

ISSN 2587-9936
eISSN 0000-0000

**ИНФ ОКОММУНИКАЦИОН НЫ Е
И
РАДИОЭЛЕКТРОННЫ Е
ТЕХНОЛОГИИ**

**Infocommunications
and
Radio Technologies**

**Том 8
№ 5**

**Vol. 8
No. 5**

2025

ИНФОРМАЦИОННЫЕ и РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ

2025

Том 8

№ 5

Журнал основан в 2018 г.
Выходит 4 раза 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)

Кононов А. А., Усков Г. К.

Способы теоретического расчета векторной структуры
электромагнитного поля в ближней зоне апертурного излучателя 687

Нобрецов А. М., Величина А. С., Усков Г. К.

Математическое моделирование переходных процессов
в базе полупроводникового диода с накоплением заряда 704

Электроника, фотоника, приборостроение и связь (2.2)

Раков А. В.

Применение цифровых способов радиосвязи
и цифровых методов обработки сигналов
для обеспечения полетов вертолетов в труднодоступных районах РФ 718

Епишева О. К., Крутиев С. В., Клещенко А. Б.

Квази-эллиптический полосно-пропускающий фильтр 747

Нестеренко А. И., Полубоярцев В. О., Еськов А. А., Лукьянчиков А. В.

Особенности моделирования пролетного клистрона в среде VPython 763

Жидков А. Ю., Овчинникова Е. В.

Излучатель антенной решетки спутниковой телекомандной системы 777

Букин С. П., Крутиев С. В., Губский Д. С.

Полосно-пропускающий SIW-фильтр с шестью
перекрестно связанными резонаторами 787

Иванова И. Н., Кравченко В. И., Ячменов А. А.

Исследование характеристик управляемых метаповерхностей,
содержащих слои диоксида ванадия и графена 804

Бармин В. В., Романченко И. В.

Параметры фотопроводящего полупроводникового коммутатора
при работе на пониженное сопротивление 821

История науки и техники (5.6.6)

Криворучко Ю. Т.

50 лет в строю Всесоюзного научно-исследовательского
института радиоаппаратуры (ВНИИРА) 835

INFOCOMMUNICATIONS and RADIO TECHNOLOGIES

2025

Vol. 8

No. 5

The journal was founded in 2018
Published 4 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

A. A. Kononov and G. K. Uskov

Methods of Theoretically Calculating the Vector Structure
of the Electromagnetic Field in the Near Zone of an Aperture Radiator687

A. M. Bobreshov, A. S. Velichkina, and G. K. Uskov

Mathematical Modeling of Transient Processes in the Base
of a Semiconductor Step Recovery Diode 704

Electronics, photonics, instrumentation and communications

A. V. Rakov

Application of Digital Radio Communication Methods
and Digital Signal Processing Methods to Ensure Helicopter Flights
in Hard-to-Reach areas of the Russian Federation 718

O. K. Episheva, S. V. Krutiev, and A. B. Kleshchenkov

Quasi-Elliptic Band-Pass Filter 747

A. I. Nesterenko, V. O. Poluboyartsev, A. A. Eskov, and A. V. Lukyanchikov

Features of Klystron Simulation in VPython763

A. Yu. Zhidkov and E. V. Ovchinnikova

Satellite Telecommand System Emitter777

S. P. Bukin, S. V. Krutiev, and D. S. Gubsky

Bandpass SIW Filter with Six Cross-Coupled Resonators787

I. N. Ivanova, V. I. Kravchenko, and A. A. Yachmenov

Investigation of the Characteristics of Controlled Metasurfaces
Containing Layers of Vanadium Dioxide and Graphene804

V. V. Barmin and I. V. Romanchenko

Parameters of a Photoconductive Semiconductor Switch
when Operating at Low Resistance 821

History of science and technology

Yu. T. Krivoruchko

Fifty Years in the Troops of All-Union Scientific Research
Institute of Radio Equipment 835

Способы теоретического расчета векторной структуры электромагнитного поля в ближней зоне апертурного излучателя

Кононов А. А., Усков Г. К.

Воронежский государственный университет

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

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

Получено: 20 мая 2025 г.

Отрецензировано: 29 мая 2025 г.

Принято к публикации: 29 мая 2025 г.

Аннотация: В работе излагается анализ и сопоставление различных методов аналитического вычисления пространственной зависимости векторов электромагнитного поля, создаваемого апертурной антенной в ближней зоне. Выполнен литературный обзор способов теоретического расчета излучения апертуры с заданным граничным распределением поля в частотной области, на основе которого они разделены на две большие группы. Методики первого типа базируются на отдельном рассмотрении каждой компоненты поля с использованием скалярного волнового уравнения, в то время как второй, более обширный класс методов существенным образом опирается на векторные эффекты; кроме того, все способы сравниваются по объему необходимой для их задействования информации. Рассмотрен пример с конкретной электродинамической моделью, позволяющий осуществить количественное сопоставление характеристик точности перечисленных в работе расчетных соотношений. Также приводятся основные результаты из области альтернативных подходов, основанных на расчете импульсных характеристик во временной области.

Ключевые слова: апертурная теория, расчет электромагнитного излучения, краевые задачи, волновые уравнения, функция Грина, анализ ближнего поля.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Кононов А. А., Усков Г. К. Способы теоретического расчета векторной структуры электромагнитного поля в ближней зоне апертурного излучателя // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2025. Т. 8, № 5. С. 687—703.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Кононов, А. А. Способы теоретического расчета векторной структуры электромагнитного поля в ближней зоне апертурного излучателя / А. А. Кононов, Г. К. Усков // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. — 2025. — Т. 8, № 5. — С. 687—703.

1. Введение

Большое значение апертурной теории в современных радиотехнических исследованиях, связанных с анализом электромагнитных полей, излучаемых разнообразными устройствами, объясняется тем обстоятельством, что она обладает высокой общностью относительно структуры источника радиоволн, расположения точки наблюдения, а также частотного диапазона рассматриваемых процессов. Возможность получать и использовать единообразные выражения, форма которых не зависит от вышеперечисленных факторов, делает апертурный подход весьма удобным прикладным инструментом как численного, так и аналитического решения электродинамических задач. Дополнительный интерес к апертурным приемно-передающим антеннам в последнее время вызван увеличением актуальности разработок в области сверхширокополосных сигналов [1]; в частности, в ряде случаев возникает необходимость расчета излучения апертур нетривиальных форм, не сводящихся к фрагментам плоских поверхностей (см., например, работу [2], а также приведенный там список литературы).

Несмотря на свое значительное разнообразие, все методы апертурной теории имеют одну общую черту: при их применении пространство разделяется на две области, одна из которых включает в себя все неоднородности, источники электромагнитного излучения и так далее, а вторая (т. н. счетный объем) представляет собой свободную среду распространения волн, отгороженную от первой области некоторой замкнутой поверхностью S , характеризующейся тем или иным распределением граничного поля (сформировавшимся на ней с учетом действия содержимого первой области), которое должно полностью определять излучение при любом расположении точки наблюдения в счетном объеме V (сам этот термин происходит от словосочетания *computational volume*, используемого для обозначения аналогичного понятия в англоязычной справочной литературе по средам численного электродинамического моделирования, нередко использующимся для исследования апертурных излучателей и верификации относящихся сюда теоретических результатов). Более того, часто поле полагается нулевым на всех частях S , кроме одного участка поверхности, который и называется апертурой S_a .

В остальном же методики расчета полей апертур обладают большим многообразием (в частности, существует даже ряд результатов для ведения анализа сразу во временной, а не частотной области — см., например, [3]). Целью настоящей работы является составить единообразное изложение основных точных соотношений апертурной теории, при этом выделяя их особенности и стремясь сохранить наибольшую общность и строгость.

2. Обзор точных решений прямых задач апертурной теории в частотной области

В этом разделе, как акцентировано в его названии, будут рассмотрены методы анализа полей апертурных излучателей в частотной области; кроме того, в рамках данной работы мы в целом ограничиваемся разбором т. н. прямых задач, то есть таких, в которых известно граничное условие на апертуре и требуется определить создаваемое им излучение (стоит, однако, упомянуть, что решение обратных задач, то есть восстановление свойств поверхностного излучателя по закону распределения его поля в ближней зоне, как показали недавние исследования [4], может быть выполнено с помощью специальных методов, в основе которых должны лежать наиболее точные расчетные соотношения для решения опять-таки прямых задач).

Итак, рассматривая комплексные амплитуды векторов электромагнитного поля $\mathbf{E}$ и $\mathbf{H}$, запишем для них систему уравнений Максвелла

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{rot } \mathbf{E} = -i\omega\mu_0\mathbf{H} - \mathbf{j}_m, \quad \text{div } \mathbf{E} = \frac{\rho_e}{i\omega\epsilon\epsilon_0}, \\ \text{rot } \mathbf{H} = i\omega\epsilon\epsilon_0\mathbf{E} + \mathbf{j}_e, \quad \text{div } \mathbf{H} = \frac{\rho_m}{i\omega\mu_0}, \end{array} \right. \quad (1)$$

содержащую «магнитные токи и заряды», вводимые фиктивным образом для того чтобы сделать некоторые вычисления более симметричными и удобными [5]. В рамках апертурной теории по умолчанию предполагается отсутствие источников в счетном объеме; при таком условии из (1) выводится, как известно, однородное волновое уравнение Гельмгольца [3]. Напомним вкратце этот вывод, потому что одно из промежуточных выражений, которые возникнут при этом, еще потребуется нам в дальнейшем.

Применим операцию ротора к первому уравнению в (1), воспользуемся известным тождеством векторного анализа [6]:

$$\text{rot rot } \mathbf{E} = \text{grad div } \mathbf{E} - \Delta \mathbf{E}, \quad (2)$$

чтобы (при отсутствии источников и с учетом других уравнений из (1)) получить

$$-i\omega\mu_0 \text{rot } \mathbf{H} = -i\omega\mu_0 \cdot i\omega\epsilon\epsilon_0\mathbf{E} = k^2\mathbf{E} = -\Delta \mathbf{E} \Rightarrow \Delta \mathbf{E} + k^2\mathbf{E} = \mathbf{0}, \quad (3)$$

что и требовалось. Принимая также во внимание вид оператора Лапласа в декартовых координатах, замечаем, что уравнение Гельмгольца (3) справедливо по отдельности для каждой из скалярных компонент векторного поля $\mathbf{E}$. Следовательно, прежде всего, к нему могут быть применены разработанные в математической физике методы решения краевых задач для волнового уравнения. Рассмотрим их подробнее.

2.1. Скалярные модели

2.1.1. *Формула Гельмгольца — Грина — Кирхгофа.* Для краткости введем обозначение

$$\psi = \frac{e^{-ikR}}{R}, \quad R = |\mathbf{R}|, \quad \mathbf{R} = \mathbf{r} - \mathbf{r}_a, \quad (4)$$

где $\mathbf{r}_a$ — точка на апертуре;

$\mathbf{r}$ — точка наблюдения. Тогда применение интегральных теорем Грина [6] позволяет прийти к общей формуле [2, 5, 7]

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}) = \iint_{S_a} \left(\mathbf{E}_a(\mathbf{r}_a) \cdot \frac{\partial \psi}{\partial \mathbf{n}_a} - \psi \cdot \frac{\partial \mathbf{E}_a}{\partial \mathbf{n}_a} \right) \frac{dS_a}{4\pi}, \quad (5)$$

где $\mathbf{E}_a$ — значения поля на апертуре;

$\mathbf{n}_a$ — внутренняя (!) нормаль, т. е. единичный вектор, направленный из-за апертуры в счетный объем и перпендикулярный участку dS_a .

Выражение (5) есть первое из представленных в настоящей работе основных расчетных соотношений, которое мы будем далее называть формулой Гельмгольца — Грина — Кирхгофа (сокращенно ГГК) по именам исследователей, с которыми ее связывают в литературе. Несмотря на векторный характер, формула ГГК справедлива для каждой из декартовых компонент E_x, E_y, E_z , как и вообще для всех скалярных решений уравнения Гельмгольца, поэтому мы относим ее к скалярным моделям апертурной теории.

Один из недостатков формулы ГГК — невозможность произвольно-го одновременного задания значений поля и его нормальной производной на апертуре: для корректности задачи они должны быть согласованы друг с другом, что приводит к необходимости использовать дополнительные качественные предположения и/или приближения [2]. Дело в том, что, зафиксировав только само поле $\mathbf{E}_a$ (или, наоборот, только его производную), мы уже на самом деле полностью определяем излучение рассматриваемой апертуры. Подробнее это будет рассмотрено далее (отдельно нам еще предстоит обсудить вопрос о том, какой минимальный набор информации о граничных условиях является достаточным для расчета полей).

Более общий вид выражению (5) можно придать, заменив всюду в нем $(\psi / 4\pi)$ на более общую функцию Грина

$$G(\mathbf{r}, \mathbf{r}_a) = \frac{\psi}{4\pi} + g = \frac{e^{-ik|\mathbf{r}-\mathbf{r}_a|}}{4\pi|\mathbf{r}-\mathbf{r}_a|} + g(\mathbf{r}, \mathbf{r}_a), \quad \Delta_{\mathbf{r}_a} g + k^2 g = 0 \quad (6)$$

где за счет поправки g (непрерывно дифференцируемой при $\mathbf{r}_a = \mathbf{r}$) можно добиться тех или иных граничных условий для G .

2.1.2. *Формулы Гельмгольца — Грина — Дирихле и Гельмгольца — Грина — Неймана.* Потребовав обращения в ноль самой функции Грина во всех точках апертуры S_a , мы избавимся от 2-го слагаемого в (5), получая выражение поля через его граничные значения:

$$\mathbf{E} = \iint_{S_a} \frac{\partial G_1}{\partial \mathbf{n}_a} \mathbf{E}_a \frac{dS_a}{4\pi} = \iint_{S_a} \mathbf{E}_a(\mathbf{r}_a) (\mathbf{n}_a, \vec{\nabla}_{\mathbf{r}_a} G_1(\mathbf{r}, \mathbf{r}_a)) \frac{dS_a}{4\pi}, \quad G_1|_{\mathbf{r}_a \in S_a} = 0; \quad (7)$$

соотношение (7) дает, по сути, решение краевой задачи 1-го рода, или задачи Дирихле, поэтому мы будем называть его формулой Гельмгольца — Грина — Дирихле (ГГД).

Если же, напротив, подобрать функцию Грина так, чтобы в ноль обращалась ее нормальная производная на апертуре, придем к альтернативному способу вычисления $\mathbf{E}$, а именно

$$\mathbf{E} = - \iint_{S_a} \frac{\partial \mathbf{E}_a}{\partial \mathbf{n}_a} G_2 \frac{dS_a}{4\pi} = - \iint_{S_a} G_2 \cdot (\mathbf{n}_a, \vec{\nabla}_{\mathbf{r}_a} \mathbf{E}_a) \frac{dS_a}{4\pi}, \quad \vec{\nabla}_{\mathbf{r}_a} G_2|_{\mathbf{r}_a \in S_a} = 0; \quad (8)$$

так как это решение краевой задачи 2-го рода (задачи Неймана), мы назовем (8) формулой Гельмгольца — Грина — Неймана (ГГН).

2.1.3. *Случай плоской апертуры.* Для плоской апертуры S_a несложно получить явный вид функций Грина для краевых задач 1-го и 2-го рода: в этом случае оказывается применима аналогия метода отражений из области электростатики [2]. Положив для определенности, что S_a располагается в плоскости xOy , имеем

$$G_1(\mathbf{r}, \mathbf{r}_a) = \frac{e^{-ik|\mathbf{r}-\mathbf{r}_a|}}{4\pi|\mathbf{r}-\mathbf{r}_a|} - \frac{e^{-ik|\mathbf{r}_1-\mathbf{r}_a|}}{4\pi|\mathbf{r}_1-\mathbf{r}_a|}, \quad \mathbf{r} = (x; y; z), \quad \mathbf{r}_1 = (x; y; -z), \quad (9)$$

$$G_2(\mathbf{r}, \mathbf{r}_a) = \frac{e^{-ik|\mathbf{r}-\mathbf{r}_a|}}{4\pi|\mathbf{r}-\mathbf{r}_a|} + \frac{e^{-ik|\mathbf{r}_1-\mathbf{r}_a|}}{4\pi|\mathbf{r}_1-\mathbf{r}_a|}; \quad (10)$$

подстановка (9)—(10) в (7)—(8) соответственно дает

$$\mathbf{E} = \iint_{S_a} 2\mathbf{E}_a \left(ik + \frac{1}{R} \right) (\mathbf{n}_a, \mathbf{e}_R) \psi \cdot \frac{dS_a}{4\pi} = \iint_{S_a} 2 \frac{\partial \psi}{\partial \mathbf{n}_a} \mathbf{E}_a \frac{dS_a}{4\pi}, \quad \mathbf{e}_R = \frac{\mathbf{R}}{|\mathbf{R}|}, \quad (11)$$

$$\mathbf{E} = - \iint_{S_a} 2 (\mathbf{n}_a, \vec{\nabla}_{\mathbf{r}_a} \mathbf{E}_a) \cdot \psi \cdot \frac{dS_a}{4\pi} = -2 \iint_{S_a} \frac{\partial \mathbf{E}_a}{\partial \mathbf{n}_a} \cdot \psi \cdot \frac{dS_a}{4\pi}. \quad (12)$$

Складывая или вычитая выражения (11) и (12) и выполняя деление получившейся конструкции на 2, мы можем получить еще две интегральных формулы для плоской апертуры:

$$\mathbf{E} = \iint_{S_a} \left(\mathbf{E}_a \cdot \left(ik + \frac{1}{R} \right) (\mathbf{n}_a, \mathbf{e}_R) - \frac{\partial \mathbf{E}_a}{\partial \mathbf{n}_a} \right) \cdot \boldsymbol{\psi} \cdot \frac{dS_a}{4\pi}, \quad (13)$$

$$\mathbf{0} = \iint_{S_a} \left(\mathbf{E}_a \cdot \left(ik + \frac{1}{R} \right) (\mathbf{n}_a, \mathbf{e}_R) + \frac{\partial \mathbf{E}_a}{\partial \mathbf{n}_a} \right) \cdot \boldsymbol{\psi} \cdot \frac{dS_a}{4\pi}, \quad (14)$$

причем (13) по сути является конкретизацией (5).

Разумеется, совершенно аналогичные формулы ГГК, ГГД и ГГН могут быть записаны и для поля $\mathbf{H}$, поскольку скалярные модели являются достаточно абстрактными и, как уже говорилось, не зависят ни от физического смысла полей, ни от их векторного характера. Иначе дело обстоит с другим классом методов решения прямых задач апертурной теории, к обзору которых мы теперь и переходим.

2.2. Векторные модели

Вернемся к соотношению (2), на основе которого уравнение Гельмгольца (3) можно переписать в виде следующего векторного волнового уравнения [8]:

$$\text{rot rot } \mathbf{E} - k^2 \mathbf{E} = \mathbf{0}; \quad (15)$$

оно, в отличие от (15), уже существенным образом зависит от векторной природы поля $\mathbf{E}$ и подробно обсуждается, например, в [8]. Ниже мы перечислим модели, основанные на использовании специфики уравнений Максвелла (т. е. уже не являющиеся непосредственными следствиями произвольных решений уравнения Гельмгольца).

2.2.1. Формулы Стрэттона — Чу — Максвелла. Прежде всего, следует упомянуть расчетные формулы, которое впервые получили J. A. Stratton и L. J. Chu:

$$\mathbf{E} = \iint_{S_a} \left(\left[[\mathbf{n}_a, \mathbf{E}_a], \vec{\nabla} \psi \right] + (\mathbf{n}_a, \mathbf{E}_a) \vec{\nabla} \psi - i\omega\mu\mu_0 [\mathbf{n}_a, \mathbf{H}_a] \psi \right) \frac{dS_a}{4\pi}, \quad (16)$$

$$\mathbf{H} = \iint_{S_a} \left(\left[[\mathbf{n}_a, \mathbf{H}_a], \vec{\nabla} \psi \right] + (\mathbf{n}_a, \mathbf{H}_a) \vec{\nabla} \psi + i\omega\mu\mu_0 [\mathbf{n}_a, \mathbf{E}_a] \psi \right) \frac{dS_a}{4\pi}. \quad (17)$$

Мы будем называть их формулами Стрэттона — Чу — Максвелла (СЧМ), подчеркивая, во-первых, их существенную связь с особенностями волновых полей, удовлетворяющих системе (1), и стремясь отличить их в наименовании от последующих модификаций и усовершенствований, которые будут приведены несколько позже.

С выводом выражений (16)—(17) можно ознакомиться, например, в [5, 7], а также в книге [9], являющейся, по всей видимости, первоисточником. Как можно видеть, они выражают поле через его нормальные и тангенциальные компоненты на апертуре. Здесь мы вновь сталкиваемся с затруднением, аналогичным описанному в замечаниях к формуле ГГК: вышеуказанные граничные условия не могут быть, вообще говоря, заданы произвольным образом независимо друг от друга. Причина в том, что, как станет ясно из дальнейшего, на деле достаточно задать только тангенциальные компоненты полей на границе, чтобы полностью определить излучения рассматриваемой апертуры; отметим, что это очередной (и при этом даже не последний) шаг в направлении сокращения сведений, необходимых для составления корректной краевой задачи (подчеркнем еще раз, что формулы СЧМ справедливы только ввиду дополнительных ограничений, накладываемых уравнениями Максвелла на исследуемые поля).

2.2.2. Формулы Стрэттона — Чу — Коттлера. В силу своей специфики, этот метод не очень удобен для практического применения, поэтому он будет описан вкратце. Как показал *F. Kottler* [5, 7, 9], посредством введения фиктивных токов и зарядов (как электрических, так и магнитных), сосредоточенных на контуре C_a , представляющим собой границу апертурной поверхности S_a , можно добиться непрерывности заданного граничного распределения полей при переходе через эту линию. При этом выражения (16) и (17) приобретают поправки, имеющие вид контурных интегралов:

$$\mathbf{E} = \mathbf{E}_{\text{СЧМ}} - \frac{1}{4\pi} \oint_{C_a} \frac{\vec{\nabla}\psi}{i\omega\epsilon\epsilon_0} \cdot (\mathbf{H}_a, d\vec{l}), \quad (18)$$

$$\mathbf{H} = \mathbf{H}_{\text{СЧМ}} + \frac{1}{4\pi} \oint_{C_a} \frac{\vec{\nabla}\psi}{i\omega\mu\mu_0} \cdot (\mathbf{E}_a, d\vec{l}); \quad (19)$$

мы будем называть (18) и (19) формулами Стрэттона — Чу — Коттлера (СЧК). Их недостаток очевиден: требуется знать значения поля в точках границы апертуры, что может быть отчасти затруднительно в случае, когда мы вынуждены получать эти данные по результатам численного моделирования (например, в фиксированной дискретной сетке точек).

2.2.3. Формулы Стрэттона — Чу — Фельда. Большее прикладное значение имеет еще одна модификация [10], полученная Я. Н. Фельдом путем использования несколько иных интегральных и векторных преобразований, нежели те, которые привели к (16)—(17). Эти выражения (которые также могут быть выведены преобразованием формул СЧК — по этому поводу см., например, [7]) имеют вид

$$\mathbf{E} = \iint_{S_a} \left(\left[[\mathbf{n}_a, \mathbf{E}_a], \vec{\nabla} \psi \right] - i\omega\mu\mu_0 [\mathbf{n}_a, \mathbf{H}_a] \psi + \frac{([\mathbf{n}_a, \mathbf{H}_a], \vec{\nabla}) \vec{\nabla} \psi}{i\omega\epsilon\epsilon_0} \right) \frac{dS_a}{4\pi}, \quad (20)$$

$$\mathbf{H} = \iint_{S_a} \left(\left[[\mathbf{n}_a, \mathbf{H}_a], \vec{\nabla} \psi \right] + i\omega\epsilon\epsilon_0 [\mathbf{n}_a, \mathbf{E}_a] \psi - \frac{([\mathbf{n}_a, \mathbf{E}_a], \vec{\nabla}) \vec{\nabla} \psi}{i\omega\mu\mu_0} \right) \frac{dS_a}{4\pi}; \quad (21)$$

мы будем называть их формулами Стрэттона — Чу — Фельда (СЧФ). Выражения (20)—(21) позволяют сделать важный теоретический вывод, который уже был анонсирован ранее: из них следует, что комплексные амплитуды векторов напряженностей электромагнитного поля полностью определяются (в любой точке счетного объема) значениями своих тангенциальных компонент на апертурной поверхности. Однако, как будет сейчас показано, и это еще не предел в выявлении возможной избыточности граничных условий.

2.2.4. Формулы Гюйгенса — Лава — Щелкунова. Итак, мы наконец приступаем к изложению модели, использующей для расчета полей необходимый минимум информации об их апертурном распределении и основанной на теореме единственности решения уравнений Максвелла (которую впервые исследовали, насколько известно, А. Е. Н. Love и С. А. Щелкунов). Как утверждает эта теорема, оба поля $\mathbf{E}$ и $\mathbf{H}$ полностью и однозначно определяются внутри счетного объема, если на границе его задано распределение тангенциальной компоненты какого-либо одного из них. Один из вариантов доказательства приводится в [10], где также указано, что в общем случае практическое применение этой теоремы требует предварительного решения вспомогательной электродинамической задачи, в которой апертура заменяется на бесконечно проводящую поверхность с распределением поверхностных плотностей токов, зависящим от исходных граничных значений полей на ней. Для решения таких задач может быть применен метод диадных функций Грина, изложенный, например, в [8]; получаемые в итоге расчетные соотношения мы будем называть формулами Гюйгенса — Лава — Щелкунова (ГЛЩ), подчеркивая, что именно они дают окончательное решение задачи об излучении поверхности с непрерывным распределением поля, обобщая таким образом принцип Гюйгенса и концепцию волнового фронта, состоящего из вторичных источников. При этом, в зависимости от того, какое из двух полей было оставлено в качестве граничного распределения, логично ввести дополнительное подразделение на «формулы Гюйгенса — Лава — Щелкунова по электрическому или по магнитному полю» (ГЛЩ- E и ГЛЩ- H) соответственно.

2.2.5. Случай плоской апертуры. Для плоской апертурной поверхности (как и выше, расположенной в плоскости xOy), явный вид формул ГЛЩ можно найти из следующих соображений.

Пусть сначала в качестве граничного условия используется тангенциальная компонента $\mathbf{E}_t$ вектора $\mathbf{E}$. Тогда (см. доказательства теорем единственности и т. п. в [10]) эквивалентный эффект окажет заменяющая собой апертуру поверхность с бесконечной электрической проводимостью и распределением поверхностных магнитных токов по закону

$$\mathbf{j}_{mS}(\mathbf{r}_a) = -[\mathbf{n}_a, \mathbf{E}_t(\mathbf{r}_a)]. \quad (22)$$

Для нас сейчас принципиально то, что поверхность предполагается бесконечно проводящей, так что она оказывает экранирующий эффект, а вне ее (в счетном объеме) поле может быть найдено по аналогии с методом отражений, применительно к плоской апертуре уже упоминавшимся выше. Поскольку магнитная тангенциальная составляющая в этом расчете как бы не участвует, на основе (20) получаем, подобно выводу (11) из (5), следующее выражение:

$$\mathbf{E} = 2 \iint_{S_a} [[\mathbf{n}_a, \mathbf{E}_a], \vec{\nabla} \psi] \frac{dS_a}{4\pi} = 2 \iint_{S_a} [[\mathbf{n}_a, \mathbf{E}_a], \mathbf{e}_R] \left(ik + \frac{1}{R} \right) \psi \cdot \frac{dS_a}{4\pi}; \quad (23)$$

это и есть формула ГЛЩ- E для плоской апертуры. Продолжая анализировать сходство взаимосвязи (23) с (20) и (11) с (5), заметим, что ГГН (12) может быть получена на основе сопоставления ГГД (11) с ГГК (13). В данном же случае, аналогично, сравнивая (23) и (20), находим

$$\mathbf{E} = 2 \cdot \iint_{S_a} \left(-i\omega\mu_0 [\mathbf{n}_a, \mathbf{H}_a] \psi + \frac{([\mathbf{n}_a, \mathbf{H}_a], \vec{\nabla}) \vec{\nabla} \psi}{i\omega\epsilon\epsilon_0} \right) \frac{dS_a}{4\pi}; \quad (24)$$

это соотношение является формулой ГЛЩ- H для плоской апертуры, потому что оно выражает поле $\mathbf{E}$ через тангенциальные компоненты $\mathbf{H}$.

По симметрии выпишем также ГЛЩ- E и ГЛЩ- H для расчета поля $\mathbf{H}$:

$$\mathbf{H} = 2 \iint_{S_a} \left(i\omega\epsilon\epsilon_0 [\mathbf{n}_a, \mathbf{E}_a] \psi - \frac{([\mathbf{n}_a, \mathbf{E}_a], \vec{\nabla}) \vec{\nabla} \psi}{i\omega\mu\mu_0} \right) \frac{dS_a}{4\pi}; \quad (25)$$

$$\mathbf{H} = 2 \iint_{S_a} [[\mathbf{n}_a, \mathbf{H}_a], \vec{\nabla} \psi] \frac{dS_a}{4\pi} = 2 \iint_{S_a} [[\mathbf{n}_a, \mathbf{H}_a], \mathbf{e}_R] \left(ik + \frac{1}{R} \right) \psi \frac{dS_a}{4\pi}; \quad (26)$$

$$\vec{\nabla} \psi = \vec{\nabla}_{\mathbf{r}_a} \frac{e^{-ik|\mathbf{r}-\mathbf{r}_a|}}{|\mathbf{r}-\mathbf{r}_a|} = \left(ik + \frac{1}{R} \right) \frac{e^{-ikR}}{R} \cdot \frac{\mathbf{r}-\mathbf{r}_a}{|\mathbf{r}-\mathbf{r}_a|} = \left(ik + \frac{1}{R} \right) \psi \cdot \mathbf{e}_R; \quad (27)$$

приведенное здесь представление градиента от ψ уже встречалось нам ранее. Для апертуры в плоскости xOy оно позволяет еще составить более явный вид нормальной производной от ψ :

$$\frac{\partial \psi}{\partial \mathbf{n}_a} = \left(ik + \frac{1}{R} \right) (\mathbf{n}_a, \mathbf{e}_R) \psi = \left(ik + \frac{1}{R} \right) \cdot \frac{z}{R} \cdot \frac{e^{-ikR}}{R}. \quad (28)$$

Остается окончательно конкретизировать выражения (24), (25), и (20)—(21) для указанной апертуры, установив более явную форму для входящих в них конструкций вида

$$([\mathbf{n}_a, \mathbf{H}_a], \vec{\nabla}) \vec{\nabla} \psi. \quad (29)$$

Заменяя временно векторное произведение $[\mathbf{n}_a, \mathbf{H}_a]$ на абстрактный вектор $\mathbf{a}$, выполняя дифференцирование и ряд упрощений, можно получить следующее тождество:

$$(\mathbf{a}, \vec{\nabla}) \vec{\nabla} \psi = \psi \cdot \left((\mathbf{e}_R, \mathbf{a}) \left(k^2 - \frac{3ik}{R} - \frac{3}{R^2} \right) \cdot (-\mathbf{e}_R) - \mathbf{a} \cdot \left(\frac{ik}{R} + \frac{1}{R^2} \right) \right); \quad (30)$$

поскольку $\mathbf{n}_a = \mathbf{e}_z = (0; 0; 1)^T$ (если представлять векторы как матрицы-столбцы), имеем $[\mathbf{n}_a, \mathbf{H}_a] = (-H_y; H_x; 0)^T$ и

$$\frac{([\mathbf{n}_a, \mathbf{H}_a], \vec{\nabla}) \vec{\nabla} \psi}{i\omega \epsilon \epsilon_0} = ikZ_s \left((e_{Ry}H_x - e_{Rx}H_y) A_1 \mathbf{e}_R + \begin{pmatrix} -H_y \\ H_x \\ 0 \end{pmatrix} A_2 \right) \psi, \quad (31)$$

$$\frac{([\mathbf{n}_a, \mathbf{E}_a], \vec{\nabla}) \vec{\nabla} \psi}{i\omega \mu \mu_0} = \frac{ik}{Z_s} \left((e_{Ry}E_x - e_{Rx}E_y) A_1 \mathbf{e}_R + \begin{pmatrix} -E_y \\ E_x \\ 0 \end{pmatrix} A_2 \right) \psi, \quad (32)$$

где введены коэффициенты

$$A_1 = 1 - \frac{3i}{kR} - \frac{3}{k^2 R^2}, \quad A_2 = \frac{i}{kR} + \frac{1}{k^2 R^2}, \quad (33)$$

а также использованы определения волнового числа и характеристического сопротивления среды:

$$k = \omega \sqrt{\epsilon \epsilon_0 \mu \mu_0}, \quad Z_s = \sqrt{\frac{\mu \mu_0}{\epsilon \epsilon_0}}. \quad (34)$$

Итак, в результате проведенного обсуждения было последовательно и в единой системе обозначений сформулировано 8 версий расчетных выражений для электромагнитного поля апертурного излучателя (ГГК, ГГД, ГГН, СЧМ, СЧК, СЧФ, ГЛЩ-Е, ГЛЩ-Н).

3. Пример сравнения точности различных формул

Как показало применение вышеперечисленных формул к различным конкретным ситуациям, точность в ряду «ГГД — СЧМ — СЧФ» на практике, по всей видимости, имеет тенденцию возрастать (при прочих равных условиях, в частности, при одинаковом количестве точек дискретизации области численного интегрирования). Не имея возможности вдаваться здесь в подробности серьезного сравнительного анализа рассмотренных методов, приведем один пример.

На рис. 1 показана модель антенны в виде прямоугольного металлического рупора, созданная в CST Studio Suite; график на рис. 2 дает представление о распределении поля на ее апертуре.

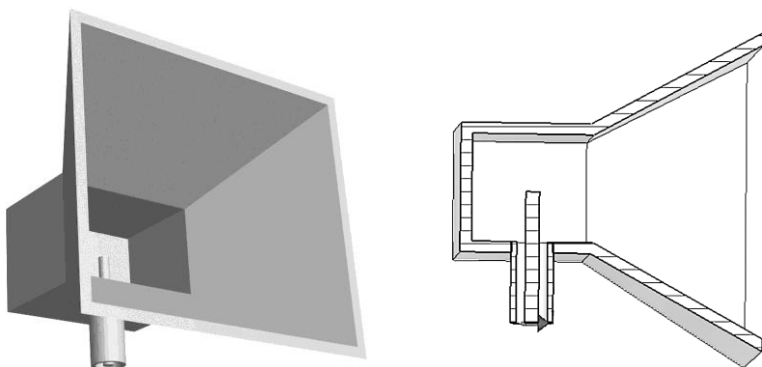


Рис. 1. Модель прямоугольной рупорной антенны.

Fig. 1. Rectangular horn antenna model

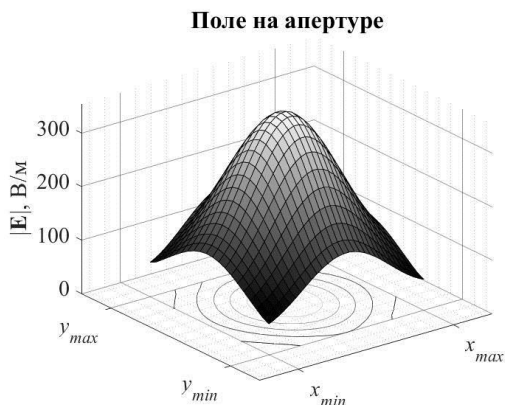


Рис. 2. Распределение величины поля на апертуре антенны.

Fig. 2. Field magnitude distribution at the antenna aperture

Размеры раскрыва рупора составляли $64,64 \times 54,64$ мм при рабочей частоте в 7 ГГц, что соответствует длине волны $\approx 42,8$ мм.

Значения поля на расстоянии 5 мм перед апертурой рупора, а также на отдалении в 46 мм от нее были экспортированы (в формате отсчетов векторных комплексных амплитуд **Е** и **Н**) для последующей обработки с дискретизацией на 30 и 20 точек по осям *Ox* и *Oy* соответственно (в пределах прямоугольной области с $|x| \leq 45,3$ мм и $|y| \leq 40,3$ мм). Второй набор значений был также рассчитан теоретически на основе первого с применением каждой из вышеприведенных формул (кроме ГГК, ГГН и СЧК, поскольку в качестве граничного распределения использовалось именно поле на апертуре, а не значения его нормальной производной или замеров в точках контура апертуры). Теоретические и экспериментальные данные сравнивались между собой, по результатам чего вычислялась оценка невязки, под которой подразумевалась усредненная относительная погрешность для вектора **Е** или **Н** соответственно. Получившиеся количественные характеристики сведены в таблицу 1.

Таблица 1. Погрешности методов расчета ближнего поля апертурной антенны.

Fig. 1. Errors of methods of aperture antenna near-field calculation

Метод			Средняя погрешность	
Обозначение	Название формулы		Поле Е	Поле Н
ГГД	Гельмгольца — Грина — Дирихле		6,6757 %	5,6269 %
СЧМ	Стрэттона — Чу — Максвелла		5,2280 %	5,2583 %
СЧФ	Стрэттона — Чу — Фельда		2,9250 %	5,3668 %
ГЛЩ-Е	Гюйгенса — Лава — Щелкунова	по полю Е	3,4245 %	6,0844 %
ГЛЩ-Н		по полю Н	4,7251 %	6,0527 %

На основе представленных данных можно сделать вывод о том, что наиболее оптимальным подходом является, скорее всего, использование формулы СЧФ (СЧМ требует больше данных о поле, а у ГЛЩ погрешность больше, вероятно, из-за того что отсутствие использования информации о поле **Н** негативно влияет на возможности усреднения и компенсации случайных погрешностей, возникающих из-за конечной точности численного моделирования). Кроме того, точность вычисления поля **Н** в целом несколько меньше, чем для поля **Е** (рассчитанного по тем же данным).

4. Апертурная теория во временной области

Остановимся кратко на уже упоминавшейся выше возможности решения прямых задач апертурной теории непосредственно во временной области. Основным подходом там является метод расчета импульсных характеристик (ИХ), который проще всего будет здесь пояснить на примере соотношения, связанного с формулой ГГД для плоской апертуры, т. е. (11). Записав ее для какой-нибудь одной скалярной компоненты в виде

$$E(\mathbf{r}, \omega) = \frac{1}{2\pi} \iint_{S_a} E_a(\mathbf{r}_a, \omega) \cdot \left(\frac{1}{c} \cdot i\omega + \frac{1}{R} \right) (\mathbf{n}_a, \mathbf{e}_R) \frac{e^{-i\omega \frac{R}{c}}}{R} \cdot dS_a, \quad (35)$$

можно взять обратное преобразование Фурье и получить для напряженности электрического поля интегральное выражение

$$E(\mathbf{r}, t) = \frac{1}{2\pi} \iint_{S_a} \left(\frac{1}{c} \cdot \frac{\partial E_a(\mathbf{r}_a, \tau)}{\partial \tau} + \frac{E_a(\mathbf{r}_a, \tau)}{R} \right) \bigg|_{\tau=t-\frac{R}{c}} \cdot (\mathbf{n}_a, \mathbf{e}_R) \cdot \frac{dS_a}{R}. \quad (36)$$

Первое слагаемое в (36) описывает оказываемое антенной на сигнал «дифференцирующее воздействие». Второе слагаемое характеризует поправку, наиболее заметную в ближней зоне (и, наоборот, пренебрежимо малую при больших R); если им пренебречь, то (36) преобразуется к виду

$$\vec{E}(\mathbf{r}, t) = \frac{1}{2\pi c} \iint_{S_a} \frac{\partial \vec{E}_a(\mathbf{r}_a, \tau)}{\partial \tau} \bigg|_{\tau=t-\frac{R}{c}} \cdot \alpha \cdot \frac{1}{R} \cdot dS_a, \quad \alpha = (\mathbf{n}_a, \mathbf{e}_R), \quad (37)$$

на основе которого можно представить искомое поле как свертку

$$E(\mathbf{r}, t) = \frac{ds(t)}{dt} * E_\delta(\mathbf{r}, t) = \frac{\partial(s * E_\delta(\mathbf{r}, t))}{\partial \tau} = \bar{s}(t) * \frac{\partial E_\delta(\mathbf{r}, t)}{\partial \tau}, \quad (38)$$

где $s(t)$ — входной сигнал;

E_δ — дельта-отклик [3]:

$$E_\delta(\mathbf{r}, t) = \frac{1}{2\pi c} \iint_{S_a} \delta\left(t - \frac{R}{c}\right) \cdot \alpha \cdot \frac{1}{R} \cdot dS_a; \quad (39)$$

E_δ также в ряде работ называют импульсной характеристикой (ИХ) апертуры, а также «переходной ИХ» или «первообразной ИХ» (потому что в (38), кроме свертки, входит еще произведение), а величину α — «поляризационным множителем». Применение (39) основано на раскрытии определения дельта-функции нелинейного многомерного аргумента с целью аналитического вычисления поверхностного интеграла.

При необходимости анализа неплоских апертур обычно используют более или менее непосредственное обобщение формулы (39) или (36). Напомним, однако, что обе они верны лишь для плоской апертуры, так что подобные подходы не относятся к полностью строгим. Большей теоретической корректностью обладает вычисление поля для частот в рассматриваемом диапазоне с последующим взятием обратного преобразования Фурье для возвращения во временную область.

5. Заключение

В работе был последовательно и подробно изложен обзор разных методов, позволяющих получить точное и математически строгое решение прямой задачи апертурной теории, то есть осуществить расчет поля излучения в произвольной точке счетного объема на основе заданных значений на его границе. Основное внимание уделено подходам, имеющим отношение к анализу в частотной области: введена их классификация (включающая как скалярные модели, сводящиеся, в сущности, к покомпонентному применению стандартных приемов из теории дифференциальных уравнений в частных производных, так и более специализированные рассмотрения, учитывающие векторный характер электромагнитного поля), в рамках которой выделено восемь наиболее важных расчетных соотношений. Для часто встречающегося и имеющего большую практическую актуальность случая плоской апертурной поверхности выполнены некоторые упрощения и преобразования с целью конкретизации формул.

Сделаны необходимые замечания по поводу минимального объема сведений о граничном распределении поля, позволяющих найти его внутри пространства возможных расположений точки наблюдения. Предоставлен пример апертурного антенного устройства, на основе численного электродинамического моделирования которого проведено сравнение количественных характеристик точности вышеуказанных расчетных соотношений. Кроме того, рассмотрены некоторые достигнутые в предшествующих исследованиях результаты, связанные с расчетом полей апертурных излучателей во временной области.

Благодарности

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского научного фонда, проект № 24-19-00891, <https://rscf.ru/project/24-19-00891/>. Для выполнения численных расчетов и верификации теоретических преобразований с помощью систем компьютерной алгебры в работе использовалось оборудование учебно-научного дизайн-центра проектирования радиозлектронных 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. Lin Y.-C., Hung K.-J. Compact Ultrawideband Rectangular Aperture Antenna and Band-Notched Designs // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2006. Vol. 54, no. 11. P. 3075–3081.
2. Кононов А. А., Усков Г. К. Методика аналитического расчета полей излучения апертур произвольной формы. В сб. : XI Междунар. заочн. научно-техн. конф. «Информационные технологии. Радиоэлектроника. Телекоммуникации» — ITRT-2024 (Тольятти, 29 нояб. 2024 г.). 2025. С. 212—223.
3. Кононов А. А., Смусева К. В., Усков Г. К. Методика аналитического вычисления дельта-отклика для электромагнитного поля, созданного произвольным пространственным распределением токов. В сб. : XXXI Междунар. научно-техн. конф. «Радиолокация, навигация, связь» — RLNC*2025 (Воронеж, 15—17 апр. 2025 г.). 2025. Т. 4. С. 140—149.
4. Кононов А. А., Усков Г. К. Исследование возможности восстановления формы поверхностного излучателя по структуре поля в ближней зоне. В сб. : XXXI Междунар. научно-техн. конф. «Радиолокация, навигация, связь» — RLNC*2025 (Воронеж, 15—17 апр. 2025 г.). 2025. Т. 4. С. 126—130.
5. Айзенберг Г. З. Антенны ультракоротких волн. М. : Связьиздат, 1957. 699 с.
6. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров. 2-е изд. М. : Наука, 1970. 720 с.
7. Виноградова М. Б., Руденко О. В., Сухоруков А. П. Теория волн. М. : Наука, 1979. 384 с.
8. Tai C.-T. Dyadic Green Functions in Electromagnetic Theory. 2nd ed. IEEE Press, 1994. 343 p.
9. Стрэттон Дж. А. Теория электромагнетизма. М. : ОГИЗ, 1948. 540 с.
10. Фельд Я. Н., Бененсон Л. С. Антенны сантиметровых и дециметровых волн. Ч. 1. М. : Изд. ВВИА им. проф. Н. Е. Жуковского, 1955. 208 с.

Информация об авторах

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

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

Methods of Theoretically Calculating the Vector Structure of the Electromagnetic Field in the Near Zone of an Aperture Radiator

A. A. Kononov and G. K. Uskov

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

Received: May 20, 2025

Peer-reviewed: May 29, 2025

Accepted: May 29, 2025

Abstract: This paper analyzes and compares various methods of analytically calculating the spatial dependence of vectors of the electromagnetic field generated by an aperture antenna in the near zone. A literature review of methods of theoretical computation of aperture radiation with a given boundary field distribution in the frequency domain is performed, on the basis of which they are divided into two large groups. Methods of the first type are based on a separate consideration of each field component using the scalar wave equation, while the second, more extensive, class of methods relies substantially on the vector effects; in addition, all methods are compared in terms of the amount of information required for their use. An example with a specific electrodynamic model is considered, which makes it possible to carry out a quantitative accuracy characteristics comparison for the computational relations listed in the paper. The main results from the field of alternative approaches based on the calculation of impulse responses in the time domain are also given.

Keywords: aperture theory, calculation of electromagnetic radiation, boundary value problems, wave equations, Green's function, near field analysis.

For citation (IEEE): A. A. Kononov and G. K. Uskov, "Methods of Theoretically Calculating the Vector Structure of the Electromagnetic Field in the Near Zone of an Aperture Radiator," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 8, no. 5, pp. 687–703, 2025, doi: 10.21227/em4m-8686. (In Russ.).

References

- [1] Y.-C. Lin and K.-J. Hung, "Compact Ultrawideband Rectangular Aperture Antenna and Band-Notched Designs," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, no. 11, pp. 3075–3081, 2006.
- [2] A. A. Kononov and G. K. Uskov, "Methodology for analytical calculation of fields radiated by arbitrarily shaped apertures," in *Proc. XI International distant scientific-technical Information technology, Radio electronics, Telecommunications conference*, Tolyatti, Russia, 29 Nov. 2024, pp. 212–223, 2025. (In Russ.).

- [3] A. A. Kononov, K. V. Smuseva, and G. K. Uskov, "Technique for analytical calculation of the delta-response for electromagnetic field created by arbitrary spatial distribution of currents," in *Proc. XXXI International scientific-technical Radiolocation, Navigation, Communication conference*, Voronezh, Russia, 15–17 Apr. 2025, vol. 4, pp. 140–149, 2025. (In Russ.).
- [4] A. A. Kononov, K. V. Smuseva, and G. K. Uskov, "Investigation of the possibility of reconstructing the shape of a surface radiator based on the near field structure," in *Proc. XXXI International scientific-technical Radiolocation, Navigation, Communication conference*, Voronezh, Russia, 15–17 Apr. 2025, vol. 4, pp. 126–130, 2025. (In Russ.).
- [5] G. Z. Ayzenberg, *Ultra-short wave antennas*, Moscow: Svyazizdat Publ., 1957. (In Russ.).
- [6] G. Korn, T. Korn, *Mathematical handbook for scientists and engineers*, 2nd ed., McGraw-Hill, 1968.
- [7] M. B. Vinogradova, O. V. Rudenko, and A. P. Suhorukov, *Wave Theory*, Moscow: Nauka Publ., 1979. (In Russ.).
- [8] C.-T. Tai, *Dyadic Green Functions in Electromagnetic Theory*, 2nd ed, IEEE Press, 1994.
- [9] J. Stratton, *Electromagnetic Theory*, NY: McGraw Hill Co., 1941.
- [10] Ya. N. Feld and L. S. Benenson, *Antennas for centimeter and decimeter waves*, part. 1, Moscow: VVIA Publ., 1955. (In Russ.).

Information about the authors

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

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

Математическое моделирование переходных процессов в базе полупроводникового диода с накоплением заряда

Бобрешов А. М., Величкина А. С., Усков Г. К.

Воронежский государственный университет

*Университетская пл., 1, г. Воронеж, 394018, Российская Федерация
nastyavelichkina65@gmail.com*

Получено: 20 мая 2025 г.

Отрецензировано: 27 мая 2025 г.

Принято к публикации: 27 мая 2025 г.

Аннотация: В работе получено точное аналитическое решение диффузионно-дрейфового уравнения, описывающего переходные процессы в диоде с накоплением заряда для двух фаз его работы. Рассмотрена практическая реализация математического моделирования процессов в базе диода для типовых значений физических параметров, таких как время жизни носителей заряда, длина пробега, размеры. Получены кривые распределения неосновных носителей зарядов во время фазы накопления заряда и вычислен импульс обратного тока, формируемый во время фазы восстановления обратного сопротивления. Рассмотрено влияние на результирующие характеристики некоторых нетиповых значений параметров полупроводниковой структуры и их влияние на параметры импульса обратного тока. Определено влияние сильных ускоряющего и тормозящего полей на переходные процессы в диоде и на распределение концентрации носителей заряда в базе.

Ключевые слова: диод с накоплением заряда, распределение концентрации носителей, диффузионно-дрейфовое уравнение, рассасывание заряда, вычисление плотности тока.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Бобрешов А. М., Величкина А. С., Усков Г. К. Математическое моделирование переходных процессов в базе полупроводникового диода с накоплением заряда // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2025. Т. 8, № 5. С. 704—717.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Бобрешов, А. М. Математическое моделирование переходных процессов в базе полупроводникового диода с накоплением заряда / А. М. Бобрешов, А. С. Величкина, Г. К. Усков // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. — 2025. — Т. 8, № 5. — С. 704—717.

1. Введение

Одним из основных применений полупроводникового диода с накоплением заряда (ДНЗ) являются схемы генерации сверхкоротких импульсов (СКИ) [1]. СКИ имеют множество достоинств: широкий спектр, позволяющий достичь больших скоростей передачи данных в системах связи или высокой разрешающей способности в системах локации; высокая проникающая способность, благодаря которой радиосвязь можно организовать в сложной электромагнитной обстановке, а также большие расстояния распространения.

Использование схем с ДНЗ позволяет формировать импульсы, подходящие для решения различных радиофизических задач: в системах связи формируются СКИ с низкой амплитудой для соблюдения требований к спектральной маске [2], в системах локации, наоборот, наиболее интересны импульсы с высокой амплитудой, обеспечивающие большие расстояния распространения [3]; для систем научных исследований с помощью ДНЗ формируются сигналы с амплитудой порядка нескольких киловольт [4]. Также стоит отметить интерес к применению ДНЗ для нестандартных задач, например, в биомедицинских приложениях [5].

Однако, при всех вышеописанных преимуществах и возможностях использования ДНЗ в различных приложениях, основным недостатком, останавливающим развитие технологий, основанных на применении полупроводниковых структур с резким восстановлением обратного сопротивления, является высокая сложность проектирования устройств. Диоды обладают широким разбросом значений физических параметров, например, таких как время жизни носителей зарядов. На работу в импульсном режиме влияет также ряд других параметров, например, коэффициент диффузии, прямое измерение которых напрямую является технологически сложным и экономически затратным, в связи с этим ведущие производители ДНЗ не предоставляют этой информации о своем продукте. Соответственно, при проектировании, разработчики сталкиваются с тем, что результаты моделирования не совпадают с характеристиками создаваемого на их основе макета.

В связи с этим в работе приведено точное решение уравнений, описывающих переходные процессы в ДНЗ, рассматриваются влияния различных физических параметров самих диодов и полей, возникающих в них в результате использования в различных схемах. Также предлагаются методы численных реализаций вычислений и рассматриваются возможности получения некоторых недостающих параметров полупроводниковой структуры.

2. Постановка задачи и основные соотношения

Итак, в области генерации сверхкоротких импульсов в схемах с использованием ДНЗ наибольший интерес представляет точный расчет переходных характеристик в базе диода. Как правило, известен импульс запускаящего тока (который формируется схемой генерации), а интерес для вычислений представляет собой импульс выходного тока.

Рассмотрим модель плоскостного ДНЗ с полубесконечной базой n -типа (при некоторых традиционных допущениях, изложенных в литературе [1]).

Распределение концентрации дырок $p(x, t)$ в базе ДНЗ при прохождении прямого тока и в 1-й фазе обратного тока описывается диффузионно-дрейфовым уравнением:

$$\frac{\partial p(x, t)}{\partial t} = D_p \frac{\partial^2 p(x, t)}{\partial x^2} - \frac{qE}{kT} D_p \frac{\partial p(x, t)}{\partial x} - \frac{p(x, t)}{\tau_p} \quad (1)$$

где x — расстояние от p - n перехода ($x > 0$);

t — время ($t > 0$);

D_p — коэффициент диффузии дырок;

q — элементарный электрический заряд ($1,602\,176\,634 \cdot 10^{-19}$ Кл);

E — напряженность электрического поля в базе диода;

k — постоянная Больцмана ($1,380\,649 \cdot 10^{-23}$ Дж/К);

T — абсолютная температура;

τ_p — время жизни дырок в базе.

Согласно [1], диффузионно-дрейфовое уравнение (1) решается следующим образом. Процессы в диоде разделяются на две фазы: первая соответствует накоплению заряда и прямой проводимости диода, а вторая соответствует резкому восстановлению обратного сопротивления диода.

Для уравнения (1) вводятся начальное и граничное условие вида:

$$p(x, t_0) = 0, \quad -qD_p \frac{\partial p(x, t)}{\partial x} + q\mu_p E p(x, t) \Big|_{x=0} = j(t) \quad (2)$$

где вводится μ_p — коэффициент подвижности дырок, определяемый через

соотношение Эйнштейна — Смолуховского как $\mu_p = \frac{D_p q}{kT}$.

Условие $p(x, t_0) = 0$ соответствует тому, что до момента t_0 как проходящий через диод ток, так и концентрация избыточных дырок равны нулю, а далее через диод начинает протекать ток, плотность которого на

границе базы задана. Таким образом, неосновными носителями, таким образом, оказываются дырки.

Первоочередным объектом исследования исходно является поиск соотношения для распределения концентрации неосновных носителей зарядов ($p(x, t)$).

Далее, согласно [1], [6] решение этого уравнения ищется через преобразование уравнения (1) к уравнению теплопроводности и поиском соответствующего теплового потенциала. Для приведения к виду уравнения теплопроводности вводятся следующие нормированные переменные и замены:

$$x_n = \frac{x}{\sqrt{D_p \tau_p}}, t_n = \frac{t}{\tau_p}, E_n = \frac{qE \sqrt{D_p \tau_p}}{2kT} \quad (3)$$

$$p = u(x_n, t_n) \cdot e^{E_n x_n - (1 + E_n^2) t_n}, \quad f(t_n) \equiv -\frac{j}{q} \sqrt{\frac{\tau_p}{D_p}} \cdot e^{(1 + E_n^2) t_n} \quad (4)$$

С учетом (3) и (4) диффузионно-дрейфовое уравнение (1) и начальные условия, описывающие момент начала накопления заряда в ДНЗ (2), сводятся к краевой задаче, описанной в [8]

$$\frac{\partial u(x_n, t_n)}{\partial t_n} = \frac{\partial^2 u(x_n, t_n)}{\partial x_n^2}, \quad \frac{\partial u}{\partial x_n} - E_n u \Big|_{x_n=0} = f(t_n) \quad (5)$$

решение которой выражается тепловым потенциалом вида:

$$u(x_n, t_n) = \int_{t_0}^{t_n} \frac{\nu(\tau)}{\sqrt{\pi(t_n - \tau)}} e^{\frac{-x_n^2}{4(t_n - \tau)}} d\tau \quad (6)$$

Для уравнения (6) плотность $\nu(\tau)$ определяется выражением [6]:

$$\nu(\tau) = -2 f(\tau) + 2 \frac{E_n}{\sqrt{\pi}} \int_{t_0}^{\tau} f(\tilde{\tau}) R(\tau, \tilde{\tau}) d\tilde{\tau}, \quad (7)$$

где резольвентное ядро $R(\tau, \tilde{\tau})$ описывается уравнением

$$R(\tau, \tilde{\tau}) = \frac{1}{\sqrt{\tau - \tilde{\tau}}} + \sqrt{\pi} E_n e^{E_n^2(\tau - \tilde{\tau})} (\operatorname{erf}(E_n \sqrt{\tau - \tilde{\tau}}) - 1). \quad (8)$$

Здесь функция $f(t_n)$, учитывающая влияние граничной плотности тока $j(t)$, определяется выражением:

$$f(t_n) = -\frac{L_p}{qD_p} \cdot j(t) \exp(1 + E_n^2) t_n = -j \frac{t_n \tau_p}{q} \cdot \sqrt{\frac{\tau_p}{D_p}} \cdot \exp(1 + E_n^2) t_n \quad (9)$$

Таким образом, результаты, полученные с помощью уравнений (3)—(9), являются решением диффузионно-дрейфового уравнения (1) с условиями (2). Численная проверка для различных значений параметров, входящих в полученное решение, показала справедливость полученных соотношений. Со знанием концентрации носителей зарядов в базе ДНЗ в момент начала восстановления обратного сопротивления можно переходить к решению уравнения для второй фазы работы диода.

Положим, что с момента времени t_1 начинается вторая фаза рассасывания заряда, соответствующая «этапу восстановления высокого обратного сопротивления». Проведенный нами расчет предшествовавших этому процессов позволяет не только определить точное значение t_1 , но и получить необходимую информацию для вычисления последующего изменения концентрации носителей, а также самой формы импульса обратного тока рассасывания.

Во время второй фазы концентрация носителей заряда на границе остается равной нулю и процессы, протекающие в базе диода, описываются полученным на 1 фазе профилем распределения $p(x, t)$. Для второй фазы справедливо уравнение (1) с граничным и начальным условиями, заменяемыми, по сути, уравнение (2) для первой фазы:

$$p(0, t) = 0, \quad p(x, 0) = p(x, t_1) = p_1(x) \quad (10)$$

Отличие в поиске решения для второй фазы в виде теплового потенциала, который с учетом (1), (5), (10) имеет вид:

$$u_1(x_n) = p_1(x_n L_p) \cdot e^{(1+E_n^2)t_{n1}-E_n \cdot x_n}, \quad t_{1n} = \frac{t_1}{\tau_p}, \quad (11)$$

для которого решение ищется с помощью функции Грина [8]:

$$u(x_n, t_n) = \int_0^\infty u_1(\xi) \cdot G(x_n, t_n; \xi, t_{n1}) d\xi. \quad (12)$$

Функция Грина G рассматриваемой задачи будет иметь вид:

$$G(x_n, t_n; \xi, \tau) = \frac{1}{2\sqrt{\pi(t_n - \tau)}} \left(e^{\frac{-(x_n - \xi)^2}{4(t_n - \tau)}} - e^{\frac{-(x_n + \xi)^2}{4(t_n - \tau)}} \right). \quad (13)$$

Далее, с помощью уравнений (3), (4) для поиска импульса обратного тока нужно вернуться к исходным величинам и функциям и вычислить интеграл (12). На практике вычисление выполняется преимущественно численно, в связи с чем следует отметить, что пределы интегрирования можно заменить на конечные, так как при больших координатах x (рассто-

ание от границы базы), функции p и u быстро стремятся к нулю, что ожидаемо для физически реализуемых ДНЗ.

С учетом граничных условий для второй фазы

$$j(t) = -qD_p \left. \frac{\partial p(x, t)}{\partial x} \right|_{x=0} = -q \cdot e^{-(1+E_n^2)t_n} \cdot \frac{D_p}{L_p} \left. \frac{\partial u(x_n, t_n)}{\partial x_n} \right|_{x=0} \quad (14)$$

импульс обратного тока будет иметь вид:

$$\left. \frac{\partial u(x_n, t_n)}{\partial x_n} \right|_{x=0} = \frac{1}{2\sqrt{\pi}(t_n - t_{n1})^{3/2}} \int_0^\infty u_1(\xi) \cdot \xi \cdot e^{\frac{-\xi^2}{4(t_n - t_{n1})}} d\xi \quad (15)$$

или окончательно

$$j(t) = -qD_p \left. \frac{\partial p(x, t)}{\partial x} \right|_{x=0} = \frac{-q\sqrt{D_p}\tau_p}{2\sqrt{\pi}(t - t_1)^{3/2}} \cdot e^{-\left(1+E_n^2\right)\frac{t-t_1}{\tau_p}} \cdot \int_0^\infty p_1(\xi L_p) \cdot e^{\frac{-\xi^2\tau_p}{4(t-t_1)} - E_n\xi} \xi d\xi. \quad (16)$$

Однако на практике может быть удобнее использовать не окончательное выражение (16), а (15). Более подробно особенности решения описаны в работе [6].

3. Результаты с учетом возможных реальных физических параметров ДНЗ

Для дальнейшего анализа переходных процессов в ДНЗ были исследованы некоторые частные случаи для различных значений параметров, входящих в полученные зависимости.

Зададимся следующими типовыми значениями входящих в вышеперечисленные формулы параметров [7]: $D_p = 0.18 \cdot 10^{-4} \text{ м}^2/\text{с}$; $\tau_p = 20 \text{ нс}$ (так что $L_p = 0.6 \text{ мкм}$); $T = 300 \text{ К}$. Поле в базе диода для простоты будем считать достаточно малым, например, $E = 1 \text{ В/м}$ (так что $E_n \approx 1.16 \cdot 10^{-5}$). При указанных значениях параметров выполним расчет распределения заряда и плотности тока.

Результаты вычислений концентрации носителей заряда $p(x, t)$ с указанными параметрами представлены на рис. 1. Временная зависимость показана для различных значений координаты x , для более наглядной визуализации процессов временной диапазон моделирования включает в себя и вторую фазу работы диода. Переходный момент (для наиболее важного случая $x = 0$) отмечен на рисунке точкой. Соответственно, значение времени t_1 составляет 1,79867 нс. Пунктирными линиями на графике показан дальнейший ход кривых, если бы не вступали в силу физические условия второй фазы.

Также на рис. 1 приведены зависимости распределения концентрации носителей заряда от координаты при постоянном значении времени. Сплошной линией выделена зависимость, соответствующая t_1 , что представляет собой начальное условие для второй фазы. Случай $t = t_{\max}$ соответствует случаю, когда концентрация носителей $p(0, t)$ достигает своего максимума.

На рис. 2 изображены результаты вычисления плотности тока на границе базы от времени для заданных выше физических параметров ДНЗ. Приводится как график запускаящего импульса, определяющего накопление заряда и первую фазу рассасывания, так и визуализация итогового закона изменения плотности тока с учетом наступления второй фазы в момент t_1 . Расчеты приводились с конечной разностью приращения координаты dx в 0,1 нм. На кривую запускаящего импульса также наложен численно полученный результат проверки точности выполнения граничного условия.

В данном случае задана достаточно низкая плотность тока запускаящего импульса (порядка 10 А/м^2), что позволило получить большую наглядность для сопоставления масштабов значений исследуемых величин. На практике же, в связи с малыми поперечными сечениями корпусов ДНЗ, эти величины будут кратно больше. Но в силу линейности дифференциальных уравнений, описывающих переходные процессы в диоде, полученный результат вполне достоверно иллюстрирует интересные зависимости.

На рис. 3 для значений параметров из [7] представлен итоговый результат расчета, включающий пространственное представление распределения концентрации неосновных носителей заряда.

Затем были исследованы некоторые уже не типовые зависимости, которые позволяют получить представление о том, как вариация физических параметров диода может повлиять на форму импульса обратного тока. Сначала было рассмотрено влияние длительности запускаящего импульса. Было отмечено, что если время жизни неосновных носителей зарядов в базе много меньше длительности запускаящего импульса (например, в 10 раз), то плотность тока на границе не успевает установиться. Это приводит к тому, что импульс плотности обратного тока имеет малые величины и, соответственно, малые длительности. То есть, накопление заряда в базе диода не выходит на насыщение. В таком случае параметры результирующего СКИ будут определяться исключительно свойствами самого диода, имея малую зависимость от параметров запускаящего импульса. В случае же τ_p много больших длительностей запускаящего импульса начинает увеличиваться длительность импульса обратного тока без увеличения амплитуды. Это совпадает с результатами, полученными в [1] и с практическими исследованиями схем генерации СКИ.

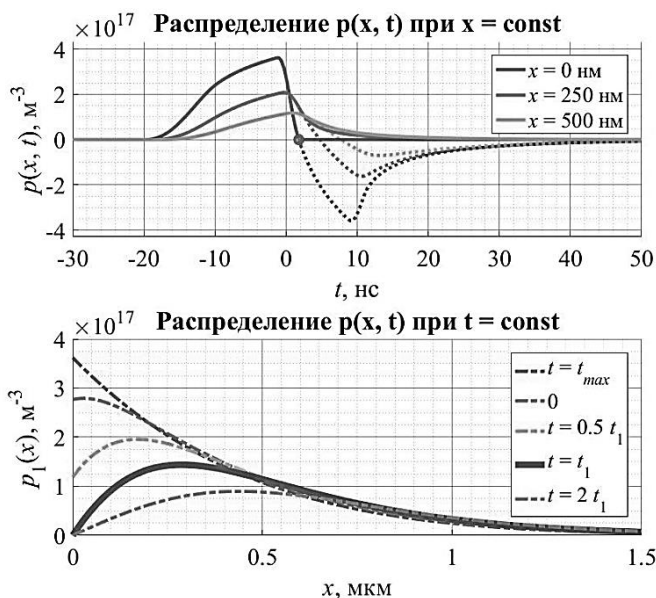


Рис. 1. Распределение неосновных носителей заряда в ДНЗ.

Fig. 1. Distribution of minority charge carriers in the SRD

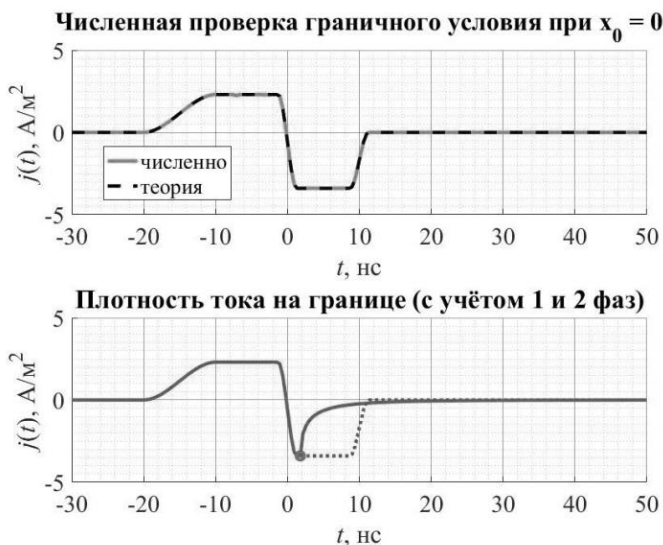


Рис. 2. Зависимость плотности тока на границе от времени.

Fig. 2. Dependence of current density on the boundary on time

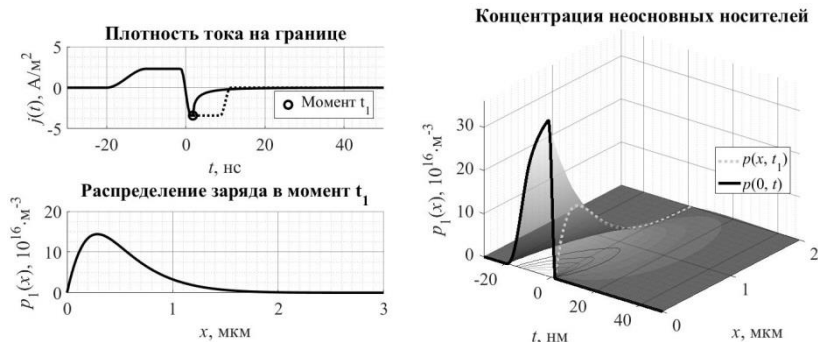


Рис. 3. Типичный вид пространственно-временной зависимости процессов в ДНЗ.

Fig. 3. Typical view of the spatio-temporal dependence of processes in the SRD

4. Исследование влияния поля базы

В предыдущих вычислениях для простоты было постулировано, что поле базы достаточно мало и не вносит существенного влияния в полученные в результате расчетов кривые плотности тока и распределение концентрации носителей зарядов. Однако на практике пренебрегать полем в базе диода неверно. В связи с этим было проведено численное исследование влияния полей различных типов на характеристики ДНЗ.

В зависимости от конкретных устройств и схем, в которых может быть использован ДНЗ, поле в базе может быть либо ускоряющим ($E > 0$), либо тормозящим ($E < 0$).

Случай низких значений полей базы изложен в предыдущем разделе, поэтому начнем рассмотрения со случая ускоряющего поля. Критерием «сильного» поля в базе является выполнение соотношения:

$$|E| > \frac{kT}{L_p q} \quad (17)$$

Положим физические параметры диода такими же, как в предыдущем разделе. Значение сильного ускоряющего поля в соответствии с (17) положим равным $+0,5 \cdot 10^4$ В/м. Влияние ускоряющего поля сводится к росту пиковой концентрации носителей заряда и увеличению амплитуды и длительности обратного тока. При этом при росте координаты x пиковая концентрация уменьшается.

В случае сильного тормозящего поля (например, в соответствии с (17), $E = -0,7 \cdot 10^4$ В/м), наблюдается обратная ситуация: Спад пика концентрации носителей зарядов с ростом координаты x не такой резкий, амплитуда импульса обратного тока и его длительность уменьшается. Одна-

ко в случае сильного тормозящего поля большую резкость имеет фронт импульса обратного тока, что делает его более интересным для исследования при практической реализации схем формирователей СКИ.

Более наглядно графики распределения концентрации носителей заряда и плотность тока на границе базы показаны на рис. 4. Полученные результаты демонстрируют хорошее совпадение с эскизами соответствующих графиков, построенных схематически на основе качественных соображений и приведенных в [1].

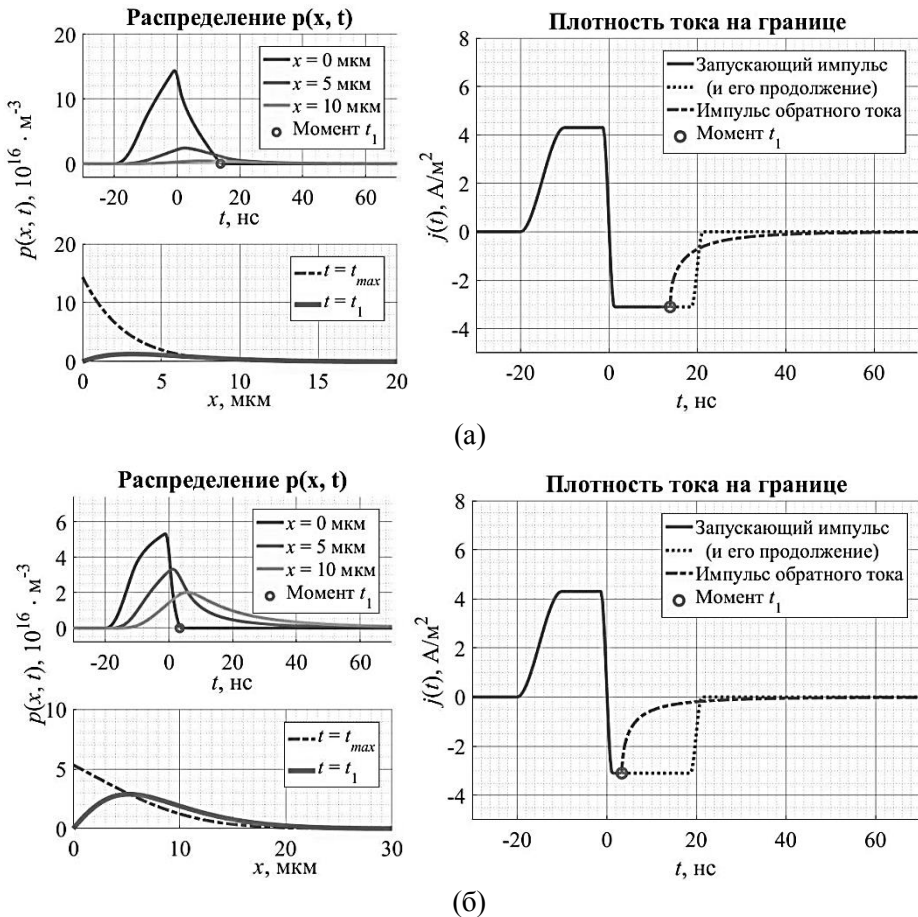


Рис. 4. Типовые графики зависимостей $p(x, t)$ и $j(t)$ при $E = -0.7 \cdot 10^4$ В/м (а) и при $E = +0.5 \cdot 10^4$ В/м (б).

Fig. 4. Typical dependency graphs $p(x, t)$ и $j(t)$ with $E = -0.7 \cdot 10^4$ В/м (а) and with $E = +0.5 \cdot 10^4$ В/м (б)

5. Заключение

В работе приведено точное аналитическое решение, описывающее переходные процессы в ДНЗ: определены основные параметры первой фазы работы диода (время переключения t_1 и концентрация неравновесных носителей зарядов), получено выражение для импульса обратного тока, возникающего в результате второй фазы работы.

Рассмотрен пример с конкретными типовыми значениями параметров полупроводниковой структуры, проведено количественное исследование, построены графики распределения концентрации носителей зарядов и определены импульсы обратного тока. Рассмотрены некоторые нетиповые случаи, позволяющие оценить требования к соотношениям длительностей запускающих импульсов к параметрам ДНЗ.

Исследовано влияние сильных тормозящего и ускоряющего полей в базе ДНЗ на импульс выходного тока и распределение концентрации носителей заряда. Установлены основные зависимости результирующих характеристик диода от поля базы и физических параметров полупроводниковой структуры.

Благодарности

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 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. Еремин С. А., Мокеев О. К., Носов Ю. Р. Полупроводниковые диоды с накоплением заряда и их применение. Москва : Сов. радио, 1966. 152 с.
2. Zhu A., Sheng F., Zhang A. An implementation of step recovery diode-based UWB pulse generator/ In : 2010 IEEE International Conference on Ultra-Wideband, Nanjing, China, 2010, P. 1–4.
3. Vishwakarma M., Harikrishna A. High Amplitude sharp pulse Generation using Step recovery diode for Radar Applications. In : 2019 IEEE MTT-S International Microwave and RF Conference (IMARC), Mumbai, India, 2019. P. 1–4.
4. Sun R. [et al.]. 10-kV 4H-SiC Drift Step Recovery Diodes (DSRDs) for Compact High-repetition Rate Nanosecond HV Pulse Generator. In : 2020 32nd International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs (ISPSD). Vienna, Austria, 2020. P. 62–65.
5. Mütze M., Bakkal A., Schaffer P., Plettemeier D. A Compact 112 ps Step Recovery Diode Based Pulse Generator for Medical Applications. In : 2024 15th German Microwave Conference (GeMiC), Duisburg, Germany, 2024. P. 323–326.

6. Bobreshov A. M., Velichkina A. S., Elfimov A. E. [et al.]. Theoretical Calculation of the Charge Distribution and Resorption Current Density in a Step Recovery Diode. In : 2024 IEEE 9th All-Russian Microwave Conference. 25–29 November 2024. Moscow : 2024. P. 463–466.
7. Kurata M. Design Considerations of Step Recovery Diodes with the Aid of Numerical Large-Signal Analysis // IEEE Transactions on Electron Devices. 1972. Vol. 19, no. 11. P. 1207–1215.
8. Тихонов А. Н., Самарский А. А. Уравнения математической физики. Москва : Наука, 1972. 736 с.

Информация об авторах

Бобрешов Анатолий Михайлович, доктор физико-математических наук, профессор, профессор-консультант кафедры электроники физического факультета Воронежского государственного университета, г. Воронеж, Российская Федерация

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

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

Mathematical Modeling of Transient Processes in the Base of a Semiconductor Step Recovery Diode

A. M. Bobreshov, A. S. Velichkina, and G. K. Uskov

Voronezh State University

1, University sq., Voronezh, 394018, Russian Federation
nastyavelichkina65@gmail.com

Received: May 20, 2025

Peer-reviewed: May 27, 2025

Accepted: May 27, 2025

Abstract: The paper presents an accurate analytical solution describing transient processes in the SRD during charge accumulation and the phase of reverse resistance recovery. The practical implementation of diode behavior modeling for typical values of its physical parameters is considered. As a result of mathematical modeling, distribution curves of minority charge carriers and reverse current pulses are obtained. The influence of strong accelerating and decelerating fields is determined.

Keywords: step recovery diode, carrier concentration distribution, drift-diffusion equation, charge absorption, current density calculation.

For citation (IEEE): A. M. Bobreshov, A. S. Velichkina, and G. K. Uskov, "Mathematical Modeling of Transient Processes in the Base of a Semiconductor Step Recovery Diode," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 8, no. 5, pp. 704–717, 2025, doi: 10.21227/trn5-kr93. (In Russ.).

References

- [1] S. A. Eremin, O. K. Mokeev, and Yu. R. Nosov, *Semiconductor diodes with charge accumulation and their application*, Moscow: Sovetskoye radio, 1966. (In Russ.).
- [2] A. Zhu, F. Sheng, and A. Zhang, "An implementation of step recovery diode-based UWB pulse generator," *2010 IEEE International Conference on Ultra-Wideband*, Nanjing, China, pp. 1–4, 2010.
- [3] M. Vishwakarma and A. Harikrishna, "High Amplitude sharp pulse Generation using Step recovery diode for Radar Applications," *2019 IEEE MTT-S International Microwave and RF Conference (IMARC)*, Mumbai, India, pp. 1–4, 2019.
- [4] R. Sun [et al.], "10-kV 4H-SiC Drift Step Recovery Diodes (DSRDs) for Compact High-repetition Rate Nanosecond HV Pulse Generator," *2020 32nd International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs (ISPSD)*, Vienna, Austria, pp. 62–65, 2020.
- [5] M. Mütze, A. Bakkal, P. Schaffer, and D. Plettemeier, "A Compact 112 ps Step Recovery Diode Based Pulse Generator for Medical Applications," *2024 15th German Microwave Conference (GeMiC)*, Duisburg, Germany, pp. 323–326, 2024.
- [6] A. M. Bobreshov, A. S. Velichkina, A. E. Elfimov, A. A. Kononov, and G. K. Uskov, "Theoretical Calculation of the Charge Distribution and Resorption Current Density in a Step Recovery Diode," *2024 IEEE 9th All-Russian Microwave Conference*. 25–29 November 2024, Moscow, pp. 463–466, 2024.

- [7] M. Kurata, "Design Considerations of Step Recovery Diodes with the Aid of Numerical Large-Signal Analysis," *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 19, no. 11, pp. 1207–1215, 1972.
- [8] A. N. Tikhonov and A. A. Samarsky, *Equations of Mathematical Physics*, Moscow: Nauka, 1972. (In Russ.)

Information about the authors

Anatoly M. Bobreshov, doctor of Physical and Mathematical Sciences, Professor, Professor-Consultant of the Department of Electronics, Faculty of Physics, Voronezh State University, Voronezh, Russian Federation.

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

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

УДК 621.396

Применение цифровых способов радиосвязи и цифровых методов обработки сигналов для обеспечения полетов вертолетов в труднодоступных районах РФ

Раков А. В.

АО «ЧукотАВИА»

ул. Портовая, д. 6-е, пос. Угольные Копи, Чукотский автономный округ,
689503, Российская Федерация

LFF06@mail.ru

Получено: 20 мая 2025 г.

Отрецензировано: 25 мая 2025 г.

Принято к публикации: 25 мая 2025 г.

Аннотация: В статье показана возможность простыми средствами создавать рабочие системы цифровой радиосвязи. Успех разработки систем цифровой радиосвязи для обеспечения малой авиации состоит в применении достаточно простых программных средств для устройств, которые на данный момент получили широкое распространение, таких как смартфоны и планшеты с ОС Андроид. Показано, что для достижения этой цели необходимо провести дальнейшую доработку уже имеющегося программного обеспечения, объединив некоторые из перечисленных программ в одно приложение с удобным интерфейсом. Отмечается, что в центральном и ряде других регионов Российской Федерации уже несколько лет на радиолюбительских диапазонах успешно эксплуатируются и совершенствуются КВ-шлюзы, связанные между собой по сети Интернет, что, по сути, и является прототипом самоорганизующейся сети. Приведены результаты испытаний, проведенных в 2023 г. в Чукотском автономном округе.

Ключевые слова: цифровая радиосвязь, малая авиация, КВ-шлюзы.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Раков А. В. Применение цифровых способов радиосвязи и цифровых методов обработки сигналов для обеспечения полетов вертолетов в труднодоступных районах РФ // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2025. Т. 8, № 5. С. 718—746.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Раков, А. В. Применение цифровых способов радиосвязи и цифровых методов обработки сигналов для обеспечения полетов вертолетов в труднодоступных районах РФ / А. В. Раков // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. — 2025. — Т. 8, № 5. — С. 718—746.

1. Введение

Транспортные вертолеты ГА являются зачастую единственным средством доставки грузов и пассажиров в различные отдаленные районы и населенные пункты Крайнего Севера России, обеспечивая доставку грузов, пассажиров, проведение геологоразведки и добычи полезных ископаемых, а также выполнение санитарных рейсов. При довольно высокой интенсивности выполнения полетов, метеорологическое обеспечение (данные по фактической погоде) а также возможность получения иной информации, необходимой для безопасного выполнения полетов на большей части малозаселенных районов Арктики, зачастую полностью отсутствует. Причиной этому является малая плотность населения и небольшое количество населенных пунктов, удаленных друг от друга на значительное расстояние, отсутствие развитой дорожной сети, а также обширными участками труднодоступной местности между ними. Ввиду этих факторов создание и последующее обслуживание пунктов связи и управления полетами, а также цепочек УКВ ретрансляторов авиационного диапазона сопряжено со значительными сложностями инженерного характера, а также требует значительных материальных затрат.

Вопросы отсутствия радиосвязи, как служебной авиационной (каналы КВ и УКВ), так и общегражданской (мобильные сети GSM и мобильного интернета), частично компенсируются наличием спутниковой телефонной связи. Но, к сожалению, несмотря на надежность и стабильность, спутниковая связь не позволяет эффективно решать весь спектр задач, а большая часть парка ВС не оборудована штатными средствами связи через ИСЗ.

Применение голосовых видов связи, традиционно используемых в авиации в КВ и УКВ диапазонах, затруднено по следующим причинам:

1. Малые высоты полета (основная часть полета вертолетов происходит на истинных высотах до 1000 м над рельефом, в силу особенностей решаемых задач). Небольшая высота полета, особенно при полетах в пересеченной и горной местности, приводит к уменьшению радиогоризонта, а, соответственно, к перебоям или отсутствию УКВ связи. Несложные расчеты показывают, что при полете на высоте около 1000 метров даже в равнинной местности надежная связь возможна на дистанции не более 120—130 км, а в реальных условиях может быть намного меньше.

2. Небольшая помехоустойчивость голосовых видов связи. Штатное связное оборудование вертолетов Ми-8Т и Ми-8МТВ использует такие виды модуляции как АМ (амплитудная модуляция, КВ и УКВ) и ОМв (однополосная модуляция с верхней боковой полосой КВ). Однополосная модуляция, хотя и обладает выраженными преимуществами перед АМ, но

все же недостаточно помехоустойчива в условиях шумов и замираний, что заставляет использовать для организации связи большие мощности передатчиков, а также содержать штат операторов в радиоцентрах.

Таким образом, в существующих условиях необходим качественный переход к более прогрессивным цифровым видам радиосвязи и программным методам обработки сигналов, позволяющим повысить степень автоматизации процессов, снизить нагрузку на экипажи ВС, диспетчеров, операторов радиоцентров, а также значительно расширить спектр решаемых задач, тем самым повысив безопасность и эффективность выполнения полетов.

2. Общая концепция и выбор основных технических решений

При первоначальной оценке возможности качественного перехода в качестве основы взята концепция, изложенная в [1]. Идея объединенной информационной сети с использованием цифровых видов связи и принципа зенитного излучения (*NVIS*, (сокр. от *Near Vertical Incidence Skywave* — Околовертикальное падение ионосферной волны). Была проведена практическая проверка возможности ее реализации, параллельно дополнив некоторыми собственными идеями и соображениями.

Практический опыт работы пилотом вертолета Ми-8 позволил автору выработать общую концепцию и ряд требований для последующей физической реализации и промышленного внедрения подобного рода систем:

- простота и удобство для конечного пользователя;
- отсутствие вмешательства в конструкцию штатных средств связи вертолета;
- широкий спектр решаемых задач;
- дальность действия системы до 300—400 км.
- возможность автоматизации и объединения с другими сетями связи (мобильные сети *GSM* и сети Интернет).
- низкое энергопотребление и небольшие массогабаритные параметры автономных комплексов.

Также было немаловажно, чтобы для проведения экспериментальной работы система создавалась на основе уже имеющейся аппаратуры, а проведение экспериментов не сказывалось на выполнении основных обязанностей. Эти, а также перечисленные выше факторы и стали основной причиной выбора технических средств для практической реализации.

2.1. Программное обеспечение

В качестве программного обеспечения данным требованиям из доступного отечественного наиболее отвечало семейство программ «*HFPager*», раз-

работанных по идее и концепции, изложенных в [2—4]. Это программное обеспечение разрабатывалось специально для обеспечения коротковолновой связью удаленных объектов с применением NVIS по направлению «Земля — Земля» и позволяло применить для обработки сигналов широко распространенные смартфоны с ОС Андроид. Также в данном семействе программ были реализованы погодный информатор и КВ-шлюз, что говорит о значительном потенциале и достаточно широком спектре решаемых задач. Интерфейс программ был также довольно простым и понятным.

Изучение процитированных выше работ, а также множества отчетов радиолюбителей о применении ПО семейства «HFPager», а также анализ примененных в нем технических решений [5], таких как:

- использование простой в формировании и декодировании, но устойчивой к шуму, замираниям (изменениям амплитуды) и медленной девиации частоты (неточной настройке) *IFSK* модуляции;

- использование протокола *PS-18*, основанного на медленной передаче при высокой спектральной плотности сигнала с применением в этом протоколе методики коррекции ошибок, использующей эффективную *FEC* на основе кода Рида — Соломона *RS (15,7)* с четырехкратным интерливингом, что позволяет работать через каналы с глубокими и длительными замираниями с количеством сырых ошибок до 25 %,

говорило о возможном успехе при применении его и в авиации, так как такие решения повышают качество приема сигнала даже при очень плохом прохождении радиоволн и высоком уровне помех в диапазоне 1,7—7 МГц, который способен обеспечить радиосвязь на дистанции 50—250 км отраженной ионосферной волной. Особенно остро проблема помех стала в связи с необходимостью применения для этих целей бортового связного оборудования ВС, работающего в условиях сильных помех от бортового электрооборудования. Впоследствии правильность выбора данного ПО была подтверждена многочисленными экспериментами.

Пользовательские возможности программ этого семейства также были достаточно широкими, такими как:

- ретрансляция в сети общего пользования в формате *SMS*;
- ретрансляция в сети Интернет в формате *e-mail*;
- ретрансляция на специализированные сайты *APRS*;
- ретрансляция в мессенджеры;
- создание информаторов прогноза погоды;
- прогнозирование радиотрасс технологическим приложением *IFSKtracker*;
- формирование сети общего пользования.

Также в пользу применения данного ПО послужил тот факт, что при выполнении полетов смартфоны с ОС Андроид часто используются в качестве штатного средства навигации (с применением программ «*ProNebo*» и проч.). Данные средства давно и прочно вошли в практику выполнения полетов, а за последнее время постепенно входят в официальный курс обучения пилотов. Соответственно программы для цифровой связи, реализованные на ОС Андроид и смартфонах, имеют большую перспективу развития в связи с повсеместным использованием таких устройств.

2.2. Частотный диапазон

Для проведения экспериментов была выбрана частота 7100 кГц, которая не оптимальна для работы в системах *NVIS* в высоких широтах, но наиболее близка к нужному диапазону (от 2 до 8 МГц), и использовать которую позволяла имеющаяся в наличии лицензия радиолюбителя *CEPT Class «C»* Республики Беларусь.

2.3. Бортовое и наземное оборудование

В качестве приемопередающей аппаратуры на борту были применены штатные средства КВ радиосвязи вертолета Ми-8Т, такие как радиостанция Ядро-1А, характеристики которой приведены ниже.

Диапазон частот: 2,000—17,999 МГц;

Дискретность установки частоты: 100 Гц;

Класс излучения: ОМ (J3E), АМ (A3E);

Мощность передатчика (пиковая): не менее 100 Вт;

Чувствительность приемника: не более 5 мкВ (A3E); не более 3 мкВ (J3E);

Питание: $27 \pm 2,7$ В;

Мощность потребления: не более 640 ВА;

Масса: не более 20,5 кг.

Данная радиостанция подключалась к планшету с выхода самолетного переговорного устройства СПУ-9 после согласующего устройства УС-1 посредством специально изготовленного переходника с емкостным разделением и резистивными делителями. Стандартная гарнитура также подключалась к этому переходнику, и его подключение никак не сказывалось на ведении радиосвязи и внутрикабинных переговоров.

Для проверки в качестве наземного оборудования были использованы телефон *Samsung A52s* в качестве средства обработки сигналов; в качестве приемопередатчика был применен трансивер *Discovery-TX500*. Этот

трансивер производится в России фирмой *LAB599* и имеет хорошие параметры, обладает большим выбором режимов и настроек фильтров для различных экспериментов, а также его мощность в стандартном варианте не превышает мощности разрешенной к использованию согласно классу радиолюбительской лицензии (до 10 Ватт).



Рис. 1. Внешний вид трансивера *Discovery-TX500*.

Fig. 1. External appearance of the *Discovery-TX500* transceiver

В качестве приемника для мобильных комплексов с малой массой и энергопотреблением был применен приемник *Belka-DX*, разработанный белорусским радиолюбителем Александром Александровичем Бувеским (позывной *EU1ME*) и производящийся в Республике Беларусь, г. Минск.

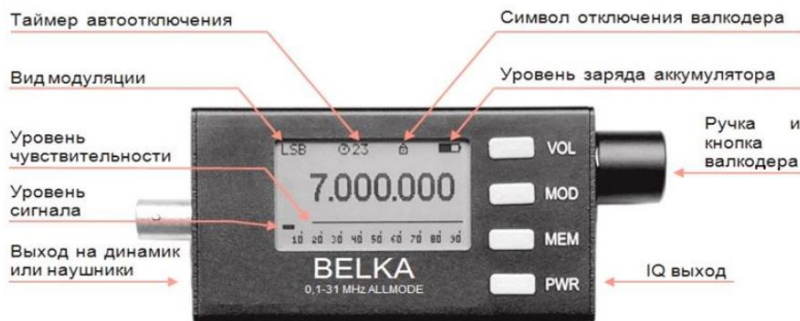


Рис. 1. Внешний вид приемника *Belka-DX*.

Fig. 1. The appearance of the *Belka-DX* receiver

В целом в качестве приемопередатчика и приемника может быть использован широкий спектр профессиональной и радиолюбительской аппаратуры, позволяющей принимать и передавать сигналы с ОМ (ГОСТ 2К70J3Е) с верхней боковой полосой. Выбор в описываемом эксперименте был обусловлен наличием приведенной выше аппаратуры.

2.3. Антенны

В качестве наиболее простой, и в то же время эффективной антенны показал себя резонансный полуволновый диполь с симметрирующим трансформатором (*BALUN*), используемым для устранения влияния фидерной линии на характеристики антенны.

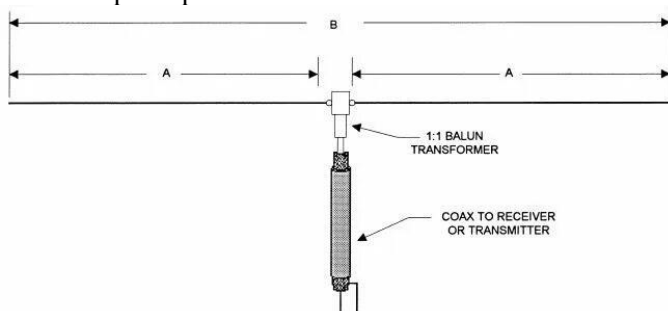


Рис. 3. Резонансный полуволновый диполь с симметрирующим трансформатором (*BALUN*).

Fig. 3. Resonant half-wave dipole with a symmetrical transformer (*BALUN*)

Эта антенна проста в установке, не требует согласующего устройства, а ее волновое сопротивление близко к волновому сопротивлению коаксиального кабеля (50 Ом), что обеспечивает уровень КСВ в полосе 200—300 кГц в пределах 1,1—1,5 единиц в диапазоне 7 МГц. Это является очень хорошим результатом, который без значительного изменения характеристик может использоваться в конфигурации *INV-V*, если для установки доступна только одна мачта.

Полуволновый диполь применялся чаще всего в варианте *Slopper*, т. е. был размещен под наклоном к горизонту (рис. 4).

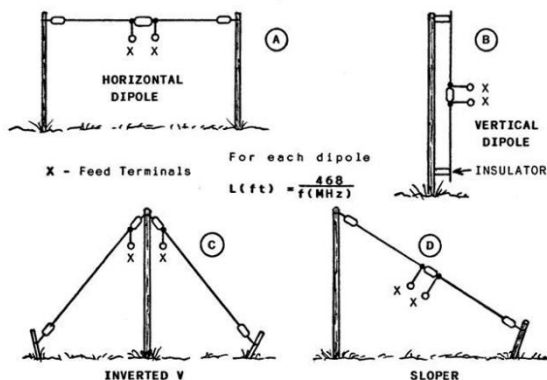


Рис. 4. Вариант *Slopper* размещения полуволнового диполя.

Fig. 4. *Slopper* variant of placing a half-wave dipole

Высота точки подвеса верхнего плеча антенны составляла не более 8-9 метров, нижнего не более 2-3 метров, что соответствовало хорошей направленности диполя в зенит. Такая направленность появляется при высотах подвеса от $0,05$ до $0,3\lambda$ (оптимально $0,2\lambda$), т. к. для частоты 7100 кГц $\lambda=42,22$ м, соответственно $0,2\lambda=8,444$ м, а $0,05\lambda=2,11$ м. Ниже приведены диаграммы направленности полуволнового вибратора в вертикальной плоскости в зависимости от высоты подвеса, иллюстрирующие обоснованность принятого решения (большая часть энергии радиоволн излучается вверх под углами от 60 до 90 градусов).

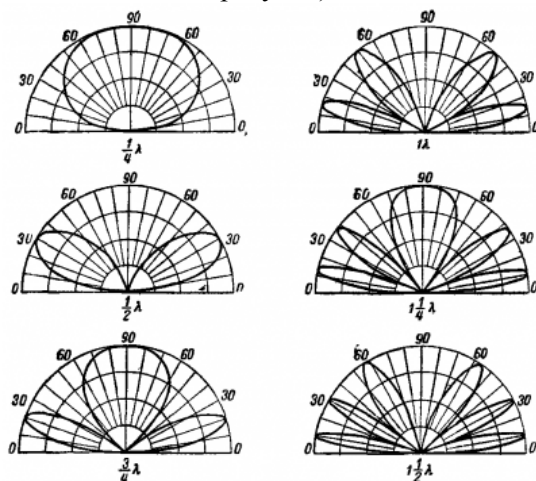


Рис. 5. Диаграммы направленности полуволнового вибратора в вертикальной плоскости в зависимости от высоты подвеса.

Fig. 5. Directional patterns of a half-wave vibrator in the vertical plane depending on the suspension height

Хотя диполь в варианте подвески «*Slopper*» и обладает направленностью в сторону наклона, в данном случае этим фактом можно пренебречь из-за малого угла этого наклона. Также при использовании диполя в качестве *NVIS* антенны направленность диполя в горизонтальной плоскости становится менее значимым фактором, чем при большой высоте подвеса свыше $0,5\lambda$ и использовании его для дальней КВ радиосвязи. Диаграмма направленности размывается и уже не имеет столь ярко выраженных минимумов и максимумов, как в классическом варианте, а также на ней сказывается трудно предсказуемое влияние окружающих предметов. Поэтому антенна подвешивалась там, где это было возможно, без учета ее направленных свойств, тем более что вариантов ее размещения было не так много.

3. Примеры практического решения прикладных задач

Как уже было сказано выше, основной целью экспериментов была проверка работоспособности системы цифровой радиосвязи на основе перечисленных выше средств приема, передачи и обработки сигналов. Для этого было проведено ряд летних экспериментов, которые показали то, что несмотря на простоту примененных средств, был продемонстрирован высокий потенциал для дальнейшего развития. Ниже будут приведены некоторые из результатов в соответствии с областью практического применения.

3.1. Метеорология

Как уже было сказано выше, при довольно высокой интенсивности выполнения полетов метеорологическое обеспечение (данные по фактической погоде) на большинстве посадочных площадок Чукотского автономного округа (ЧАО) зачастую полностью отсутствует. Помимо отсутствия наблюдений на некоторых посадочных площадках, существуют и другие проблемы, связанные с метеорологической информацией на территории ЧАО, например:

- малая плотность расположения станций приземных наблюдений;
- в связи с нехваткой персонала, в последнее время были законсервированы три станции наблюдений и одна временно законсервирована на период отпуска единственного сотрудника;
- на большинстве станций перешли на 4-срочные наблюдения (каждые 6 часов);
- очень редкая сеть аэрологических станций. На территории ЧАО (площадь 721 481 км²) располагается всего две аэрологических станции: Айон и Омолон. Данные этих станций являются не репрезентативными для большей территории ЧАО, в особенности побережья Берингова моря;
- полное отсутствие данных метеорологических радиолокаторов;
- нехватка персонала на некоторых авиационных метеорологических станциях приводит к тому, что в период отпуска единственного сотрудника данные наблюдений отсутствуют.

Перечисленные выше проблемы также негативно сказываются и на точности прогностической информации.

Недостаток исходной метеорологической информации приводит к тому, что подробная детализация погодных условий в прогнозах в большинстве случаев становится невозможной. В связи с этим в прогнозах погоды в формате *GAMET* погодные условия в определенных точках и районах метеослужбам приходится указывать как локальные (сокращение «*LCA*» в прогнозах) без детального уточнения.

Такие локальные явления не должны учитываться экипажем при принятии решения на вылет, хотя именно локальные ухудшения видимости и НГО являются самыми частыми причинами возвратов ВС на аэродром вылета, что ведет к значительным экономическим затратам, а порой и к авиационным происшествиям, связанным с поломкой авиатехники и даже гибелью людей. В качестве примеров можно привести недавние катастрофы на Камчатке¹, а также катастрофу в н. п. Биллингс²[9] в 2011 году.

Таким образом, своевременное предупреждение экипажей ВС о неблагоприятных погодных условиях является важнейшей задачей при выполнении полетов в гражданской авиации, особенно в малозаселенных и труднодоступных районах.

Несмотря на то, что официальным документом, на основании которого принимается решение на вылет, служат прогнозы *GAMET* и *TAF*, при принятии решения КВС может руководствоваться различными источниками информации. В подтверждение этого ниже приведена выдержка из приказа Минтранса России от 31.07.2009 № 128 (ред. от 29.05.2023) «Об утверждении Федеральных авиационных правил “Подготовка и выполнение полетов в гражданской авиации Российской Федерации”» (п 2.8):

«...для полета по ПВП³, за исключением полета в районе аэродрома вылета, информация о фактической погоде или подборка текущих сводок и прогнозов указывают на то, что метеорологические условия на той части маршрута, по которому воздушное судно должно следовать в соответствии с ПВП, обеспечат к запланированному времени возможность соблюдения ПВП... В качестве указанной информации используются сведения, получаемые из источников, которые КВС посчитает достоверными...».

Соответственно любые сведения о погоде в пункте предполагаемой посадки в совокупности с официальным прогнозом облегчают КВС задачу принятия решения на вылет.

3.1.1. Получение расчетной метеоинформации в точке посадки. В семействе программ «*HF-Pager*» существует программа, выполняющая функции погодного информатора «*HFP Weather*» и по запросу с удаленного объекта по коротковолновому каналу автоматически передавать обратно погодную сводку из Интернета для точки, координаты которой были указаны в запросе. Данная сводка является расчетной по математической модели, однако при отсутствии другой информации вполне может быть применима в качестве дополнительных данных при анализе погоды.

¹ https://mak-iac.org/upload/iblock/7cf/4a9joun1olwys96auj7ae2zivv1s5n2/report_ra-25656.pdf,
https://mak-iac.org/upload/iblock/de5/report_ra-24744.pdf

² https://mak-iac.org/upload/iblock/273/report_ra-24422.pdf

³ Правила визуальных полетов в авиации

Также в ходе этого эксперимента была показана принципиальная возможность связи с бортом по направлению «Воздух — Земля — Воздух» в автоматическом режиме.

11.12.2023 был проведен летный эксперимент по обмену данными в системе «Воздух — Земля — Воздух» с применением программ «HFPagerNG 3.45» на борту вертолета Ми-8Т и «HFP Weather NG» в качестве наземного ответчика-информатора. Эксперимент проводился на частоте 7100 кГц во время выполнения рейсового полета по маршруту Анадырь — Усть-Белая и обратно, высота полета составила 500 м, расчетный радиогоризонт 95 км. Скорость передачи данных 5,9 Бод.

В качестве базового трансивера применялся *Discovery-TX500*, выходная мощность 9 Вт, антенна — полноразмерный резонансный диполь с балуном. Диполь имел наклон в сторону азимута 320—330 градусов, высота подвеса верхнего плеча составила около 7—8 м (окно 3 этажа), нижний конец был закреплен на высоте около 2 м за металлический сетчатый забор около здания. Помеховая обстановка в пункте приема характеризовалась удовлетворительно, шум составил около 4—5 баллов по шкале S-метра трансивера *Discovery-TX500*.

В ходе эксперимента было выполнено два запроса и получено два ответа по текущей погоде в п. Усть-Белая: первый запрос был отправлен на удалении около 175 км, окончательно ответ базовой станции был получен на удалении 190 км. Сигнал читался на водопаде четко, даже с признаками избыточного усиления в приемном тракте. Карта местности с расположением точек запроса и получения ответа приведена ниже.



Рис. 6. Иллюстрация к эксперименту 11.12.2023.

Fig. 6. Illustration for the experiment 11.12.2023

Ниже в таблице 1 приведены тексты первого и второго полученных сообщений, а также и их расшифровка.

Таблица 1. Тексты первого и второго полученных сообщений, а также и их расшифровка.

Table 1. Texts of the first and second received messages, as well as their transcript

Первое сообщение

Текст	Расшифровка
65041 (019) > 1196, 5.9 Bd,ER=7.5% : \$WX0: LT:65.5000LN:173.2600 DT:1012z2356SR:2231SS:0208 T:-31.2FL:-31.2P:1030H:99DP:-31.3 UVI:0.0CL:55VIS:10000 WS:1.0WG:1.0WD:323 AL:0 WI:0,803,04d,broken clouds ---End---	Текущая погода: Широта: 65.5000 Долгота: 173.2600 Вр: 11.12.2023 11:56 UTC+13 Восход: 10:31 UTC+13 Закат: 14:08 UTC+13 Температура: -31.2 °C Ощущаемая т-ра: -31.2 °C Давление: 1030 hPa Влажность: 99% Точка росы: -31.3 °C Облачность: 55% Полуденный УФ-индекс: 0.0 Ср. видимость: 10000 m Скорость ветра: 1.0 m/s Порывы ветра: 1.0 m/s Направление ветра: 323° Погода: Разорванные облака Кол-во предупреждений: 0

Второе сообщение

Текст	Расшифровка
65041 (020) > 1196, 5.9 Bd,ER=2.5% : \$WX0: LT:65.5000LN:173.2600 DT:1112z0143SR:2231SS:0208 T:-31.4FL:-31.4P:1029H:98DP:-31.6 UVI:0.0CL:67VIS:10000 WS:0.9WG:0.9WD:342 AL:0 WI:0,803,04d,broken clouds ---End---	Текущая погода: Широта: 65.5000 Долгота: 173.2600 Вр: 11.12.2023 13:43 UTC+13 Восход: 10:31 UTC+13 Закат: 14:08 UTC+13 Температура: -31.4 °C Ощущаемая т-ра: -31.4 °C Давление: 1029 hPa Влажность: 98% Точка росы: -31.6 °C Облачность: 67% Полуденный УФ-индекс: 0.0 Ср. видимость: 10000 m Скорость ветра: 0.9 m/s Порывы ветра: 0.9 m/s Направление ветра: 342° Погода: Разорванные облака Кол-во предупреждений: 0

Второй запрос на землю был выполнен в точке получения первого ответа, сигнал базовой станции также был значительным по силе и четко виден на водопаде. Текст сообщения ниже:

Полученные данные практически совпали с фактической погодой на посадочной площадке поселка Усть-Белая. Скорость ветра составила 1—2 м/с (в погодной сводке 1 м/с, порыв 1 м/с), направление ветра фактическое 330 градусов (в сводке 323 градуса), что позволило облегчить работу экипажа при выполнении осмотра площадки и определения направления ветра. Контрольная связь с диспетчером была проведена на частоте «Анадырь-Радио» 5550 кГц, оценка слышимости проводилась на слух и составила 57—58 баллов по шкале *RST*.

3.2. Передача изображений с удаленных камер видеонаблюдения

Чтобы узнать погодные условия в пункте назначения, часто используется телефонная связь с жителями данного пункта, которые зачастую не имеют знаний ни в метеорологии, ни в авиации. Бывают случаи, связанные с человеческим фактором, когда погодные условия искажаются в лучшую сторону по сравнению с фактическими. Также при такой оценке метеорологической ситуации нет возможности учесть тенденцию изменения погоды, что является немаловажным фактором при принятии решения на вылет.

Решением многих из вышеописанных проблем является размещение вблизи посадочных площадок автоматических станций видеонаблюдения, которые используют канал связи, не зависящий от мобильных сетей и сети Интернет, передача изображений с которых идет с помощью нестандартных способов. Таким каналом также может являться зенитная коротковолновая связь (*NVIS*), а подходящим для этого канала способом передачи — телевидение с медленной разверткой (*SSTV*). Применение этих принципов и лежит в основе разрабатываемой автором настоящей статьи системы «*ALISS-HF*» (*Automatic Line Stormkeeper System – High Frequency*).

Система «*ALISS-HF*» представляет собой комплекс оборудования, позволяющий получать снимки удаленных точек местности и посадочных площадок путем передачи изображений по радио. В общем случае этот комплекс состоит из двух частей — приемной и передающей.

В удаленной точке (посадочная площадка назначения) размещается приемопередающий комплект. Эта часть системы полностью автоматизирована, обладает номером в сети мобильной телефонной связи *GSM* и выходом в сеть Интернет (если есть такая возможность), а также непрерывно находится на приеме на своей частоте коротковолнового диапазона, которая является как основным каналом передачи изображений, так и резервным

каналом получения запроса на активацию системы. Также по этому же каналу могут передаваться дополнительные сведения о погоде в данной точке.

В дежурном режиме передающий комплект передает изображения с камеры каждые 30 минут, т. е. работает в режиме своего рода радиомаяка. Если изображение необходимо получить немедленно, то абонент должен совершить звонок на номер автомата со своего личного, либо городского телефона аэропорта, или сделать запрос по КВ связи. Автомат в удаленной точке после поступления вызова приведет систему в рабочее состояние, произведет снимок с внешней камеры и начнет его передачу в эфир. По окончании рабочего цикла системы и передачи изображения на номер отправителя придет SMS с указанием текущего времени и сообщением о работоспособности. После этого система продолжит работу в режиме радиомаяка.

При невозможности задействовать для активации системы канал GSM связи запрос можно выполнить с применением штатной КВ радиостанции воздушного судна и программного обеспечения «КВ пейджер». Данное ПО позволяет применять селективные вызовы и малочувствительно к помехам. Данный канал активации применяется как резервный в силу более сложной и неудобной процедуры посылки вызова.

После получения изображения с посадочной площадки его можно проанализировать непосредственно или сравнить с эталонным изображением, сделанным при видимости более 10 км и ясной солнечной погоде, с заранее проставленными расстояниями до видимых ориентиров. Такими ориентирами могут являться возвышенности, отдельно стоящие предметы и прочие особенности местности, по различимости которых на фактическом снимке можно сделать выводы о дальности видимости и НГО⁴. Такой способ применяется в различных аэропортах МВЛ⁵ США и является простым и надежным. Ниже будут приведены несколько примеров для пояснения методики.

Стоит заметить, что доступ к активации системы и немедленному получению изображений могут получить лишь те абоненты, номера или идентификаторы в программе «КВ-пейджер» которых были заранее внесены в список разрешенных. Все остальные звонки и запросы поступающие с незнакомых номеров и неизвестных средств КВ радиосвязи будут автоматически игнорироваться. Система, определив запрос как «чужой», либо просто отклонит вызов, либо не будет производить обработку запроса.

⁴ Нижняя граница облачности, высота от земной поверхности, на которой начинается облачный слой.

⁵ местные воздушные линии

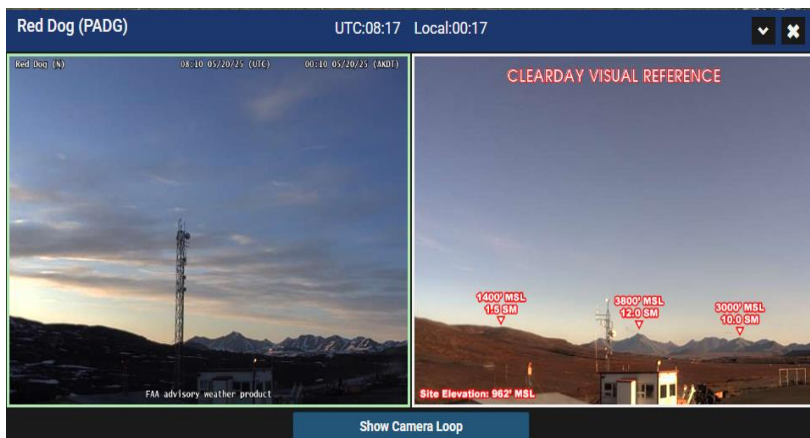


Рис. 7. Хорошие погодные условия по видимости и НГО.

Fig. 7. Good weather conditions in terms of visibility and cloud base

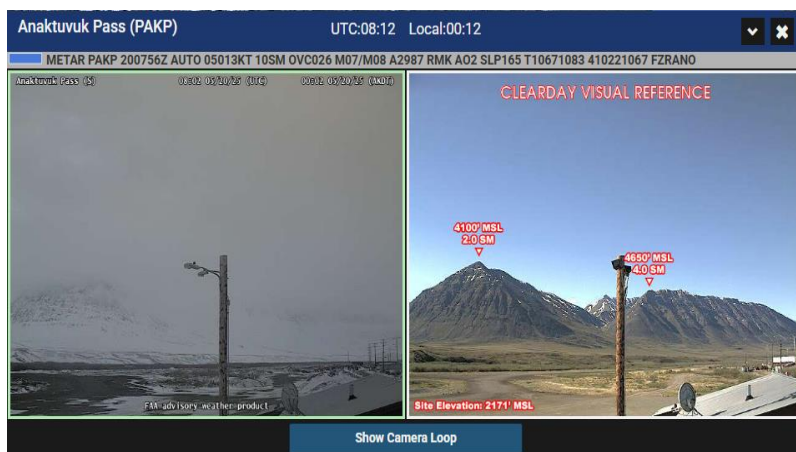


Рис. 8. Плохие погодные условия по видимости и НГО.

Fig. 8. Bad weather conditions in terms of visibility and cloud base

Принимать изображения, передаваемые в дежурном режиме, может любой человек, которому известна частота работы системы в КВ диапазоне и у которого есть соответствующее оборудование. Количество таких абонентов в пределах дальности действия системы (при благоприятных условиях до 300 км) ничем не ограничено. Эта функция может положительно повлиять на выполнение полетов в данной местности, т. к. повысит информированность летного состава о состоянии погоды в районе точки установки удаленного комплекса.

В качестве приемного оборудования может быть использован любой коротковолновый приемник, позволяющий принимать сигналы ОМ (ГОСТ 2К70J3Е) с верхней боковой полосой и подключенный к нему смартфон либо компьютер с программным обеспечением, позволяющим проводить обработку звукового сигнала из эфира. Программное обеспечение для этих целей известно давно и распространяется свободно и без ограничений. В качестве приемника также были с успехом использованы штатные радиостанции вертолетов, т. е. состав оборудования не менялся. Прием осуществлялся без существенной разницы как на земле, так и в воздухе.

3.2.1. Формат передачи изображения. SSTV (Slow-scan television, телевидение с медленной разверткой) — это режим передачи сигналов изображения, при котором возможно передавать и принимать статические изображения по радио. По сути это узкополосное ТВ вещание. Для качественного ТВ вещания требуется ширина полосы от 5 до 10 МГц при передаче от 25 до 30 изображений в секунду, в отличие от SSTV, ширина полосы которого приблизительно 2,7 кГц (ширина полосы сигнала ОМ стандарта ГОСТ 2К70J3Е). Сигнал черного представлен звуковой частотой 1500 Гц, а белого — звуковой частотой 2300 Гц вместе с синхронизирующим импульсом 1200 Гц, который намного ниже уровня черного, поэтому он не виден. Длина синхронизирующих импульсов, передаваемых в конце каждой строки, равна 5 мс, и в конце каждого кадра — 30 мс. Существует несколько режимов с разным разрешением и временем передачи; почти все поддерживают передачу цвета.

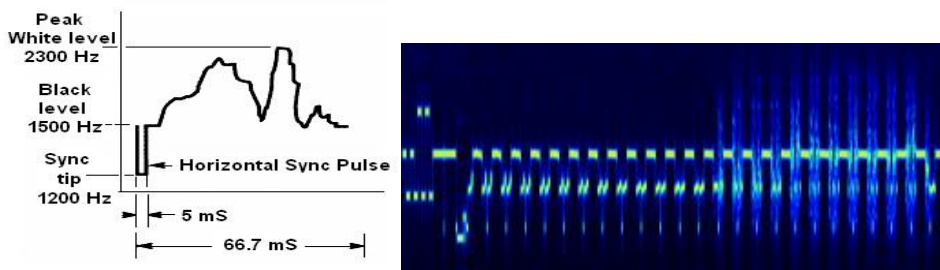


Рис. 9. Формат передачи изображения SSTV.

Fig. 9. SSTV image transmission format

В настоящее время ПК и смартфоны широко используются в качестве декодеров/генераторов SSTV. Программа генерирует сигнал, который должен передаваться, с использованием звуковой карты, в то время как при приеме звук сигнала SSTV будет преобразован в той же самой звуковой карте в цифровые данные для формирования изображения посредством компьютерного программного обеспечения.

В радиолюбительской практике существует целый ряд различных режимов передачи SSTV, но наиболее распространенными из них являются *Martin M1* (популярный в Европе) и *Scottie S1* (используется в основном в США). Первый из них для передачи изображения занимает 114 секунд, второй — 110 секунд. Некоторые черно-белые режимы используют всего 8 секунд для передачи изображения. Сравнительные характеристики различных режимов приведены в таблице 2.

Таблица 2. Сравнительные характеристики различных режимов передачи SSTV

Table 2. Comparative characteristics of different SSTV transmission modes

Группа	Разработчик	Название	Цвет	Время передачи	Разрешение
AVT	Ben Blish / AEA	8	BW or 1 of R, G, or B	8 s	128×128
		16w	BW or 1 of R, G, or B	16 s	256×128
		16h	BW or 1 of R, G, or B	16 s	128×256
		32	BW or 1 of R, G, or B	32 s	256×256
		24	RGB	24 s	128×128
		48w	RGB	48 s	256×128
		48h	RGB	48 s	128×256
		104	RGB	96 s	256×256
Martin	Martin Emmerson	M1	RGB	114 s	240 ¹
		M2	RGB	58 s	240 ¹
Robot	Robot SSTV	8	BW or 1 of R, G or B	8 s	120
		12	YUV	12 s	128 luma, 32/32 chroma × 120
		24	YUV	24 s	128 luma, 64/64 chroma × 120
		32	BW or 1 of R, G or B	32 s	256 × 240
		36	YUV	36 s	256 luma, 64/64 chroma × 240
		72	YUV	72 s	256 luma, 128/128 chroma × 240
Scottie	Eddie Murphy	S1	RGB	110 s	240 ¹
		S2	RGB	71 s	240 ¹

¹ Режимы Martin и Scottie на самом деле передают 256 строк, но первые 16 обычно черно-белые.

Из приведенных вариантов режимов наибольшую помехоустойчивость в реальных условиях показал режим *Scottie*, особенно его разновидность *Scottie DX*.

Scottie DX — специальный режим для передачи данных на большие расстояния. Этот режим семейства *Scottie* позволяет достичь наилучших результатов при передаче телевизионных изображений с замедленной раз-

верткой. На это есть одна простая причина: передача занимает примерно в 2,5 раза больше времени, чем у *Scottie S1*. Увеличена длительность строки сканирования, но длительность синхронизации и промежутки между цветовыми компонентами остались прежними. Это улучшение больше заметно на принимающей стороне. Увеличение времени передачи обеспечивает лучшее качество изображения. Улучшение основано на том факте, что каждый пиксель может считываться большее количество раз во время выборки сигнала и что потеря нескольких выборок не влияет на общее качество. Это означает, что для обработки каждого пикселя требуется много времени, что повышает устойчивость к шуму и фазовым искажениям.

Таблица 3. Параметры подвидов режима *Scottie*.

Table 3. Parameters of the *Scottie* mode subtypes

Mode name	Transfer time	Resolution	Color sequence	Scan line (ms)				Speed (lpm)
				Sync	G	B	R	
Scottie S1	110 s	320×256	G-B-R	9.0	138.240	138.240	138.240	140.1148942
Scottie S2	71 s	160×256	G-B-R	9.0	88.064	88.064	88.064	216.0667214
Scottie S3	55 s	320×128	G-B-R	9.0	138.240	138.240	138.240	140.1148942
Scottie S4	36 s	160×128	G-B-R	9.0	88.064	88.064	88.064	216.0667214
Scottie DX	269 s	320×256	G-B-R	9.0	345.600	345.600	345.600	57.12653528

Практически достигнутая дальность передачи, установленная в ходе многочисленных экспериментов на частоте 7100 кГц при мощности 8 Вт, составила около 75—150 км, что доказывает работоспособность способа. Тесты, проведенные в условиях континента, показали, что при увеличении мощности передатчика до 30—60 Вт устойчивая зона покрытия возрастает до 300 км, что является достаточным для реализации работы системы на МВЛ. Примеры практически полученных изображений приведены ниже на рис. 10—12 (дистанция приема всех изображений, кроме первого, приведенного в качестве эталона, около 100 км.).

Помимо изображений также могут передаваться с помощью одной из программ семейства «*HFPager*» данные и о фактической погоде на посадочной площадке. Эта программа называется «*HFSensor*» и входит в состав программно-аппаратного комплекса, который представляет собой комплект датчиков физических параметров, таких как температура и влажность окружающего воздуха, температура земли, давление воздуха, содержание углекислого газа, ультрафиолетовое излучение и другие. На рис. 13 приведен скриншот интерфейса программы.



Рис. 10. Пример изображения в идеальных условиях приема.

Fig. 10. Example of an image under ideal reception conditions



Рис. 11. Пример изображения в условиях сильных помех от электроустановок и плохих условиях прохождения на трассе.

Fig. 11. Example of an image in conditions of strong interference from electrical installations and poor driving conditions on the route.



Рис. 12. Примеры изображения в условиях средневозмущенной ионосферы (наиболее часто встречающийся вариант в условиях высоких широт).

Fig. 12. Examples of images in conditions of a moderately disturbed ionosphere (the most common variant in high latitude conditions)

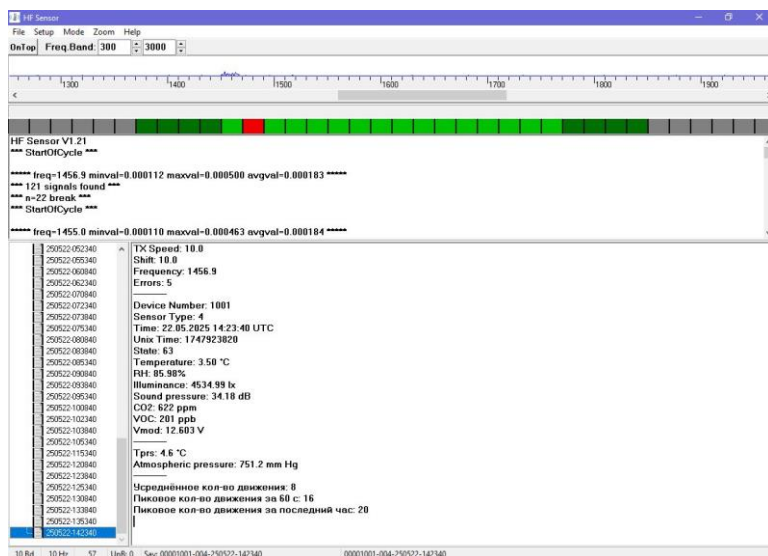


Рис. 13. Скриншот интерфейса программы «HFPager»

Fig. 13. Screenshot of the HFPager program interface

Таким образом, применение в связке вышеперечисленных программ и систем может поднять метеорологическое обеспечение полетов в Арктике и других малозаселенных частях страны на новый уровень развития, обеспечив летный состав исчерпывающей информацией о погоде в удаленных точках, включая фактические метеорологические данные, изображения с камер наблюдения, расчетные метеопрогнозы, а также практически полностью исключить негативное влияние человеческого фактора. Кроме того, наличие устойчивой цифровой радиосвязи позволит своевременно доводить до экипажей ВС выпускаемые синоптической службой прогнозы *GAMET* и *TAF*, т. к. срок действия имеющихся и действующих на момент вылета прогнозов может истекать во время длительных рейсов и нахождения ВС вне зоны действия общепринятых средств связи

4. Применение для определения пространственного и географического местоположения ВС

Проблема отсутствия радиосвязи также стоит остро и для необходимости докладывать диспетчерам УВД данные о местоположении ВС и пролете точек маршрута. Для подтверждения этого ниже приведены выдержки из ФАП № 293 «Организация воздушного движения в Российской Федерации»:

«8.5.1. Воздушные суда, оборудованные средствами двусторонней радиосвязи, передают донесение в период между 20 и 40 минутами после времени последнего сеанса связи независимо от цели такого сеанса для доклада о том, что полет проходит в соответствии с планом; такое донесение включает государственный и/или регистрационный опознавательный знак воздушного судна и слова “полет проходит нормально” или сигнал *QRU* (ЩРУ).

8.5.5. В случае отсутствия от воздушного судна доклада “полет проходит нормально” после наступления запланированного или расчетного времени представления донесения, орган ОВД в течение периода времени продолжительностью 30 минут принимает меры для получения такого донесения, чтобы в случае необходимости применить положения, касающиеся “стадии неопределенности”».

На практике это означает, что невыход на связь ВС в течении 5 минут от расчетного времени приводит к объявлению тревоги и началу других мероприятий поисково-спасательного обеспечения, что выливается в экономические затраты а также приводит к другим негативным последствиям.

В результате из-за отсутствия связи экипажам и диспетчерам приходится прибегать к различным ухищрениям, которые усложняют работу и в целом ухудшают качество обслуживания воздушного пространства в системе УВД.

Применение помехоустойчивых цифровых видов связи позволило бы избежать подобных ситуаций, как путем простого обеспечения радиосвязью, так и предоставлением более полной и точной информации о географическом положении и других параметрах полета с борта ВС в систему УВД.

Как уже было указано выше, в программе «*HFPager*» существует множество функций, одной из которых является передача сообщения маяка. В это сообщение входят идентификатор, позывной, короткий текст сообщения. Также в него могут быть включены координаты, курс, скорость и абсолютная высота точки, в которой в данный момент находится устройство, на котором установлена программа. Эти данные берутся из спутниковых навигационных систем ГЛОНАСС, *GPS*, и проч. Таким образом, получается некий аналог ответчика *ADS-B*, применяемого в большой авиации, но только работающий на коротких волнах. Помимо прочего, это дает широкие возможности автоматизации, т. к. в программе также предусмотрена возможность отправки ответного сообщения подтверждения о приеме, возможность нанесения точки на карту, работа в качестве *SMS* шлюза и др.

31.03.2025 в ходе выполнения заказного рейса а/п Кепервеем — участок Промежуточный был проведен эксперимент по передаче данных в системе «Воздух — Земля» с целью проверки работы программы «КВ-Пейджер» в режиме определения навигационных данных (координаты, скорость, истинный курс, абсолютная высота). Данный режим предусмотрен в программе при передаче сообщения радиомаяка (эти данные могут быть включены в сообщение наряду с позывным и идентификатором). Проверка выполнялась с целью изучения возможности применения данного ПО для связи ВС с диспетчерским пунктом.

В качестве приемопередатчика применялось стандартное связное оборудование вертолета Ми-8Т (коротковолновая радиостанция Ядро-1А), в качестве приемной антенной системы была применен резонансный полуволновый диполь на частоту 7100 кГц (такой же, как и в первом эксперименте). Условия подвеса антенны были аналогичны условиям первого эксперимента, диполь был развернут под наклоном, верхняя точка на высоте 8—9 метров (крыша КДП а/п Кепервеем), нижняя — на высоте около 2 метров (находящийся рядом морской контейнер), в сторону азимута 180—190 градусов, перпендикулярного направлению полета.

В качестве наземного приемного оборудования применялся названный выше коротковолновый приемник *Belka DX*.

Скорость передачи данных применялась 23 Бод, так как предыдущие эксперименты показали, что связь при скорости передачи данных 5,9 Бод работает устойчиво, поэтому для сокращения времени на посылку сообщения было принято решение увеличить скорость передачи. Помеховая обстановка в пункте приема была удовлетворительной, измеренный с помощью S-метра трансивера *Discovery-TX500* шум эфира составил около 5 баллов из 9. Такой уровень шума довольно далек от идеала, но, как выяснилось, этот фактор не оказал на прием существенного влияния.

Прямая видимость между ВС и пунктом приема отсутствовала, местность в районе проведения эксперимента горная, средние высоты хребтов 600—800 метров, отдельные вершины достигают высот свыше 1000 метров относительно уровня моря. Полет выполнялся преимущественно по долинам рек, без значительных наборов высоты, высота полета в среднем составляла около 400—500 метров над рельефом местности.

Было передано 5 сообщений, сообщения передавались попарно с небольшим (порядка 2 минут) интервалом, чтобы исключить фактор случайности и получить больше данных о качестве передачи, кроме одного, которое было передано отдельно. Карты местности с указанием точек передачи и приема, а также полученных текстов сообщений приведены ниже.

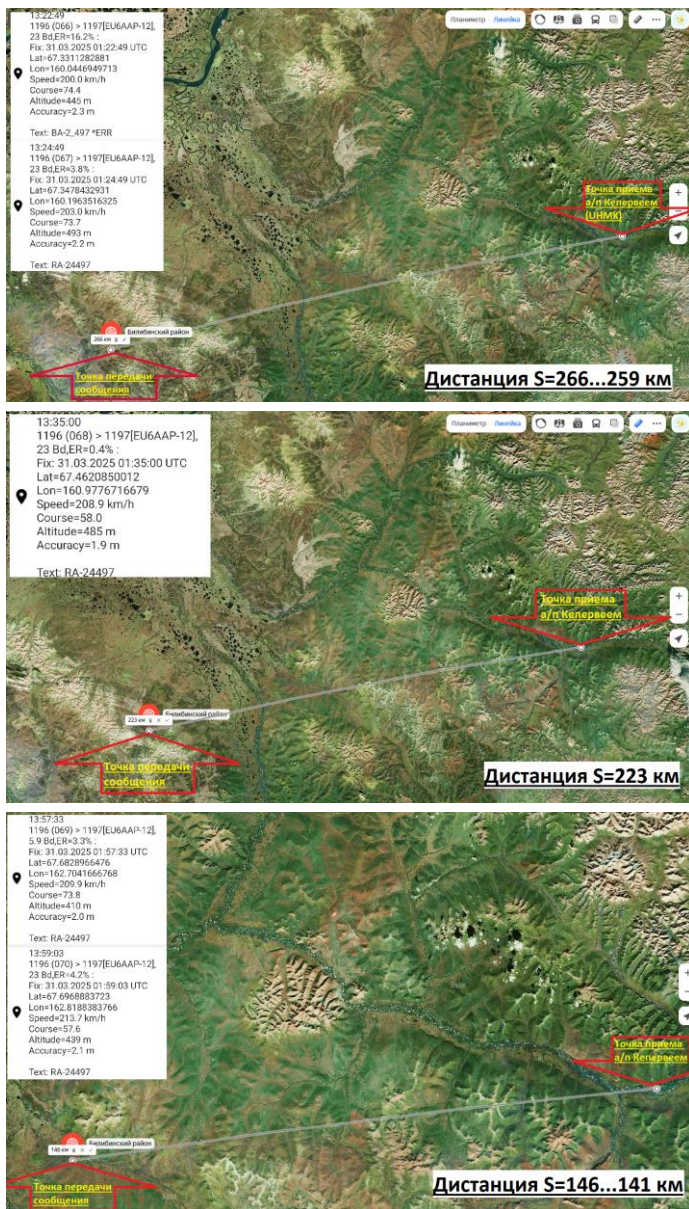


Рис. 14. Карты местности с указанием точек передачи и приема, а также полученных текстов сообщений.

Fig. 14. Maps of the area indicating transmission and reception points, as well as received message texts

Таким образом, было вполне убедительно показана возможность передачи с борта вертолета навигационных данных и данных о пространственном положении. Помимо прочего в аппаратуре на земле была успешно задействована функция персонального SMS шлюза с последующей передачей полученных сообщений по сети GSM.

5. Выводы

В ходе проделанной работы была показана возможность простыми средствами создавать вполне рабочие системы цифровой радиосвязи, но которые, тем не менее, при всей своей примитивности и применению в составе оборудования для приема и обработки сигналов бытовых смартфонов и планшетов, смогли успешно решать поставленные задачи.

Успех разработки систем цифровой радиосвязи для обеспечения малой авиации как раз и состоит в применении достаточно простых программных средств для устройств, которые на данный момент получили широкое распространение, таких как смартфоны и планшеты с ОС Андроид.

Представляется целесообразным проведение дальнейшей доработки уже имеющегося программного обеспечения, объединив некоторые из перечисленных программ в одно приложение с удобным интерфейсом, а также наладить производство переходников для подключения телефонов и планшетов к стандартным средствам связи воздушного судна. В силу наличия у практически всего летного состава планшетов и смартфонов как штатного средства навигации, подобный вариант абонентского оборудования довольно быстро завоюет рынок. Помимо коммерческой составляющей, наличие такого распространенного и простого оборудования позволит быстро, эффективно и дешево провести исследовательскую работу в этой области.

Похожим образом следует поступить и с той частью программно-аппаратного обеспечения, которое будет устанавливаться на отдаленных площадках. Простые и понятные программно-аппаратные комплексы наблюдения за погодой, объединенные через сеть Интернет и имеющие чат-боты в популярных мессенджерах, также имеют все шансы стать полезным и весьма востребованным продуктом. Поставляемые в качестве конструктора, с подробными инструкциями по сборке, они позволят быстро создать вспомогательную информационно-метеорологическую сеть силами ИАС авиакомпаний, местной администрации, а также других организаций, заинтересованных в регулярном и безопасном выполнении полетов. Подобные сети и отдельные станции не требуют прохождения сложной и дорогой процедуры сертификации, ведь как указывалось выше, использование их данных в качестве дополнения к официальным прогнозам является полностью законным.

К экспериментальной работе в данной области стоит подключить также радиолюбительское сообщество, в котором немало талантливых инженеров. Получив основу для создания вспомогательных информационных сетей в такой важной и нужной сфере как авиация, а также чувство сопричастности к большим проектам в сфере связи радиолюбители, со своей врожденной тягой к исследованиям, с энтузиазмом смогут произвести ряд доработок и устранить недостатков, со временем накопить и подытожить опыт эксплуатации, который несомненно пригодится для создания серьезных промышленных образцов подобного рода систем. Как указано выше, наличие у летного состава простых абонентских устройств делает проведение широкой экспериментальной работы вполне осуществимым делом.

В подтверждение этого можно добавить, что в центральном и ряде других регионов Российской Федерации уже несколько лет на радиолюбительских диапазонах успешно эксплуатируются и совершенствуются КВ-шлюзы, связанные между собой по сети Интернет, что по сути является прототипом самоорганизующейся сети, о необходимости создания которой писал автор [1]. Поэтому привлечение радиолюбительского сообщества, насчитывающего в России более 40 тысяч человек, является целесообразным и необходимым.

Что же касается служб УВД, то здесь ситуация обстоит конечно сложнее, но также решаемая. Доработка программного обеспечения, вкуче с применением современных систем шифрования данных и идентификации пользователей, с последующей доработкой законодательства также делает возможным успешное применение подобного рода систем в практическом выполнении полетов и управления воздушным движением.

Благодарности

Автор благодарит:

— Владимира Николаевича Никулина, синоптика 2-й категории авиаметеорологической станции аэропорта Анадырь за консультации по вопросам метеорологии и помощь в технических вопросах;

— Игоря Ивановича Сапожникова, авиатехника 1-й категории по АиРЭО воздушных судов АО «ЧукотАВИА» за техническую помощь и содействие в проведении экспериментов;

— Евгения Яковлевича Слудкевича (UA3АНМ), генерального директора фирмы «РАДИАЛ», создателя концепции программы «КВ Пейджер» и инициатора ее практической реализации, разработчика и изготовителя связной аппаратуры и антенн за помощь в теоретических и практических вопросах по распространению радиоволн, а также в вопросах применения различных видов антенн, связного оборудования и программного обеспечения для цифровых видов КВ радиосвязи с использованием принципа зенитного излучения;

— Сергея Александровича Подстригаило, программиста, разработчика семейства программ «КВ Пейджер».

Список литературы

1. Рубцов Е. А. Системы зенитного излучения для обеспечения радиосвязи пилотируемой и беспилотной авиации // I-methods. 2022. Т. 14, №4. С. 1—14.
2. Слодкевич Е. А. Радиосвязь для Арктики // Первая миля. 2022. № 1. С. 50—51.
3. Слодкевич Е. А. Мероприятия совместные ГУ МЧС Карелии и ООО «Радиал» по внедрению коротковолновой радиосвязи в туризме. 2023. [Электронный ресурс]. Режим доступа: URL: <https://www.nvis.club/files/mchs2023.pdf>.
4. Слодкевич Е. А. Результаты шлюза в Хибинах. [Электронный ресурс]. 2020. Режим доступа: URL: <https://www.nvis.club/experiments/practice/shlyuz-v-khibinakh>.
5. КВпейджер. [Электронный ресурс]. Режим доступа: URL: <https://hfpager.com/hfpager/hf-pager>.
6. Ротхаммель К., Кришке А. Энциклопедия антенн. М. : ДМК Пресс, 2016. 812 с.

Информация об авторе

Раков Алексей Владимирович, 2-й пилот Ми-8Т, Ми-8МТВ АО «ЧукотАВИА», радиолюбитель (EU6AAP), Российская Федерация.

Application of Digital Radio Communication Methods and Digital Signal Processing Methods to Ensure Helicopter Flights in Hard-to-Reach areas of the Russian Federation

A. V. Rakov

JSC ChukotAVIA

6th Portovaya St., Ugolnye Kopi set., Chukotka Autonomous Okrug,
689503, Russian Federation
LFF06@mail.ru

Received: May 20, 2025

Peer-reviewed: May 25, 2025

Accepted: May 25, 2025

Abstract: *The article shows the possibility of creating working digital radio communication systems by simple means. The success of developing digital radio communication systems for small aircraft lies in the use of fairly simple software for devices that are currently widely used, such as smartphones and tablets with Android OS. It is shown that to achieve this goal, it is necessary to further refine the existing software by combining some of the listed programs into a single application with a user-friendly interface. It is noted that in the central and a number of other regions of the Russian Federation, HF gateways connected to each other via the Internet have been successfully operated and improved on amateur radio bands for several years, which, in fact, is a prototype of a self-organizing network. The results of tests conducted in 2023 in the Chukotka Autonomous Okrug are presented.*

Keywords: *digital radio communication, small aircraft, HF gateways.*

For citation (IEEE): A. V. Rakov, "Application of Digital Radio Communication Methods and Digital Signal Processing Methods to Ensure Helicopter Flights in Hard-to-Reach areas of the Russian Federation," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 8, no. 5, pp. 718–746, 2025, doi: 10.21227/efsk-xh05. (In Russ.).

References

- [1] E. A. Rubtsov, "Zenith radiation systems for providing radio communications for manned and unmanned aircraft," *I-methods*, vol. 14, no. 4, pp. 1–14, 2022. (In Russ.).
- [2] E. A. Slodkevich, "Radio communications for the Arctic," *Last Mile*, no. 1, pp. 50–51, 2022. (In Russ.).
- [3] E. A. Slodkevich, "Joint activities of the Main Directorate of the Ministry of Emergency Situations of Karelia and Radial LLC for the introduction of shortwave radio communications in tourism," 2023. [Online]. Available: URL: <https://www.nvis.club/files/mchs2023.pdf>. (In Russ.).

- [4] E. A. Slodkevich, “Results of the lock in Khibiny,” 2020. [Online]. Available: URL: <https://www.nvis.club/experiments/practice/shlyuz-v-khibinakh>. (In Russ.).
- [5] *HFpager*. [Online]. Available: URL: <https://hfpager.com/hfpager/hf-pager>. (In Russ.).
- [6] *Rothammels Antennenbuch*, ed. A. Krischke, Stuttgart, Franckh-Kosmos Verlags-GmbH&Co., 1995.

Information about the author

Aleksey V. Rakov, 2nd pilot Mi-8T, Mi-8MTV JSC ChukotAVIA, radio amateur (EU6AAP), Russian Federation.

Квази-эллиптический полосно-пропускающий фильтр

Епишева О. К., Крутиев С. В., Клещенко А. Б.

Южный федеральный университет
ул. Зорге, д. 5, г. Ростов-на-Дону, 344090, Российская Федерация
skrutiev@sfedu.ru

Получено: 20 мая 2025 г.

Отрецензировано: 29 мая 2025 г.

Принято к публикации: 29 мая 2025 г.

Аннотация: Предлагаемая работа демонстрирует подход к реализации миниатюрных перекрестно связанных полосно-пропускающих фильтров на основе трехмодовых резонаторов. Трехмодовые резонаторы формируются путем интеграции двух коаксиальных проводящих элементов в боковые стенки прямоугольного волновода, что позволяет реализовать нуль передачи по обе стороны от полосы пропускания. Коаксиально-волноводная связь регулируется с помощью соединительных винтов, обеспечивая гибкость настройки. Представлены прототипы фильтров 9,9 ГГц третьего и шестого порядков, демонстрирующие миниатюрность и возможность создания нулей передачи по обе стороны полосы пропускания. Конструкция и характеристики разработанных фильтров подтверждены с помощью электромагнитного моделирования и экспериментальных измерений. Данные результаты подтверждают возможность практической реализации компактных трехмерных радиочастотных фильтров, основанных на предложенном подходе.

Ключевые слова: полосно-пропускающий фильтр, волноводный фильтр, коаксиальный резонатор, квази-эллиптический фильтр.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Епишева О. К., Крутиев С. В., Клещенко А. Б. Квази-эллиптический полосно-пропускающий фильтр // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2025. Т. 8, № 5. С. 747–762.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Епишева, О. К. Квази-эллиптический полосно-пропускающий фильтр / О. К. Епишева, С. В. Крутиев, А. Б. Клещенко // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. — 2025. — Т. 8, № 5. — С. 747–762.

1. Введение

В современном мире беспроводной связи с его постоянно растущим числом приложений и устройств эффективное управление радиочастот-

ным спектром становится критически важной задачей. Полосно-пропускающие фильтры играют ключевую роль в этом управлении, обеспечивая возможность выделения желаемых сигналов и подавления мешающих сигналов и шумов в приемно-передающих трактах. Волноводные и коаксиально-резонаторные фильтры, традиционно используемые в этих приложениях, отличаются высокой добротностью и способностью обеспечивать требуемые характеристики фильтрации [1]. Однако в условиях жестких требований к миниатюризации, предъявляемых к современным беспроводным системам, возникает острая необходимость в разработке компактных и энергоэффективных фильтров.

Традиционные подходы к улучшению селективности фильтров, такие как увеличение порядка фильтра (количества резонаторов), неизбежно приводят к увеличению физических размеров, объема и массы устройств, а также к увеличению потерь в полосе пропускания [2]. Последнее особенно критично для портативных устройств и приложений, где ограничены ресурсы энергоснабжения и где требуется максимальная эффективность передачи. В связи с этим существует потребность в новых подходах к проектированию фильтров, которые бы позволили достичь высокой селективности и низких потерь, сохраняя при этом компактные размеры и малый вес.

Квази-эллиптические фильтры с их характерной способностью создавать нули передачи вблизи полосы пропускания обеспечивают более высокую селективность по сравнению с традиционными фильтрами Чебышева или Баттерворта при одинаковом порядке фильтра [3]. Достижение необходимой топологии связей в фильтрах высокого порядка, и особенно в квази-эллиптических фильтрах с несколькими нулями передачи, представляет собой сложную задачу.

В рамках данной работы предложен подход к разработке миниатюрных встроенных полосно-пропускающих квази-эллиптических фильтров на основе интегрированных трехмодовых коаксиально-волноводных резонаторов. Использование трехмодовых резонаторов позволяет значительно уменьшить размеры фильтра по сравнению с классическими решениями за счет использования нескольких резонансных мод в одном физическом объеме. Интеграция коаксиальных резонаторов в волноводную структуру обеспечивает гибкость в управлении связями между резонаторами и возможность создания нулей передачи по обе стороны полосы пропускания [4, 5].

Предлагаемая конструкция позволяет реализовать фильтры с регулируемой полосой пропускания и характеристиками фильтрации, что особенно важно для современных многодиапазонных и перестраиваемых систем связи. Настраиваемость фильтров обеспечивается использованием соединительных винтов, позволяющих точно регулировать параметры свя-

зи между коаксиальными резонаторами и волноводом [6]. Компактность, настраиваемость и высокая селективность делают предложенные фильтры перспективными для использования в современных беспроводных системах, таких как мобильные телефоны, Wi-Fi устройства и радары.

В данной работе представлен дизайн, моделирование, изготовление и экспериментальная проверка принципа действия полосно-пропускающего фильтра на основе трехмодовых интегрированных коаксиально-волноводных резонаторов. Фильтр демонстрирует возможность реализации компактного и высокопроизводительного решения для задач селекции сигналов в современных беспроводных системах.

2. Трехмодовый коаксиально-волноводный резонатор

Трехмодовый коаксиально-волноводный резонатор (рис. 1) является ключевым элементом представленной конструкции полосно-пропускающего фильтра, обеспечивающим компактность и гибкость в управлении характеристиками фильтрации. Он представляет собой комбинацию прямоугольного волноводного резонатора с двумя коаксиальными резонаторами, интегрированными в его боковые стенки.

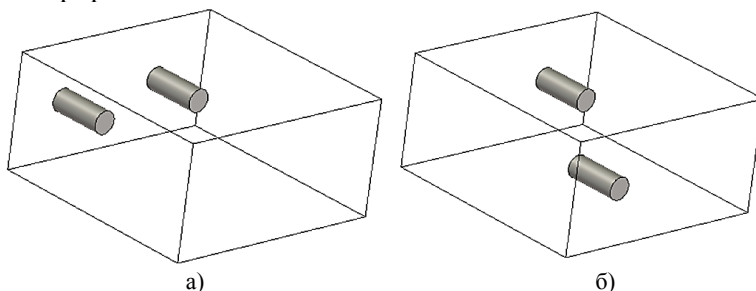


Рис. 1. Геометрия предлагаемого интегрированного коаксиально-волноводного резонатора.
а) Обе стойки расположены на одной и той же боковой стенке. б) Стойки расположены на противоположных боковых стенках.

Fig. 1. Geometry of the proposed integrated coaxial-waveguide resonator.
a) Both posts are located on the same side wall. б) The posts are located on opposite side walls

Трехмодовый характер резонатора обусловлен тем, что в данной конструкции используются три резонансные моды: основная мода волноводного резонатора и две моды коаксиальных резонаторов. Коаксиальные резонаторы, в свою очередь, могут возбуждаться как в синфазном режиме, так и в противофазном режиме [7].

1. Основная волноводная мода: эта мода характеризуется распределением электрического и магнитного полей, типичным для прямоугольного волновода.

2. Четная мода коаксиальных резонаторов: в этом режиме обе коаксиальные стойки возбуждаются синфазно, то есть электрические и магнитные поля вблизи обеих стоек имеют одинаковое направление.

3. Нечетная мода коаксиальных резонаторов: в этом режиме коаксиальные стойки возбуждаются противофазно, то есть электрические и магнитные поля вблизи стоек имеют противоположное направление.

Связь между этими тремя модами и определяет характеристики резонатора. Частоты этих трех мод могут быть настроены независимо друг от друга, позволяя адаптировать резонатор к различным требованиям.

Электрическое поле в коаксиальных резонаторах концентрируется вблизи стоек, с максимальной напряженностью у их концов. В четном режиме E -поле имеет одинаковое направление вблизи обеих стоек, а в нечетном режиме направления E -полей вблизи стоек противоположны. В волноводной части E -поле распределено в соответствии с основной модой волновода [6].

Магнитное поле в коаксиальных резонаторах формирует горизонтальные окружности в плоскости, параллельной широкой стенке волновода. Направление вращения H -поля зависит от того, какая мода возбуждена (четная или нечетная). Важно отметить, что H -поле имеет противоположные направления вращения вдоль противоположных боковых стенок волновода. Это свойство используется для создания нулей передачи, когда стойки располагаются на противоположных стенках волновода [8].

Иллюстрации распределения E - и H -полей для различных режимов работы коаксиальных резонаторов можно увидеть на рис. 2 и 3, где показано, как расположение стоек (на одной или на разных стенках) влияет на направление и конфигурацию полей.

Использование трехмодового коаксиально-волноводного резонатора позволяет существенно уменьшить размеры фильтра, поскольку три резонансные моды используются в одном физическом объеме. Настраиваемость параметров связи между модами обеспечивает гибкость при проектировании фильтра и возможность достижения заданных характеристик фильтрации.

3. Фильтр третьего порядка с нулем передачи, расположенным выше полосы пропускания

Данный фильтр представляет собой реализацию квази-эллиптического полосно-пропускающего фильтра третьего порядка, разработанного с использованием интегрированного коаксиально-волноводного резонатора. Ключевой особенностью данной конфигурации является наличие нуля пе-

редачи, расположенного выше полосы пропускания, что обеспечивает улучшенную селективность и более крутой спад АЧХ в верхней части диапазона заграждения. Чертеж исследуемой модели с размерами представлен на рис. 4, где

$a = 19.51 \text{ mm}$, $b = 10.16 \text{ mm}$, $c = 22.91 \text{ mm}$, $d1 = 2.28 \text{ mm}$, $d2 = 1.72 \text{ mm}$, $d3 = 1.84 \text{ mm}$, $d4 = 1.94 \text{ mm}$, $d5 = 2.51 \text{ mm}$, $d6 = 0.92 \text{ mm}$, $h1 = 5.95 \text{ mm}$, $h2 = 6.05 \text{ mm}$, $h3 = 2.04 \text{ mm}$, $h4 = 2.04 \text{ mm}$, $y1 = 4.67 \text{ mm}$, $y2 = 4.02 \text{ mm}$, $x3 = 4.02 \text{ mm}$, $x4 = 5.37 \text{ mm}$, $z1 = 5.6 \text{ mm}$, $z2 = 6.1 \text{ mm}$, $z3 = 6.51 \text{ mm}$, $z4 = 7.07 \text{ mm}$.

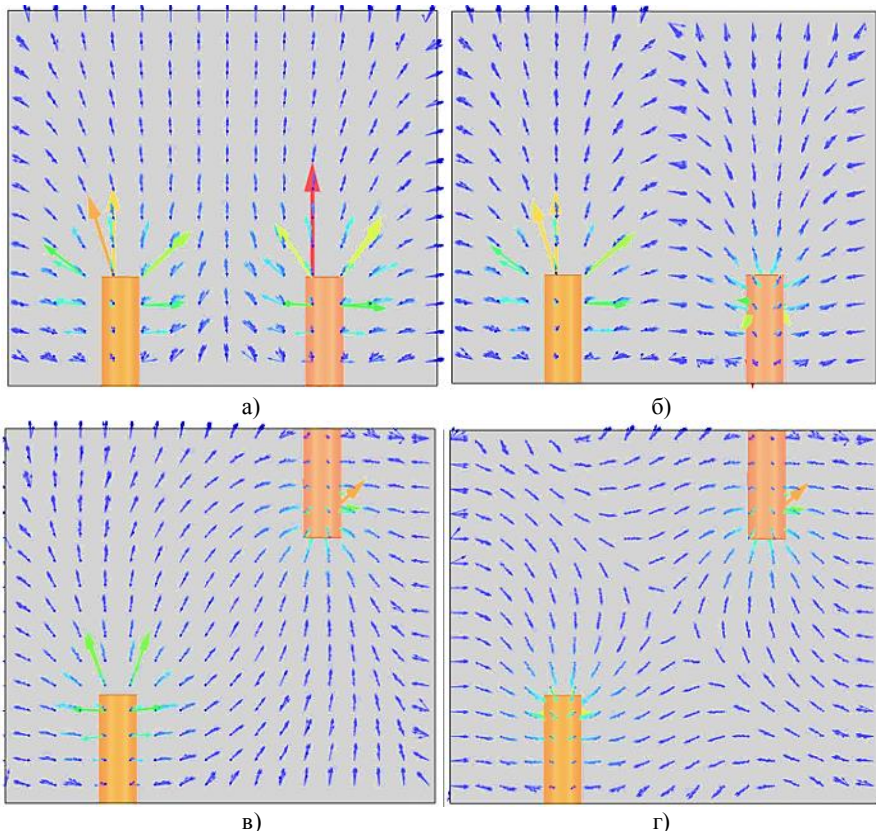


Рис. 2. Распределения электрического поля для коаксиальных мод. а) четная и б) нечетная мода для стоек, расположенных на одной стенке волновода; в) четная и г) нечетная мода для стоек, расположенных на противоположных стенках волновода.

Fig. 2. Electric field distributions for coaxial modes. а) even and б) odd mode for racks located on one wall of the waveguide; в) even and г) odd mode for racks located on opposite walls of the waveguide

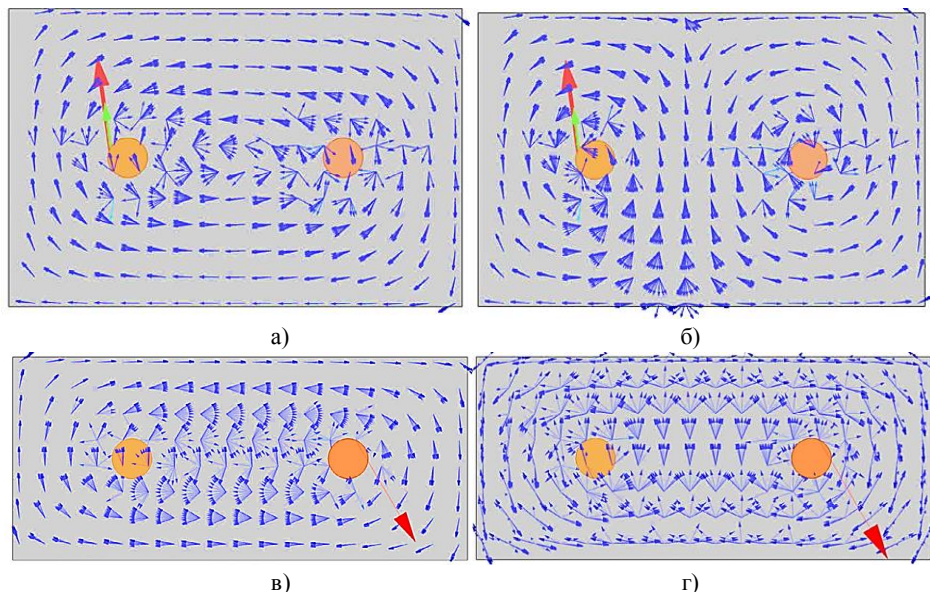


Рис. 3. Распределения магнитного поля для коаксиальных мод. а) четная и б) нечетная мода для стоек, расположенных на одной стенке волновода. в) четная и г) нечетная мода для стоек, расположенных на противоположных стенках волновода.

Fig. 3. Magnetic field distributions for coaxial modes. а) even and б) odd mode for racks located on one wall of the waveguide. в) even and г) odd mode for racks located on opposite walls of the waveguide

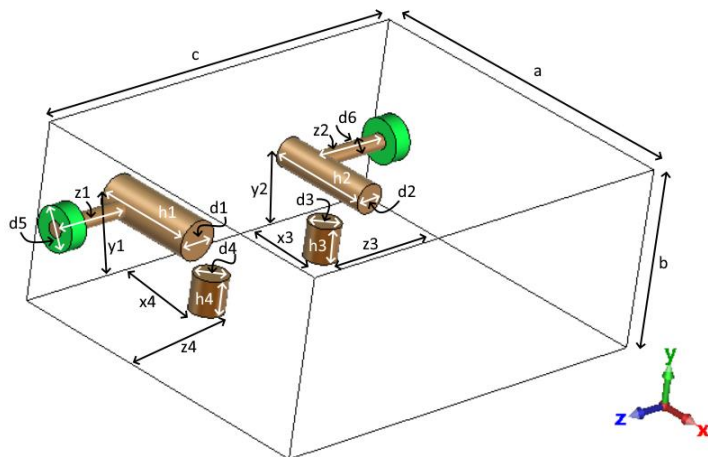


Рис. 4. Фильтр третьего порядка с нулем передачи, расположенным выше полосы пропускания.

Fig. 4. Third-order filter with transmission zero located above the passband

В основе фильтра лежит прямоугольная волноводная полость, которая определяет резонансные свойства системы. Внутри волновода размещены две коаксиальные стойки, выполняющие роль резонаторов и элементов связи между входным и выходным портами. Важно отметить, что расположение обеих стоек на одной боковой стенке волноводного резонатора определяет знак связи между ними и, как следствие, формирование нуля передачи выше полосы пропускания.

Внешние связи фильтра реализуются через ответвление металлических коаксиальных выводов, обеспечивающих согласование с внешними цепями и минимизацию отражений. Связи между коаксиальными стойками регулируются соединительными винтами, расположенными напротив открытых концов выводов, на волноводной стенке. Эти винты, изменяя емкостную нагрузку на резонаторы, позволяют точно настраивать частоту резонанса и величину связи между ними. Важным аспектом конструкции являются перекрестные связи между резонаторами, возникающие благодаря взаимодействию электрических и магнитных полей, создаваемых коаксиальными стойками, величина которых зависит от расстояния между стойками и их положения в волноводной полости.

Принцип работы фильтра заключается в следующем: входной сигнал, поступающий через коаксиальный ввод, возбуждает электромагнитные колебания в волноводной полости. Эти колебания взаимодействуют с коаксиальными стойками, которые начинают резонировать на своей собственной частоте. Энергия сигнала передается от одной коаксиальной стойки к другой через волноводную полость посредством прямых и перекрестных связей. АЧХ фильтра формируется в результате интерференции сигналов, проходящих через различные пути связи между резонаторами. Расположение коаксиальных стоек на одной стенке приводит к тому, что сигнал, проходящий через волноводную полость, складывается с прямым сигналом между резонаторами в противофазе на определенной частоте выше полосы пропускания, формируя ноль передачи. В результате на выходном коаксиальном выводе формируется отфильтрованный сигнал, в котором подавлены частоты, находящиеся за пределами полосы пропускания.

Характеристики разработанного фильтра удобно анализировать, используя графики S -параметров, которые демонстрируют зависимость коэффициентов передачи ($|S_{21}|$) и отражения ($|S_{11}|$) от частоты. Расчеты S -параметров осуществлялись в среде разработки *CST Studio Suite*. Трехмерная схема окончательно оптимизированного полосового фильтра третьего порядка показана на рис. 4, его электромагнитно-моделированные параметры рассеяния показаны на рис. 5.

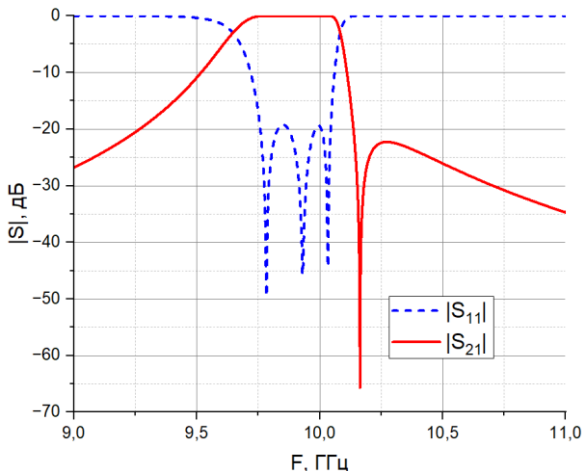


Рис. 5. График коэффициента передачи ($|S_{21}|$) и отражения ($|S_{11}|$) фильтра третьего порядка с нулем передачи, расположенным выше полосы пропускания.

Fig. 5. Graph of the transmission coefficient ($|S_{21}|$) and reflection ($|S_{11}|$) of a third-order filter with a transmission zero located above the passband

На графике рис. 5 четко видна полоса пропускания фильтра, характеризующаяся низкими потерями и максимальной передачей сигнала. Вне полосы пропускания наблюдается резкий спад $|S_{21}|$, указывающий на подавление нежелательных частот. Особенно важным является наличие нуля передачи, расположенного выше полосы пропускания, который проявляется в виде глубокого провала на графике $|S_{21}|$. Глубина и положение этого провала определяют эффективность подавления сигнала на соответствующей частоте. На графике $|S_{11}|$ в полосе пропускания наблюдается минимальное значение, что свидетельствует о хорошем согласовании фильтра с входной и выходной цепями. Вне полосы пропускания $|S_{11}|$ увеличивается, указывая на увеличение отраженной мощности и снижение передачи сигнала. Анализ графиков S-параметров позволяет оценить ключевые характеристики фильтра, такие как центральная частота, полоса пропускания, потери в полосе пропускания, селективность и положение нуля передачи, и подтвердить соответствие фильтра заданным требованиям.

4. Фильтр третьего порядка с нулем передачи, расположенным ниже полосы пропускания

В отличие от своего аналога с нулем передачи выше полосы пропускания, фильтр третьего порядка, формирующий ноль передачи ниже полосы, демонстрирует принципиально иное взаимодействие с электромагнит-

ным полем внутри волноводного резонатора. Ключевое различие заключается в геометрии расположения коаксиальных стоек: в то время как предыдущий фильтр предполагает размещение обеих стоек на одной и той же боковой стенке волновода, в данной конфигурации стойки располагаются на противоположных боковых стенках. Это кардинально меняет характер связи между резонаторами и приводит к инверсии знака связи. В результате H -поле волноводной моды, с которым взаимодействует каждая стойка, имеет противоположную полярность, что в свою очередь приводит к формированию нуля передачи ниже полосы пропускания. Чертеж исследуемой модели с размерами представлен на рис. 6., где

$a = 19.6 \text{ mm}$, $b = 10 \text{ mm}$, $c = 23 \text{ mm}$, $d1 = 3.68 \text{ mm}$, $d2 = 2.86 \text{ mm}$, $d3 = 3.06 \text{ mm}$, $d4 = 2.4 \text{ mm}$, $d5 = 4.32 \text{ mm}$, $d6 = 1.15 \text{ mm}$, $h1 = 5.43 \text{ mm}$, $h2 = 5.45 \text{ mm}$, $h3 = 1.59 \text{ mm}$, $h4 = 1.9 \text{ mm}$, $y1 = 5.67 \text{ mm}$, $y2 = 4.72 \text{ mm}$, $x3 = 5.25 \text{ mm}$, $x4 = 6.3 \text{ mm}$, $z1 = 6.11 \text{ mm}$, $z2 = 7.6 \text{ mm}$, $z3 = 6.27 \text{ mm}$, $z4 = 5.02 \text{ mm}$.

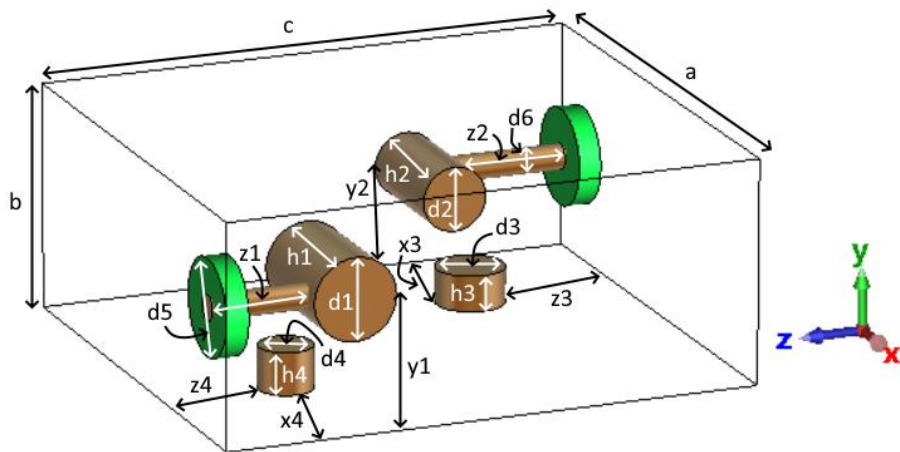


Рис. 6. Фильтр третьего порядка с нулем передачи, расположенным ниже полосы пропускания.

Fig. 6. Third-order filter with transmission zero located below the passband

Влияние этого изменения геометрии отчетливо прослеживается на S -параметрах фильтра рис. 7. Хотя оба фильтра (с верхним и нижним нулем) демонстрируют полосу пропускания с минимальными потерями и высокие обратные потери в этой полосе, ключевое отличие заключается в поведении $|S_{21}|$ за пределами полосы пропускания.

Фильтр с нулем передачи выше полосы демонстрирует резкий спад $|S_{21}|$ и глубокий провал выше частоты полосы пропускания, в то время как у данного фильтра провал и спад наблюдаются ниже этой частоты. Таким

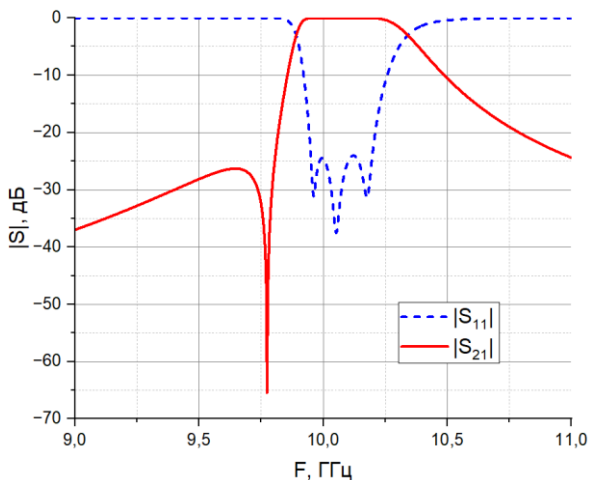


Рис. 7. График коэффициента передачи ($|S_{21}|$) и отражения ($|S_{11}|$) фильтра третьего порядка с нулем передачи, расположенным ниже полосы пропускания.

Fig. 7. Graph of the transmission coefficient ($|S_{21}|$) and reflection ($|S_{11}|$) of a third-order filter with a transmission zero located below the passband

образом, на графике $|S_{21}|$ хорошо видна инверсия расположения нуля передачи. Кроме того, величина межрезонаторной связи оказывается меньше при расположении резонаторов на противоположных стенках по сравнению с одной стенкой, что может потребовать более тонкой настройки соединительных винтов для достижения желаемых параметров фильтра. В конечном счете, оба варианта конструкции позволяют реализовать высокоселективные полосно-пропускающие фильтры, выбор между ними определяется конкретными требованиями к положению нуля передачи и характеристикам фильтрации вне полосы пропускания.

5. Фильтр шестого порядка с нулем передачи на обеих сторонах полосы пропускания

Фильтр шестого порядка с нулями передачи по обе стороны полосы пропускания представляет собой продвинутую конструкцию, объединяющую принципы, реализованные в фильтрах третьего порядка, для достижения повышенной селективности. Чертеж исследуемой модели с размерами представлен на рис. 8, где

$$\begin{aligned}
 a &= 39.02 \text{ mm}, b = 10.16 \text{ mm}, c = 22.91 \text{ mm}, d1 = 1.83 \text{ mm}, d2 = \\
 &1.72 \text{ mm}, d3 = 1.94 \text{ mm}, d4 = 2.27 \text{ mm}, d5 = 2.86 \text{ mm}, d6 = \\
 &3.05 \text{ mm}, d7 = 2.39 \text{ mm}, d8 = 3.69 \text{ mm}, d9 = 0.92 \text{ mm}, d10 = \\
 &2.51 \text{ mm}, d11 = 4.32 \text{ mm}, d12 = 1.15 \text{ mm}, h1 = 2.04 \text{ mm}, h2 =
 \end{aligned}$$

6.05 mm , $h3 = 2.04 \text{ mm}$, $h4 = 5.95 \text{ mm}$, $h5 = 5.45 \text{ mm}$, $h6 = 1.59 \text{ mm}$, $h7 = 1.90 \text{ mm}$, $h8 = 5.43 \text{ mm}$, $y2 = 4.05 \text{ mm}$, $y4 = 4.65 \text{ mm}$, $y5 = 4.75 \text{ mm}$, $y8 = 5.67 \text{ mm}$, $x1 = 4.03 \text{ mm}$, $x3 = 5.42 \text{ mm}$, $x6 = 5.35 \text{ mm}$, $x7 = 6.32 \text{ mm}$, $x = 18.51 \text{ mm}$, $z1 = 6.55 \text{ mm}$, $z2 = 6.05 \text{ mm}$, $z3 = 7.09 \text{ mm}$, $z4 = 5.55 \text{ mm}$, $z5 = 6.13 \text{ mm}$, $z6 = 5.21 \text{ mm}$, $z7 = 6.33 \text{ mm}$, $z8 = 7.62 \text{ mm}$, $w = 1.00 \text{ mm}$, $L = 8 \text{ mm}$.

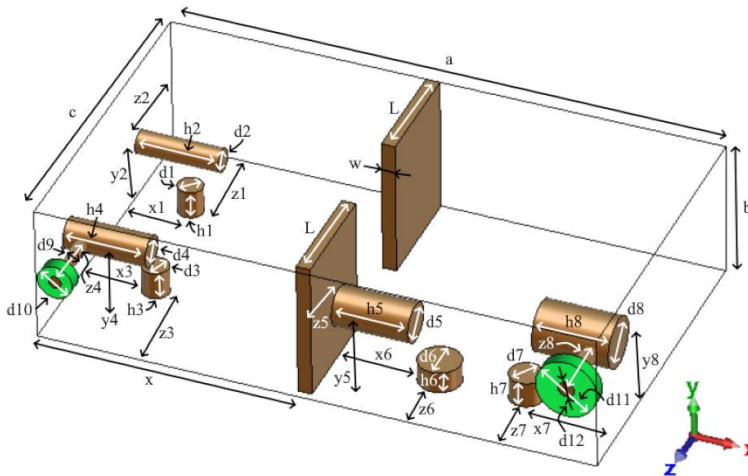


Рис. 8. Фильтр шестого порядка с нулем передачи на обеих сторонах полосы пропускания.

Fig. 8. Sixth order filter with zero transmission on both sides of the passband

В его основе лежит волноводный резонатор, который разделен прямоугольной металлической стенкой на две секции, каждая из которых функционирует как фильтр третьего порядка с интегрированными коаксиальными резонаторами. Это разделение позволяет создать два отдельных резонатора. В разделительной стенке предусмотрено окно индуктивной связи, которое обеспечивает связь между резонаторами. В первой секции обе стойки размещены на одной боковой стенке, формируя ноль передачи выше полосы пропускания, а во второй секции одна стойка размещена на одной боковой стенке, а другая — на противоположной, обеспечивая ноль передачи ниже полосы пропускания. Для точной настройки связи между стойками внутри каждой секции и для настройки межрезонаторной связи через окно в разделительной перегородке используются соединительные винты.

Графики S -параметров для фильтра шестого порядка (рис. 9) демонстрируют улучшенные характеристики по сравнению с фильтрами третьего порядка. Полоса пропускания становится более узкой и плоской, где $|S_{21}|$ остается высоким и более стабильным, а $|S_{11}|$ — минимальным. Четко

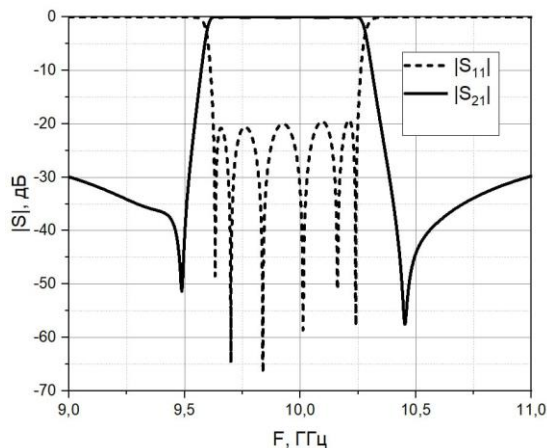


Рис. 9. График коэффициента передачи ($|S_{21}|$) и отражения ($|S_{11}|$) фильтра шестого порядка с нулем передачи на обеих сторонах полосы пропускания.

Fig. 9. Graph of the transmission coefficient ($|S_{21}|$) and reflection ($|S_{11}|$) of a sixth-order filter with zero transmission on both sides of the passband

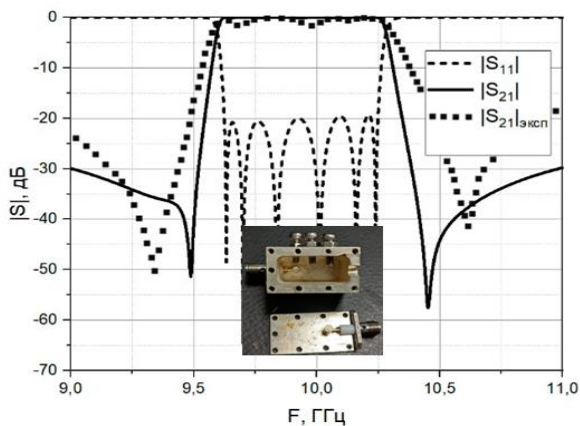


Рис. 10. График сравнения АЧХ синтезированного и изготовленного фильтра.

Fig. 10. Graph of comparison of frequency response of synthesized and manufactured filter

видны два глубоких провала на графике $|S_{21}|$, представляющие нули передачи, расположенные по обе стороны полосы пропускания. По сравнению с фильтрами третьего порядка, скаты АЧХ в фильтре шестого порядка значительно круче, что позволяет более эффективно подавлять сигналы, расположенные вблизи полосы пропускания. На рис. 10 показано сравнение АЧХ изготовленного фильтра с характеристикой синтезированного фильтра, расхождение в АЧХ связано с точностью изготовления и потерями в металле.

Таким образом, фильтр шестого порядка с нулями передачи с обеих сторон полосы пропускания представляет собой совершенную конструкцию, обеспечивающую более высокие характеристики фильтрации за счет объединения принципов, реализованных в фильтрах третьего порядка, и добавления новых элементов, таких как разделительные стенки и более сложная настройка связей.

6. Заключение

В данной работе представлена конструкция миниатюрных полосно-пропускающих фильтров на основе трехмодовых коаксиально-волноводных резонаторов. Предложенная топология позволяет гибко управлять положением нуля передачи, располагая его по обе стороны полосы пропускания, что достигается путем изменения расположения коаксиальных проводников внутри волноводного резонатора. Представлены примеры фильтров третьего и шестого порядков, демонстрирующие возможность реализации компактных и высокоселективных устройств. Полученные результаты моделирования и экспериментальные данные подтверждают эффективность предложенного подхода и его перспективность для применения в современных беспроводных системах связи, где критичными являются требования к миниатюризации и высокой селективности.

Благодарности

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

Список литературы

1. Krutiev S. V., Lonkina D. V., Efremova S. S., Ipatiev A. S. Electrodynamics Analysis and Synthesis of Bandpass Filters on a Rectangular Waveguide with Complex Thin Resonant Diaphragms in the Form of a Double-Shaped Aperture. In : 2021 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW), 28 June 2021 – 02 July 2021. P. 87–90.
2. Krutiev S. V., Lonkina D. V., Makhno P. V., Kleshchenkov A. B., Makhno V. V. Design and Fabrication of Compact Waveguide Filter with Complementary Split-ring Resonators (CSRR). In : 2022 Photonics & Electromagnetics Research Symposium (PIERS), 25–29 April 2022. P. 420–424.
3. Zemlyakov V. V., Zargano G. F., Krutiev S. V., Tyaglov M. Y. Electrodynamics 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.
4. 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.
5. Шевченко А. К., Гризодуб А. Н., Крутиев С. В. Квазиэллиптический волноводный полосно-пропускающий фильтр на наклонных прямоугольных резонаторах // Информационные и радиоэлектронные технологии. 2024. Т. 7, № 4. С. 620—634.

6. Лебедев И. В. Техника и приборы СВЧ. Под ред. акад. Н. Д. Девяткова. М. : Высш. школа, 1970. 440 с.
7. Фельдштейн А. Л., Явич Л. Р., Смирнов В. П. Справочник по элементам волноводной техники. М. : Сов. радио, 1967. 651 с.
8. Букин С. П., Крутиев С. В. Полосно-пропускающие фильтры, выполненные по SIW и ESIW-технологиям // Журнал технической физики. 2025. Т. 95, вып. 5. С. 1024—1030.

Информация об авторах

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

Клещенков Анатолий Борисович, кандидат физико-математических наук, доцент, физический факультет, Южный федеральный университет, г. Ростов-на-Дону, Российская Федерация.

Епишева Олеся Константиновна магистр 1 года обучения, направления «Радиофизика», физический факультет, Южный федеральный университет, г. Ростов-на-Дону, Российская Федерация.

Quasi-Elliptic Band-Pass Filter

O. K. Episheva, S. V. Krutiev, and A. B. Kleshchenkov

Southern Federal University
5, Zorge St., Rostov-on-Don, 344090, Russian Federation
skrutiev@sfedu.ru

Received: May 20, 2025

Peer-reviewed: May 29, 2025

Accepted: May 29, 2025

Abstract: The proposed work demonstrates an approach to the realization of miniaturized cross-coupled bandpass filters based on three-mode resonators. The three-mode resonators are formed by integrating two coaxial conducting elements into the side walls of a rectangular waveguide, which allows the realization of transmission null on both sides of the passband. The coaxial-waveguide coupling is adjustable with coupling screws, providing tuning flexibility. Prototype 9.9-GHz third- and sixth-order filters are presented, demonstrating miniaturization and the ability to create transmission zeros on either side of the passband. The design and performance of the developed filters are validated through electromagnetic modeling and experimental measurements. These results confirm the possibility of practical realization of compact three-dimensional RF filters based on the proposed approach.

Keywords: band-pass filter, waveguide filter, coaxial resonator, quasi-elliptic filter.

For citation (IEEE): O. K. Episheva, S. V. Krutiev, and A. B. Kleshchenkov, "Quasi-Elliptic Band-Pass Filter," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 8, no. 5, pp. 747–752, 2025, doi: 10.21227/wmvq-aml3. (In Russ.).

References

1. S. V. Krutiev, D. V. Lonkina, S. S. Efremova, and A. S. Ipatiev, "Electrodynamic Analysis and Synthesis of Bandpass Filters on a Rectangular Waveguide with Complex Thin Resonant Diaphragms in the Form of a Double-Shaped Caperture," in *2021 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW)*, 28 June 2021 – 02 July 2021, pp. 87–90, 2021.
2. S. V. Krutiev, D. V. Lonkina, P. V. Makhno, A. B. Kleshchenkov, and V. V. Makhno, "Design and Fabrication of Compact Waveguide Filter with Complementary Split-ring Resonators (CSRR), in *2022 Photonics & Electromagnetics Research Symposium (PIERS)*, 25–29 April 2022, pp. 420–424, 2022.
3. V. V. Zemlyakov, G. F. Zargano, S. V. Krutiev, and M. Y. Tyaglov, "Electrodynamic Analysis and Synthesis of an Elliptic Filter Based on Complex Resonant Irises in a Rectangular Waveguide," *Radiophysics and Quantum Electronics*, vol. 61, no. 12, pp. 915–923, 2019.
4. V. Zemlyakov, S. Krutiev, M. Tyaglov, and V. Shevchenko, "A design of waveguide elliptic filter based on resonant diaphragms with a complex aperture," *International Journal of Circuit Theory and Applications*, vol. 47, no. 1, pp. 55–64, 2019.
5. 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.).

6. I. V. Lebedev, *Microwave technology and devices*, ed. by N. D. Devyatkov, Moscow: Vysshaya Shkola, 1970. (In Russ.).
7. A. L. Feldshteyn, L. R. Yavich, and V. P. Smirnov, *Handbook of waveguide elements*, Moscow: Sov. radio, 1967. (In Russ.).
8. S. P. Bukin and S. V. Krutiev, “Bandpass filters based on SIW and ESIW technologies,” *Zhurnal tekhnicheskoy fiziki*, vol. 95, iss. 5, pp. 1024–1030, 2025. (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.

Anatoly B. Kleshchenkov, PhD in Physics and Mathematics, Associate Professor, Physics Department, Southern Federal University, Rostov-on-Don, Russian Federation.

Olesya K. Episheva, 1st year Master of Science, Radiophysics, Physics Department, Southern Federal University, Rostov-on-Don, Russian Federation.

Особенности моделирования пролетного клистрона в среде VPython

Нестеренко А. И., Полубоярцев В. О., Еськов А. А., Лукьянчиков А. В.

*Севастопольский государственный университет,
Институт радиоэлектроники и интеллектуальных технических систем
ул. Университетская, 33, г. Севастополь, 299053, Российская Федерация
ainesterenko@sevsu.ru*

Получено: 20 мая 2025 г.

Отрецензировано: 30 мая 2025 г.

Принято к публикации: 30 мая 2025 г.

Аннотация: Рассмотрено применение библиотеки VPython для моделирования работы клистронов — сверхвысокочастотных приборов, использующих динамическое управление электронным потоком. Проведено исследование возможностей VPython в визуализации движения электронов, подвергшихся воздействию СВЧ поля наряду со статическим электрическим полем. Рассмотрены ключевые процессы: скоростная модуляция, группирование электронов и генерация наведенного тока. Рассмотрена возможность создания виртуального лабораторного стенда для исследования пролетных клистронов, а именно создание органов управления в виде интерактивных элементов, таких как слайдеры, кнопки, флаги для настройки напряжений, длины дрейфа и числа частиц, что обеспечило возможность понимания физических процессов, протекающих внутри пролетного клистрона. Проведена оценка отображения графиков скорости, напряжения и тока в реальном времени, что иллюстрирует динамику системы. Проанализированы преимущества VPython, включая простоту создания физических моделей и поддержку визуализации траекторий. Рассмотрены ограничения, такие как упрощение эффектов пространственного заряда и несоответствия масштаба. Предложено дополнить модели учетом кулоновского взаимодействия и потерь в резонаторах, а также оптимизировать производительность для большого числа частиц. Установлено, что VPython эффективен для образовательных целей и предварительного анализа клистронов, однако для высокоточных расчетов требуется использование специализированных инструментов, таких как CST Studio или COMSOL.

Ключевые слова: моделирование динамическое управление электронным потоком, пролетный клистрон, скоростная модуляция, модуляция по плотности, VPython.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Нестеренко А. И., Полубоярцев В. О., Еськов А. А., Лукьянчиков А. В. Особенности моделирования пролетного клистрона в среде VPython // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2025. Т. 8, № 5. С. 763—776.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Нестеренко, А. И. Особенности моделирования пролетного клистрона в среде VPython / А. И. Нестеренко, В. О. Полубоярцев, А. А. Еськов, А. В. Лукьянчиков // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2025. — Т. 8, № 5. — С. 763—776.

1. Введение

Клистроны, как сверхвысокочастотные (СВЧ) электронные приборы, играют ключевую роль в современных системах радиолокации, спутниковой связи, ускорителей заряженных частиц и промышленных приложениях благодаря их способности эффективно усиливать, генерировать и умножать СВЧ-колебания. Известно, что принцип работы клистронов основан на динамическом управлении электронным потоком [1], а именно: сначала скоростная модуляция электронного потока, с последующей группировкой электронов в пространстве дрейфа и преобразованием их кинетической энергии в энергию электромагнитного поля в резонаторах. Такие параметры, как угол пролета электронов, наведенный ток и фазовая фокусировка, существенно влияют на тактико-технические параметры клистрона, что требует тщательного анализа и моделирования для оптимизации конструкции и повышения КПД.

С другой стороны, динамическое управление электронным потоком — не интуитивный процесс, и при обучении студентов требует много времени для понимания. Визуализация этого процесса позволит сократить время понимания и позволит более углубленно разобрать его особенности.

Обзор современных инструментов компьютерного моделирования, которые позволяют визуализировать и анализировать сложные физические процессы в клистропах, показал, что существует достаточное количество программного обеспечения, позволяющего решить эту задачу. В частности есть программа *COMSOL Multiphysics* [2] для моделирования электромагнитных полей, траекторий частиц в статических и динамических полях. Этот продукт обеспечивает гибкость в настройке полей (электрических, магнитных, комбинированных), позволяет визуализировать траектории частиц в 3D пространстве и обеспечивать поддержку расчетов с учетом релятивистских эффектов. К его недостатком можно отнести высокую стоимость и необходимость отдельного глубокого обучения для его использования.

Другой продукт — *CST Particle Studio* (в составе *CST Studio Suite*) [3] можно применить для расчета и визуализации движения заряженных частиц в электромагнитных полях. Этот продукт оптимизирован для задач электроники и ускорителей частиц. Обеспечивает поддержку динамических полей (например, в высокочастотных устройствах). К недостаткам

данного продукта, как и предыдущего, можно отнести дороговизну и высокий порог входа для эксплуатации.

Также можно использовать библиотеки *Geant4*, [4] которые применяются для моделирования прохождения частиц через вещество, включая электромагнитные взаимодействия. Этот продукт является открытым и бесплатным и имеет широкие возможности для физики частиц. К минусам можно отнести необходимость программирования на C++ и как следствие — высокий порог вхождения.

Особое внимание заслуживает библиотека *VPython* [5] — инструмента для создания 3D-визуализаций и физических симуляций, доступного для образовательных и исследовательских целей. С помощью данной библиотеки также создают виртуальные лабораторные стенды [6]. В этой работе рассмотрены возможности *VPython* в моделировании динамического управления электронным потоком при движении электронов через катод, анод, резонаторы и пространство дрейфа, а также в построении графиков скорости, напряжения и тока в реальном времени. Было установлено, что *VPython*, благодаря простоте интерфейса и поддержке интерактивных элементов, таких как слайдеры и кнопки, идеально подходит для изучения принципов работы клистронов, включая скоростную модуляцию и группирование электронов. Примером служит обучающий материал по использованию *VPython* для моделирования физических систем, где подчеркивается его доступность для начинающих программистов и исследователей.

Вместе с тем, были проанализированы ограничения *VPython*, такие как упрощенное моделирование эффектов пространственного заряда, другой масштаб, существенно меньшее количество электронов и отсутствие учета потерь в резонаторах, что снижает физическую точность симуляций. Было отмечено, что для высокоточных расчетов, например, анализа или оптимизации резонаторных систем, требуется использование специализированного ПО, такого как *CST Studio Suite* или *COMSOL Multiphysics*. Проведенный обзор обучающих ресурсов по клистронам, включая лекционные материалы и руководства по СВЧ-электронике, подтверждает необходимость сочетания простых визуализаций с детализированными числовыми моделями. Было установлено, что интеграция *VPython* с библиотеками, такими как *NumPy*, и дополнение симуляций физическими расчетами позволит повысить точность и расширить возможности моделирования.

Настоящая работа посвящена анализу применения *VPython* для моделирования клистронов, изучению его преимуществ и ограничений, а также разработке рекомендаций по совершенствованию симуляций для образовательных и исследовательских задач. Рассмотренные материалы подчеркивают важность моделирования для углубленного понимания физики клистронов и их практического применения.

2. Выбор и обоснование параметров пролетного клистрона для моделирования в VPython

Клистроны представляют собой сверхвысокочастотные (СВЧ) приборы, преобразующие кинетическую энергию электронного потока в энергию электромагнитного поля [7]. Основными процессами, определяющими их работу, являются угол пролета электронов, наведенный ток и группирование электронов в пространстве дрейфа. В СВЧ-приборах время пролета электронов соизмеримо с периодом колебаний, что влияет на фазовые характеристики. Угол пролета θ определяется выражением:

$$\theta = 2\pi \frac{\tau}{T} = \omega\tau,$$

где τ — время пролета электрона, T — период колебаний, ω — круговая частота [7]. Данный параметр характеризует изменение фазы переменного напряжения за время пролета и использован в симуляции для расчета фазового запаздывания электронов в резонаторах.

Наведенный ток возникает на стенках резонатора при прохождении электронного потока. Для тонкого слоя с зарядом q , движущегося со скоростью v , наведенный ток рассчитывается по формуле:

$$i_H = \frac{qv}{d},$$

где d — расстояние между сетками резонатора. Для распределенного заряда наведенный ток выражается через интеграл конвекционного тока i_H :

$$i_H(t) = \int_0^d i_k(z, t) dz,$$

где $i_k = \rho(z, t)v(z, t)S$, $\rho(z, t)$ — плотность заряда, $v(z, t)$ — скорость электронов, S — площадь сеток [1]. Данные выражения реализованы в модели для расчета тока во втором резонаторе и отображения его временной зависимости.

В двухрезонаторном клистроне электроны ускоряются постоянным напряжением U_0 , приобретая скорость:

$$v_e = \sqrt{\frac{2eU_0}{m}},$$

где e — заряд электрона, m — масса электрона. В первом резонаторе переменное напряжение $U_1 \sin(\omega t)$ модулирует скорость электронов. При условии $U_0 \ll U_1$ скорость на выходе зазора описывается:

$$v = v_e \left(1 + \frac{U_1}{2U_0} \sin(\omega t_1) \right)$$

С учетом времени пролета в зазоре вводится коэффициент эффективности взаимодействия:

$$M_1 = \frac{\sin(\theta/2)}{\theta/2}$$

где $\theta = \omega \tau$, $\tau = \frac{d}{v_e}$. Тогда скорость корректируется:

$$v = v_e \left(1 + \frac{M_1 U_1}{2U_0} \sin(\omega t_1) \right)$$

Параметр группировки (X), определяющий степень сгущения электронов, выражается как:

$$X = \frac{\omega l M_1 U_1}{v_e 2U_0} = \theta_0 \frac{M_1 U_1}{2U_0}$$

где $\theta_0 = \frac{\omega l}{v_e}$ — невозмущенный угол пролета, (l) — длина пространства

дрейфа. Оптимальное значение $X = 1,84$ обеспечивает максимум первой гармоники тока [7]. Указанные формулы использованы для моделирования скоростной модуляции и группирования в симуляции.

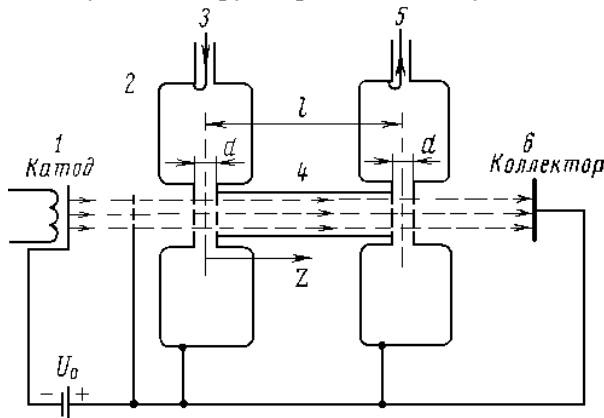


Рис. 1. Схематическое изображение двухрезонаторного пролетного клистрона.

Fig. 1. Schematic diagram of a two-cavity klystron

3. Разработка модели в VPython

Разработана симуляция пролетного клистрона с использованием библиотеки *VPython*, обеспечивающей визуализацию и численные расчеты. Проведена реализация модели, включающей движение электронов, скоростную модуляцию, группирование и расчет наведенного тока. Симуляция включает 3D-визуализацию, реализованную с помощью объекта *canvas*, отображающего катод, анод и сетки резонаторов (объекты *box*) и электроны (объекты *sphere*).

Листинг 1 — Создание сцены

```
# Настройка сцены
scene = canvas(width=700, height=400, background=color.black, align='left')
scene.forward = vector(1, 0, 0) # Ориентация камеры

# Создание электродов (катод, анод, сетки резонаторов)
cathode = box(pos=vector(0, 0, -lka-lar), size=vector(d, 2*d, d/10), color=color.blue)
anode = box(pos=vector(0, 0, -lar), size=vector(d, 2*d, d/10), color=color.red)
r1f = box(pos=vector(0, 0, -d/2), size=vector(d, 2*d, d/10), color=color.yellow)
r1s = box(pos=vector(0, 0, d/2), size=vector(d, 2*d, d/10), color=color.yellow)
r2f = box(pos=vector(0, 0, l-d/2), size=vector(d, 2*d, d/10), color=color.yellow)
r2s = box(pos=vector(0, 0, l+d/2), size=vector(d, 2*d, d/10), color=color.yellow)
```

Графики построены с использованием объекта *gcurve* для отображения скорости электронов, напряжения на сетках первого резонатора и тока во втором резонаторе. Интерактивные элементы реализованы в виде слайдеров для настройки числа электронов ($N \leq 5000$), напряжения анода ($U_0 = 0—25$ кВ), амплитуды напряжения первого резонатора ($U_1 = 0—10$ кВ) и длины пространства дрейфа ($l = 0—500$ мм).

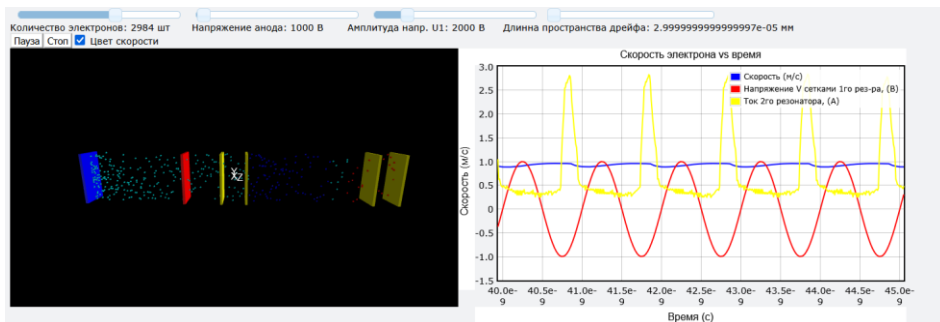


Рис. 2. Интерфейс управления стендом для исследования пролетного клистрона.

Fig. 2. Control interface of the test bench for klystron research

Физические параметры модели включают частоту входного сигнала $f = 1$ ГГц, расстояние между сетками $d = 5$ мм, длину пространства дрейфа

$l=30$ мм, заряд электрона $q=-1,6 \times 10^{-19}$ Кл, массу электрона $m=9,11 \times 10^{-31}$ кг. 3D визуализация электронного потока, рассчитанного по предложенной математической модели, изображена на рис. 3.

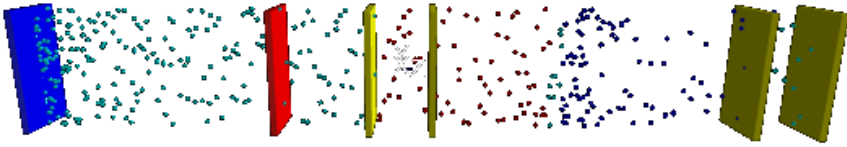


Рис. 3. 3D-визуализация пролетного клистрона в среде VPython (красные электроны — «ускоренные»; синие электроны — «замедленные»; белые электроны — «не возмущенные»).

Fig. 3. 3D visualization of a klystron in the VPython environment (red electrons – “accelerated”; blue electrons – “decelerated”; white electrons – “unperturbed”)

Эмиссия электронов реализована с начальной позицией на поверхности катода и минимальной тепловой скоростью (в модели принято $T=0^\circ$).

Листинг 2 — Метод эмиссии электронов

def emit_electron():

$z0 = -lka - lgr$ # Начальная позиция на катоде

$y0 = (random() - 0.5) * 1.0 * d / 0.5$ # Случайное смещение по Y

$x0 = 0$ # Фиксированная позиция по X

$T = 0$ # Температура катода (K)

$k = 1.38e-23$ # Постоянная Больцмана

$v_thermal = np.sqrt(2 * k * T / m)$ # Тепловая скорость

$v0 = vector(v_thermal * (random() - 0.5), v_thermal * (random() - 0.5), 0)$

 electron = sphere(pos=vector(x0, y0, z0), radius=d/30.0, color=color.cyan)

 return {'el': electron, 'vel': v0}

Движение электронов описывается уравнением:

$$v = v_e + \frac{qE}{m} \Delta t$$

где $E = -U_0/d$ — электрическое поле между катодом и анодом,

$E_1 = -\frac{U_1 \sin(2\pi ft)}{d}$ — поле в первом резонаторе, $\Delta t = 10^{-11}$ — шаг времени.

В первом резонаторе реализована скоростная модуляция, изменяющая скорость электронов в зависимости от фазы напряжения.

Добавлена цветовая индикация (желтый/красный/синий) для отображения ускорения или замедления электронов в зазоре. В пространстве дрейфа моделируется группирование электронов, обусловленное различием скоростей. Позиция частиц обновляется по выражению:

$$pos = pos + v \Delta t.$$

Листинг 3 — Скоростная модуляция

```

# Внутри основного цикла симуляции
wt = 2*pi*fo*t # Фаза входного сигнала
usin = sin(2*pi*fo*t)
unapr = U1 * usin # Напряжение на первом резонаторе
E1_field.z = -unapr / d # Поле в резонаторе
F1 = q * E1_field # Сила от поля
a1 = F1 / m # Ускорение
if electron.pos.z < d/2 and electron.pos.z > -d/2:
    vv = vv + a1 * dt # Обновление скорости
    if isColor:
        if apl < wt and aph > wt:
            if electron.color == color.blue:
                electron.color = color.yellow
            if electron.color == color.cyan:
                electron.color = color.red
        if aol < wt and aoh > wt:
            if electron.color == color.red:
                electron.color = color.yellow
            if electron.color == color.cyan:
                electron.color = color.blue

```

Во втором резонаторе рассчитывается наведенный ток как:

$$i_2 = \frac{\sum q}{\Delta t}$$

где $\sum q$ — суммарный заряд электронов, проходящих через зазор. Результаты визуализированы в виде графика тока.



Рис. 3. Временные зависимости физических величин в модели клистрона.

Fig. 3. Time dependencies of physical quantities in the klystron model

Проведено тестирование модели с различными значениями параметров. Изменение U_1 усиливало скоростную модуляцию, что приводило к более выраженному группированию, однако при $U_1 > 0,5U_0$ наблюдалась перегруппировка, снижающая эффективность. Вариация (I) влияла на параметр группировки (X), что проверено в сравнении с оптимальным значением $X=1,84$. Число электронов варьировалось в диапазоне $N = 100\text{—}3000$. При $N > 1000$ отмечено снижение производительности из-за высокой вычислительной нагрузки.

4. Анализ результатов моделирования

Проведено сравнение результатов симуляции с данными [8]. В книге подчеркивается, что скоростная модуляция в первом резонаторе вызывает периодические изменения скорости электронов, зависящие от фазы высокочастотного поля, что приводит к формированию сгустков в пространстве дрейфа. Это подтверждается синусоидальными колебаниями скорости, наблюдаемыми в симуляции. Учет коэффициента эффективности взаимодействия M_1 позволил повысить точность моделирования, особенно при углах пролета $\theta \approx \pi/2$, что согласуется с рекомендациями книги о необходимости оптимизации параметров резонатора для минимизации фазовых искажений.

Визуализация траекторий электронов в пространстве дрейфа подтвердила формирование сгустков, что соответствует описанию процесса группирования в книге, где отмечается, что различия в скоростях электронов приводят к образованию плотных кластеров. Однако книга акцентирует внимание на влиянии пространственного заряда, который может существенно искажать группирование при высоких токах пучка. В симуляции этот эффект не учтен, что привело к некоторому завышению плотности сгустков по сравнению с ожидаемыми результатами, описанными в книге.

График наведенного тока во втором резонаторе продемонстрировал периодические импульсы, связанные с прохождением сгустков, что согласуется с утверждением о том, что наведенный ток определяется модуляцией плотности электронного потока. Однако амплитуда тока в симуляции оказалась заниженной, поскольку модель не включает гармонический анализ, который, необходим для оценки вклада высших гармоник в эффективность клистрона. Известно [1], что максимальная амплитуда первой гармоники тока достигается при параметре группировки $X \approx 1,84$, что подтверждено в симуляции при соответствующей настройке длины пространства дрейфа и амплитуды напряжения.

Теоретический электронный КПД клистрона, приведенный в литературе [1], достигает 58 % при оптимальном $X=1,84$:

$$\eta_{\text{max}} \cong I_1(X) \approx 0,58,$$

где $I_1(X)$ — функция Бесселя первого порядка. В симуляции прямой расчет КПД не проводился, однако графики тока свидетельствуют о возможности оптимизации параметров (I) и U_1 для приближения к теоретическому значению. В [1] также отмечается, что полный КПД составляет 15—20 % из-за потерь в резонаторах, оседания электронов на сетках и других факторов, что не учтено в модели при объяснении расхождения в амплитудах тока.

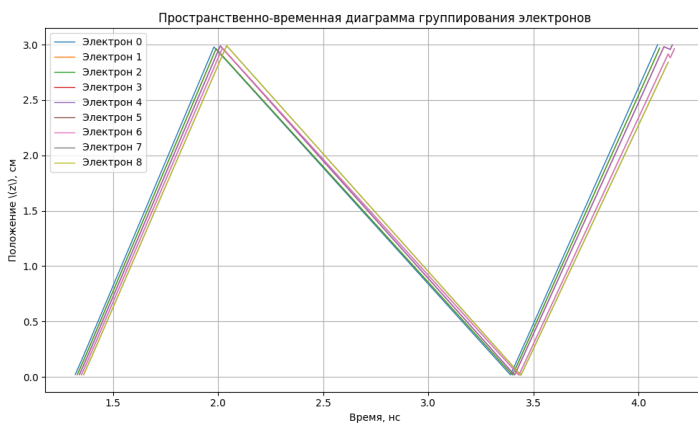


Рис. 4. Пространственно-временная диаграмма процесса группирования электронов.

Fig. 4. Spatiotemporal diagram of electron bunching dynamics

5. Преимущества и ограничения VPython

Рассмотрены преимущества библиотеки *VPython*, включающие простоту реализации физических моделей и визуализации¹, интерактивность, обеспечивающую настройку параметров в реальном времени, а также доступность для образовательных целей, подтвержденная обучающими ресурсами^{2,3}. Выявлены ограничения, такие как игнорирование эффектов пространственного заряда, влияющих на группирование, отсутствие учета потерь в резонаторах и гармонического анализа тока, а также снижение производительности при большом числе частиц ($N > 1000$). Проведено сравнение с профессиональными инструментами, такими как *CST Studio*

¹ VPython Documentation. URL: <https://www.vpython.org>.

² Computational Physics with Python: VPython Tutorials.

URL: <https://www.glowscript.org/docs/VPythonDocs/index.html>

³ Scher B. Using VPython to Simulate Physical Systems. Physics Education Journal. 2020.

Suite, которые обеспечивают более высокую точность, но требуют значительных ресурсов. Установлено что, *VPython* является более эффективным для образовательных задач по критерию цена и порог вхождения, чем рассмотренные выше программные продукты.

6. Заключение

В настоящем исследовании рассмотрены возможности моделирования физических процессов в пролетных клистронах с использованием библиотеки *VPython*, обеспечивающей создание интерактивных 3D-визуализаций и численных расчетов. На основе теоретических положений проведено детальное изучение ключевых процессов, таких как скоростная модуляция, группирование электронов и генерация наведенного тока [7]. Разработанная модель позволила наглядно представить динамику электронного потока, взаимодействие с резонаторами и формирование сгустков, что способствует глубокому пониманию работы СВЧ-приборов.

Сравнение результатов симуляции с данными [8] подтвердило корректность воспроизведения основных физических процессов, таких как синусоидальные изменения скорости электронов и формирование сгустков в пространстве дрейфа. Однако выявлены ограничения модели — отсутствие учета эффектов пространственного заряда и гармонического анализа тока, что подчеркивает необходимость дальнейших исследований.

Модель, реализованная в *VPython*, продемонстрировала высокую образовательную ценность, обеспечивая интерактивный подход к изучению метода динамического управления электронным потоком [1] на примере пролетного клистрона. Ее применение позволяет студентам и исследователям визуализировать сложные процессы и анализировать влияние параметров, таких как напряжение и длина пространства дрейфа, на тактико-технические параметры электронного прибора СВЧ. Проведенное исследование подчеркивает значимость интеграции моделирования в учебный процесс и исследования, способствуя развитию новых подходов к проектированию и оптимизации СВЧ-устройств.

Список литературы

1. Куш Г. Г., Соколова Ж. М., Шангина Л. И. Приборы и устройства оптического и СВЧ диапазонов : учебное пособие. Томск : ТУСУР, 2012. 414 с.
2. Коваленко А. В., Узденова А. М., Ургенов М. Х., Никоненко В. В. Математическое моделирование физико-химических процессов в среде Comsol Multiphysics 5.2 : учебное пособие. Санкт-Петербург : Лань, 2022. 228 с.
3. Ефремова М. В., Курушин А. А., Иванов И. М. Моделирование СВЧ приборов с помощью программы CST Particle Studio : учебное пособие. Москва : СОЛЮН-Пресс, 2019. 332 с.

4. Simulation of orientational coherent effects via Geant4 / E. Bagli1, M. Asai, D. Brandt, [et al.]. In : IOP Conf. Series: Journal of Physics : Conf. Series 898, 2017. Art. 042041.
5. Карякин М. И. Визуализация механических систем, процессов и явлений : проектные задания с использованием Vpython : учебное пособие. Ростов-на-Дону : ЮФУ, 2021. 244 с.
6. Бабаев Д. Б., Матисаков Ж. К. Создание виртуальных лабораторных работ по физике в VPython // Бюллетень науки и практики. 2023. № 7. С. 375—378.
7. Першин В. Т. Формирование и генерирование сигналов в цифровой радиосвязи : учебное пособие. Минск : Новое знание, 2013. 614 с.
8. Gilmour A. S. Klystrons, Traveling Wave Tubes, Magnetrons, Crossed-Field Amplifiers, and Gyrotrons. Boston : Artech House, 2011. 859 p.

Информация об авторах

Нестеренко Артем Игоревич, магистрант кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации» Института радиоэлектроники и интеллектуальных технических систем, Севастопольского государственного университета, г. Севастополь, Российская Федерация.

Полубоярцев Владимир Олегович, магистрант кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации» Института радиоэлектроники и интеллектуальных технических систем, Севастопольского государственного университета, г. Севастополь, Российская Федерация.

Еськов Анатолий Александрович, магистрант кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации» Института радиоэлектроники и интеллектуальных технических систем, Севастопольского государственного университета, г. Севастополь, Российская Федерация.

Лукияничков Андрей Владимирович, кандидат технических наук, доцент кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации» Института радиоэлектроники и интеллектуальных технических систем, Севастопольского государственного университета, г. Севастополь, Российская Федерация.

Features of Klystron Simulation in VPython

A. I. Nesterenko, V. O. Poluboyartsev, A. A. Eskov,
and A. V. Lukyanchikov

Sevastopol State University,
Institute of Radioelectronics and Intelligent Technical Systems
33, Universitetskaya St., Sevastopol, 99053, Russian Federation
ainesterenko@sevsu.ru

Received: May 20, 2025

Peer-reviewed: May 30, 2025

Accepted: May 30, 2025

Abstract: This paper explores the application of the VPython library for simulating klystrons microwave devices that utilize dynamic electron beam control. The study investigates VPython's capabilities in visualizing electron motion under the influence of both microwave and static electric fields. Key processes examined include velocity modulation, electron bunching, and induced current generation. A virtual laboratory setup for studying klystrons was developed, incorporating interactive controls such as sliders, buttons, and checkboxes for adjusting voltages, drift length, and particle count. This approach enhances the understanding of the physical processes occurring within a klystron. Real-time plotting of velocity, voltage, and current illustrates the system's dynamics. The advantages of VPython, such as ease of physical modeling and trajectory visualization, are analyzed. Limitations, including simplified space-charge effects and scaling discrepancies, are discussed. Future improvements could incorporate Coulomb interactions and resonator losses while optimizing performance for large particle counts. The study concludes that VPython is effective for educational purposes and preliminary klystron analysis. However, high-precision simulations require specialized tools like CST Studio or COMSOL.

Keywords: simulation, dynamic electron beam control, klystron, velocity modulation, density modulation, VPython.

For citation (IEEE): A. I. Nesterenko, V. O. Poluboyartsev, A. A. Eskov, and A. V. Lukyanchikov, "Features of Klystron Simulation in VPython," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 8, no. 5, pp. 763–776, 2025, doi: 10.21227/99gg-mm65. (In Russ.).

References

- [1] G. G. Kushch, Zh. M. Sokolova, and L. I. Shangina, *Devices and apparatuses of optical and microwave ranges: a tutorial*, Tomsk: TUSUR, 2012. (In Russ).
- [2] A. V. Kovalenko, A. M. Uzenova, M. Kh. Urtenov, and V. V. Nikonenko, *Mathematical modeling of physical and chemical processes in the Comsol Multiphysics 5.2 environment: a tutorial*, St. Petersburg: Lan', 2022. (In Russ).

- [3] M. V. Efremova, A. A. Kurushin, and I. M. Ivanov, *Modeling of microwave devices using the CST Particle Studio program: a tutorial*, Moscow: SOLON-Press, 2019. (In Russ).
- [4] Simulation of orientational coherent effects via Geant4 / E. Bagli1, M. Asai, D. Brandt, [et al.], in *IOP Conf. Series: Journal of Physics: Conf. Series* 898, art. 042041, 2017.
- [5] M. I. Karyakin, *Visualization of mechanical systems, processes and phenomena: project tasks using Vpython: tutorial*, Rostov-on-Don: SFedU, 2021. (In Russ).
- [6] D. B. Babaev and Zh. K. Matisakov, Creation of virtual laboratory works on physics in VPython, *Bulleten' nauki i praktiki*, no. 7, pp. 375–378, 2023. (In Russ).
- [7] V. T. Pershin, *Formation and generation of signals in digital radio communication: tutorial*, Minsk: Novoye znaniye, 2013. (In Russ).
- [8] A. S. Gilmour, *Klystrons, Traveling Wave Tubes, Magnetrons, Crossed-Field Amplifiers, and Gyrotrons*, Boston: Artech House, 2011.

Information about the authors

Artem I. Nesterenko, Master's student, Department of Radioelectronics and Telecommunications, Institute of Radioelectronics and Intelligent Technical Systems, Sevastopol State University, Sevastopol, Russian Federation.

Vladimir O. Poluboyartsev, Master's student, Department of Radioelectronics and Telecommunications, Institute of Radioelectronics and Intelligent Technical Systems, Sevastopol State University, Sevastopol, Russian Federation.

Anatoly A. Eskov, Master's student, Department of Radioelectronics and Telecommunications, Institute of Radioelectronics and Intelligent Technical Systems, Sevastopol State University, Sevastopol, Russian Federation.

Andrey V. Lukyanchikov, Candidate of Technical Sciences, Associate Professor, Department of Radioelectronics and Telecommunications, Institute of Radioelectronics and Intelligent Technical Systems, Sevastopol State University, Sevastopol, Russian Federation.

Излучатель спутниковой телекоммуникационной системы

^{1,2} Жидков А. Ю., ^{1,2} Овчинникова Е. В.

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

² *Московский национальный исследовательский университет «МАИ»*
Волоколамское шоссе, д. 4, Москва, 125993, Российская Федерация
zhidkovayu@student.bmstu.ru

Получено: 22 мая 2025 г.

Отрецензировано: 27 мая 2025 г.

Принято к публикации: 27 мая 2025 г.

Аннотация: В статье представлены различные типы антенн телекомандной системы спутника, их основные характеристики, достоинства и недостатки. Как показывает обзор литературы, в основном используются печатные, турникетные и спиральные антенны, а также намечается использование печатных антенных решеток. В связи с малыми габаритными размерами, механической прочностью и технологичностью в качестве разрабатываемой антенны был выбран печатный излучатель со специальной формой типа бабочки из-за хороших электродинамических свойств. Представлена конструкция печатного излучателя телекомандной системы, устанавливаемой на спутнике, в виде двух скрещенных вибраторов, расположенных на разных сторонах печатной платы на расстоянии 20 мм от экрана, обладающего шириной полосы 1,77–2,59 ГГц по уровню КСВ 2, шириной диаграммы направленности 64° на центральной частоте диапазона, коэффициентом эллиптичности на центральной частоте более 0,7.

Ключевые слова: печатная антенна, коэффициент эллиптичности, телекомандная система, электромагнитная волна, круговая поляризация, излучатель.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Жидков А. Ю., Овчинникова Е. В. Излучатель спутниковой телекоммуникационной системы // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2025. Т. 8, № 5. С. 777—786.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Жидков, А. Ю. Излучатель спутниковой телекоммуникационной системы / А. Ю. Жидков, Е. В. Овчинникова // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. — 2025. — Т. 8, № 5. — С. 777—786.

1. Введение

В настоящее время наметился прогресс в области космических исследований и построения космических аппаратов. Одной из главных задач для разработчиков становится обеспечение высокоскоростной передачи команд между спутниками и наземными пунктами управления. Для этого на спутниках устанавливается телекомандная система (ТКС), в которую входят приемо-передающие устройства (приемные и передающие антенны), устройства обработки информации, система сбора телеметрической информации и другие специальные блоки. В данной статье речь будет идти больше о приемных и передающих антеннах. ТКС работает в S -диапазоне, поэтому обычно используются только некоторые типы антенн, а именно печатные, спиральные и турникетные, последние из которых также могут быть выполнены в печатном исполнении. При разработке таких антенн требуется соблюдать ряд требований, как к электродинамическим, так и к конструктивным характеристикам. Так, антенны ТКС должны обеспечивать рабочий диапазон частот 2,2—2,4 ГГц, малый коэффициент отражения в рабочей полосе частот, специальную форму диаграммы направленности (ДН) или широкую ДН, коэффициент эллиптичности должен быть не менее 0,7. Модернизацией антенн ТКС занимаются как иностранные предприятия, так и российские. В статье [5] отмечено, что разработкой таких антенн успешно выполняет предприятие НИИЭМ. Оно разрабатывает не только антенно-фидерные устройства (АФУ) для ТКС, но и для других систем космических аппаратов.

Как было отмечено ранее, в ТКС спутника могут использоваться разные типы антенн. Так в статье [5] представлена турникетная антенна с наклонными плечами, успешно прошедшая летные испытания на КА «Канопус-Б» № 1 (рис.1).

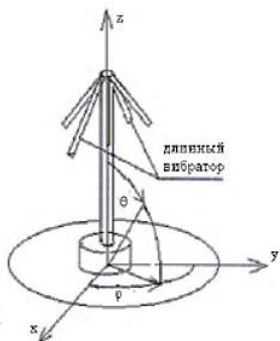


Рис. 1. Турникетная антенна с наклонными плечами.

Fig. 1. Turnstile antenna with inclined arms

Антенна излучает электромагнитные волны с круговой поляризацией за счет разной длины вибраторов, поворачивающих фазу на 90° . На рис. 2 представлены результаты электродинамического моделирования данной антенны: ширина ДН по уровню половинной мощности — 120° , коэффициент эллиптичности в секторе $\pm 60^\circ$ более 0,3.

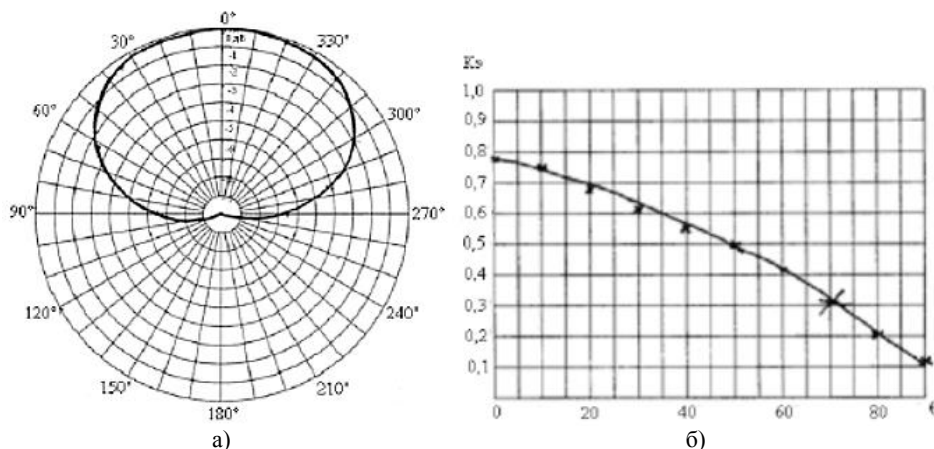


Рис. 2. а) Диаграмма направленности при $\varphi = 45^\circ$;
б) Зависимость коэффициента эллиптичности от угла θ .
Fig. 2. а) Directional pattern at $\varphi = 45^\circ$;
б) Dependence of the ellipticity coefficient on the angle θ

Основным достоинством данной антенны является широкая диаграмма направленности из-за наклоненных плечей. Недостатком являются малый коэффициент эллиптичности в секторе градусов и габаритные размеры.

В статье [5] также представлена четырехзаходная спиральная антенна предприятия НИИЭМ. Конструкция данной антенны не требует использования экрана, что увеличивает рабочую полосу частот антенны. Спиральная антенна имеет характеристики лучше, чем турникетная антенна, представленная ранее. Это можно увидеть на графике зависимости коэффициента эллиптичности от углов, где у спиральной антенны КЭ в секторе $\pm 60^\circ$ более 0,7 (рис. 3).

В статье [6] показана печатная антенна для S-диапазона, устанавливаемая на спутники *CubeSat*. Излучатель состоит из четырех прямоугольников, расположенных напротив друг друга. Два прямоугольника запитываются с нулевой фазой, остальные два запитываются со сдвигом фазы на 90° , тем самым при излучении образуется круговая поляризация. На рис. 4 представлен внешний вид антенны.

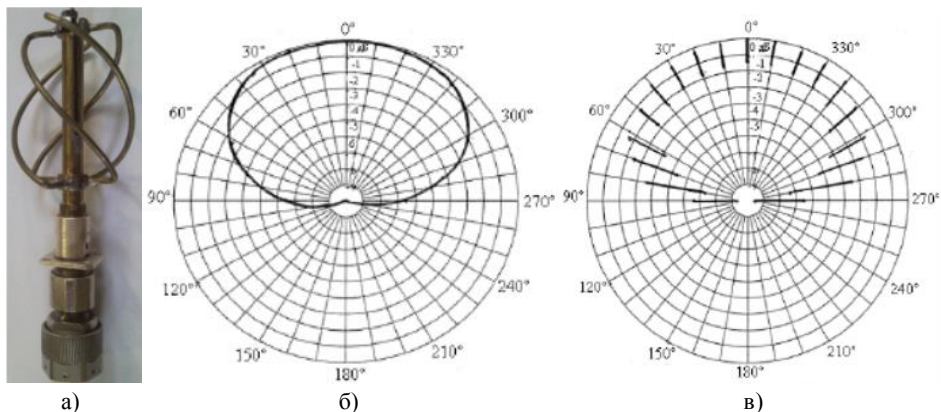


Рис. 3. а) Внешний вид макета четырехзаходной спиральной антенны;
 б) Диаграмма направленности при $\phi = 90^\circ$;
 в) Зависимость коэффициента эллиптичности от угла θ при $\phi = 90^\circ$.
 Fig. 3. а) External view of the layout of the four-strand helical antenna;
 б) Directional pattern at $\phi = 90^\circ$;
 в) Dependence of the ellipticity coefficient on the angle θ at $\phi = 90^\circ$

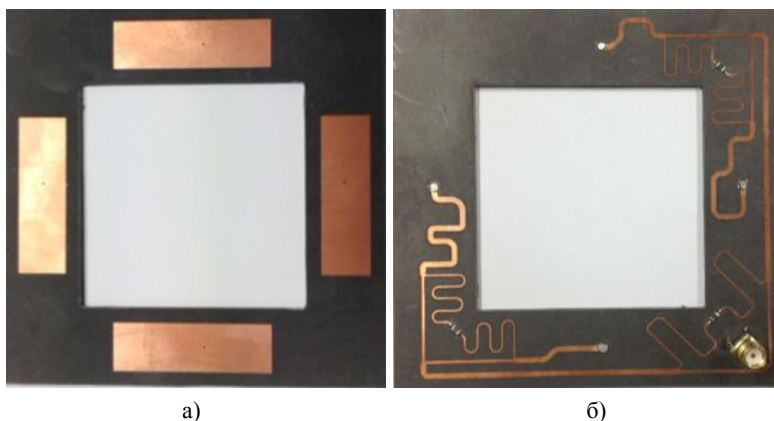


Рис. 4. Внешний вид печатной антенны а) лицевая сторона; б) тыльная сторона.
 Fig. 4. External appearance of the printed antenna а) front side; б) back side

На рис. 5 приведены результаты электродинамического моделирования. Главным достоинством данной антенны являются габаритные размеры, недостатком же является узкая диаграмма направленности (около 60°).

Таким образом, можно сделать вывод, что антенны ТКС активно совершенствуются, поэтому стоит задача разработки излучателя ТКС с малыми линейными размерами. При выборе типа антенны нужно учитывать условия эксплуатации в космическом пространстве, вибрации и перегруз-

ки при выводе спутника на орбиту, т. е. необходимо использовать прочные и термостабильные материалы. Из-за малых размеров, механической прочности и повторяемости характеристик при массовом производстве под такие требования подходят печатные антенны.

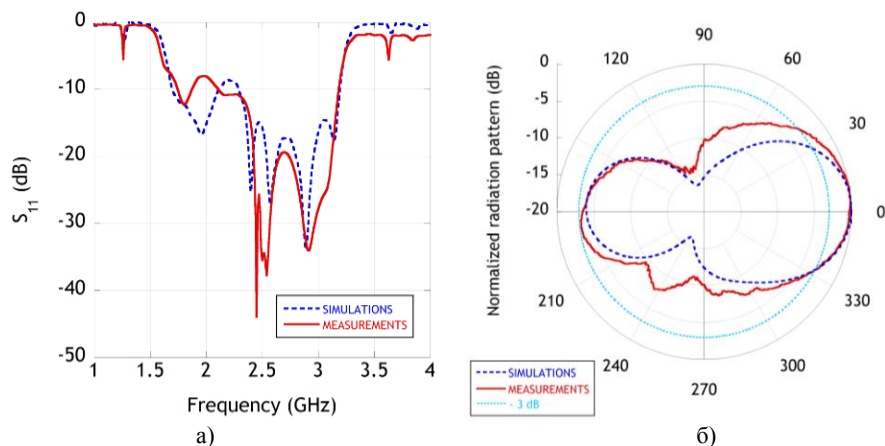


Рис. 5. а) Зависимость коэффициента отражения от частоты;
б) Зависимость диаграммы направленности от угла θ .

Fig. 5. a) Dependence of the reflection coefficient on frequency;
b) Dependence of the radiation pattern on the angle θ

2. Исследование печатных антенн круговой поляризации

Печатные антенны имеют ряд преимуществ, как было отмечено ранее, это малые габаритные размеры, механическая прочность и технологичность. Однако при разработке необходимо учитывать и недостатки такого типа антенн. Основным же является их узкополосность, порядка 5 % от центральной частоты. Этот недостаток объясняется резонансными свойствами печатных антенн, а также потерями в диэлектрике, в металле и при излучении. Данные свойства зависят от геометрических размеров и частоты [7].

Есть несколько способов расширения полосы печатных антенн: увеличение расстояния между экраном и излучателем, использование специальной формы излучателя. В связи с использованием антенны на КА первый способ не подходит, ведь при этом увеличиваются как габаритные размеры, так и потери в диэлектрике. Поэтому нужно рассмотреть специальную форму излучателя. Для этих целей может подойти излучатель типа «бабочка». Такая антенна представляет собой два вырезанных на поверхности печатной платы треугольника, один из которых запитывается центральной жилой коаксиального кабеля, а другой — обмоткой. В таком ис-

полнении излучается электромагнитная волна линейной поляризации. Чтобы получить круговую поляризацию, необходимо обеспечить разность фаз 90° между двумя излучателями, поэтому была выбрана конструкция излучателя, который представляет собой два скрещенных вибратора, расположенных на двух сторонах печатной платы *Rogers 4003C* с диэлектрической проницаемостью 3,5, размером $60 \times 60 \times 1,5$ мм (рис. 6).

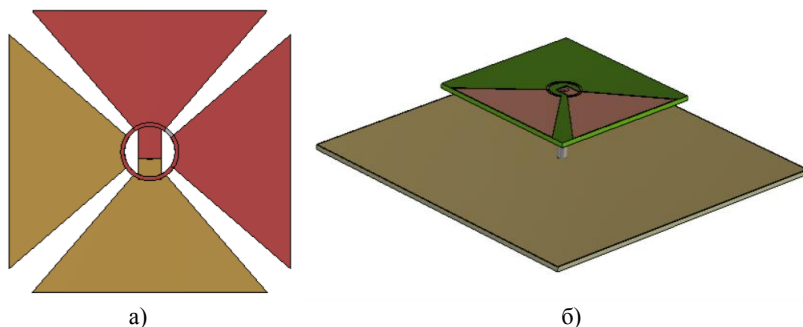


Рис. 6. а) 2D-модель излучателя; б) 3D-модель излучателя с экраном.

Fig. 6. а) 2D-model of the emitter; б) 3D-model of the emitter with a screen

Плечи вибраторов, расположенные на верхней стороне платы, соединены между собой печатным кольцом длиной $\lambda/4$, где λ — длина волны центральной частоты. Плечи вибраторов, расположенные на нижней стороне платы, также соединены печатным кольцом. С помощью данных колец обеспечивается разница в длине плеч вибраторов, что позволяет создать разность фаз 90° . Вся же печатная плата расположена на высоте 20 мм от металлического экрана.

3. Электродинамическое моделирование излучателя

На рис. 7 представлена зависимость КСВ от частоты. Рабочая полоса по КСВ 2 равна 1,77—2,59 ГГц.

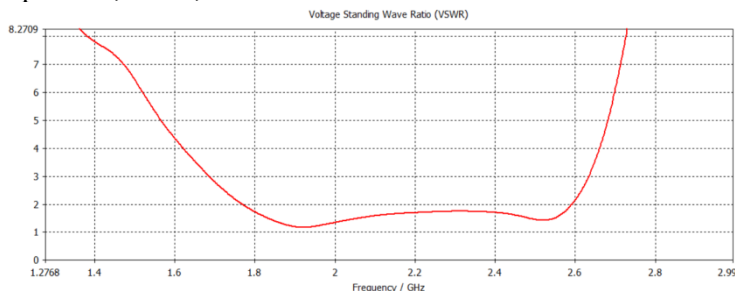


Рис. 7. Зависимость КСВ от частоты.

Fig. 7. Dependence of SWR on frequency

Излучатель работает в широкой полосе частот, что позволяет использовать его почти во всем S -диапазоне. Антенна помимо излучения электромагнитной волны круговой поляризации с коэффициентом эллиптичности излучает кросс-поляризационную составляющую (рис. 8).

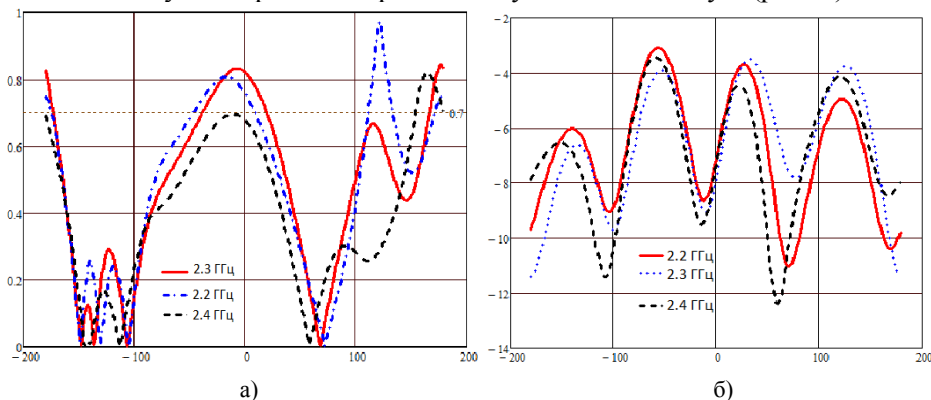


Рис. 8. а) Зависимость коэффициента эллиптичности от угла θ ;
б) Кросс-поляризационная составляющая.

Fig. 8. а) Dependence of the ellipticity coefficient on the angle θ ;
б) Cross-polarization component

Как видно из графика, коэффициент эллиптичности на верхней частоте менее 0,7, но остается высоким.

Диаграммы направленности (ДН) на центральной, нижней и верхней частотах представлены на рис. 9. Ширина ДН на центральной частоте равна 64° , на нижней частоте — 67° , на верхней частоте — 62° .

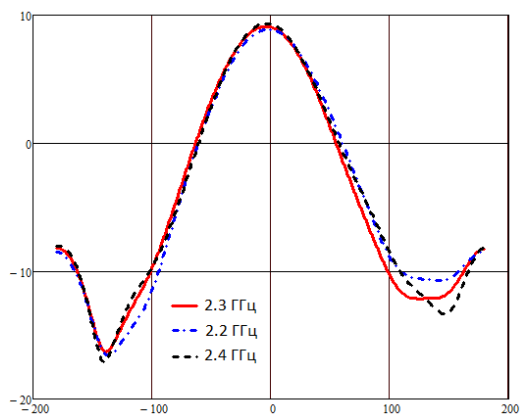


Рис. 9. Диаграмма направленности.

Fig. 9. Directional pattern

4. Заключение

В результате проведенных исследований проанализированы различные типы антенн телекомандной системы спутника. Выявлены их достоинства и недостатки. Произведено исследование печатных антенн для нахождения необходимой формы облучателя с требуемыми электродинамическими характеристиками. Разработана печатная антенна в виде двух скрещенных вибраторов, расположенных на разных сторонах печатной платы, обладающая шириной полосы 36 % по уровню КСВ, равным 2, шириной диаграммы направленности на центральной частоте равным 64° , коэффициентом эллиптичности на центральной частоте более 0,7.

Список литературы

1. Панченко Б. А., Нефедов Е. И. Микрополосковые антенны. М. : Радио и связь, 1986. 143 с.
2. Гаджиев Э. В. УКВ антенны малых космических аппаратов : дис. ... канд. техн. наук : 05.12.07. Москва, 2016. 152 с.
3. Бочаров В. С., Генералов А. Г., Гаджиев Э. В. Особенности бортовых антенно-фидерных устройств космических аппаратов. В сб. : Материалы научно-технического семинара «Перспективы развития антенно-фидерных устройств летательных аппаратов». Истра : ОАО «НИИЭМ», 2013. С. 55—58.
4. Величко С. К., Горбатенко Н. Н. Низкопрофильный широкополосный излучатель с круговой поляризацией для построения антенной решетки подвижной станции спутниковой связи // Инженерный вестник Дона. 2024. № 5 (113). URL: ivdon.ru/ru/magazine/archive/n5y2024/9302 (дата обращения: 15.05.2025).
5. Бочаров В. С., Генералов А. Г., Гаджиев Э. В. Результаты летных испытаний антенно-фидерных устройств телекомандной системы КА «КАНОПУС-В» № 1 и белорусского КА и пути усовершенствования их характеристик // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2014. № 4 (16). С. 5—12.
6. Nascetti A. [et al.]. High-gain S-band patch antenna system for earth-observation CubeSat satellites // IEEE antennas and wireless propagation letters. 2014. Vol. 14. P. 434—437.
7. Генералов А. Г., Гаджиев Э. В. Многодиапазонная микрополосковая антенна // Вопросы электромеханики. Труды ВНИИЭМ. 2017. Т. 160, № 5. С. 37—44.

Информация об авторах

Жидков Алексей Юрьевич, студент кафедры радиоэлектронных систем и устройств Московского государственного технического университета им. Н. Э. Баумана, г. Москва, Российская Федерация.

Овчинникова Елена Викторовна, доктор технических наук, профессор кафедры радиофизики антенн и микроволновой техники Московского авиационного института (национального исследовательского университета) «МАИ» и Московского государственного технического университета имени Н. Э. Баумана, г. Москва, Российская Федерация.

Satellite Telecommand System Emitter

A. Yu. Zhidkov^{1,2} and E. V. Ovchinnikova^{1,2}

¹ *Bauman Moscow State Technical University
bld. 5, 2-ya Baumanskaya st., Moscow, 105005, Russian Federation*

² *Moscow National Research University "MAI"
bld. 4, Volokolamskoe shosse, Moscow, 125993, Russian Federation
zhidkovayu@student.bmstu.ru*

Received: May 22, 2025

Peer-reviewed: May 27, 2025

Accepted: May 27, 2025

Abstract: *The article presents various types of antennas of the satellite telecommand system, their main characteristics, advantages and disadvantages. As the literature review shows, printed, turnstile and spiral antennas are mainly used, and the use of printed antenna arrays is also developing. Due to its small overall dimensions, mechanical strength and manufacturability, a printed radiator with a special butterfly-type shape was chosen as the antenna being developed due to its good electrodynamics properties. The design of a printed-circuit emitter of a satellite telecommand system is presented in the form of two crossed vibrators located on different sides of the printed-circuit board at a distance of 20 mm from the screen, with a bandwidth of 1.77–2.59 GHz at the SWR 2 level, a beam width at the central frequency of 64°, and an ellipticity coefficient at the central frequency of more than 0.7.*

Keywords: *printed antenna, ellipticity coefficient, telecommand system, electromagnetic wave, circular polarization, emitter.*

For citation (IEEE): A. Yu. Zhidkov and E. V. Ovchinnikova, "Satellite telecommunication system emitter," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 8, no. 5, pp. 777–786, 2025, doi: 10.21227/6han-4b41. (In Russ.).

References

- [1] B. A. Panchenko and Ye. I. Nefyodov, *Microstrip antennas*, Moscow: Radio i svyaz, 1986. (In Russ.).
- [2] E. V. Gadzhiev, "VHF antennas of small spacecraft," diss. ... Cand. of Engineering Sciences: Moscow, 2016. (In Russ.).
- [3] V. S. Bocharov, A. G. Generalov, and E. V. Gadzhiev, "Features of on-board antenna feeder devices of spacecraft," in *Proceedings of the scientific and technical seminar "Prospects for the development of antenna-feeder devices of aircraft"*, Istra: JSC "NIEM", pp. 55–58, 2013. (In Russ.).
- [4] S. K. Velichko and N. N. Gorbatenko, "Low-profile broadband radiator with circular polarization for constructing an antenna array of a mobile satellite communications station," *Engineering Journal of Don*, no. 5 (113). 2024. [Online]. Available: <http://ivdon.ru/ru/magazine/archive/n5y2024/9302> (date of access: 15.05.2025). (In Russ.).

- [5] V. S. Bocharov, A. G. Generalov, and E. V. Gadzhiev, “Results of flight tests of antenna-feeder devices of the telecommand system of the KANOPUS-V No. 1 spacecraft and the Belarusian spacecraft and ways to improve their characteristics,” *RTS journal*, no. 4 (16), pp. 5–12, 2014. (In Russ.).
- [6] A. Nascetti, [et al.], “High-gain S-band patch antenna system for earth-observation CubeSat satellites,” *IEEE antennas and wireless propagation letters*, vol. 14, pp. 434–437, 2014.
- [7] A. G. Generalov and E. V. Gadzhiev, “Multi-band microstrip antenna,” *Electromechanical matters. VNIEM studies*, vol. 160, no. 5, pp. 37–44, 2017. (In Russ.).

Information about the authors

Aleksey Y. Zhidkov, Student of the Department of Radioelectronic Systems and Devices of the Moscow State Technical University n. a. N. E. Bauman, Moscow, Russian Federation.

Elena V. Ovchinnikova, Doctor of Technical Sciences, Professor of the Department of Radiophysics of Antennas and Microwave Engineering, Moscow Aviation Institute (National Research University) “MAI” and Moscow State Technical University n. a. N. E. Bauman, Moscow, Russian Federation.

Полосно-пропускающий SIW-фильтр с шестью перекрестно связанными резонаторами

Букин С. П., Крутиев С. В., Губский Д. С.

*Южный федеральный университет, Физический факультет
ул. Зорге, д. 5, г. Ростов-на-Дону, 344090, Российская Федерация
skrutiev@sfedu.ru*

Получено: 20 мая 2025 г.

Отрецензировано: 27 мая 2025 г.

Принято к публикации: 27 мая 2025 г.

Аннотация: Рассмотрен синтез полосно-пропускающего фильтра четвертого порядка с центральной частотой 12 ГГц, выполненного по технологии SIW (Substrate Integrated Waveguide). В фильтре с помощью копланарного волновода реализована структура отрицательной перекрестной связи между резонаторами. Это позволяет формировать пару нулей передачи, улучшающих характеристики подавления вне полосы пропускания. Положение нулей передачи можно регулировать путем изменения длины копланарного волновода, поскольку она определяет коэффициент отрицательной связи. По сравнению с обычными линейными SIW-фильтрами, в предложенной конструкции наблюдается более резкое затухание, а также повышенное внеполосное подавление, что улучшает частотную избирательность. В статье также рассмотрена реализация двух пар нулей передачи в SIW-фильтре с шестью резонансными полостями. Представленная топология фильтра обладает преимуществами миниатюризации, высокой степенью интеграции и повышенной частотной избирательностью.

Ключевые слова: копланарный волновод, полосно-пропускающий фильтр, SIW-технология, интегрированный волновод, частотная селективность, нули передачи.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Букин С. П., Крутиев С. В., Губский Д. С. Полосно-пропускающий SIW-фильтр с шестью перекрестно связанными резонаторами // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2025. Т. 8, № 5. С. 787—803.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Букин, С. П. Полосно-пропускающий SIW-фильтр с шестью перекрестно связанными резонаторами / С. П. Букин, С. В. Крутиев, Д. С. Губский // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. — 2025. — Т. 8, № 5. — С. 787—803.

1. Введение

С активным развитием СВЧ-технологий волноводные фильтры все увереннее закрепляют за собой статус незаменимых компонентов в системах беспроводной связи и радиолокации. Они выполняют важнейшие задачи: выбор нужных каналов, эффективную фильтрацию мешающих сигналов, снижение уровня шумов и подавление соканальных помех [1]. Классические волноводные фильтры — металлические волноводы, коаксиальные линии и круглые волноводы известны своими малыми потерями, высокой надежностью и способностью работать с мощными сигналами. Тем не менее, их массивность, высокая стоимость и сложность интеграции с другими элементами систем становятся серьезными ограничениями. На этом фоне волноводы, интегрированные в подложку (*SIW* – *Substrate Integrated Waveguide*), выходят на передний план в проектировании современных фильтров. Их планарная структура, низкие потери при распространении сигнала и технологическая простота изготовления делают их привлекательным решением для новых поколений высокочастотных систем [2, 3]. *SIW*-структура представляет собой планарную конструкцию, аналогичную микрополосковым линиям, которая легко интегрируется с другими решениями, что способствует реализации миниатюрных устройств с высокой степенью интеграции [4, 5].

Потребность в разработке *SIW*-фильтров с высокими требованиями к форме амплитудно-частотной характеристики приводит к необходимости исследования полосно-пропускающих фильтров с перекрестными связями. Такие фильтры обладают лучшим подавлением сигналов вблизи полосы пропускания по сравнению с классическими фильтрами Чебышева того же порядка, благодаря возможному наличию нулей передачи. Путем смешивания магнитных и электрических связей можно добиться различных характеристик — таких как нули передачи или линеаризация фазовой характеристики, или их сочетание.

На основе прямых связей был спроектирован фильтр с четырьмя резонаторами *SIW*, демонстрирующий умеренно выраженный спад амплитудно-частотной характеристики в полосе подавления. С другой стороны, та же структура с добавленными перекрестными связями показывает улучшенные характеристики за счет более крутого спада. В дополнение рассмотрен фильтр с шестью резонаторами *SIW*, обладающий двумя парами нулей передачи. Электродинамическое моделирование производилось с помощью *CST Microwave Studio*.

2. Теоретические сведения

Структура *SIW*-волновода состоит из верхнего и нижнего металлизированных слоев, которые накрывают обе стороны тонкой диэлектриче-

ской подложки. Вместо классических металлических стенок волновода используются два параллельных ряда металлизированных сквозных отверстий, расположенных по обеим сторонам подложки, ограничивающих область распространения электромагнитной волны. Такая конструкция позволяет *SIW*-структурам демонстрировать характеристики передачи, близкие к свойствам классического прямоугольного металлического волновода, при этом решая проблему избыточных размеров последнего [6].

Распространение электромагнитных волн внутри *SIW*-структур идентично распространению в прямоугольных волноводах, а основная мода аналогична моде TE_{10} прямоугольного волновода [7]. Прямоугольный волновод в общем случае характеризуется такими параметрами, как длина a и ширина b , а его частота среза зависит от этих величин. В структуре *SIW* выполняется условие $a \gg b = h$, где h — это высота диэлектрической подложки. Такое соотношение позволяет упростить зависимость частоты среза, делая ее определяемой только параметром a :

$$f_{c_CW} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \rightarrow f_{c_SIW} = \frac{1}{2a\sqrt{\mu\epsilon}} \quad (1)$$

Экспериментально полученные формулы для эквивалентной ширины классического прямоугольного волновода, который имеет аналогичную высоту и диэлектрическую проницаемость с *SIW*-структурой (рис. 1), представлены следующим образом [8]:

$$W_{SIW} = W_{CW} + d^2 / (0.95H_{SUB}), \quad (2)$$

где W_{SIW} и W_{CW} — ширина *SIW*-структуры и эквивалентного классического прямоугольного волновода соответственно, d и H_{SUB} — диаметр и высота металлических цилиндров, которые формируют стенки волноведущей структуры.

Выражение (2) имеет погрешность $\pm 5\%$ при выполнении соотношений $H_{SUB} < \lambda_0 \sqrt{\epsilon}/2$ и $h_S < 4d$, где λ_0 — длина волны в свободном пространстве, ϵ — относительная диэлектрическая проницаемость подложки.

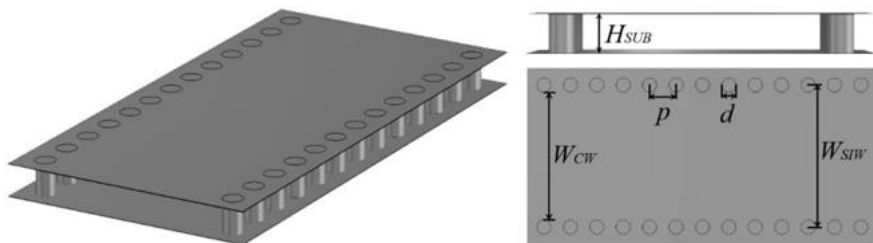


Рис. 1. Базовая элементарная *SIW*-структура.

Fig. 1. Basic elementary *SIW* structure

Таким образом, конструкцию *SIW* можно рассматривать как аналог металлического прямоугольного волновода, в котором металлические отверстия с малыми диаметрами и шагами формируют эффективные электрические стенки. На рис. 2 показано распределение поверхностных токов для моды TE_{10} в прямоугольном волноводе с прорезями в узкой стенке.

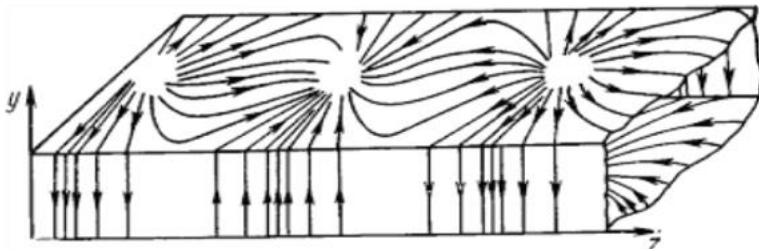


Рис. 2. Структура поверхностных токов на стенках волновода для волны TE_{10}

Fig. 2. Structure of surface currents on the walls of the waveguide for the TE_{10} wave

Экспериментально в [9] получены соотношения, имеющие погрешность $\pm 1\%$, которые выглядят следующим образом:

$$W_{CW} = W_{SIW} \left(\xi_1 + \xi_2 / \left(\frac{s}{d} + \frac{\xi_1 + \xi_2 - \xi_3}{\xi_3 - \xi_1} \right) \right), \quad (3)$$

где:

$$\xi_1 = 1.0198 + \frac{0.3465}{\frac{W_{SIW}}{s} - 1.0684}; \quad (4)$$

$$\xi_2 = -0.1183 - \frac{1.2729}{\frac{W_{SIW}}{s} - 1.2010}; \quad (5)$$

$$\xi_3 = 1.0082 - \frac{0.9163}{\frac{W_{SIW}}{s} + 0.2052}. \quad (6)$$

В [10] была предложена упрощенная эмпирическая формула

$$W_{CW} = W_{SIW} - 1.08 \frac{d^2}{p} + 0.1 \frac{d^2}{W_{SIW}} \quad (7)$$

Для *SIW*-структур со сложными поперечными сечениями были разработаны обобщенные правила, которые описываются в [11, 12]. Эти соотношения являются достаточно общими для широкого круга случаев, однако необходимость их строгого выполнения требует отдельного рассмотрения в каждом конкретном случае.

$$d < 0.2 \lambda_{WG}; p \leq 2d, \quad (8)$$

где λ_{WG} — длина волны в волноводе.

Правильный выбор диаметра металлизированных отверстий и периодического расстояния между ними имеет ключевое значение для минимизации потерь на утечку в *SIW*-структурах. Оптимизация этих параметров помогает значительно улучшить эффективность передачи сигнала, снижая нежелательные потери. Важно, чтобы диаметр отверстий был меньше промежутка между переходными отверстиями, что обеспечивает физическую реализуемость *SIW*-структуры

$$d < p. \quad (9)$$

Поскольку *SIW* является структурой с периодически управляемыми волнами, важно избегать любых электромагнитных помех в рабочей полосе пропускания волновода. Также, исходя из производственных ограничений, таких как время изготовления и сложность реализации, которые прямо зависят от количества переходов, рекомендуется, чтобы число переходов не превышало 20 % длины волны [13]. В связи с этим применяется следующее условие:

$$0.05 < \frac{s}{\lambda_c} < 0.25 \quad (10)$$

Поскольку компоненты *SIW* всегда интегрируются с другими элементами схемы внутри системы, важно обсудить соединения между устройствами. Переходы между планарными технологиями передачи сигнала, такими как микрополосковые линии, и структурой интегрированного в подложку волновода, являются важной частью проектирования устройств *SIW*. В нескольких опубликованных статьях описаны компоненты *SIW* с различными типами входных/выходных (*I/O*) соединений. Например, был описан переход от микрополосковой линии к волноводу *SIW*, выполненный с использованием простого сужающегося участка [14]. Этот сужающийся сегмент соединяет 50-Ω микрополосковую линию с волноводом *SIW*, преобразуя квази-*TEM* режим микрополосковой технологии в режим *TE*₁₀ волновода *SIW*.

Копланарные волноводы также играют важную роль в этой области исследований. Переход от копланарного волновода к волноводу *SIW* с углом 90 градусов был описан в [15]. В другой статье был предложен переход между заземленным копланарным волноводом и волноводом *SIW*, основанный на токовом зонде [16]. Ток, проходящий через зонд, создает магнитное поле, соответствующее магнитному полю внутри волновода *SIW*. Переходы от микрополосковой линии к волноводу *SIW* в многослой-

ных подложках были исследованы и описаны в [17]. На рис. 3 показаны некоторые из популярных техник переходов, которые используются в проектировании компонентов волноводов, интегрированных в подложку.

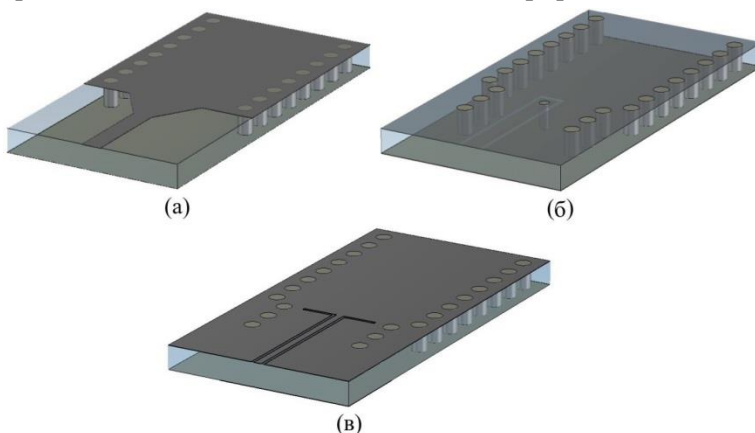


Рис. 3. Популярные переходы между микрополосковой линией и SIW-структурой: а) сужающийся участок; б) на основе датчика тока; в) на основе изгиба 90 градусов.

Fig. 3. Popular transitions between microstrip line and SIW structure: а) tapered section; б) based on current sensor; в) based on 90 degree bend

3. Моделирование

В этом разделе рассматриваются четыре конструкции фильтров. Первая — это структура с четырьмя *SIW* резонаторами без отрицательной перекрестной связи между резонаторами. Вторая — та же структура, но с использованием копланарного волновода, реализующего отрицательную перекрестную связь между *SIW* резонаторами под номером 1 и 4 (вход/выход). Для фильтра с перекрестной связью также рассматривается зависимость коэффициента отрицательной связи от длины линии копланарного волновода. Таким образом, при проектировании фильтра можно добиться нужной полосы подавления и полосы пропускания, регулируя частотное расположение нулей передачи. Также рассматриваются две структуры *SIW*-фильтра с шестью резонаторами — с прямыми и перекрестными связями соответственно.

3.1. Перекрестные связи

Коэффициенты связи между резонаторами могут быть определены с использованием метода, описанного в [1]. Для этого проводится электромагнитное моделирование выбранной структуры связанных *SIW* резонаторов. В результате моделирования необходимо определить частоты двух

резонансных мод, возникающих вблизи собственной резонансной частоты резонаторов. Используя полученные значения частот и описанный в [1] подход, можно рассчитать коэффициент связи.

На рис. 4 показана геометрическая конфигурация структуры положительной (магнитной) связи. Она представляет собой магнитную диафрагму, размещенную в общей стенке из металлических штырей, разделяющей связанные резонаторы. На рис. 5 представлена зависимость коэффициента положительной связи от ширины диафрагмы w_{rc} .

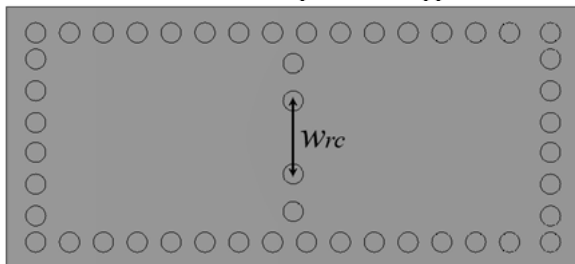


Рис. 4. Структура положительной связи.

Fig. 4. Structure of positive connection

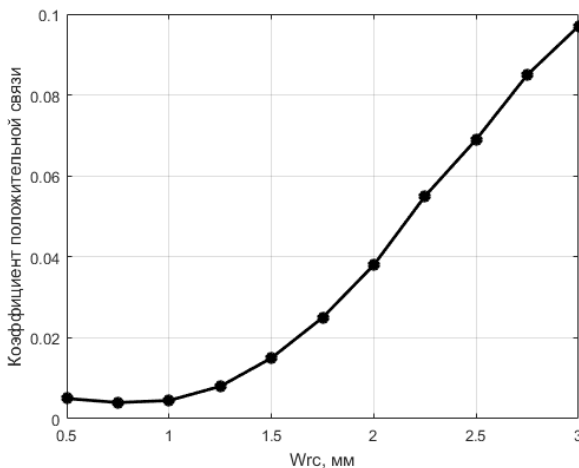


Рис. 5. Зависимость коэффициента положительной связи от ширины w_{rc} .

Fig. 5. Dependence of the positive connection coefficient on the width w_{rc}

На рис. 6 показана структура, реализующая отрицательную электрическую связь между SIW резонаторами. Связующий элемент представляет собой копланарный волновод. Коэффициент связи между резонаторами также может быть определен с помощью моделирования. Зависимость коэффициента связи от длины копланарного волновода L_{CPW} показана на

рис. 7. Как видно из графика, значение коэффициента связи может достигать более чем 0,2. Следовательно, данная структура может использоваться не только для слабой перекрестной связи, но и как элемент прямой связи между резонаторами *SIW*-фильтра.

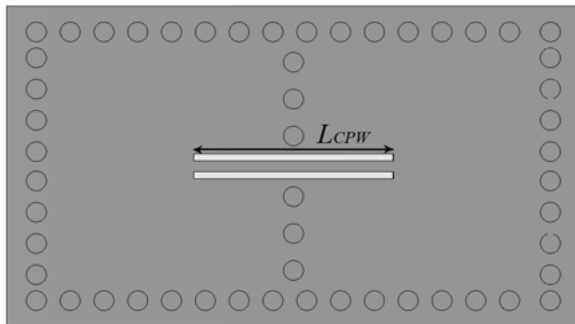


Рис. 6. Структура отрицательной связи.

Fig. 6. Structure of negative connection

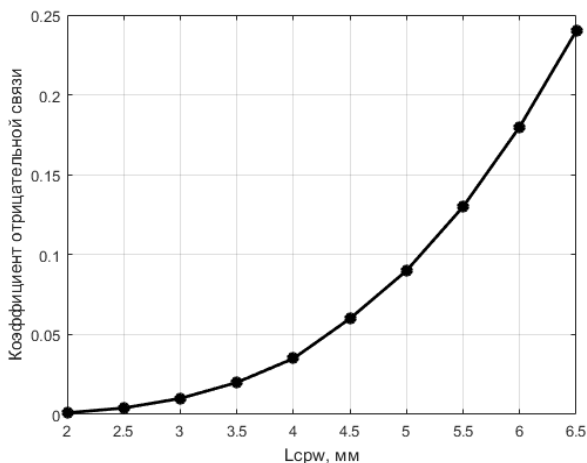


Рис. 7. Зависимость коэффициента отрицательной связи от длины L_{CPW} .

Fig. 7. Dependence of the negative coupling coefficient on the length of L_{CPW}

3.2. Фильтр с четырьмя SIW-резонаторами

На рис. 8 представлена структура и геометрическая конфигурация *SIW*-фильтра, основанного только на прямых связях. Такой фильтр формирует четыре резонанса в полосе пропускания и не имеет нулей передачи вне полосы. В конструкции используются четыре связанных резонатора и три стенки с диафрагмами. Порты входа и выхода соединяются с первым и последним резонатором соответственно.

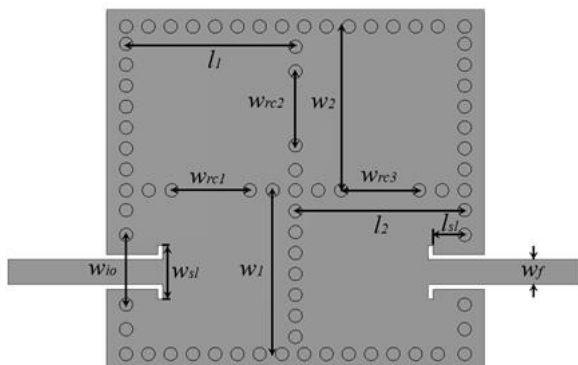


Рис. 8. SIW-фильтр с четырьмя прямо связанными резонаторами.

Fig. 8. SIW filter with four directly coupled resonators

На рис. 9 показана структура и геометрическая конфигурация фильтра с одной перекрестной связью между первым и четвертым резонаторами, реализованной с помощью копланарного волновода. Такая конструкция позволяет получить по одному нулю передачи с каждой стороны полосы пропускания.

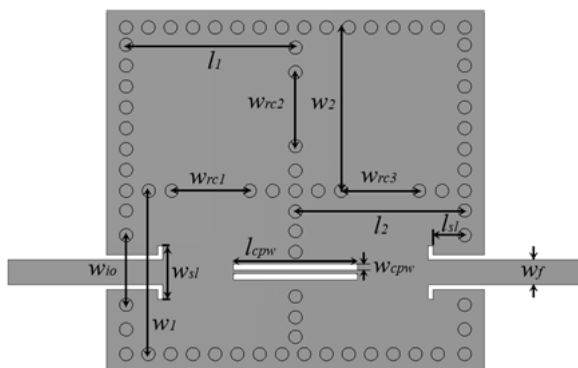


Рис. 9. SIW-фильтр с четырьмя перекрестно связанными резонаторами.

Fig. 9. SIW filter with four cross-coupled resonators

При проектировании моделей вышеописанных SIW-фильтров в качестве диэлектрической подложки выбран использован *Rogers RT/Duroid 5880* толщиной 0,254 мм, диаметр металлизированных отверстий 0,9 мм, расстояние между центрами соседних отверстий 1,45 мм. После серии симуляций и окончательной оптимизации были определены физические размеры конструкций, представленных на рис. 8 и 9. Таблица 1 содержит размеры двух предложенных фильтров: без перекрестных связей (*Filt₁*) и с

одной перекрестной связью ($Filt_2$). В частности, фильтр $Filt_2$ включает параметры длины и ширины копланарного волновода, которые отсутствуют в $Filt_1$. Частотные характеристики разработанных SIW-фильтров представлены на рис. 10 и 11.

Таблица 1. Значения параметров SIW-фильтров с четырьмя резонаторами.

Table 1. Parameter values of SIW filters with four resonators

Параметр	Значение, мм		Параметр	Значение, мм	
	$Filt_1$	$Filt_2$		$Filt_1$	$Filt_2$
l_1	11,85	11,85	w_{rc1}	5,54	5,50
l_2	11,85	11,85	w_{rc2}	5,17	5,43
w_1	11,86	11,86	w_{rc3}	5,52	5,49
w_2	11,82	11,82	w_{io}	4,89	4,90
l_{cpw}	—	13,05	w_{sl}	3,84	4,58
w_{cpw}	—	0,25	l_{sl}	4,61	4,04

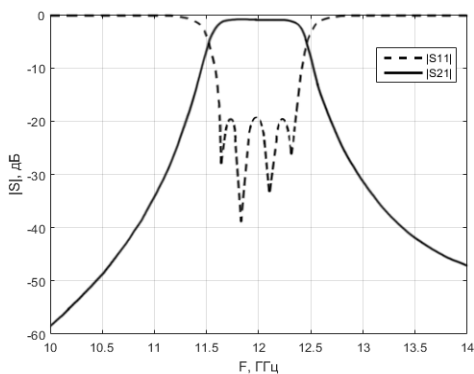


Рис. 10. S-параметры SIW-фильтра с четырьмя прямо связанными резонаторами.

Fig. 10. S-parameters of a SIW filter with four directly coupled resonators

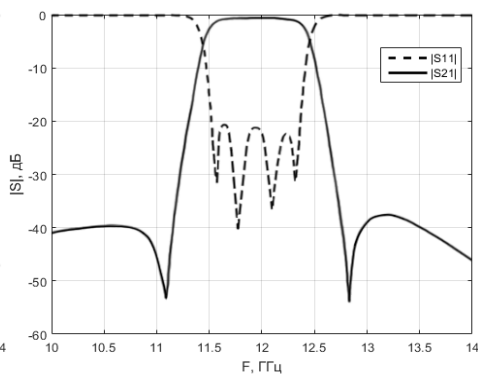


Рис. 11. S-параметры SIW-фильтра с четырьмя перекрестно связанными резонаторами.

Fig. 11. S-parameters of a SIW filter with four cross-coupled resonators

3.3. Фильтр с шестью SIW-резонаторами

В предыдущем разделе была рассмотрена конструкция SIW-фильтра с четырьмя резонансными полостями, отличающаяся относительной простотой реализации. Однако для демонстрации получения двух пар нулей передачи в данном разделе будет рассмотрен более сложный SIW-фильтр с шестью резонансными полостями. На первом этапе был рассчитан класси-

ческий SIW-фильтр с прямо связанными резонаторами. Геометрическая структура фильтра показана на рис. 12.

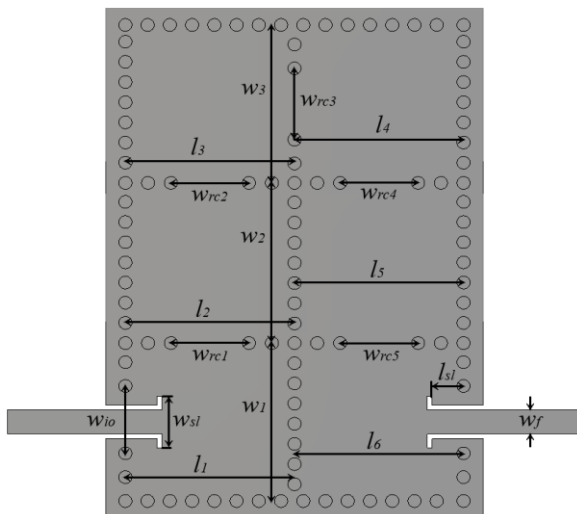


Рис. 12. SIW-фильтр с шестью прямо связанными резонаторами.

Fig. 12. SIW filter with six directly coupled resonators

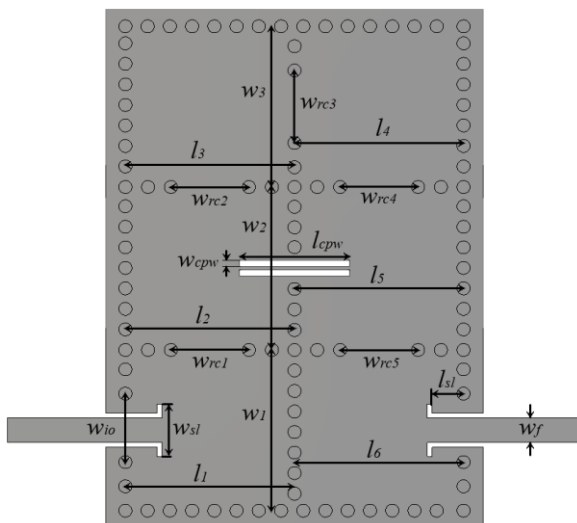


Рис. 13. SIW-фильтр с шестью перекрестно связанными резонаторами.

Fig. 13. SIW filter with six cross-coupled resonators

При добавлении смешанных перекрестных связей в структуру фильтра (рис. 13) можно получить две пары нулей передачи, что обеспечивает высокое подавление сигналов вне полосы. Для появления нулей передачи необходимо, чтобы коэффициент перекрестной связи имел противоположный знак по отношению к остальным коэффициентам связи. Отрицательная перекрестная связь реализована с помощью ранее предложенного копланарного волновода.

После подбора параметров структур связей была определена геометрия фильтра, которая далее дополнительно оптимизировалась при помощи алгоритмов программной оптимизации. Оптимизированные значения параметров приведены в таблице 2. Результаты моделирования рассматриваемых SIW-фильтров с шестью резонаторами представлены на рис. 14 и 15 и в таблице 3.

Таблица 2. Значения параметров SIW-фильтров с шестью резонаторами.

Table 2. Parameter values of SIW filters with six resonators

Параметр	Значение, мм		Параметр	Значение, мм		Параметр	Значение, мм	
	$Filt_3$	$Filt_4$		$Filt_3$	$Filt_4$		$Filt_3$	$Filt_4$
l_1	11,80	11,81	w_1	11,89	11,89	w_f	1,75	1,75
l_2	11,80	11,81	w_2	11,78	11,79	w_{rc1}	5,52	5,50
l_3	11,80	11,81	w_3	11,85	11,87	w_{rc2}	5,26	5,61
l_4	11,83	11,84	w_{io}	4,91	4,90	w_{rc3}	5,47	5,49
l_5	11,83	11,84	w_{sl}	3,99	4,06	w_{rc4}	5,27	5,62
l_6	11,83	11,84	l_{cpw}	—	12,42	w_{rc5}	5,53	5,51
l_{sl}	4,71	4,18	w_{cpw}	—	0,25	—	—	—

Таблица 3. Характеристики синтезированных SIW-фильтров.

Table 3. Characteristics of synthesized SIW filters

Параметр	Значение			
	$Filt_1$	$Filt_2$	$Filt_3$	$Filt_4$
Минимальные вносимые потери в полосе пропускания	3,5 дБ	3,9 дБ	3,7 дБ	4,4 дБ
Максимальное отражение в полосе пропускания	−19 дБ	−21 дБ	−22 дБ	−20 дБ
Ширина полосы пропускания	0,94 ГГц	0,89 ГГц	0,77 ГГц	0,72 ГГц

Синтезированные фильтры обеспечивают требуемую полосу пропускания и коэффициент отражения. Очевидно, что в фильтре с перекрестной

связью зона подавления начинается ближе к полосе пропускания по сравнению с фильтром без нее. Это объясняется влиянием пары нулей передачи, формируемых с помощью структуры отрицательной электрической связи.

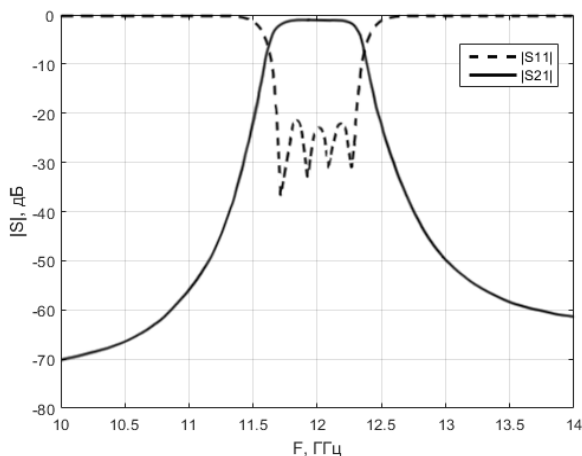


Рис. 14. S-параметры SIW-фильтра с шестью прямо связанными резонаторами.

Fig. 14. S-parameters of a SIW filter with six directly coupled resonators

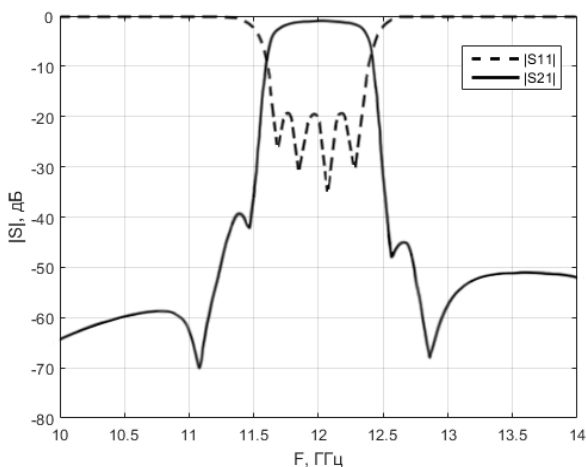


Рис. 15. S-параметры SIW-фильтра с шестью перекрестно связанными резонаторами.

Fig. 15. S-parameters of a SIW filter with six cross-coupled resonators

4. Заключение

Полосно-пропускающие фильтры на основе SIW-технологии представляют собой перспективное решение для обширного спектра приложе-

ний. Введение перекрестных связей в структуру фильтра обеспечивает гибкость синтеза и позволяет улучшить характеристики фильтра по сравнению с классическими фильтрами Чебышева.

Результаты моделирования показывают, что добавление различного числа перекрестных связей в структуру фильтра с резонаторами позволяет добиться высокой избирательности за счет подавления внеполосных сигналов без необходимости увеличения порядка фильтра. При этом фильтр с перекрестной связью обладает более высоким подавлением вне полосы, так как нули передачи расположены ближе к центральной частоте 12 ГГц. В фильтре с прямыми связями полосы подавления находятся дальше от полосы пропускания, что снижает эффективность фильтрации.

Следовательно, при проектировании структуры фильтра под конкретные требования можно точно задать частоту и количество нулей передачи и использовать копланарный волновод для управления отрицательной связью и положением нулей передачи.

Список литературы

- [1] Hong J. S., Lancaster M. J. *Microstrip filters for RF/microwave applications*. New York : Wiley, 2011. 472 p.
- [2] Букин С. П., Крутиев С. В. Квазиэллиптический полосно-пропускающий фильтр, выполненный по SIW-технологии // *Физические основы приборостроения*. 2024. Т. 13, № 2(52). С. 13—21.
- [3] Krutiev S. V., Sdobnova V. P., Bukin S. P., Grizodub, A. N. Compact Filters on Dielectric Paper Substrate. In : 2023 IEEE XVI International Scientific and Technical Conference Actual Problems of Electronic Instrument Engineering (APEIE), Novosibirsk, Russian Federation, 2023. P. 590—594.
- [4] Bukin S. P., Krutiev, S. V. Quasi-Elliptical Filter on Paper Substrate. 2024 IEEE 25th International Conference of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM), Altai, Russian Federation, 2024. P. 680—684.
- [5] Букин С. П., Крутиев С. В. Полосно-пропускающие фильтры, выполненные по SIW и ESIW-технологиям // *Журнал технической физики*. 2025. Т. 95, вып. 5. С. 1024—1030.
- [6] Deslandes D., Wu K. Integrated Microstrip and Rectangular Waveguide in Planar Form // *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.* 2001, no. 11(2). P. 68—70.
- [7] Xu F., Wu K. Guided-wave and leakage characteristics of substrate integrated waveguide // *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.* 2005. Vol. 53, no. 1. P. 66—73.
- [8] Gadzieva A. A., Zargano G. F., Zemlyakov V. V., Krutiev S. V. SIW-technologies, history of creation, current state and prospects of development // *Physical bases of instrumentation*, 2012. Vol. 1, no. 4. P. 4—13.
- [9] Cassivi Y., Perregrini L., Arcioni, P. [et al.]. Dispersion Characteristics of Substrate Integrated Rectangular Waveguide // *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. 2002. Vol. 12, no. 9. P. 333—335.
- [10] Deslandes D., Wu, K. Design Consideration and Performance Analysis of Substrate Integrated Waveguide Components // *European Microwave Conference*. 2002. P. 1—4.
- [11] Wu K., Deslandes D., Cassivi Y. The Substrate Integrated Circuits – a New Concept for High-Frequency Electronics and Optoelectronics // *Microwave Review*. 2003. P. 2—9.

- [12] Deslandes D. Design equations for tapered microstrip-to-substrate integrated waveguide transitions. In : IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig. 2010. P. 704–707.
- [13] Xu F., Wu K. Guided-wave and leakage characteristics of substrate integrated waveguide // IEEE Trans. Microw. Theory Techn. 2005. Vol. 53, no. 1. P. 66–73.
- [14] Krutiev S. V., Sdobnova V. P., Bukin S. P., Grizodub A. N. Compact Filters on Dielectric Paper Substrate. In : 2023 IEEE XVI International Scientific and Technical Conference “Actual Problems of Electronic Instrument Engineering” (APEIE). Novosibirsk, Russian Federation, 2023. P. 590–594.
- [15] Lee S., Jung S., Lee H. Ultra-Wideband CPW-to- Substrate Integrated Waveguide Transition Using an Elevated-CPW Section // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. 2008. Vol. 18, no. 11. P. 746–748.
- [16] Chen X., Wu K. Low-Loss Ultra-Wideband Transition Between Conductor Backed Coplanar Waveguide and Substrate Integrated Waveguide. In : IEEE MTT-S International Microwave Symposium. 2009. P. 349–352.
- [17] Tang H., Hong W. Hao Z, Chen J. [et al.]. Optimal Design of Compact Millimetre-Wave SIW Circular Cavity Filters // Electronics Letters. 2005. Vol. 41, no. 19. P. 1068–1069.

Информация об авторах

Букин Сергей Павлович, аспирант, физический факультет, Южный федеральный университет, г. Ростов-на-Дону, Российская Федерация.

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.

Bandpass SIW Filter with Six Cross-Coupled Resonators

S. P. Bukin, S. V. Krutiev, and D. S. Gubsky

Southern Federal University, Faculty of Physics
5, Sorge St., Rostov-on-Don, 344090, Russian Federation
skrutiev@sfedu.ru

Received: May 20, 2025

Peer-reviewed: May 27, 2025

Accepted: May 27, 2025

Abstract: In this paper, we consider the synthesis of a fourth-order bandpass filter with a central frequency of 12 GHz, made using SIW (Substrate Integrated Waveguide) technology. A negative cross-coupling structure between resonators is implemented in the filter using a coplanar waveguide. This allows you to form a pair of transmission zeros that improve out-of-band suppression characteristics. The position of the transmission zeros can be adjusted by changing the length of the coplanar waveguide, as it determines the negative coupling coefficient. Compared with conventional linear SIW filters, the proposed design has a sharper attenuation, as well as increased out-of-band suppression, which improves frequency selectivity. The article also discusses the implementation of two pairs of transmission zeros in a SIW filter with six resonant cavities. The presented filter topology has the advantages of miniaturization, high degree of integration, and increased frequency selectivity.

Keywords: coplanar waveguide, band-pass filter, SIW technology, integrated waveguide, frequency selectivity, transmission zeros.

For citation (IEEE): S. P. Bukin, S. V. Krutiev, and D. S. Gubsky, “Bandpass SIW Filter with Six Cross-Coupled Resonators,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 8, no. 5, pp. 787–803, 2025, doi: 10.21227/tmnc-eg45. (In Russ.).

References

- [1] J. S. Hong and M. J. Lancaster, *Microstrip filters for RF/microwave applications*. New York: Wiley, 2011.
- [2] Bukin S. P., Krutiev S. V., “Quasi-elliptic band-pass filter made by siw-technology,” *Fizicheskiye osnovy priborostroyeniya*, vol. 13, no 2(52), pp. 13–21, 2024. (In Russ.).
- [3] S. V. Krutiev, V. P. Sdobnova, S. P. Bukin and A. N. Grizodub, “Compact Filters on Dielectric Paper Substrate,” in *2023 IEEE XVI International Scientific and Technical Conference “Actual Problems of Electronic Instrument Engineering” (APEIE)*, Novosibirsk, Russian Federation, pp. 590–594, 2023.
- [4] S. P. Bukin and S. V. Krutiev, “Quasi-Elliptical Filter on Paper Substrate,” in *2024 IEEE 25th International Conference of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM)*, Altai, Russian Federation, pp. 680–684, 2024.

- [5] S. P. Bukin and S. V. Krutiev, "Band-pass filters made using SIW and ESIW technologies," *Technical Physics*, vol. 95, iss. 5, pp. 1024–1030, 2025. (In Russ.).
- [6] D. Deslandes and K. Wu, "Integrated Microstrip and Rectangular Waveguide in Planar Form," *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 11, no. 2, pp. 68–70, 2001.
- [7] F. Xu and K. Wu, "Guided-wave and leakage characteristics of substrate integrated waveguide," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 53, no. 1, pp. 66–73, 2005.
- [8] A. A. Gadzieva, G. F. Zargano, V. V. Zemlyakov, and S. V. Krutiev, "SIW-technologies, history of creation, current state and prospects of development," *Physical bases of instrumentation*, vol. 1. No. 4. pp. 3–11, 2012.
- [9] Y. Cassivi, L. Perregrini, P. Arcioni, [et al.], "Dispersion Characteristics of Substrate Integrated Rectangular Waveguide," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. Vol. 12, no. 9, pp. 333–335, 2002.
- [10] D. Deslandes and K. Wu, "Design Consideration and Performance Analysis of Substrate Integrated Waveguide Components," in *European Microwave Conference*, pp. 1–4, 2002.
- [11] K. Wu, D. Deslandes, and Y. Cassivi, "The Substrate Integrated Circuits – a New Concept for High-Frequency Electronics and Optoelectronics," *Microwave Review*, pp. 2–9, 2003.
- [12] D. Deslandes, "Design equations for tapered microstrip-to-substrate integrated waveguide transitions," in *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, pp. 704–707, 2010.
- [13] F. Xu and K. Wu, "Guided-wave and leakage characteristics of substrate integrated waveguide," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 53, no. 1, pp. 66–73, 2005.
- [14] S. V. Krutiev, V. P. Sdobnova, S. P. Bukin, and A. N. Grizodub, "Compact Filters on Dielectric Paper Substrate," in *2023 IEEE XVI International Scientific and Technical Conference Actual Problems of Electronic Instrument Engineering (APEIE)*, Novosibirsk, Russian Federation, pp. 590–594, 2023.
- [15] S. Lee, S. Jung, and H. Lee, "Ultra-Wideband CPW-to- Substrate Integrated Waveguide Transition Using an Elevated-CPW Section," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 18, no. 11, pp. 746–748, 2008.
- [16] X. Chen, and K. Wu, "Low-Loss Ultra-Wideband Transition Between Conductor Backed Coplanar Waveguide and Substrate Integrated Waveguide," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, pp. 349–352, 2009.
- [17] H. Tang, W. Hong, Z. Hao, J. Chen, [et al.], "Optimal Design of Compact Millimetre-Wave SIW Circular Cavity Filters," *Electronics Letters*, vol. 41, no. 19, pp. 1068–1069, 2005.

Information about the authors

Sergey P. Bukin, postgraduate student, Department of Physics, Southern Federal University, Rostov-on-Don, Russian Federation.

Sergey V. Krutiev, Candidate of Physical and Mathematical Sciences, Associate Professor, Department of Physics, Southern Federal University, Rostov-on-Don, Russian Federation.

Dmitry S. Gubskiy, Candidate of Physical and Mathematical Sciences, Associate Professor, Department of Physics, Southern Federal University, Rostov-on-Don, Russian Federation.

Исследование характеристик управляемых метаповерхностей, содержащих слои диоксида ванадия и графена

¹Иванова И. Н., ¹Кравченко В. И., ²Ячменов А. А.

¹ Южный федеральный университет

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

² Ростовский государственный университет путей сообщения
пл. Ростовского Стрелкового Полка Народного Ополчения, 2,

г. Ростов-на-Дону, 344038, Российская Федерация

yachmenov-aa@yandex.ru

Получено: 20 мая 2025 г.

Отрецензировано: 27 мая 2025 г.

Принято к публикации: 27 мая 2025 г.

Аннотация: Метод объёмного интегро-дифференциального уравнения применен для исследования в ИК и ТГц диапазонах дифракции на двухмерно-периодической решетке (метаповерхностей). Приведены результаты расчётов, показывающие изменения коэффициентов отражения и прохождение при изменении температуры VO_2 и химического потенциала графена.

Ключевые слова: двухмерно-периодические решетки, метаматериалы, дифракция, интегральные уравнения, двойное управление, VO_2 , графен.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Иванова И. Н., Кравченко В. И., Ячменов А. А. Исследование характеристик управляемых метаповерхностей, содержащих слои диоксида ванадия и графена // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2025. Т. 8, № 5. С. 804—820.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Иванова, И. Н. Исследование характеристик управляемых метаповерхностей, содержащих слои диоксида ванадия и графена / И. Н. Иванова, В. И. Кравченко, А. А. Ячменов // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. — 2025. — Т. 8, № 5. — С. 804—820.

1. Введение

В области телекоммуникаций идет постоянный поиск перспективных материалов для создания элементной базы, которые бы обеспечивали технологические прорывы в уже известных частотных диапазонах. Одним

из таких материалов, позволяющих получить значимые результаты в терагерцовом (ТГц) диапазоне, является диоксид ванадия (VO_2).

VO_2 относится к группе оксидов ванадия и проявляет обратимый температурно-индуцированный переход металл — диэлектрик (MIT), сопровождающийся резкими и быстрыми изменениями электрических и оптических свойств. При температуре $\sim 67^\circ\text{C}$ (по другим сведениям $\sim 68^\circ\text{C}$) происходит фазовый переход металл — диэлектрик, при этом происходит скачок удельного сопротивления от 10^{-6} до 10^{-1} Ом·м, а коэффициент преломления изменяется от 2,5 до 2,0. Это делает возможным применение VO_2 в таких приложениях, как сверхбыстрая электроника и оптоэлектроника, терморегулируемые покрытия, фотоника, плазмоника и терагерцовые (ТГц) технологии. Однако применение VO_2 не ограничивается только этими направлениями.

В последнее время к данному материалу проявлялся достаточно значительный интерес. Это проявилось в большом количестве работ, в которых рассматривались как свойства данного материала, так и его возможное применение в различных отраслях.

Например, в работе [1] авторы объединяют исследования в области инфракрасной спектроскопии с преобразованием Фурье (FTIR), импульсной спектроскопией ТГц и методом четырехконтактного зондирования для изучения пленок VO_2 , полученных магнетронным распылением на сапфировой подложке с-образной огранки. При различных температурах подложки и атмосферном давлении были построены зависимости комплексной диэлектрической проницаемости пленки VO_2 в диапазоне частот 0,2—150 ТГц, а также ее статическая проводимость. Диэлектрический отклик моделировался с использованием ядер Лоренца и Друде.

Перспективным направлением использования структур на базе VO_2 является, например, создание новых вариантов поглотителей. Вариант переключаемого, независимого от поляризации, работающего в широком диапазоне углов падения поглотителя ТГц-диапазона представлен в [2]. Он построен на комбинации VO_2 и полуметаллических пленок Дирака. Частотные параметры поглотителя могут динамически регулироваться изменением проводимости VO_2 или настраиванием энергии Ферми полуметаллических пленок. В режиме поглощения коэффициент поглощения достигает 99,4 %, в режиме отражения коэффициент отражения достигает 77,4 %.

Еще одним направлением является использование структур на базе VO_2 при создании реконфигурируемых интеллектуальных поверхностей (RIS). Для изготовления RIS используют пассивные или активные метаматериалы. В качестве активного метаматериала может выступать реконфигурируемый метаматериал с использованием графена и/или VO_2 [3].

Применение VO_2 в «умных» материалах, оптоэлектронике, термохромных устройствах и переключающих элементах строится на решении ключевой задачи по управлению свойствами VO_2 .

К основным методам управления свойствами VO_2 относятся:

- легирование;
- механическое напряжение;
- воздействие электрическим полем;
- оптическое возбуждение;
- температурное управление;
- контроль морфологии и наноструктурирование;
- использование гибридных структур.

В своей работе мы подробно остановимся на температурном управлении свойствами VO_2 .

Нагрев/охлаждение является классическим способом переключения MIT ($\sim 68^\circ\text{C}$).

При этом необходимо учесть характер изменения значения диэлектрической проницаемости VO_2 в терагерцовом диапазоне.

Диэлектрическая проницаемость VO_2 в терагерцовом диапазоне (0,1—10 ТГц) может быть описана с помощью модели Друде — Лоренца, учитывающей как свободные носители (модель Друде), так и связанные электронные переходы (осцилляторы Лоренца).

Формула для комплексной диэлектрической проницаемости [4]

$$\varepsilon(\omega) = \varepsilon_\infty - \frac{\omega_p^2}{\omega^2 + i\gamma_D\omega} + \sum_j \frac{S_j\omega_j^2}{\omega_j^2 - \omega^2 - i\gamma_j\omega}, \quad (1)$$

где $\varepsilon(\omega)$ — комплексная диэлектрическая проницаемость, ε_∞ — высокочастотный вклад, ω_p — плазменная частота, зависящая от концентрации свободных носителей, γ_D — коэффициент затухания Друде (обратное время релаксации носителей), S_j , ω_j , γ_j — сила, резонансная частота и затухание j -го осциллятора Лоренца.

В терагерцовом диапазоне основной вклад дает модель Друде, так как $\omega \ll \gamma_D$ и диэлектрическая проницаемость становится сильно мнимой (преобладает поглощение).

Упрощенная модель Друде (для металлической фазы)

$$\varepsilon(\omega) \approx \varepsilon_\infty - \frac{\omega_p^2}{\omega^2 + i\gamma_D\omega}, \quad (2)$$

Кроме модели Друде — Лоренца для описания характера изменения диэлектрической проницаемости VO_2 могут использоваться другие модели, такие как:

- модель Коул — Коул;

- модель Хавра — Негами;
- модель эффективной среды;
- модель с учетом локализованных состояний;
- модель с учетом перколяционного перехода.

В своих исследованиях для моделирования характера изменения диэлектрической проницаемости VO_2 в терагерцовом диапазоне мы использовали модель Друде — Лоренца.

Для нас наибольший интерес представляет использование структур на основе VO_2 в сочетании с метаматериалами для создания новой элементной базы, работающей в терагерцовом диапазоне.

Создание устройств с возможностью переключения между поглощением и передачей по-прежнему является сложной задачей из-за противоречивых требований между поглощением, отражением и передачей. Решению данной задачи должна способствовать комбинация структур на базе VO_2 с метаматериалами, например, графеном. Данная комбинация позволяет получить целый ряд устройств с новыми улучшенными возможностями.

В статье [5] представлена конструкция ультратонкого поглотителя, состоящего из VO_2 . Устройство работает в диапазоне частот от 1,198 ТГц до 8,752 ТГц. Поглотитель достигает поглощения до 80 % при углах падения волны до 80° .

В работе [6] рассматривается терагерцовый поглотитель из метаматериала, состоящий из графита и VO_2 , основанный на принципе плазменного резонанса на поверхности метаматериала. Поглотитель состоит из периодически повторяющихся элементов, состоящих из металлического и диэлектрического слоев, графенового слоя и VO_2 с рисунком. Влияние поляризации падающей волны на поглотитель значительно снижается, поскольку устройство имеет вращательно-симметричную конструкцию.

Еще одной группой устройств являются преобразователи поляризации. Например, в работе [7] предлагается бифункциональный широкополосный перестраиваемый терагерцовый преобразователь поляризации на основе метаповерхностей. Преобразователь поляризации является настраиваемым и управляемым и обеспечивает широкий диапазон преобразования поляризации от 5,34 до 7,80 ТГц с высоким коэффициентом преобразования поляризации (более 0,97).

В работе [8] представлено численное моделирование отражающего широкополосного многофункционального преобразователя поляризации на основе гибридной метаповерхности с графеном и VO_2 в терагерцовом режиме. В устройстве реализованы динамически переключаемые функции

полного отражения, преобразование линейной поляризации в круговую и преобразования перекрестной поляризации.

Комбинированные структуры из VO_2 и графена можно также использовать для создания модуляторов. В работе [9] предложен многополосный копланарный метаматериал с вложенной электромагнитно-индуцированной прозрачностью (EIT), основанный на двойной модуляции VO_2 и графена. Устройство обеспечивает максимальный коэффициент передачи 0,95 и максимальную групповую задержку 27,6 пс в терагерцовом диапазоне.

Таким образом, можно сделать вывод, что исследование структур на основе метаматериалов весьма актуально.

2. Объект исследования

Объект исследования — структуры, представляющие собой периодически повторяющиеся элементарные ячейки, включающие в себя метаматериалы. Первая исследуемая структура (рис. 1 а) представляет собой периодическую решетку из ячеек, в состав которых входят подложка, слой диэлектрика, на котором размещены элементы из VO_2 круглой или прямоугольной формы.

Вторая исследуемая структура (рис. 1 б) отличается от первой тем, что в слое VO_2 , расположенном поверх слоя диэлектрика, сформированы круглые или прямоугольные отверстия. На рисунках n_s , n_d — коэффициент преломления материала подложки и слоя диэлектрика соответственно, h_d , h — толщина слоя диэлектрика и слоя VO_2 соответственно, d_x — период решетки из элементарных ячеек, W — ширина (диаметр) слоя VO_2 (рис. 1 а) или отверстия (рис. 1 б), вырезанного в слое VO_2 и заполненного воздухом. В работе исследовались структуры с $n_s = 1,45$, $n_d = 1,9$.

Третья исследуемая структура (рис. 1 в) создана повторением элементарной ячейки, состоящей на основе диэлектрической подложки из оксида кремния (IV) SiO_2 ($n = 1,414$), слоя VO_2 и графеновыми метаповерхностями в виде цилиндров или слоя графена со сформированными отверстиями круглой формы.

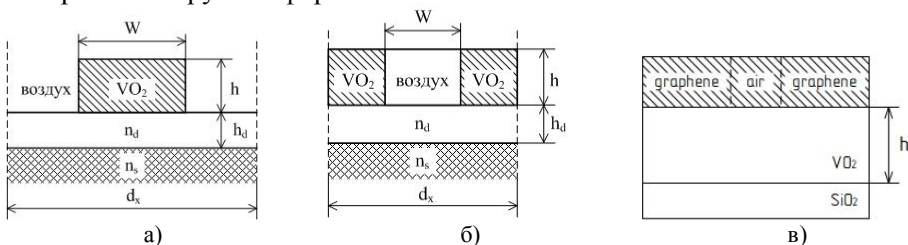


Рис. 1. Объекты исследования. Fig. 1. The objects of research

Цель работы — исследование в ТГц-диапазоне периодических структур (объектов исследования), образованных с использованием метаматериалов (VO_2 , графен), получение зависимостей от частоты для коэффициентов прохождения (T), отражения (R) и потерь (P), а также оценка возможности использования двойного управления в подобных структурах при создании устройств с заданными частотно-селективными свойствами.

3. Метод исследования

Задача дифракции электромагнитной волны на двумерно-периодической дифракционной решетке (ДР) сведена к решению объемного интегро-дифференциального уравнения (ОИДУ) относительно напряженности электрического поля в диэлектрических элементах, образующих ДР. Подложка ДР многослойная, содержит как диэлектрические слои, так и плазмонные материалы и графен. ОИДУ решено методом Галеркина [10].

4. Результаты

Рассмотрим результаты исследований периодических наноструктур с использованием VO_2 и графена, составляющие вышеперечисленные объекты исследования.

4.1. Ячейки с элементами VO_2 круглой формы или отверстиями круглой формы в слое VO_2

Исследования проводились при нахождении VO_2 в горячем и холодном состоянии.

Зависимости коэффициентов R , T и P для структуры, представленной на рис. 1 а в случае элемента VO_2 в виде цилиндра (параметры $n_d = 1,45$, $n_s = 1,9$, $h = 800$ нм, радиус VO_2 $W = 1450$ нм, периоды решетки $d_x = 1500$ нм, $d_y = 1299,04$) показаны на рис. 2. В горячем состоянии VO_2 $T \approx 0$, $R = 0,6$, структура является не проводящей (рис. 2, б). В исследуемом диапазоне длин волн, когда VO_2 находится в холодном состоянии, структура — проводящая (рис. 2, а).

Так же были выполнены расчеты для аналогичных структур для разных значений толщины слоя VO_2 , в диапазоне от 650 до 1000 нм. По результатам расчетов можно сделать вывод, что изменение толщины VO_2 -слоя практически не влияет на характер поведения и значение коэффициентов по мощности. Структура — отражающая в горячем состоянии элементов VO_2 и проводящая в холодном состоянии элементов VO_2 . Наиболее выраженные частотно-селективные свойства структуры были получе-

ны при толщине элементов VO_2 $h = 1000$ нм, в этом случае решетка становилась малоотражающей ($R = 0,1$, $T = 0,85$) в холодном состоянии VO_2 , и отражающей ($T = 0$, $R = 0,8$) в горячем состоянии VO_2 .

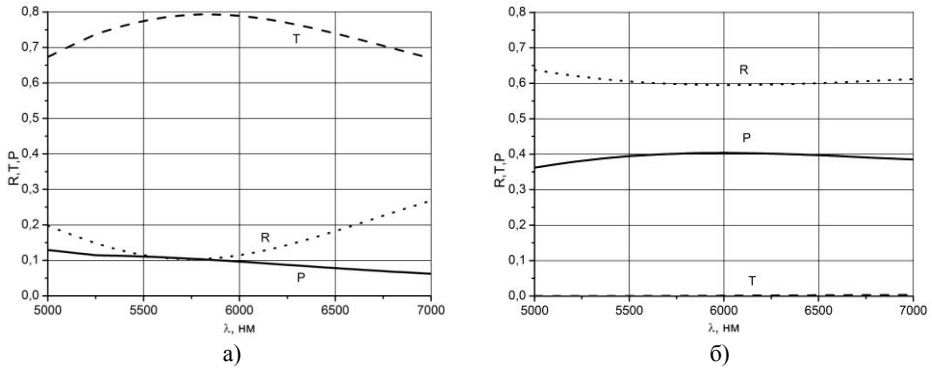


Рис. 2. Коэффициенты R , T , P : а) VO_2 в холодном состоянии, б) VO_2 в горячем состоянии.

Fig. 2. Coefficients R , T , P : а) cold state of the VO_2 , б) hot state of the VO_2

4.2. Ячейки с элементами VO_2 прямоугольной формы или прямоугольными отверстиями в слое VO_2

Получены зависимости от частоты коэффициентов R , T , P для структуры с параметрами $n_s = 1,45$, $n_d = 1,9$, $d_x = 40$ мкм, $W = 30$ мкм с прямоугольными отверстиями в слое VO_2 (рис. 3), и с прямоугольными полосками из VO_2 (рис. 4).

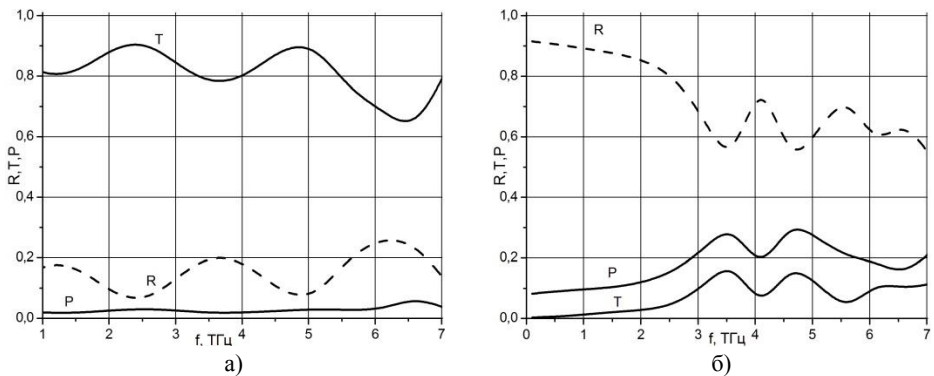


Рис. 3. Структура с прямоугольными отверстиями в слое VO_2 :

а) VO_2 в холодном состоянии, б) VO_2 в горячем состоянии.

Fig. 3. The rectangular holes in the VO_2 layer:

а) cold state of the VO_2 , б) hot state of the VO_2

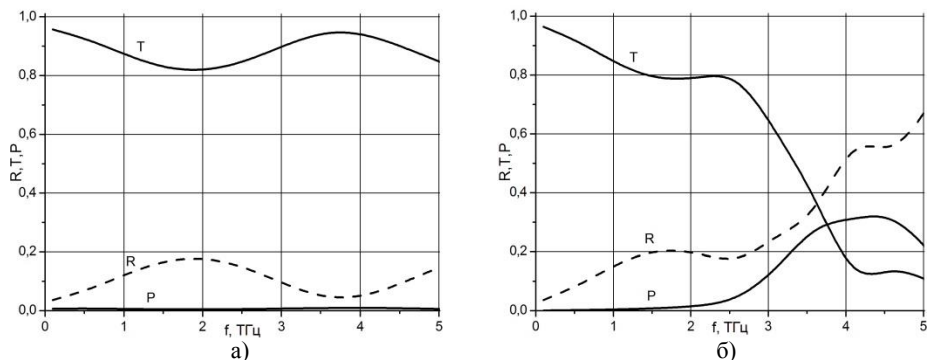


Рис. 4. Структура с прямоугольными полосками VO_2 :
а) VO_2 в холодном состоянии, б) VO_2 в горячем состоянии.

Fig. 4. VO_2 rectangular strip structure: а) cold state of the VO_2 , б) hot state of the VO_2

В холодном состоянии VO_2 -структура с отверстиями при низких частотах (1—3 ТГц) — проводящая на 90 % и слабо отражающая. В горячем состоянии VO_2 — отражающая, коэффициент T практически равен 0.

В холодном состоянии VO_2 -структура с полосками при низких частотах — проводящая ($T = 0,8$). В горячем состоянии при увеличении частоты структура переходит из проводящего состояния в отражающее, поглощение также растет. При низких частотах и в холодном, и в горячем состоянии VO_2 $R \approx 0,2$.

Так же было оценено влияние значения угла падения на пропускающие свойства исследуемой структуры.

Для структуры с параметрами $n_s = 1,45$, $n_d = 1,9$ при $d_x = 40$ мкм, $W = 30$ мкм с прямоугольными полосками из VO_2 при разных углах падения получены зависимости для коэффициентов R (рис. 5) и T (рис. 6) в разных температурных состояниях VO_2 .

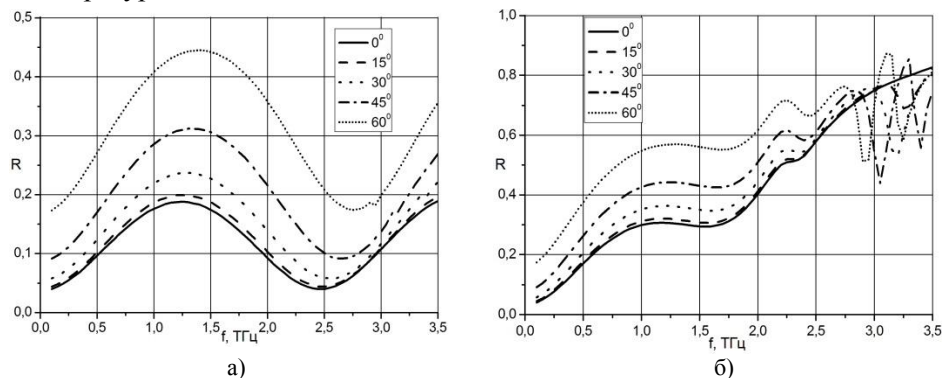


Рис. 5. Коэффициент отражения R : а) VO_2 в холодном состоянии, б) VO_2 в горячем состоянии.

Fig. 5. The reflection coefficient R : а) cold state of the VO_2 , б) hot state of the VO_2

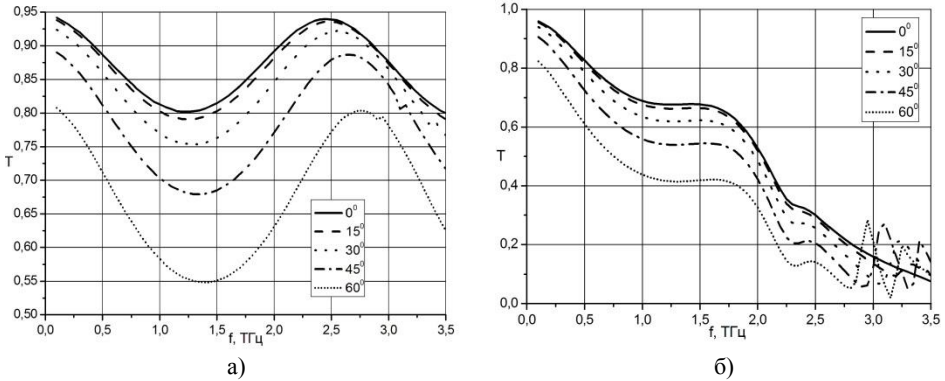


Рис. 6. Коэффициент прохождения T : а) VO_2 в холодном состоянии, б) VO_2 в горячем состоянии.

Fig. 6. The transmission coefficient T : а) cold state of the VO_2 , б) hot state of the VO_2

Видно, что в холодном состоянии VO_2 с ростом угла падения растет коэффициент отражения R и уменьшается коэффициент прохождения T . В горячем состоянии VO_2 на частотах до 2,5 ТГц рост угла падения ведет к росту коэффициента отражения и уменьшению коэффициента прохождения, на частотах 2,5—3,5 ТГц данное явление менее выражено.

4.3. Структуры, включающие VO_2 и графен

Для структуры с круглыми отверстиями в слое графена (рис. 1 в) получены зависимости от частоты коэффициента R , (s -поляризация, $h = 1$ мкм) при разных углах падения (рис. 7).

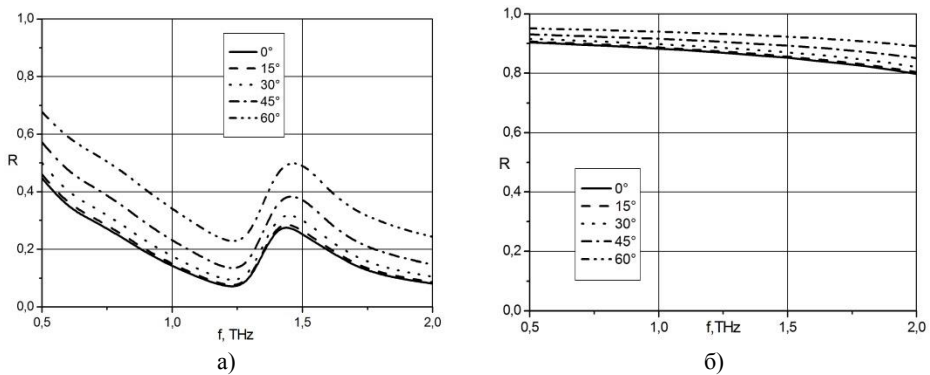


Рис. 7. Коэффициент отражения R :
а) VO_2 в холодном состоянии, б) VO_2 в горячем состоянии.

Fig. 7. The reflection coefficient R :
а) cold state of the VO_2 , б) hot state of the VO_2

Для структуры с круглыми отверстиями в слое графена (рис. 1 в) получены зависимости от частоты коэффициента R , (s -поляризация, $h = 5$ мкм) при разных углах падения (рис. 8).

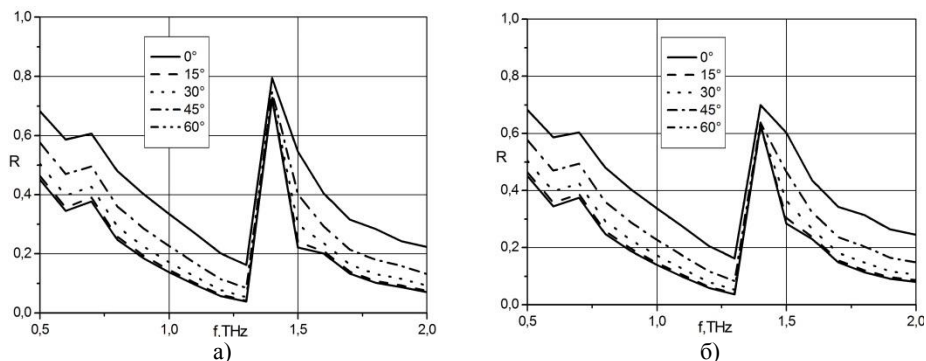


Рис. 8. Коэффициент отражения R : а) VO_2 в холодном состоянии, б) VO_2 в горячем состоянии.

Fig. 8. The reflection coefficient R : а) cold state of the VO_2 , б) hot state of the VO_2

В холодном состоянии слоя VO_2 увеличение его толщины ведет к росту R , при этом на частоте 1,4 ТГц формируется пик. В горячем состоянии увеличение слоя VO_2 ведет к уменьшению R .

Коэффициент отражения растет с увеличением угла падения, как в холодном, так и в горячем состоянии VO_2 , в котором структура становится отражающей ($R \rightarrow 1$).

Так же получены зависимости от частоты прохождения T , (s -поляризация, $h = 1$ мкм) при разных углах падения (рис. 9).

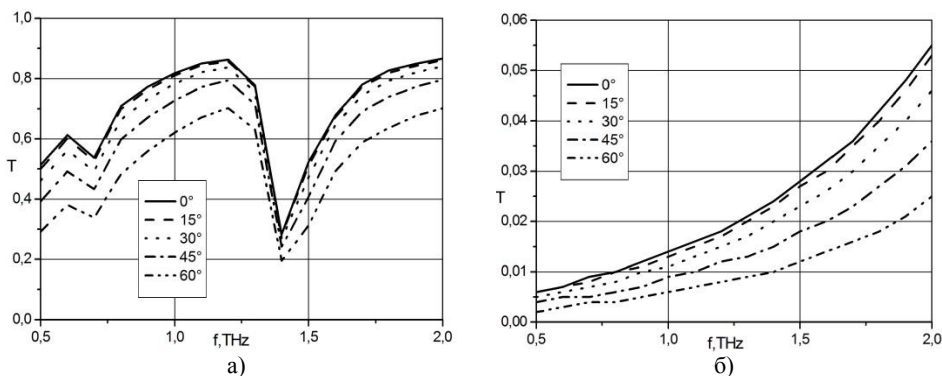


Рис. 9. Коэффициент прохождения T :
а) VO_2 в холодном состоянии, б) VO_2 в горячем состоянии.

Fig. 9. The transmission coefficient T :
а) cold state of the VO_2 , б) hot state of the VO_2

Для структуры с круглыми отверстиями в слое графена (рис. 1 в) получены зависимости от частоты прохождения T , (s-поляризация, $h = 5$ мкм) при разных углах падения (рис. 10).

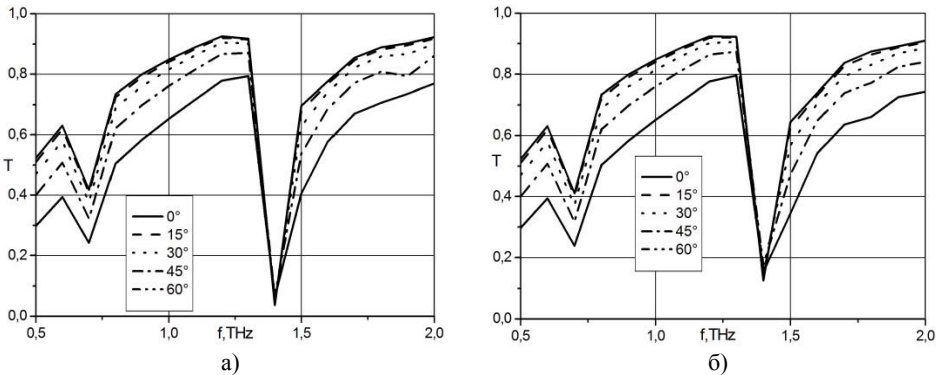


Рис. 10. Коэффициент прохождения T :
а) VO_2 в холодном состоянии, б) VO_2 в горячем состоянии.

Fig. 10. The transmission coefficient T : а) cold state of the VO_2 , б) hot state of the VO_2

Увеличение угла падения как в холодном, так и в горячем состоянии VO_2 ведет к уменьшению коэффициента прохождения. Увеличение толщины слоя VO_2 как в холодном, так и в горячем состоянии VO_2 приводит к росту коэффициента прохождения. Выраженный минимум коэффициента прохождения в холодном состоянии VO_2 наблюдается на частоте порядка 1,4 ТГц.

Рассмотрим, как значение химического потенциала (μ) влияет на параметры распространения в анализируемых структурах. Ниже представлены графики коэффициентов отражения (рис. 11) и прохождения (рис. 12) (s-поляризация) при толщине VO_2 $h = 5$ мкм, $\mu = 0,4$ эВ.

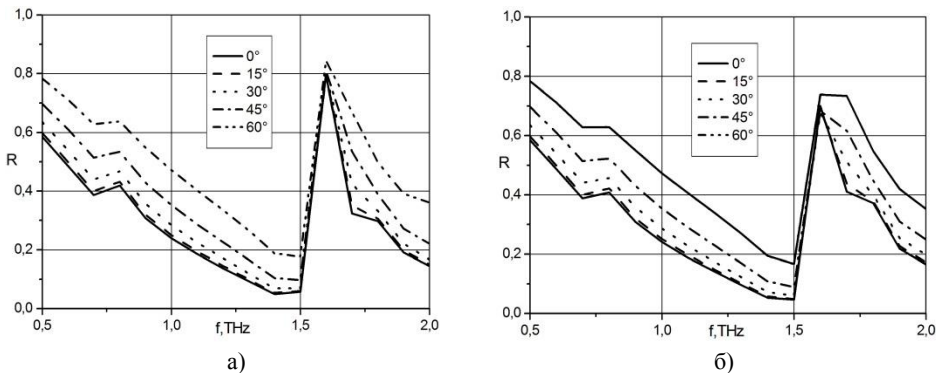


Рис. 11. Коэффициент отражения R : а) VO_2 в холодном состоянии, б) VO_2 в горячем состоянии.

Fig. 11. The reflection coefficient R : а) cold state of the VO_2 , б) hot state of the VO_2

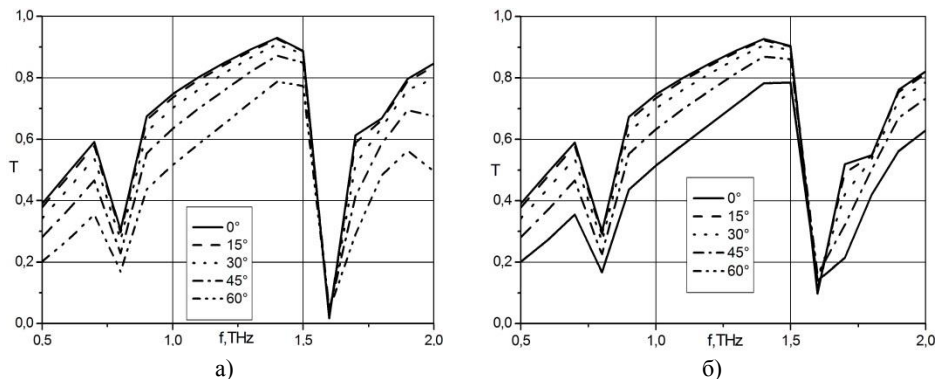


Рис. 12. Коэффициент прохождения T :
а) VO_2 в холодном состоянии, б) VO_2 в горячем состоянии.

Fig. 12. The transmission coefficient T : а) cold state of the VO_2 , б) hot state of the VO_2

В холодном состоянии при увеличении химического потенциала коэффициент отражения уменьшается, но при этом достигает в своем пике 0,8 (рис. 8 а, рис. 11 а). В горячем состоянии исследуемой структуры (рис. 8 б, рис. 11 б) коэффициент отражения при увеличении химического потенциала незначительно увеличивается и достигает в своем пике значения 0,75. При увеличении угла падения коэффициент отражения увеличивается.

При увеличении химического потенциала в холодном состоянии структуры коэффициент прохождения уменьшается и достигает своего минимума при 1,6 ТГц (рис. 10 а, рис. 12 а), структура является практически не пропускающей. С увеличением угла падения проводимость структуры уменьшается. В горячем состоянии структуры (рис. 10 б и рис. 12 б) коэффициент прохождения не сильно изменяется, образуется максимум при частоте 1,5 ТГц и минимум при частоте 1,7 ТГц, структура меняет свою проводимость.

5. Выводы

1. В работе рассмотрены периодические структуры на основе элементарных ячеек, в состав которых входят метаматериалы в различных вариантах исполнения. Проведен анализ электродинамических параметров распространения для структур, в состав которых входят элементы VO_2 различной формы, а также комбинация материалов VO_2 + графен. Для всех структур рассмотрено влияние конструктивных характеристик на параметры распространения электромагнитных волн. Рассмотрены варианты управления исследуемыми структурами.

2. Показано, что изменение температурного состояния VO_2 приводит к изменению пропускающих свойств метаповерхности.

В холодном состоянии вне зависимости от формы отверстий или элементов VO_2 структуры являются пропускающими. Для круглых элементов и отверстий это характерно для всего диапазона исследованных частот ($T \approx 0,8$). Для прямоугольных ($T \geq 0,8$) более выражено в области низких частот (1—3 ТГц), которые характеризуются большим коэффициентом прохождения.

В горячем состоянии вне зависимости от формы отверстий или элементов VO_2 структуры являются отражающими.

Структуры с отверстиями показывают более выраженный результат.

3. Показана возможность управления параметрами распространения в заданном диапазоне длин волн путем изменения конструктивных параметров ячеек, содержащих метаповерхности.

4. Исследована зависимость параметров распространения волн от угла падения в разных температурных состояниях VO_2 . В холодном состоянии VO_2 элементов в области 1—3 ТГц пропускающие способности исследуемой структуры в зависимости от угла падения могут отличаться более чем в 2 раза. В горячем состоянии зависимости от угла падения менее выражены. Практически во всем диапазоне исследуемых длин волн увеличение угла падения приводит к росту коэффициента отражения. Пропускающие свойства структуры с ростом частоты ухудшаются.

Таким образом, параметры распространения периодической решетки с метаповерхностью могут управляться как температурным состоянием слоя VO_2 , так и углом падения электромагнитной волны.

5. Исследована наноструктура на базе ячейки, построенной на подложке из SiO_2 (IV), с нанесенными слоями VO_2 и графена. В слое графена сделаны отверстия круглой формы. Получены графики зависимостей коэффициентов отражения и прохождения от частоты в горячем и холодном состоянии исследуемой структуры.

Анализ графиков показал, что коэффициент отражения увеличивается с ростом угла падения. С ростом частоты коэффициент прохождения уменьшается. Толщина слоя VO_2 позволяет регулировать величину ярко выраженных максимумов и минимумов коэффициентов отражения и прохождения.

Увеличение химического потенциала как в холодном, так и в горячем состоянии приводит к изменению значения коэффициентов отражения и прохождения, что дает потенциальную возможность использовать данный параметр в качестве управляющего воздействия.

Благодарности

Исследование выполнено при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования РФ (Государственное задание в сфере научной деятельности. Проект № FENW-2023-0010/ГЗ0110/23-11-ИФ).

Авторы выражают особую признательность и искреннюю благодарность доктору физико-математических наук, профессору кафедры прикладной электродинамики и компьютерного моделирования Южного федерального университета Александру Михайловичу Лереру за терпение, важнейшие советы и значимые замечания при проведении исследований и оформлении данной работы.

Список литературы

1. Gavdush A. A., Zhelnov V. A., Dolganov K. B. [et al.]. Insulator–metal transition in VO₂ film on sapphire studied by broadband dielectric spectroscopy // Sci Rep. 2025. Vol. 15, Art. 3500. [Электронный ресурс]. URL: <https://doi.org/10.1038/s41598-025-87573-9> (дата обращения: 12.05.2025).
2. Tongling W., Huiyun Z., Yuping Z., Maoyong C. A bi-tunable switchable polarization-independent dual-band metamaterial terahertz absorber using VO₂ and Dirac semimetal // Results in Physics. 2020. Vol. 19. Art. 103484.
3. Zainud-Deen S. H., Reconfigurable Intelligent Surfaces For Wireless Communications. In : Proc. 39-th National Radio Science Conference (NRSC), (Cairo, Egypt, 29 Nov. – 01 Dec. 2022). P. 342–342.
4. Kana J. B., Ndjaka J. M., Vignaud G. [et al.]. Thermally tunable optical constants of vanadium dioxide thin films measured by spectroscopic ellipsometry // Optics Communications. 2011. Vol. 284, iss. 3. P. 807–812.
5. Upender P. [et al.]. VO₂-Graphene Ultrathin Films : Enabling Wideband Switchable and Tunable THz Absorption // IEEE Access. 2024. Vol. 12. Art. 74432 [Электронный ресурс]. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=10537181> (дата обращения: 12.05.2025).
6. Cheng X., Zhou Z., Yang Y., Liu T. [et al.]. Ultra-Wideband Terahertz Absorber Based on Graphene and Vanadium Dioxide. In : Proc. 2022 IEEE Conference on Telecommunications, Optics and Computer Science (TOCS), (Dalian, China, Dec. 11–12, 2022). P. 46–49.
7. Bakhtiari B., Oraizi H., Taravati S. Dual-Functional Terahertz Tunable Polarization Conversion By Graphene-VO₂ Metasurfaces. In : Proc. 15th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), (Dusseldorf, Germany, March 22–26, 2021). P. 1–4.
8. Feng Jin-Long, Wu Lin-Sheng, Mao Jun-Fa Broadband Terahertz Multifunctional Polarization Converter Based on a Hybrid Metasurface with Graphene and Vanadium Dioxide. In : Proc. IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications (IMWS-AMP) (Guangzhou, China, November 13–15, 2022). P. 1–3.
9. Liang J. [et al.]. Reconfigurable Multiband Co-Planar Nested Electromagnetically Induced Transparent Metamaterial Based on Dual Modulation // IEEE Transactions on Plasma Science. 2025. Vol. 53, no. 2, P. 351–360.
10. Лерер А. М. Теоретическое исследование двумерно-периодических наноплазмонных структур // Радиотехника и электроника. 2012. Т. 57, № 11. С. 1160—1169.

Информация об авторах

Иванова Ирина Николаевна, кандидат физико-математических наук, доцент кафедры прикладной электродинамики и компьютерного моделирования Южного федерального университета, г. Ростов-на-Дону, Российская Федерация.

Кравченко Вера Ивановна, научный сотрудник НИИ физики Южного федерального университета, г. Ростов-на-Дону, Российская Федерация.

Ячменов Алексей Александрович, кандидат физико-математических наук, доцент кафедры «Связь на железнодорожном транспорте» Ростовского государственного университета путей сообщения, г. Ростов-на-Дону, Российская Федерация.

Investigation of the Characteristics of Controlled Metasurfaces Containing Layers of Vanadium Dioxide and Graphene

I. N. Ivanova¹, V. I. Kravchenko¹, and A. A. Yachmenov²

¹South Federal University

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

²Rostov State Transport University

2, sq. Rostovskogo Strelkovogo Polka Narodnogo Opolcheniya,

Rostov-on-Don, 344038, Russian Federation

yachmenov-aa@yandex.ru

Received: May 20, 2025

Peer-reviewed: May 27, 2025

Accepted: May 20, 2025

Abstract: The method of volumetric integro-differential equation is used to study diffraction in the IR and THz ranges on a two-dimensional periodic grating (metasurfaces). The results of calculations showing changes in the reflection and transmission coefficients with changes in the temperature of VO₂ and the chemical potential of graphene are presented.

Keywords: two-dimensional periodic gratings, metamaterials, diffraction, integral equations, dual controls, VO₂, graphene.

For citation (IEEE): I. N. Ivanova, V. I. Kravchenko and A. A. Yachmenov, "Investigation of the Characteristics of Controlled Metasurfaces Containing Layers of Vanadium Dioxide and Graphene," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 8, no. 5, pp. 804–820, 2025, doi: 10.21227/53nq-6x20. (In Russ.).

References

- [1] A. A. Gavdush, V. A. Zhelnov, K. B. Dolganov, [et al.], "Insulator–metal transition in VO₂ film on sapphire studied by broadband dielectric spectroscopy," *Sci Rep*, vol. 15, art. 3500, 2025. [Online]. Available. URL: <https://doi.org/10.1038/s41598-025-87573-9>.
- [2] Tongling Wang, Huiyun Zhang, Yuping Zhang, Maoyong Cao, "A bi-tunable switchable polarization-independent dual-band metamaterial terahertz absorber using VO₂ and Dirac semimetal," *Results in Physics*, vol. 19, art. 103484, 2020. [Online]. Available, doi: 10.1016/j.rinp.2020.103484.
- [3] S. H. Zainud-Deen, "Reconfigurable Intelligent Surfaces For Wireless Communications," in *Proc. 39-th National Radio Science Conference (NRSC)*, (Cairo, Egypt, 29 Nov. – 01 Dec. 2022), pp. 342–342, 2022.
- [4] J. B. Kana, J. M. Ndjaka, G. Vignaud, [et al.], "Thermally tunable optical constants of vanadium dioxide thin films measured by spectroscopic ellipsometry," *Optics Communications*, vol. 284, iss. 3, pp. 807–812, 2011.

- [5] P. Upender, [et al.], “VO₂-Graphene Ultrathin Films: Enabling Wideband Switchable and Tunable THz Absorption,” *IEEE Access*, vol. 12, pp. 74432–74443, 2024.
- [6] X. Cheng, Z. Zhou, Y. Yang, T. Liu, [et al.], “Ultra-Wideband Terahertz Absorber Based on Graphene and Vanadium Dioxide,” in *Proc. 2022 IEEE Conference on Telecommunications, Optics and Computer Science (TOCS)*, (Dalian, China, Dec. 11–12, 2022), pp. 46–49.
- [7] B. Bakhtiari, H. Oraizi, and S. Taravati, “Dual-Functional Terahertz Tunable Polarization Conversion By Graphene-VO₂ Metasurfaces,” in *Proc. 15th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, (Dusseldorf, Germany, March 22–26 2021), pp. 1–4.
- [8] Feng Jin-Long, Wu Lin-Sheng, Mao Jun-Fa, “Broadband Terahertz Multifunctional Polarization Converter Based on a Hybrid Metasurface with Graphene and Vanadium Dioxide,” in *Proc. IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications (IMWS-AMP)* (Guangzhou, China, November 13–15, 2022), pp. 1–3.
- [9] J. Liang, [et al.], “Reconfigurable Multiband Co-Planar Nested Electromagnetically Induced Transparent Metamaterial Based on Dual Modulation,” *IEEE Transactions on Plasma Science*, vol. 53, no. 2, pp. 351–360, 2025.
- [10] A. M. Lerer, “Theoretical investigation of 2D periodic nanoplasmon structures,” *Journal of Communications Technology and Electronics*, vol. 57, no. 11, pp. 1151–1159, 2012.

Acknowledgments

The study was carried out with the financial support of the Ministry of Science and Higher Education of the Russian Federation (State task in the field of scientific activity. Project No. FENW-2023-0010/GZ0110/23-11-IF).

Information about the authors

Irina N. Ivanova, Candidate of Physical and Mathematical Sciences, Associate Professor of the Department of Applied Electrodynamics and Computer Modeling of the Southern Federal University, Rostov-on-Don, Russian Federation.

Vera I. Kravchenko, Researcher at the Institute of Physics of Southern Federal University, Rostov-on-Don, Russian Federation.

Alexey A. Yachmenov, Candidate of Physical and Mathematical Sciences, Associate Professor of the «Communication on rail» Department of the Rostov State Transport University, Rostov-on-Don, Russian Federation.

Параметры фотопроводящего полупроводникового коммутатора при работе на пониженное сопротивление

Бармин В. В., Романченко И. В.

Институт сильноточной электроники СО РАН

пр. Академический, 2/3, г. Томск, 634055, Российская Федерация

valery@barmin.club

Получено: 20 мая 2025 г.

Отрецензировано: 19 июня 2025 г.

Принято к публикации: 19 июня 2025 г.

Аннотация: *Выполнено измерение выходных характеристик при работе фотопроводящего полупроводникового коммутатора на основе GaAs с большим усилением и рабочим напряжением до 32 кВ на нагрузку величиной 50 Ом, 25 Ом, 4,3 Ом и 42 мОм. В экспериментах на коммутатор приложено напряжение смещения 10 кВ при облучении его лазерным излучением с длиной волны 355 нм и оптической энергией 25 мкДж. Коммутатор облучался лазером с искаженным линзой автографом в виде тонкого эллипса шириной около 300 мкм и длиной 14 мм. В ходе экспериментов получены импульсы от коммутатора с током 56, 71, 106 А, на нагрузках 50, 24,8 и 4,3 Ом соответственно, что соответствует разряду коаксиальной линии на нагрузку с дополнительным внутренним сопротивлением коммутатора. В случае работы на нагрузку 42 мОм или на короткозамкнутый участок коаксиальной линии был получен сигнал биполярный формы, равный длительности разряда коаксиальной (формирующей) линии что позволяет сделать предположение о возможности применения коммутатора в качестве ключа в составе СВЧ-компрессора.*

Ключевые слова: *HG PCSS, GaAs, Lock-On, наносекундный импульс, высокое напряжение, короткое замыкание.*

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Бармин В. В., Романченко И. В. Параметры фотопроводящего полупроводникового коммутатора при работе на пониженное сопротивление // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2025. Т. 8, № 5. С. 821—834.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Бармин, В. В. Параметры фотопроводящего полупроводникового коммутатора при работе на пониженное сопротивление / В. В. Бармин, И. В. Романченко // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. — 2025. — Т. 8, № 5. — С. 821—834.

1. Введение

Развития высоковольтных устройств в области наносекундного диапазона зависит от развития ключевых элементов, из которых они состоят. Например, проблемой создания высокостабильных ресурсных систем по компрессии СВЧ-излучения являются полупроводниковые средства коммутации; на данный момент известно о реализации вывода СВЧ импульса с импульсной мощностью более киловатта [1]. Дальнейшее увеличение мощности возможно путем применения еще большего количества диодов, однако такой подход требует развитой системы управления, что также накладывает ограничения. Более продуктивным подходом является применение более мощных устройств, таких как фотопроводящие полупроводниковые коммутаторы с высоким коэффициентом усиления (ФППК), у которых есть преимущество в виде возможности управления лазерным излучением с оптической энергией в единицы микроджоулей, что существенно упрощает решение проблемы с одновременной коммутацией. Сборки из нескольких ФППК с высоким коэффициентом усиления могут сформировать импульс мегаваттного [2] и даже гигаваттного [3] уровня. Подобные коммутаторы работают на эффекте, «залипания проводимости» [4, 5] или «*Lock-On*» [6]. Для создания этого эффекта требуется приложить внешнее электрическое поле выше порогового значения к полупроводнику из *GaAs* или *InP* с последующей засветкой его лазерным излучением, в результате чего полупроводник перейдет в проводящее состояние за счет формирования электронно-дырочной плазмы в коллапсирующих доменах Ганна [7]. При сохранении внешнего электрического поля коммутатор будет оставаться проводящим даже после окончания оптического импульса.

Основными проблемами при использовании ФППК в резонаторном контуре СВЧ компрессора являются потери, не позволяющие реализовать большую добротность резонатора, и искажение компрессированного СВЧ-импульса (за счет возникновения стоячей волны) при срабатывании коммутатора на короткозамкнутую коаксиальную линию, являющуюся одним из видов резонатора, часто применяемого в СВЧ-компрессорах. Учитывая эти проблемы, целью данной работы является оценка временных и электрических выходных параметров ФППК, возникающих при работе на малое сопротивление или короткозамкнутую коаксиальную линию.

2. Материалы и экспериментальные методы

В эксперименте использован ФППК с большим усилением на основе полуизолирующего *GaAs* с акцепторным легированием (*Cr*) и расчетным максимальным рабочим напряжением, равным 32 кВ (они также применя-

лись в работе [8]). Его внешний вид продемонстрирован с двух сторон на рис. 1а и рис. 1б. Конструкция состоит из легированного кристалла ФППК, припаянного областями омических контактов к золотым пленкам на поверхности из поликора ВК-100-1. В поликоре под кристаллом вырезано прямоугольное окно с размерами 8,5 мм × 11 мм, для облучения межэлектродного зазора ФППК размером 9,5 мм. Коммутатор установлен в ранее рассчитанную волноводную камеру в САПР *CST Microwave studio*, представляющую собой двойной коаксиально-микророскопический переход [9]. Для коммутации лазерным пучком (рис. 1в) в разрыв центрального проводника установлен ФППК, над которыми сделано прямоугольное окно в волноводной камере. В экспериментах форма пучка соответствовала продольно вытянутому эллипсу шириной ~300 мкм и длиной 14 мм ярко выраженной области (рис. 1г).

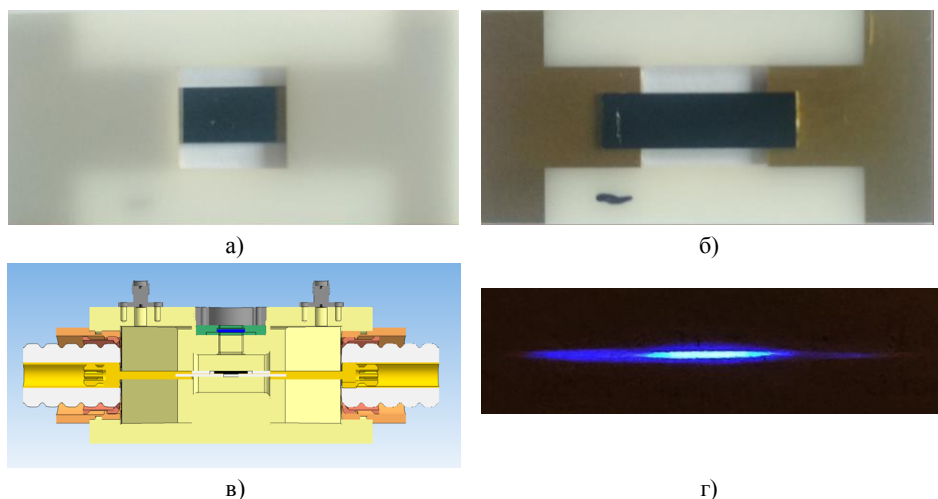


Рис. 1. Внешний вид коммутатора, волноводной камеры и автографа пучка.
а) Лицевая сторона ФППК; б) Обратная сторона ФППК; в) Волноводная камера;
г) Автограф лазерного пучка.

Fig. 1. HG PCSS, waveguide chamber and beam autograph. а) PCSS front; б) PCSS back;
в) Waveguide chamber; г) – Beam laser autograph

Проведение эксперимента выполнено по электрической схеме, представленной на рис. 2. Схема строилась для объективной оценки выходных параметров коммутатора в условиях пониженной нагрузки. Регистрация параметров происходила через каскад аттенюаторов, подключенных к одному из выходов тройника, установленного после камеры с ФППК. Для снижения суммарного сопротивления ко второму выходу подключалась коаксиальная нагрузка.

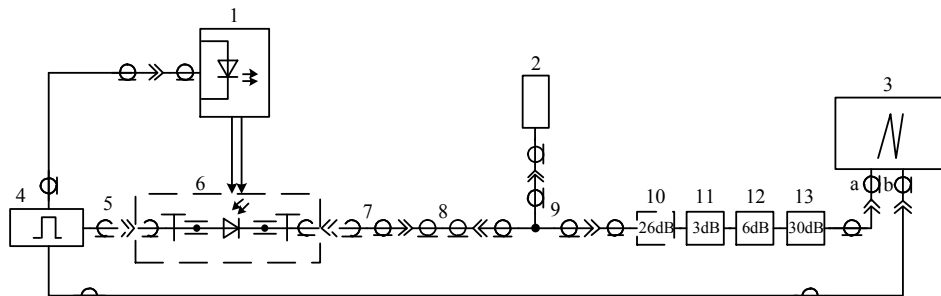


Рис. 2. Электрическая схема эксперимента. 1 — Nd:YAG лазер DTL-375QT, 2 — коаксиальная нагрузка, 3 — осциллограф DSO9254A, 4 — высоковольтный модулятор, 5, 7 — высоковольтный коаксиальный кабель Draka RFA-7/8, 6 — волноводная камера, 8 — коаксиальный переход RFA 7/8-N type, 9 — коаксиальный тройник, 10 — высоковольтный аттенуатор AT-20-4 26dB 4W, 11—13 — аттенуаторы с коэффициентом деления на 3 dB (25 W), 10 dB (25 W) и 30 dB (30 W) Radial R417.330.130.

Fig. 2. Electric circuit: 1 — DTL-375QT Nd:YAG laser, 2 — coaxial load, 3 — DSO9254A oscilloscope, 4 — high voltage modulator, 5, 7 — high-voltage coaxial cable Draka RFA 7/8, 6 — waveguide chamber, 8 — coaxial adapter RFA 7/8-N, 9 — coaxial T-junction, 10 — high-voltage attenuator AT-20-4 26dB 4W, 11—13 — 3 dB (25 W), 10 dB (25 W) and 30 dB (30 W) attenuators (Radial R417.330.130)

В качестве формирующей линии использовался высоковольтный коаксиальный кабель (5), который заряжался от высоковольтного модулятора (4) сигналом колоколообразной формы с длительностью 0,5 мкс и максимальной амплитудой порядка 10 кВ. Установленный в волноводную камеру коммутатор препятствует разряду коаксиального кабеля (5) до момента его перехода в проводящее состояние от облучения лазером на высоковольтный аттенуатор (10) и нагрузку (2). Момент запуска лазера (1) для коммутации задается задержкой управляющего синхросигнала в программе для управляющей платы высоковольтного модулятора (4), как и сигнал заряда коаксиального кабеля (5). Это сделано для синхронизации облучение ФППК с наибольшим значением зарядного напряжения. В момент срабатывания лазера (1) и генерации лазерного наносекундного импульса с длиной волны 355 нм излучение проходит через окно волноводной камеры (5) и слой диэлектрического геля ПЕНТА-312, в результате попадая на активную область кристалла ФППК. При воздействии лазерного излучения в кристалле формируются носители заряда с последующим образованием узких коллапсирующих доменов, что приводит к резкому появлению проводимости в кристалле и через тройник замыкает заряженный коаксиальный кабель (5) на аттенуатор (10) и коаксиальную нагрузку (2). Выходной сигнал часть мощности теряет в коаксиальной нагрузке, а вторую часть мощности — на сборке из аттенуаторов с последующей ре-

гистрацией сигнала на канале, «а» в осциллографе (3). Измерение зарядного напряжения коаксиального кабеля происходит через другой канал «б» осциллографа (3) и высоковольтный емкостной делитель Атакон АСА-603 путем регистрации напряжения на соединении центрального проводника коаксиального кабеля (5) и вторичного витка высоковольтного трансформатора в модуляторе (4).

В процессе проведения эксперимента для достижения разных значений нагрузки использованы несколько керамических высоковольтных резисторов с металлическим напылением, которые устанавливались как часть центрального проводника коаксиальной нагрузки с дополнительным согласованием в виде медного конуса или без него. Данная нагрузка с сопротивлением 50 Ом была ранее рассчитана и измерена в работе [10]. На рисунке 3а представлены используемые резисторы с номиналами (слева направо 42 мОм, 4,7 Ом и 49,3 Ом).



Рис. 3. а) корпус нагрузки и высоковольтные резисторы с сопротивлением 0,42 мОм, 4,7 Ом и 49,3 Ом; б) измерительная петля.

Fig. 3. а) Housing and high-voltage 0.42 mΩ, 4.7 and 49.3 Ω resistors; б) measuring loop.

Резистор с номиналом 42 мОм изготовлен путем оборачивания проводящей поверхности в медную фольгу толщиной 100 мкм, которая припаяна к контактам резистора. Измерение сопротивления данного резистора проведено на измерителе иммитанса E7-20. Столь малое сопротивление используется для проверки возможности управляемого формирования биполярного импульса или для работы в тракте СВЧ компрессора, который

может накачиваться СВЧ сигналом на резонансной частоте. Дополнительным элементом в корпусе нагрузки является измерительная петля, которая используется для регистрации сигнала на нагрузке (рис. 3б).

3. Экспериментальные результаты и обсуждения

Срабатывание ФППК происходит при одновременном воздействии внешнего электрического поля более 4,5 кВ/см и лазерного излучения 355 нм с оптической энергией 25 мкДж. Глубина поглощения излучения составляет несколько десятков нанометров, что приводит к прямому фотоэффекту в приповерхностной области кристалла. Для более эффективной коммутации лазером с помощью линзы с фокусным расстоянием 200 мм проведено искажение исходного автографа лазерного излучения в вытянутый эллипс, представленный на рисунке 1г. Его продольный размер гарантировано перекрывает межэлектродный зазор на кристалле ФППК. Для создания внешнего поля используется сигнал с зарядным напряжением не более 10 кВ. Такое ограничение сделано для исключения преждевременной поломки коммутатора при протекании больших токов.

Первым этапом эксперимента было определение выходных характеристик при коммутации ФППК без тройника на каскад из аттенюаторов. Зарегистрированные осциллограммы зарядного напряжения и выходного импульса представлены на рисунке 4а.

В ходе эксперимента выходной импульс от ФППК по амплитуде напряжения составил 2,81 кВ при токе в 56,16 А с внутренним сопротивлением 39,83 Ом. Фронт выходного импульса по уровню 0,1—0,9 равен 4,97 нс с длительностью по полувысоте 45,3 нс. Зарядное напряжение от модулятора в момент коммутации равно 10,09 кВ. Внутреннее сопротивление в 40 раз больше по сравнению с результатом, полученным в работе [11] вследствие более низкого уровня зарядного напряжения и свойств изолирующего геля.

Следующим этапом работы было определение влияния сопротивления нагрузки, равного половине волнового сопротивления. Это было достигнуто путем установки резистора в 49,3 Ом с согласующим конусом внутри корпуса коаксиальной нагрузки и подключению к установленному на выходе тройнику. Параллельное суммарное сопротивление составило 24,8 Ом, результат срабатывания ФППК показан на рисунке 4б. Выходной импульс по напряжению составил 1763,5 В с величиной тока 71,1 А. Внутреннее сопротивление коммутатора равно 21,73 Ом, фронт по уровню 0,1—0,9 равен 4,84 нс с длительностью по полувысоте 46,2 нс. Уровень напряжения коаксиального кабеля в момент коммутации равен 9,98 кВ.

Полученные результаты свидетельствуют об уменьшении внутреннего сопротивления на величину, кратную уменьшению сопротивления нагрузки с сохранением временных характеристик выходного импульса.

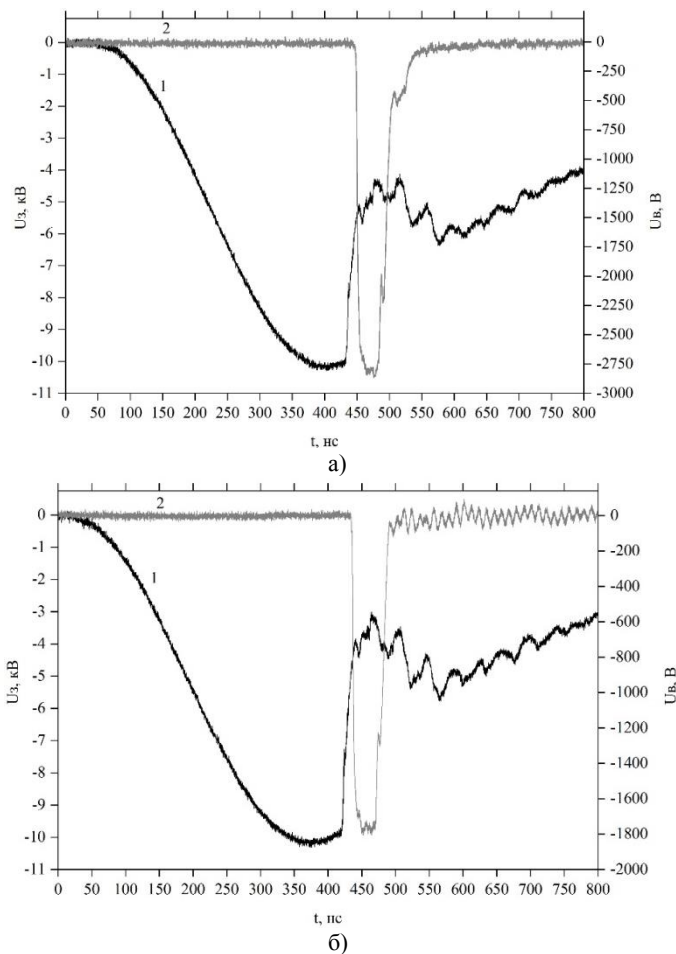


Рис. 4. Осциллограммы при коммутации на нагрузку, 1 — осциллограмма зарядного напряжения обозначена черной линией (U_z), 2 — осциллограмма выходного импульса обозначена серой линией (U_b). а) 50 Ом; б) 24,8 Ом.

Fig. 4. Oscilloscope patterns at switching to load, 1 – charging voltage U_z waveform, 2 – output pulse waveform U_b . а) 50 Ω ; б) 24.8 Ω

Дальнейшее уменьшение нагрузки при установке сопротивления величиной 4,7 Ом при параллельном включении с аттенуатором формирует суммарное сопротивление 4,3 Ом, что существенно меньше волнового со-

противления волноводного тракта. Полученные зарегистрированные сигналы при коммутации ФППК на нагрузку 4,3 Ом с согласующим конусом и без него представлены на рисунке 5а и 5б соответственно. В случае применения согласованной нагрузки на 4,7 Ом среднее значение напряжения выходного импульса составляет 457,7 В, тока — 106,4 А. Фронт выходного импульса по уровню 0,1—0,9 согласно среднему значению напряжения составляет 1,94 нс с длительностью по полувысоте 39,86 нс при внутреннем сопротивлении ключа в 3,2 Ом. Зарядное напряжение в момент коммутаций равно 10,11 кВ, максимальное значение выходного импульса — 593,52 В, что в пересчете дает минимальное сопротивление ключа 1,5 Ом при токе 138 А.

Причины колебаний выходного сигнала заставили повторить эксперимент без согласующей оснастки, в результате получен выходной квазиимпульс с усредненными значениям напряжения и тока равными 436,53 В и 101,52 А соответственно, тогда сопротивление ФППК составляет 3,57 Ом. Длительность фронта выходного импульса для усредненных значений по уровню 0,1—0,9 определена как 3,29 нс. Пиковое значение напряжения выходного импульса равно 908,6 В, длительность фронта искажения по полувысоте составляет 3,83 нс. На осциллограмме наблюдается изменение полярности напряжения после окончания импульса с величиной 163,85 В. Учитывая эти данные, можно точно утверждать, что амплитуда превышает теоретический предел в 800 В, рассчитанный согласно распределению напряжения на резистивном делителе с суммарным сопротивлением 54,3 Ом, тогда короткий пик является следствием пробега волны в корпусе нагрузки.

Уменьшение величины нагрузки с 50 до 4,3 Ом заставляет ток увеличиваться в 1,9 раз, что с учетом погрешности измерения согласуется с разрядом формирующей линии на сопротивление 4,3 Ом, где ток не может быть больше чем в 1,85 раза по сравнению с током в согласованном режиме разряда. Временные характеристики изменились по причине разности волнового сопротивления коаксиального тракта и коаксиальной нагрузки, а также падения напряженности поля на кристалле ниже порогового значения.

Для проверки возможности применения в резонансном контуре СВЧ компрессора (фактически на короткое замыкание) в корпус нагрузки установлен резистор с сопротивлением 0,042 мОм без согласующего конуса, результат коммутаций представлен на рисунке 6а.

Выходной сигнал имеет форму биполярного импульса с пиковым значением 1077 В с длительностью фронта 2,23 нс и длительностью по полувысоте 4,06 нс. Максимальное значение по напряжению составляет 429,88 В на выходе аттенюатора, длительность между пиковыми значениями составляет 47,5 нс. Если исключить возбуждение, формируемое коротким фронтом выходного сигнала

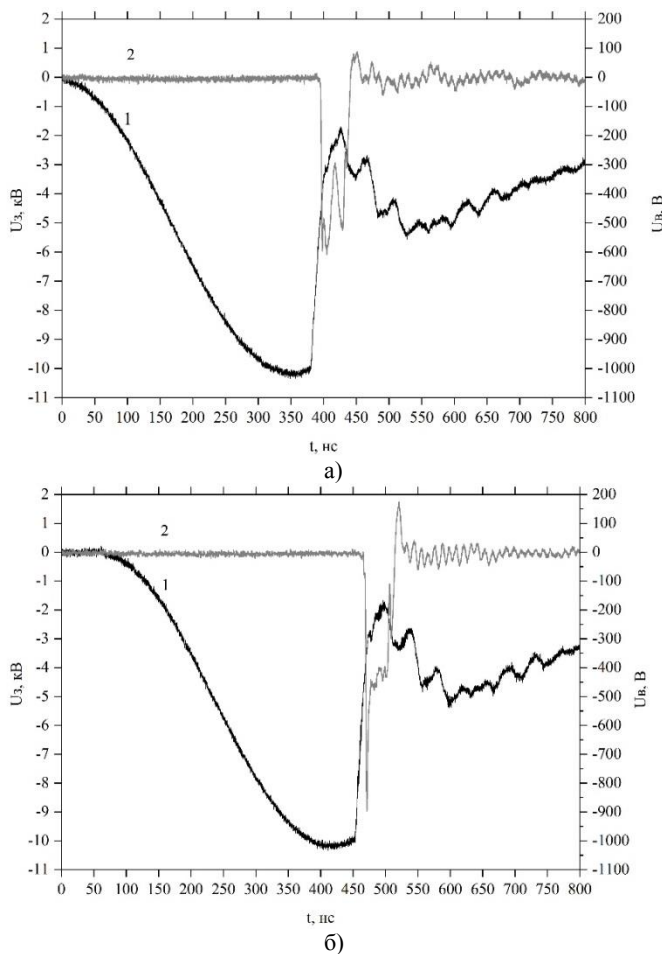
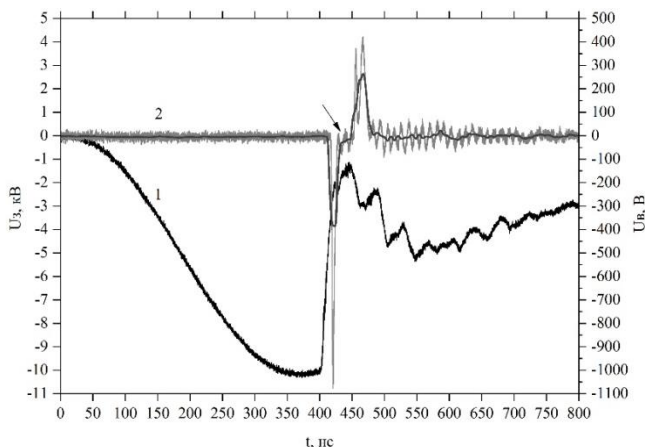


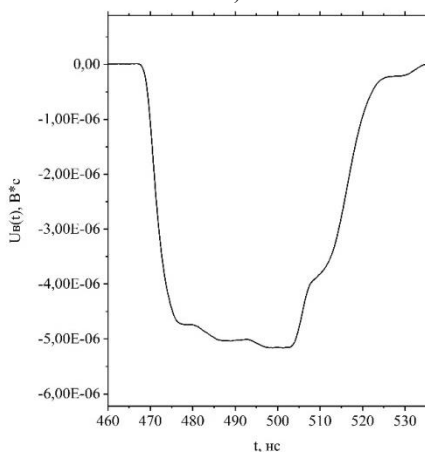
Рис. 5. Осциллограммы при коммутации на параллельную нагрузку с суммарным сопротивлением 4,3 Ом, 1 — осциллограмма зарядного напряжения обозначена черной линией (U_3), 2 — осциллограмма выходного импульса обозначена серой линией (U_b). а) с согласующей оснасткой для нагрузки; б) без согласующей оснастки для нагрузки.

Fig. 5. Oscilloscope patterns at switching parallel load at 4.3 Ω total resistance, 1 – charging voltage U_3 waveform, 2 – output pulse waveform U_b . а) with matching devices; б) without matching devices

путем усреднения значения уровня напряжения по 250 точкам, между двумя сигналами разной полярности выходного импульса (обозначено стрелкой на рисунке ба), то амплитуда импульса, полученного в ходе интегрирования, примерно равна 24 В, следовательно, ток, проходящий через резистор сопротивлением 0,042 Ом, превышает 500 А. Если проинтегрировать выходной сигнал для оценки энергии,



а)



б)

Рис. 6. а) осциллограммы при коммутации на параллельную нагрузку с суммарным сопротивлением 0,042 Ом, 1 — осциллограмма зарядного напряжения обозначена черной линией (U_z), 2 — осциллограмма выходного импульса обозначена серой линией (U_b), жирная линия — усредненное значение по 250 точкам; б) интегрированная биполярная часть выходного сигнала. Arrow indicates output polarity signals

Fig. 6. а) oscilloscope patterns at switching parallel load at 0.042 Ω total resistance, 1 – charging voltage U_z waveform, 2 – output pulse waveform U_b . With matching devices; solid line indicates value averaged by 250 points; б) Integrated bipolar output signal. Arrow indicates output polarity signals

прошедшей через закороченный корпус нагрузки, то в результате получится импульс, показанный на рисунке 6б, его длительность по полувысоте равна 44 нс, что с небольшим отклонением соответствует длительности разряда коаксиальной

линий в 38,5 нс; фронт данного импульса по уровню 0,1—0,9 равен 6,5 нс. Полученный результат позволяет однозначно утверждать, что ФППК открыт на протяжении всей длительности разряда коаксиальной линии, но энергия, поддерживающая коммутатор в открытом состоянии, осложняет вывод СВЧ энергии из резонатора без искажений. Для решения данной проблемы требуется либо вынести коммутатор из системы резонатора, либо отвести с помощью частотного фильтра составляющую биполярного импульса.

5. Заключение

Выполненные эксперименты по влиянию величины нагрузки на выходные характеристики ФППК с предельным рабочим напряжением 32 кВ при коммутации с длиной волны 355 нм с энергией 25 мкДж показали увеличение тока в 1,25 раза при уменьшении нагрузки с 50 до 24,8 Ом. При срабатывании ФППК на нагрузку в 4,3 Ом ток увеличился в 1,89 раз, что выше ожидаемого значения, согласно изменению тока при разряде коаксиальной линии на нагрузку, в 1,84 раз. Так же стоит отметить, что временные характеристики выходного импульса практически не изменяются до сопротивления 4,3 Ома. Ниже этого значения начинают действовать эффекты, связанные с согласованием линий и нагрузки, приводящие к формированию из прямоугольного импульса биполярного сигнала.

Использование в качестве мощного твердотельного ключа в составе СВЧ-компрессора возможно, но затруднительно из-за необходимости поддержания порогового значения напряженности электрического поля коммутатора более 4,5 кВ/см, что приводит к формированию биполярного сигнала в резонаторе и приводит к искажениям при выводе стоячей волны из резонатора.

Источники финансирования и выражение признательности

Выражаем благодарность заведующему лабораторией СВЧ-технологии Томского политехнического университета д. ф.-м. н. Чумерину Павлу Юрьевичу и заведующему лабораторией неравновесных процессов в полупроводниковой электронике Томского государственного университета к. ф.-м. н. Прудаеву Илье Анатольевичу за предоставленное оборудование и содержательное обсуждение результатов работы.

Результаты получены в рамках государственного задания лаборатории нелинейных электродинамических систем ИСЭ СО РАН от Министерства науки и высшего образования РФ.

Список литературы

1. Никифоров А. А., Чумерин П. Ю., Слинко В. Н., Ваулин В. А. Полупроводниковый датчик L-диапазона с компрессией импульсов излучения // Журнал радиоэлектроники. 2018. № 12. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/dec18/18/text.pdf> (дата обращения: 10.03.2025).

2. Wei W., Liansheng X. [et al.]. Research on synchronization of 15 parallel high gain photoconductive semiconductor switches triggered by high power pulse laser diodes // Appl. Phys. Lett. 2015. Vol. 106, no. 2. Art. 022108.
3. Loubriel G. M., Zutavern F. J., Baca A.G. [et al.]. Photoconductive Semiconductor Switches // IEEE Trans. on Plasma Sci. 1997. Vol. 25, no. 2. P. 124–130.
4. Loubriel G. M., Helgeson W. D. [et al.]. Triggering GaAs lock-on switches with laser diode arrays // IEEE Trans. Elec. Dev. 1991. Vol. 38, no. 4. P. 692–695.
5. Khludkov S. S. Gallium Arsenide Avalanche S-Diodes // Sov. Phys. J. 1983. Vol. 26, no. 10. P. 928–937.
6. Khludkov S. S., Tolbanov O. P. [et al.]. Gallium Arsenide Avalanche-Type S-Diode Based On A $n^{+}\text{-}\pi\text{-}v\text{-}n$ Structure // Sov. Phys. J. 1986. Vol. 29, no. 4. P. 298–301.
7. Vainshtein S. N., Yuferev V. S. [et al.]. Ultrahigh Field Multiple Gunn Domains as The Physical Reason for Superfast (Picosecond Range) Switching of A Bipolar GaAs Transistor // J. Appl. Phys. 2005. Vol. 97, no. 2. Art. 024502.
8. Barmin V. V. [et al.]. Switching Parameters of Two Parallel Photoconductive Switches Under 355 nm Laser Radiation // Russ. Phys. J. 2023. Vol. 66. P. 1011–1016.
9. Barmin V. V. [et al.]. Effect On the GaAs Parameters of a Photoconductive Semiconductor Switch with A Silicon Oxide Layer When Switched by 355-Nm Laser Radiation // Proc. VIII Int. Con. Ener. Flux. and Rad. Eff. (EFRE). (Tomsk, Russia, Oct. 2–8, 2022). P. 361–366.
10. Barmin V. V. [et al.]. Computational modeling and measurement of a waveguide chamber for two photoconductive semiconductor switches // Bull. of the Rus. Acad. of Sci. : Physics. 2023. Vol. 87-2. Art. S223.

Информация об авторах

Бармин Валерий Владимирович, научный сотрудник лаборатории нелинейных электродинамических систем Института сильноточной электроники СО РАН, г. Томск, Российская Федерация.

Романченко Илья Викторович, доктор физико-математических наук, главный научный сотрудник лаборатории нелинейных электродинамических систем Института сильноточной электроники СО РАН, г. Томск, Российская Федерация.

Parameters of a Photoconductive Semiconductor Switch when Operating at Low Resistance

V. V. Barmin and I. V. Romanchenko

Institute of High Current Electronics
2/3, Academicheski ave., Tomsk, 634055, Russian Federation
valery@barmin.club

Received: May 20, 2025

Peer-reviewed: June 19, 2025

Accepted: June 19, 2025

Abstract: *The output characteristics were measured during operation of a GaAs-based photoconductive semiconductor switch with high gain and an operating voltage of up to 32 kV for a load of 50, 25, 4.3 Ohms and 42 mOhms. In the experiments, a bias voltage of 10 kV was applied to the switch when it was irradiated with laser radiation with a wavelength of 355 nm and an optical energy of 25 μ J. The switchboard was irradiated with a laser with a distorted autograph lens in the form of a thin ellipse with a tire of about 300 microns and a length of 14 mm. During the experiments, pulses were obtained from a switch with a current of 56, 71, 106 A, at loads of 50, 24.8, and 4.3 Ohms, respectively, which corresponds to the discharge of a coaxial line to a load with additional internal resistance of the switch. In the case of operation on a 42 mOhm load or on a short-closed section of coaxial lines, a bipolar signal was received equal to the duration of the discharge of the coaxial lines (forming lines) this suggests the possibility of using the switch as a key in a microwave compressor.*

Keywords: *high-gain photoconductive semiconductor switch, lock-on effect, nanosecond pulse, high voltage, short circuit.*

For citation (IEEE): V. V. Barmin and I. V. Romanchenko, "Parameters of a Photoconductive Semiconductor Switch when Operating at Low Resistance," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 8, no. 5, pp. 821–834, 2025, doi: 10.21227/7pby-kk96. (In Russ.).

Acknowledgments

The results were obtained within of the was supported by the IHCE State task by the Ministry of Education and Science of the Russian Federation (Grant No. FWRM-2022-0002).

References

- [1] A. Nikiforov, P. Chumerin, [et al.], "Semiconductor L-band sensor by pulse compression of radiation," *Journal of Radio Electronics*, no. 12, 2018. [Online]. Available: <http://jre.cplire.ru/jre/dec18/18/text.pdf> (In Russ.).

- [2] W. Wei, X. Liansheng, [et al.], “Research on synchronization of 15 parallel high gain photoconductive semiconductor switches triggered by high power pulse laser diodes,” *Appl. Phys. Lett.*, vol. 106, no. 2, art. 022108, 2015.
- [3] G. M. Loubriel, F. J. Zutavern, A. G. Baca, [et al.], “Photoconductive Semiconductor Switches,” *IEEE Trans. on Plasma Sci.* vol. 25, no. 2, pp. 124–130, 1997.
- [4] G. M. Loubriel, W. D. Helgeson, [et al.], “Triggering GaAs lock-on switches with laser diode arrays,” *IEEE Trans. Elec. Dev.*, vol. 38, no. 4, pp. 692–695, 1991.
- [5] S. S. Khludkov, “Gallium Arsenide Avalanche S-Diodes,” *Sov. Phys. J.*, vol. 26, no. 10., pp. 928–937, 1983.
- [6] S. S. Khludkov, O. P. Tolbanov, [et al.], “Gallium Arsenide Avalanche-Type S-Diode Based On A $n^{+}\text{-}\pi\text{-}v\text{-}n$ Structure,” *Sov. Phys. J.*, vol. 29, no. 4, pp. 298–301, 1986.
- [7] S. N. Vainshtein, V. S. Yuferev, [et al.], “Ultrahigh Field Multiple Gunn Domains as The Physical Reason for Superfast (Picosecond Range) Switching of A Bipolar GaAs Transistor,” *J. Appl. Phys.*, vol. 97, no. 2, art. 024502, 2005.
- [8] V. V. Barmin, [et al.], “Switching Parameters of Two Parallel Photoconductive Switches Under 355 nm Laser Radiation,” *Russ. Phys. J.*, vol. 66, pp. 1011–1016, 2023.
- [9] V. V. Barmin, [et al.], “Effect On the GaAs Parameters of a Photoconductive Semiconductor Switch with A Silicon Oxide Layer When Switched by 355-Nm Laser Radiation,” in *VIII Int. Con. Ener. Flux. and Rad. Eff.* (EFRE), Tomsk, Russia, Oct. 2–8, 2022, pp. 361–366.
- [10] V. V. Barmin, [et al.], “Computational modeling and measurement of a waveguide chamber for two photoconductive semiconductor switches,” *Bull. of the Rus. Acad. of Sci.: Physics.* vol. 87-2, art. S223, 2023.

Information about the authors

Valerii V. Barmin, Research scientist, of laboratory nonlinear electrodynamic system of the Institute of High Current Electronics of the Siberian Branch of the Russian Academy of Sciences, Tomsk, Russian Federation.

Ilya V. Romanchenko, Doctor of Physical and Mathematical Sciences, general research scientist of laboratory nonlinear electrodynamic system of the Institute of High Current Electronics of the Siberian Branch of the Russian Academy of Sciences, Tomsk, Russian Federation.

50 лет в строю Всесоюзного научно-исследовательского института радиоаппаратуры (ВНИИРА)

Криворучко Ю. Т.

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

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

Получено: 26 мая 2025 г.

Отрецензировано: 2 июня 2025 г.

Принято к публикации: 2 июня 2025 г.

Аннотация: *Автором статьи, доктором технических наук, профессором кафедры радиоэлектронных систем Санкт-Петербургского государственного университета гражданской авиации, рассмотрена его научно-исследовательская деятельность в должности главного конструктора направления интегрированных систем навигации и посадки, прошедшая за 50 лет работы во ВНИИРА (1975—2025 гг.).*

Ключевые слова: *радиотехническая система ближней навигации (РСБН), цифровое вычислительное устройство (ЦВУ), вертолет, цифровая обработка, когнитивная обработка, интегральная модульная авионика.*

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Криворучко Ю. Т. 50 лет в строю Всесоюзного научно-исследовательского института радиоаппаратуры (ВНИИРА) // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2025. Т. 8, № 5. С. 835—860.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Криворучко, Ю. Т. 50 лет в строю Всесоюзного научно-исследовательского института радиоаппаратуры (ВНИИРА) / Ю. Т. Криворучко // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. — 2025. — Т. 8, № 5. — С. 835—860.

1. Введение

В конце марта 1975 года автор настоящей статьи (в дальнейшем — *автор, автор статьи*) был принят на работу старшим инженером в научно-исследовательский сектор (НИС) Всесоюзного научно-исследовательского

института радиоаппаратуры г. Ленинград. К этому времени за плечами автора был десятилетний практический опыт работы в Минрадиопроме, включая годичную службу в Советской армии начальником РЛС и знания, полученные в Днепропетровском техникуме автоматики и телемеханики и Ленинградском институте авиационного приборостроения.

1. Период 1975—1985 гг.

В НИС-15 разрабатывались цифровые вычислительные машины для бортовых навигационно-посадочных комплексов (БНПК) летательных аппаратов (ЛА) различных классов государственной авиации, включая истребители МиГ-29, вертолеты морской авиации К-252 и беспилотные летательные аппараты «Стриж». Тогда цифровые вычислители были «новинкой» для самолетов гражданской и государственной авиации. Для вычислителя была выбрана самая современная в тот период элементная база: *n*-МОП цифровые логические интегральные схемы (ИС), регистры и малогабаритная магнитная память на многоотверсных ферритовых пластинах (КУБ-3). Связь вычислителя с аналоговыми автономными датчиками обеспечивалась многоканальным аналого-цифровым преобразователем, реализованном на *n*-МОП, КМОП и биполярных интегральных схемах (ИС). Начальником НИС-15 был опытный специалист Борис Константинович Степанов, главный конструктор бортового навигационно-посадочного комплекса РСНП-105 для опытного космического самолета МиГ-105, разрабатываемого по программе «Спираль». В составе НИС-15 работало более 20 человек, включая ведущих специалистов: Е. А. Песляка, С. В. Губкина, А. П. Корнукова, Г. Г. Фролова, В. А. Фрумкина, А. А. Приемышеву и молодых инженеров: В. Д. Кузьмина, В. Л. Монастырского, Е. П. Ефимкина и др. В 1977 году автор статьи был назначен начальником НИС-15, после ухода Б. К. Степанова на пенсию.

1.1. Обеспечение испытаний и принятия на снабжение бортового навигационно-посадочного комплекса с цифровым вычислителем для морского вертолета Ка-252

Работа по созданию комплекса «Привод-СВ», который включал в свой состав корабельную и бортовую системы (вертолет Ка-252), проводилась под руководством главного конструктора комплекса, одного из наиболее опытных и квалифицированных специалистов ВНИИРА Ю. С. Филаретова.

Первые опытные образцы системы «Привод-СВ-борт» были изготовлены и поставлены заказчику в феврале 1975 г. для отработки и сопря-

жения на комплексный стенд в ОКБ Камова и на вертолет Ка-252 для проведения летных испытаний.

Отладка и испытания комплекса вертолета Ка-252 потребовали привлечения ведущих специалистов ВНИИРА.

На всем протяжении работ в испытаниях принимали участие Генеральный конструктор ВНИИРА Георгий Александрович Пахолков, главные конструкторы: Юрий Андреевич Игнатьев, Юрий Серафимович Филаретов, Сергей Петрович Федотов и специалисты по отдельным системам и блокам.

Бригаду специалистов по испытаниям бортовой аппаратуры возглавлял Виктор Михайлович Лавриненко. В состав этой бригады входил и автор статьи — начальник НИС, обеспечивающего разработку и сопровождение цифрового вычислителя для БНПК вертолета.

Об интенсивности летных испытаний говорит тот факт, что за период 1975—1977 гг. было проведено более 3000 полетов. Следует отметить, что эффективность нашей работы поддерживалась активным взаимодействием с ведущими специалистами ОКБ им. Н. И. Камова, включая зам. главного конструктора вертолета Ка-252 Игоря Александровича Эрлиха, ведущих инженеров Николая Игнатьевича Бородина и Владислава Валентиновича Резника. В 1977 году был успешно завершен первый этап испытаний вертолета, генеральный конструктор ВНИИРА Г. А. Пахолков получил звание Героя Социалистического труда, а ВНИИРА был награжден орденом Трудового Красного Знамени.

В начале 1979 г. Государственная комиссия приняла вертолет Ка-252 и его модификации на снабжение. Большая группа специалистов ВНИИРА была награждена орденами и медалями СССР.

1.2. Малый бортовой навигационно-посадочный комплекс (БНПК)

Опыт создания цифрового вычислителя для вертолета Ка-252 и его применение для истребителя МиГ-29 и БПЛА «Стриж» определил направления развития цифровой обработки радионавигационных сигналов в радиотехнической системе ближней навигации и посадки. В работе [2] рассмотрен вариант использования центрального вычислителя ЛА для программного решения задач измерения азимута и дальности РСБН. Идея прогрессивна, но при этом снижалась надежность БНПК. В статье [3] предложено решение проблемы — разработка малогабаритного специализированного вычислительного устройства для измерения азимута и дальности (рис. 1). В дальнейшем такой бортовой комплекс РСБН при реализации специализированного вычислительного устройства на микропроцессорах станет базовым для самолетов государственной и гражданской авиации [3, 30].



V – скорость летательного аппарата; U – скорость ветра; Ψ – курсовой (путевой) угол; β – угол сноса; ρ , θ – дальность, азимут; $\dot{\rho}$, $\dot{\theta}$ – скорость изменения дальности и азимута; $\hat{\delta}_V$, $\hat{\delta}_\Psi$ – оценки ошибок определения скорости и курса автономными средствами; $\wedge$ – знак оценки.

1 – управление диаграммой направленности;

2 – управление чувствительностью;

3 – управление излучаемой мощностью;

4 – априорные данные о координатах и скорости их изменения.

Рис. 1. Структурная схема малой комплексной навигационной системы.

Fig. 1. Structural diagram of a small integrated navigation system

1.3. Разработка первого в Минрадиопроме опытного 16-разрядного КМОП микропроцессорного магистрально-модульного бортового вычислительного устройства (БВУ)

В конце 70-х гг. в мире наступила эра микропроцессоров. Во ВНИИРА был создан Координационный совет (КС) по внедрению микропроцессоров в разрабатываемую бортовую и наземную аппаратуру навигации и посадки. Руководство предприятия назначило автора статьи председателем КС. В состав КС вошли специалисты, разрабатывающие функциональные устройства (приемники, передатчики, измерители, вычислители), программисты и разработчики комплексов.

Основные задачи КС:

- выбор оптимальных типов микропроцессорных комплектов (МПК) для нашей аппаратуры;
- установление оперативных контактов с разработчиками МК;
- сопровождение первых образцов микропроцессорных устройств;

— обучение инженеров предприятия и серийных заводов методам рационального применения МПК в разработках аппаратуры;

— выбор и создание системы программно-аппаратной отладки микропроцессорных устройств.

Заместителем председателя КС был назначен квалифицированный специалист, выпускник Ленинградского института авиационного приборостроения Юрий Николаевич Музелина.

Работу КС весь период поддерживало руководство ВНИИРА — генеральный директор Г. Н. Громов, главный инженер В. Д. Филатченков и руководство Минрадиопрома, главный инженер VI Главного Управления Ю. Г. Штраков

КС выбрал в качестве основного микропроцессор КМОП МПК серии 588, который в начале 80-х гг. имел самый высокий рейтинг по основным техническим параметрам.

В этот период в нашей стране была определена государственная стратегия развития вычислительных средств:

— большие системы ЕС ЭВМ (аналог IBM);

— средние системы СМ ЭВМ (аналог PDP-11-70);

— малые системы ЭВМ «Электроника-60» (аналог PDP-11-23).

Реализация в МПК 588-й серии системы команд «Электроника-60» определила стратегию системы отладки на основе совместимости с ЭВМ «Электроника-60». Была разработана оригинальная система программно-аппаратной отладки (СПАО) для устройств на основе МК 588-й серии. СПАО обеспечила отладку микропроцессорных систем на всех этапах жизненного цикла, включая разработку, серийное изготовление, эксплуатацию и модернизацию.

Коллектив разработчиков СПАО (Ю. Т. Криворучко, В. Н. Огородников, И. П. Галактионов, С. К. Лебедев и др.) получил в 1984 году диплом РНТОРЭС им. А. С. Попова [6]. По договорам о передаче научно-технических достижений КД на СПАО была передана более десяти предприятиям Минрадиопрома.

Разработка специализированных микропроцессорных устройств создало основу развития малых комплексных навигационных систем [3]. Появилась реальная возможность построения авиационных комплексов на принципах централизованных и децентрализованных методов обработки радионавигационных сигналов и информации, включая методы когнитивной обработки и программно-определяемого радио [32].

Микропроцессорная техника изменила не только аппаратуру, но и стиль и методы разработки. В первую очередь были установлены технические и личные контакты с разработчиком и изготовителем МПК НПО

«Интеграл» г. Минск. Электронная промышленность бурно развивалась, требовались подготовленные кадры. Большое количество молодых выпускников Ленинградского политехнического института (ЛПИ) было направлено в НПО «Интеграл». С руководством НПО «Интеграл» и ведущими специалистами у автора установились добрые отношения. Это создавало творческую атмосферу, проблемные вопросы решались оперативно. Неоценимую роль во взаимодействии с НПО «Интеграл» сыграл доктор технических наук Сергей Тимофеевич Хвощ, организатор микропроцессорной лаборатории в ЛЭТИ им. Ульянова-Ленина и разработчик БИС мультимплексного канала обмена совместно с НПО «Интеграл» (аналог стандарта США *MIL-1553B*). Разработка каналов мультимплексного обмена обеспечила создание первого в нашей стране «цифрового» самолета Су-34.

Архитектура МПК 588 серии способствовала выбору магистрально-модульной структуры микропроцессорных вычислителей, а в дальнейшем и магистрально-модульных бортовых навигационно-посадочных комплексов. Концептуальная модель измерительно-вычислительной подсистемы (ИВП) представлена на рис. 2. Многоуровневая структура БНПК представлена на рис. 3, а БНПК с микропроцессорной ИВП на рис. 4. В процессе развития магистрально-модульной концепции был создан набор микропроцессорных радионавигационных измерителей (рис. 5).

На рис. 6, 7, 8 представлены структурные схемы микропроцессорных измерителей для систем ближней навигации и посадки: РСБН, *VOR* и *ILS* соответственно.

Работы ВНИИРА представляли интерес и для зарубежных специалистов. В декабре 1982 года делегация специалистов Минрадиопрома была приглашена на симпозиум в г. Париж, Франция на фирму *Ofema*. В состав делегации входили специалисты ВНИИРА, включая М. Д. Максименко и автора статьи. Было представлено 6 докладов, включая доклад: «Набор микропроцессорных магистрально-модульных устройств для бортовых систем навигации и посадки». Некоторые идеи и предложения, которые обсуждались в процессе симпозиума, были применены, в том числе в области создания микроволновой системы посадки и перспективных бортовых вычислителей. В 1983 году была проведена разработка и серийное изготовление унифицированного 16-разрядного КМОП микропроцессорного вычислителя БСВУ на базе предприятия «Радиоприбор» (г. Казань). Этот вычислитель предназначался для бортового комплекса РСБН орбитального корабля (ОК) «Буран» и модернизации самолетов государственной авиации. Работа была проведена в рекордный срок (10 месяцев) благодаря заинтересованности двух предприятий и заказчика в успешном результате разработки.



Рис. 2. Концептуальная модель магистрально-модульной измерительно-вычислительной подсистемы.

Fig. 2. Conceptual model of the trunk-modular measuring and computing subsystem

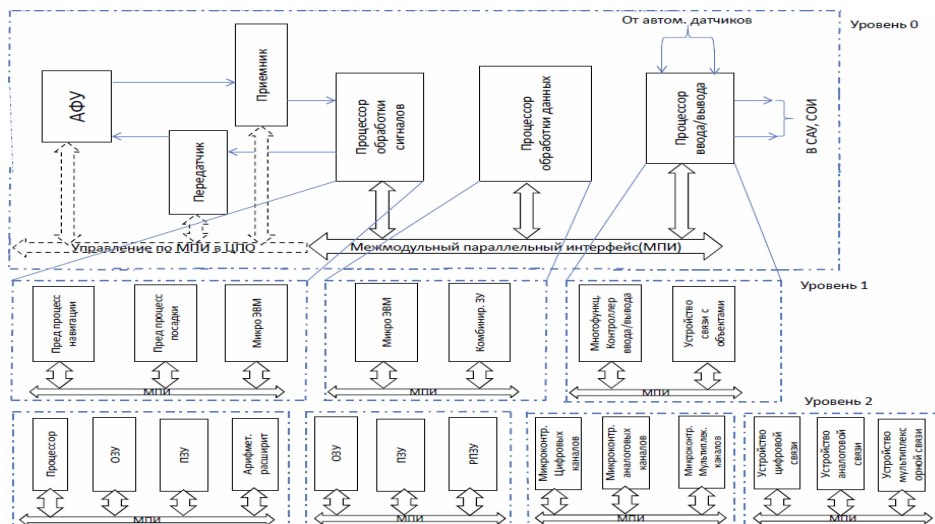


Рис. 3. Многоуровневая техническая структура бортовых навигационно-посадочных комплексов.

Fig. 3. Multi-level technical structure of on-board navigation and landing systems

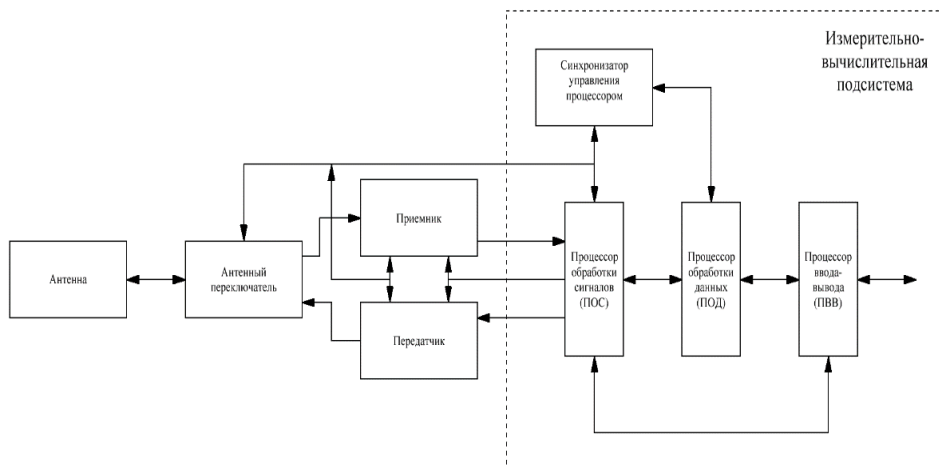


Рис. 4. Бортовой навигационно-посадочный комплекс с микропроцессорной измерительно-вычислительной подсистемой.

Fig. 4. On-board navigation and landing complex with a microprocessor measuring and computing subsystem.

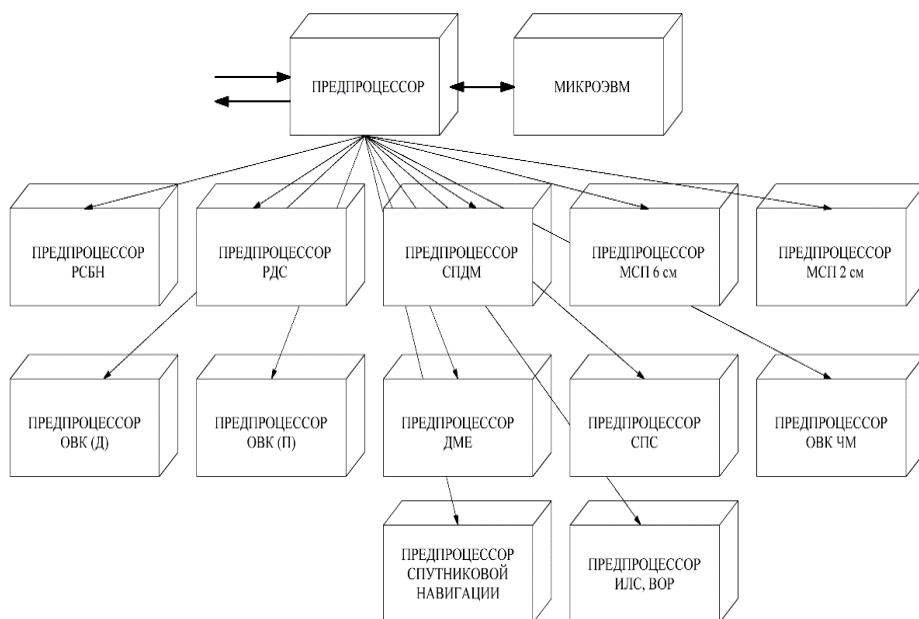


Рис. 5. Микропроцессорные измерители навигационных параметров.

Fig. 5. Microprocessor-based navigation parameter meters

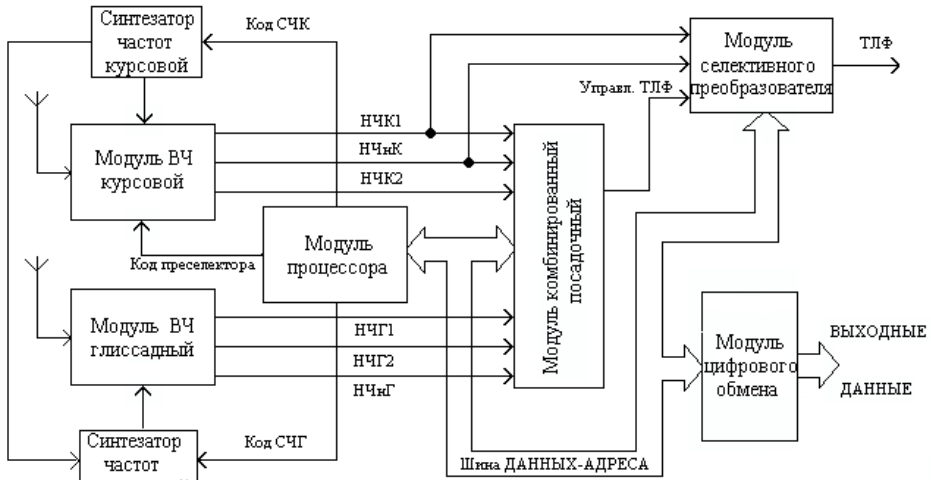


Рис. 8. Структура микропроцессорного модуля ILS.

Fig. 8. Structure of the ILS microprocessor module

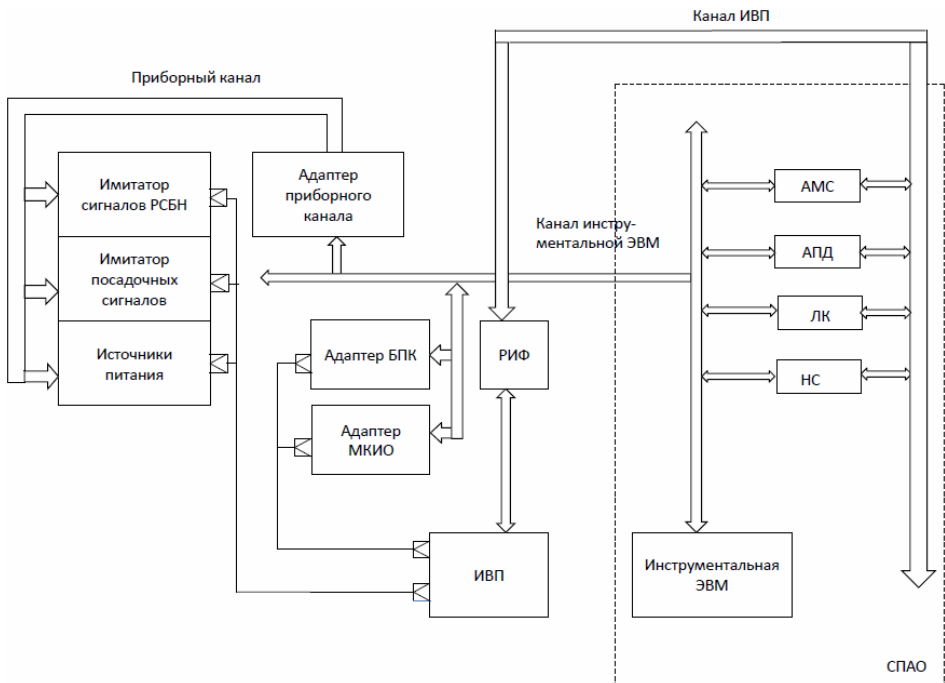


Рис. 9. Структура стенда программно-аппаратной отладки.

Fig. 9. Structure of the hardware and software debugging stand

1.4. Разработка системы программно-аппаратной отладки (СПАО) микропроцессорных устройств

Система программно-аппаратной отладки микропроцессорных модулей и микропроцессорных систем на их основе [7, 14, 16] создавалась как универсальное средство разработки, испытаний и серийного изготовления. Опыт совместной работы разработчиков аппаратного и программного обеспечения в одном подразделении привел к положительному результату, так как традиционные «ведомственные» барьеры были успешно преодолены. Структура СПАО представлена на рис. 9. Работа получила диплом РНТОРЭС им. А. С. Попова (Ю. Т. Криворучко, В. Н. Огородников, И. П. Галактионов и др.).

2. Период 1985—1995 гг.

Базовый микропроцессорный магистрально-модульный БНПК

Накопленный опыт разработки и внедрения микропроцессорных систем обеспечил ВНИИРА разработку базовой платформы для первичной и вторичной обработки радионавигационных сигналов в виде одноплатной микроЭВМ. Разработка первой в Минрадиопроме микропроцессорной 16-разрядной КМОП одноплатной микро-ЭВМ СЦВУ со встроенной системой команд СМ ЭВМ обеспечила внедрение широкого класса бортовых навигационно-посадочных измерителей РСБН, ПРМГ, *MLS*, *DME*, *ILS*, *VOR* и др. (рис.5) [8—13, 15, 17—33].

2.1. Разработка СЦВМ - унифицированной микропроцессорной магистрально-модульной измерительно-вычислительной системы для самолетов гражданской и военной авиации [21, 23—33]

Радиосистема ближней навигации являлась основным радионавигационным средством на территории России и бывшего СССР для авиации всех ведомств.

Практически все самолеты были оборудованы бортовой аппаратурой этой радиосистемы, на основе которой созданы системы ближней навигации, решающие задачи комплексной обработки информации, автоматического полета по маршруту, привода и захода на посадку, и ряд специальных задач в зависимости от типа ЛА. Для модернизации самолетов и замены бортовой аппаратуры РСБН предыдущих поколений в кратчайшие сроки была разработана и серийно освоена бортовая аппаратура VI поколения, унифицированная в части внешних связей с ранее освоенной аппаратурой III поколения.

В 1986 г. было завершено создание унифицированной бортовой модульной аппаратуры РСБН на базе технических решений, реализованных в аппаратуре III–IV поколения с широким использованием цифровых микропроцессорных вычислительных структур большой степени интеграции [21].

Была завершена разработка и изготовлены первые образцы специализированной унифицированной СЦВМ (рис. 10), представляющей микропроцессорную вычислительную систему, позволяющую в 5 раз увеличить производительность, более чем в 10 раз повысить надежность и в значительной степени снизить трудоемкость и металлоемкость. По своим характеристикам СЦВМ соответствовала лучшим зарубежным образцам, а по ряду параметров превосходила аналоги.

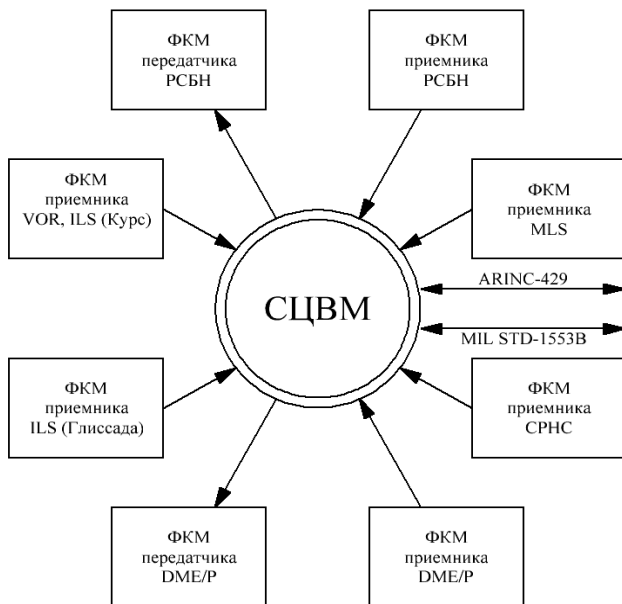


Рис. 10. Принцип организации модулей
в специализированной цифровой вычислительной машине (СЦВМ).

Fig. 10. The principle of organizing modules in a specialized digital computer

В процессе создания микропроцессорных вычислителей БСВУ и СЦВМ была разработана программа создания унифицированного набора модулей в едином конструктивном исполнении. Такой набор обеспечил создание бортовых комплексов для различных ЛА государственной и гражданской авиации (рис. 11). Практически был создан отечественный набор модулей интегральной авионики (ИМА). Состав набора переменный и может изменяться в процессе жизненного цикла ЛА.

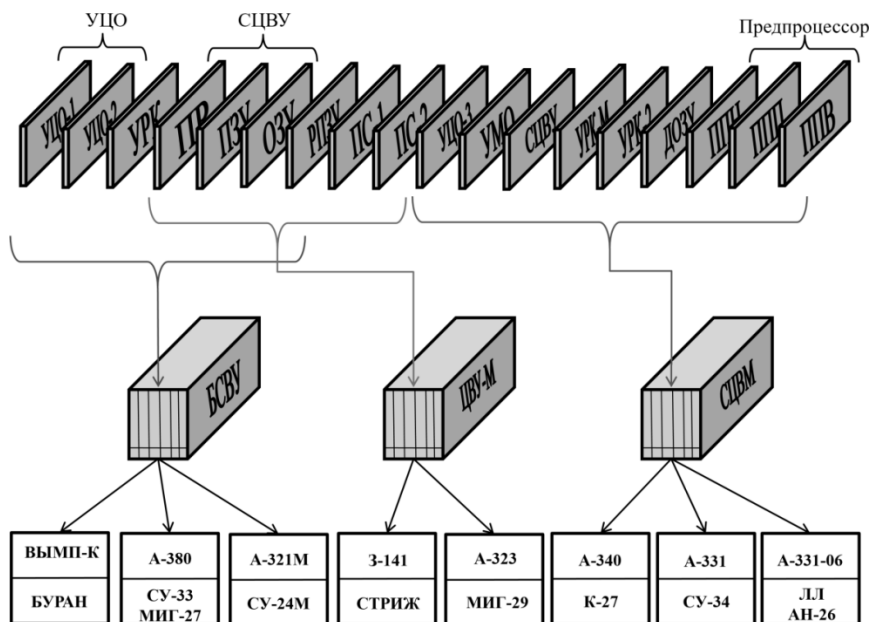


Рис. 11. Оптимальные структуры для различных типов ЛА.

Fig. 11. Optimal structures for different types of aircraft

2.4. Разработка интегрированного бортового навигационно-посадочного комплекса «РСБН-85» на основе магистрально-модульных принципов и одноплатной платформы СЦВУ

На рис. 12 представлен первый интегрированный БНПК «РСБН-85» IV поколения на основе функционально-конструктивных модулей из унифицированного набора.



Рис. 12. Бортовой навигационно-посадочных комплекс (БНПК) РСБН-85.

Fig. 12. On-board navigation and landing complex RSB-85

3. Период 1995—2005 гг. Автоматизированное производство унифицированных функционально-конструктивных модулей ФКМ и магистрально-модульных БНПК на серийных заводах Минрадиопрома

Для авиационной радиотехнической аппаратуры очень важны этапы серийного освоения изделий. Необходимо за короткое время выйти на заданные по ТЗ показатели надежности. Большое значение имеет трудоемкость изделий. Потенциально опора на интегральные схемы высокой степени интеграции предполагала высокую надежность изделий. Однако положительный эффект может быть достигнут только при автоматизации производственного процесса. Такая цель была достигнута созданием автоматизированного участка по выпуску унифицированных микропроцессорных модулей и комплексов на их основе. На серийном заводе «ЖРЗ» (г. Жигулевск) был создан автоматизированный участок по настройке, испытанию и сдаче заказчику микропроцессорных модулей и блоков (БВУ, ЦВУ-М, СЦВМ, БИО) на основе системы СПАО. Следует отметить колоссальный вклад в создание автоматизированного участка генерального директора ЖРЗ Геннадия Карнеевича Левена. На рис. 13 представлена структурная схема алгоритма автоматической тестовой проверки СЦВМ.

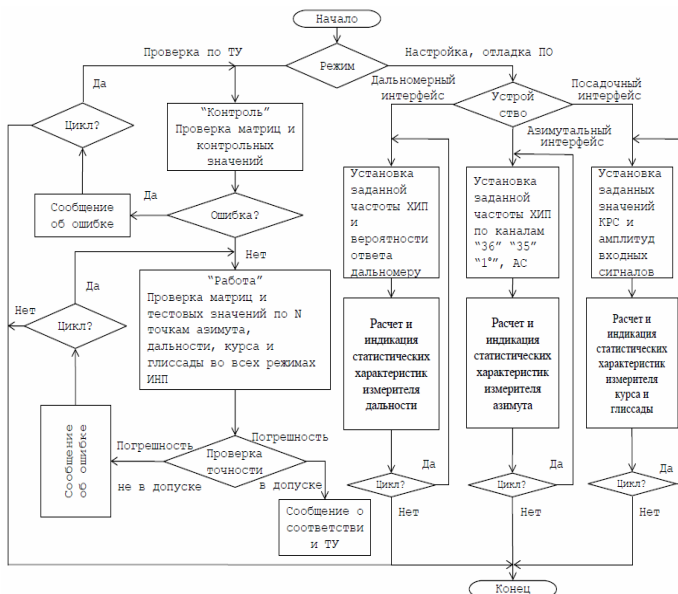


Рис. 13. Структурная схема алгоритма тестовой проверки СЦВМ.

Fig. 13. Structural diagram of the algorithm for testing a specialized digital computer

4. Период 2005—2015 гг. Государственные испытания, серийный выпуск и эксплуатация БНПК А-331 в составе первого отечественного «цифрового» самолета Су-34

Во время проведения государственных испытаний самолета Су-34 бортовой навигационно-посадочный комплекс А-331, выполненный на основе концепции магистрально-модульных структур, доказал свой «интеллектуальный» потенциал и способность к оперативной модернизации. Один из примеров. При реализации режима «Посадка» в каналах отработки отклонений от курса и глиссады появлялись динамические задержки между А-331 и САУ. Была выявлена причина, а именно временная задержка цифровых сигналов в последовательном канале биполярного обмена. Внутри СЦВМ БНПК был произведен переход на параллельный обмен без нарушения внешних связей. На рис. 14 показаны результаты работы каналов посадки. Практически динамические задержки устранены.

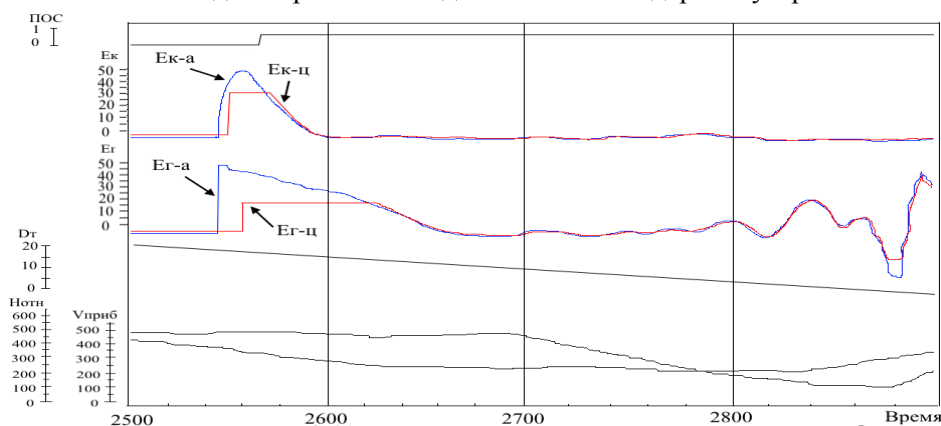


Рис. 14. Результаты полета маневренного самолета в режиме «Посадка»

Fig. 14. Results of the flight of a maneuverable aircraft in the “Landing” mode

4.1. Разработка, испытания и внедрение конверсионной модернизированной аппаратуры А-331-06М с международным диапазоном частот для летающей лаборатории

Отечественная система РСБН работает в дециметровом диапазоне частот. В 2000-е годы в нашей стране начался стремительный рост систем подвижной связи стандарта GSM-900. Диапазон этой системы совпал с диапазоном отечественной системы РСБН. В РФ проводятся работы по переводу системы РСБН в международный диапазон. Разработан и поставляется азимутально-дальномерный маяк «ТРОПА», работающий в

международном диапазоне волн и разрабатывается система инструментальной посадки ПРМГ-ОМД, также работающая в международном диапазоне. Для облета радиомаяков изготовлены летающие лаборатории с модернизированной аппаратурой А-331-06М, также работающей в международном диапазоне волн (рис. 15).



Рис. 15. БНПК А-331-06М с международным диапазоном частот.

Fig. 15. On-board navigation and landing complex А-331-06М with an international frequency range

5. Период 2015—2025 гг. Решения научно-технических проблем, возникших при полетах государственной авиации с системой навигации и посадки РСБН/ПРМГ

Во время проведения испытаний ЛА гражданской и государственной авиации в последние годы возникали проблемы отказов и сбоев БНПК, причины которых было сложно определить: какая часть системы отказывает — наземная или бортовая. Для решения этих проблем предложено учесть ранний опыт испытаний подобных систем, а именно использовать подвижные лаборатории с бортовым оборудованием, так называемые передвижные автомобильные лаборатории (ПАЛ). Подобная ПАЛ была разработана для отработки микроволновой системы посадки орбитального корабля (ОК) «Буран» и показала высокую эффективность.

Для испытаний новой инструментальной системы посадки международного диапазона волн ПРМГ-ОМД, исключая влияние мобильной сотовой связи GSM-900, разработан комплексный стенд испытаний на шасси автомобиля «КАМАЗ» рис.16, 17, 18 [41, 51, 55].

КСИ необходим при создании мобильной и стационарной систем микроволновой посадки 6-см диапазона волн для самолетов государственной, гражданской и космической авиации.

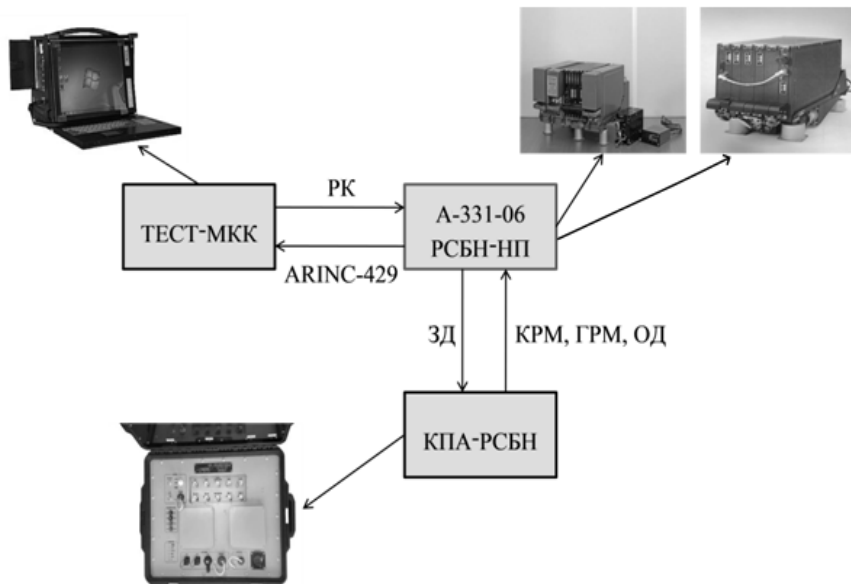


Рис. 16. Структура комплексного стенда испытаний.

Fig. 16. Structure of the integrated test stand

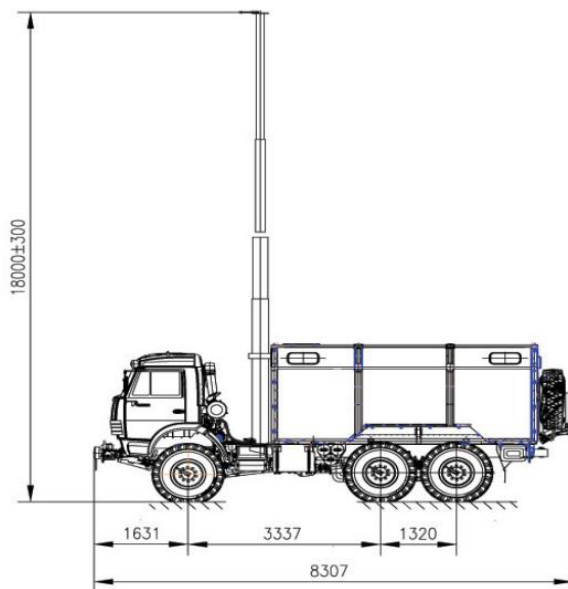


Рис. 17. Автомобиль «КАМАЗ» с выдвижной электромеханической мачтой.

Fig. 17. KAMAZ truck with retractable electromechanical mast



Рис. 18. Внешний вид КСИ (выдвижная мачта в походном положении).

Fig. 18. External view of the KSI (retractable mast in the stowed position)

В таблице 1 приведены результаты изобретательской деятельности автора за период работы во ВНИИРА.

Таблица 1. Результаты внедрения авторских свидетельств и патентов на БНПК РСБН.

Table 1. Results of the implementation of patents for onboard navigation and landing systems of short-range radio navigation systems

Пол- кол.	Тип БРЭО	Год внедрения	Тип устрой- ства	Типы ЛА	Изобретения
4	А-380	1988	СЦВМ	Су-33, Ка-27К, Ка-32	А. с. 1283781, 1522224, 1532937, 1564606, 1538708, 16337009, 1308019, 1568744
	А-331	2003	СЦВМ	Миг-29М, МиГ-31Д, СУ-34	А. с. 1283781, 1522224, 1532937, 1564606, 1538708, 16337009, 1308019, 1568744
	РСБН- 85	2005	БНПК	Ил-96-300, Ил-114, Ту-204, Ту-214, Ту-334, Бе-200, Ан-70, С-80, МиГ-АТ, Як-130, Ка-32, модернизация Су-25, МиГ-29	А. с. 1283781, 1522224, 16337009, 1538708, 1702782, 1308019, 1568744

По- кол.	Тип БРЭО	Год внедрения	Тип устрой- ства	Типы ЛА	Изобретения
5	РЭК-3	ОКР (1995 г.)	ИВС-1	ЛА ВВС	А. с. 1283781, 1522224, 1532937, 1564606, 1538708, 1702782, 16337009, пат. 1308019, 1568744
	ИСПН- 95	ОКР	ИВС-1	Ил-96МК, Як-42М, Як-46, Бе-200, Ту- 204М	А. с. 1538708, 1702782, пат. 1308019, 1568744, 1835196
	«Риск»	НИЭР, 1 этап (1991— 1992 гг.)	ИВС-2	ЛА ВВС и ВМФ 5-го поколения	А. с. 1702782, пат. 1308019, 1568744, 1760868, 1809454, 1825562, 1835196, 2001519

6. Заключение

Автору повезло, что в течение всех 50 лет во ВНИИРА работа имела творческий характер во всех аспектах:

- в инженерно-техническом;
- в научно-исследовательском;
- в педагогическом.

В инженерно-техническом аспекте работа во ВНИИРА постоянно стимулировала применить самые современные решения, соответствующие техническому прогрессу:

- цифровые вычислители;
- микропроцессорная обработка радионавигационных сигналов;
- система программно-аппаратной отладки;
- интегрированная модульная авионика;
- функционально-конструктивные модули;
- когнитивная обработка сигналов и информации;
- комплексный стенд испытаний.

Инженерно-технические результаты нашли отражение в 18 авторских свидетельствах и патентах.

В научно-исследовательском аспекте ВНИИРА создал для автора потребность и условия для учебы в аспирантуре, докторантуре и успешных защитах кандидатской и докторской диссертаций.

В педагогическом аспекте ВНИИРА подготовил автора для педагогической работы в Санкт-Петербургском государственном университете гражданской авиации в должности профессора кафедры радиоэлектронных систем.

50-летняя деятельность в области радионавигации получила оценку Министерства промышленности и торговли. 8 апреля 2025 г. автору присвоено звание «Почетный радист» (награда № 0569).

Список литературы

1. Рагулин С. С. Варианты структур генераторов бортовых передающих устройств радионавигационных систем на полупроводниковых элементах // Вопросы радиоэлектроники. Сер. ОТ. 1972. Вып. 14. С. 28—34.
2. Абрамов В. Ф., Коганов А. Г., Пинаев А. Б. О первичной обработке навигационной информации в бортовой ЦВМ // Вопросы радиоэлектроники. Сер. ОТ. 1978. Вып. 5. С. 28—34.
3. Громов Г. Н., Пахолков Г. А. Принципы организации комплексов бортового самолетного оборудования, обеспечивающие повышение эффективности и надежности решения задач навигации, посадки и УВД // Вопросы радиоэлектроники. Сер. ОТ. 1980. Вып. 4. С. 3—15.
4. Моделирование сигналов РСБН / Ю. Т. Криворучко, Р. В. Дроздов, В. М. Лавриненко [и др.]. // Вопросы радиоэлектроники. Сер. ОТ. 1983. Вып. 5. С. 3—10.
5. Криворучко Ю. Т., Громов Г. Н., Дроздов Р. В. [и др.]. Вычислитель на микропроцессорных БИС серии К588 // Электронная промышленность. 1983. Вып. 9. С. 22—23.
6. Диплом Президиума центрального правления НТО радиотехники, электроники и связи имени А. С. Попова о награждении за работу «Стенд программно-аппаратной отладки микропроцессорных систем СПАО» / Ю. Т. Криворучко, В. Н. Огородников, И. П. Галактионов [и др.]. Москва, 28 ноября 1984 г.
7. Криворучко Ю. Т., Огородников В. Н. Отладка микро-ЭВМ для роботов и манипуляторов. В сб. : Электромеханические устройства и системы управления промышленных роботов. Воронеж, 1985. С. 148—155.
8. Устройство для сопряжения двух магистралей : а. с. SU 1283781 A1, МПК G06 F 13/14 (2000.01) / Ю. Т. Криворучко, А. П. Корнуков, В. Е. Бандура ; заявитель предприятие п/я В-2749. № 3924425 ; заявл. 27.06.1985; опубл. 15.01.1997.
9. Бортовое устройство измерения азимута: а. с. RU 1308019 A1, МПК G01S 1/54 (1995.01) / В. В. Гаврищук, Ю. Т. Криворучко, Б. В. Пономаренко и др.; заявитель ВНИИРА – N 853954823; заявл. 16.09.1985; опубл. 10.06.1997; БИ:9716.
10. Устройство для сопряжения ЭВМ с каналами связи : а. с. SU 1532937 A1, МПК G06 F 13/00 (1985.01) / Ф. Г. Коганов, Е. З. Глушкин, Г. С. Рубин, Ю. Т. Криворучко ; заявитель ВНИИРА, № 874318599; заявл. 16.10.1987 ; опубл. 20.01.1996; Б. и № 48.
11. Микропроцессорный навигационно-посадочный измеритель / Ю. Т. Криворучко, А. В. Переходов, А. В. Пименов, Б. В. Пономаренко. В сб. : Микропроцессоры в системах контроля и управления. Пенза, 1985. С. 35—37.
12. Криворучко Ю. Т., Корнуков А. П., Песляк Е. А. Одноплатная микро-ЭВМ на микропроцессорных БИС серии К588 // Электронная промышленность. 1986. Вып. 2. С. 6—7.
13. Криворучко Ю. Т., Лавриненко В. М., Пальчиков В. М. Принципы построения микропроцессорных кодирующих устройств передачи информации в РСБН // Вопросы радиоэлектроники. Сер. ОВР. 1986. Вып. 11. С. 12—20.
14. Криворучко Ю. Т., Галактионов И. П., Огородников В. Н. Методы и средства отладки бортовых микропроцессорных вычислительных устройств в системах радионавигации и посадки // Вопросы радиоэлектроники. Сер. ОВР. 1986. Вып. 6. С. 19—24.

15. Криворучко Ю. Т., Громов Г. Н., Гавришук В. В. [и др.]. Радионавигационные измерители на основе МПК серии K588 // Радиотехника. 1986. Вып. 7. С. 77—80.
16. Криворучко Ю. Т., Переходов А. В., Пономаренко Б. В. Имитатор сигналов микро-ЭВМ «Электроника-60» // Радиотехника. 1986. Вып. 10. С. 72—74.
17. Устройство измерения угловой координаты системы посадки : а. с. SU 1538708 A1, МПК G01S 1/54 / Л. А. Березкина, Ю. П. Гришин, Ю. Т. Криворучко [и др.]. ; заявитель ВНИИРА. 4364034/24-09; заявл. 21.01.88; опубл. 10.06.1997 ; Б. и. № 9716.
18. Многоканальное устройство для ввода-вывода аналоговой информации : а. с. SU 1564606 A1, МПК G06F 3/100 (1990.01) / А. Г. Коганов, Е. З. Глушкин, Г. С. Рубин, Ю. Т. Криворучко; заявитель ВНИИРА. 884376220; заявл. 08.02.1988 ; опубл. 20.02.1996.
19. Бортовое устройство измерения дальности: а. с. 1568744 A1, МПК G01S 13/16 (1990.01), G01S 1/54 (1990.01) / В. В. Гавришук, Ю. Т. Криворучко, Б. В. Пономаренко [и др.]. Заявитель ВНИИРА. 884364035 ; заявл. 29.01.1988; опубл. 10.06.1997.
20. Двухнаправленное устройство задержки переднего фронта импульсов : а. с. SU 1637009 A1, МПК H03K 5/13 (1990.01), H03K 17/28 (1990.01) / Л. Б. Дубровский, А. П. Корнуков, Ю. Т. Криворучко [и др.]. ; заявитель ВНИИРА. 884418856 ; заявл. 03.05.1988 ; опубл. 27.12.1996.
21. Криворучко Ю. Т., Громов Г. Н., Наливайко Д. А., Сахненко К. Д. Системная унификация бортовой радиоэлектронной аппаратуры // Вопросы радиоэлектроники. Сер. ОВР. 1988. Вып. 4. С. 3—10.
22. Криворучко Ю. Т., Андреева Н. П., Пономаренко Б. В. Анализ эффективности алгоритмов программной обработки азимутального сигнала РСБН // Вопросы радиоэлектроники. Сер. ОВР. 1988. Вып. 6. С. 16—23.
23. Устройство для сопряжения двух магистралей : а. с. SU 1522224 A1, МПК G06F 12/14 (1985.01) / Ю. Т. Криворучко, А. П. Корнуков, И. П. Макурин [и др.]. ; заявитель ВНИИРА. № 884379002 ; заявл. 15.02.1989 ; опубл. 27.04.1997.
24. Система электропитания N нагрузок: а.с. SU 1698880 A1, МПК G05F 1/577 (1990.01) / Т.Б. Гальперин, Ю.Т. Криворучко, А.М. Пушкин; заявитель ВНИИРА – 894799535; заявл.07.12.1989; опубл.27.12.1995.
25. Дальномер : патент RU 1702782 A1, МПК G01S 13/70 (1995.01) / С. Б. Доброходов, Ю. Т. Криворучко, А. В. Переходов [и др.]. ; заявитель ВНИИРА. 894750867 ; заявл. 16.10.1989; опубл. 20.07.1997.
26. Некогерентный обнаружитель многоимпульсного сигнала : а. с. SU 1825562 A3, МПК G01S 7/28 (1990.01) / И. А. Зильберталь-Глобус, В. И. Дудник, Б. В. Пономаренко, Ю. Т. Криворучко ; заявитель ВНИИРА. 904886829; заявл. 17.10.1990; опубл. 10.04.2002.
27. Дешифратор импульсно-временных кодов : патент RU 2001519 C1, МПК H03M 5/18 (1990.01) / И. А. Зильберталь-Глобус, В. И. Дудник, Б. В. Пономаренко, Ю. Т. Криворучко ; заявитель ВНИИРА. 904852063 ; заявл. 18.07.1990; опубл. 10.04.2002 ; Б. и, 2002, № 10.
28. Радиотелеметрическое устройство: а. с. SU 1809454 A1, МПК G08C 19/28 (1990.01) / В. И. Дудник, Б. В. Пономаренко, Ю. Т. Криворучко [и др.]. ; заявитель ВНИИРА. 91405898 ; заявл. 25.01.1991 ; опубл. 27.05.1997.
29. Криворучко Ю. Т., Громов Г. Н., Пономаренко Б. В. Интегральная обработка информации в авионике // Информатика Медиа Дуемила. Совместный советско-итальянский журнал. 1991. Б/н. С. 36—39.
30. 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.
31. Устройство измерения угловой координаты системы посадки: а. с. SU 1760868 A1, МПК G01S 7/36 (1995.01), G01S 1/16 (1995.01) / Ю. Т. Криворучко, А. В. Пименов, Б. В. Пономаренко ; заявитель ВНИИРА. 4803464/09; заявл. 27.09.1995; опубл. 27.09.1995.

32. Mitola J. Software radio architecture: a mathematical perspective // IEEE Journal on selected areas in communications. 2002. Vol. 17, no. 4. P. 514–538.
33. Криворучко Ю. Т. Иерархические магистрально-модульные ИВС обработки радионавигационных сигналов в бортовых комплексах высокоманевренных самолетов/ В сб. : Расплетенские чтения. М., 2013. С. 60.
34. Тренажерно-моделирующий комплекс летного состава и специалистов управления авиацией : патент на полезную модель RU 141896 U1, МПК G09B/08 (2006.01), G09B 9/26 (2006.01) / А. Д. Филин, С. П. Федотов, Ю. Т. Криворучко [и др.] ; заявитель ВНИИРА – ОВД. 2013134286/11 ; заявл. 22.07.2013 ; опубл. 10.04.2002 ; Б. и. № 17.
35. Многоцелевая самолетная антенно-фидерная система : патент RU 2566396 C1, МПК H01Q 21/00 (2006.01) / В. М. Король, М. И. Ривкин, Ю. Т. Криворучко [и др.] ; заявитель Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения. 2014119017/28 ; заявл. 12.05.2014 ; опубл. 27.10.2015 ; Б. и. № 30.
36. Криворучко Ю. Т., Музелин Ю. Н. Методы модернизации БРНК для ЛА поколений 4+ и 5. В сб. : Новые технологии. Том 1. Материалы XI Всероссийской конференции. М., РАН, 2014. С. 109—120.
37. Способ управления летательным аппаратом при заходе на посадку: патент RU 259111 C9, МПК G05D 1/08 (2006.01), B64D 45/04 (2006.01), G08G 5/02 (2006.01), G01S 19/15 (2010.01) / Ю. Т. Криворучко, Б. В. Пономаренко ; заявители АО «РПКБ», АО «ВНИИРА». 201419017/28 ; заявл. 12.05.2014 ; опубл. 27.10.2015 ; Б. и. № 30.
38. Криворучко Ю. Т., Жихарев В. П., Зазерский Л. К. [и др.]. Проблемы развития перспективных средств инструментального захода на посадку воздушных судов // Радио-промышленность. 2015. Вып. 4. С. 107—118.
39. Криворучко Ю. Т., Ершов Г. А., Жихарев В. П. [и др.]. Проблемы разработки и внедрения перспективных средств инструментального захода на посадку воздушных судов. В сб. : Труды восьмой общероссийской научно-практической конференции «Инновационные технологии и технические средства специального назначения». Санкт-Петербург, 2015. С. 146—152.
40. Криворучко Ю. Т., Музелин Ю. Н., Сеницын В. А. Методология модернизации специализированной бортовой ЦВМ ближней навигации и посадки для высокоманевренных летательных аппаратов. В сб. : Труды восьмой общероссийской научно-практической конференции «Инновационные технологии и технические средства специального назначения». Санкт-Петербург, 2015. С. 187—194.
41. Криворучко Ю. Т., Ершов Г. А., Музелин Ю. Н. [и др.]. Комплекс А-331-06М, работающий в отечественном и международном диапазоне волн для отладки и проведения испытаний ПРМГ-ОМД. В сб. : Труды девятой общероссийской научно-практической конференции «Инновационные технологии и технические средства специального назначения». Санкт-Петербург, 2016. Том 1. С. 291—297.
42. Криворучко Ю. Т., Ершов Г. А., Максименко М. Д. [и др.]. Радиомаячная система инструментального захода воздушных судов на посадку II категории дециметрового диапазона волн ПРМГ-ОМД. В сб. : Труды девятой общероссийской научно-практической конференции «Инновационные технологии и технические средства специального назначения». Санкт-Петербург, 2016. Том 1. С. 297—304.
43. Криворучко Ю. Т., Зархи А. И., Максименко М. Д. [и др.]. Исследования принципов построения каналов обработки сигналов АПД в РСБН и ПРМГ. В сб. : Труды девятой общероссийской научно-практической конференции «Инновационные технологии и технические средства специального назначения». Санкт-Петербург, 2016. Том 1. С. 315—326.

44. Криворучко Ю. Т., Ершов Г. А., Сеницын В. А. [и др.]. Принципы построения бортовых поисково-слеющих измерителей координат воздушных судов. В сб. : Труды десятой общероссийской научно-практической конференции «Инновационные технологии и технические средства специального назначения». Санкт-Петербург, 2017. Том 1. С. 317—325.
45. Криворучко Ю. Т., Зазерский Л. К., Сеницын В. А. [и др.]. Помехоустойчивость каналов АПД и измерения дальности в системе ПРМГ-ОМД. В сб. : Труды десятой общероссийской научно-практической конференции «Инновационные технологии и технические средства специального назначения». Санкт-Петербург, 2017. Том 1. С. 330—336.
46. Криворучко Ю. Т., Мясников С. А., Сеницын В. А. Особенности построения и основные характеристики радиотехнических систем ближней навигации. В сб. : Труды десятой общероссийской научно-практической конференции «Инновационные технологии и технические средства специального назначения». Санкт-Петербург, 2017. Том 1. С. 342—345.
47. Криворучко Ю. Т., Музелин Ю. Н., Мясников С. А. [и др.]. Радиационно-устойчивая одноплатная специализированная ЦВМ для бортового навигационного комплекса 5-го поколения. В сб. : Труды десятой общероссийской научно-практической конференции «Инновационные технологии и технические средства специального назначения». Санкт-Петербург, 2017. Том 1. С. 345—354.
48. Криворучко Ю. Т., Мясников С. А., Сеницын В. А. [и др.]. Принципы функционирования радионавигационных каналов радиотехнической системы ближней навигации. В сб. : Труды десятой общероссийской научно-практической конференции «Инновационные технологии и технические средства специального назначения». Санкт-Петербург, 2017. Том 1. С. 354—361.
49. Криворучко Ю. Т., Музелин Ю. Н., Пономаренко Б. В. [и др.]. Принципы построения измерительно-вычислительной системы интегрированной обработки радионавигационных сигналов РСБН, ПРМГ, MLS и GPS/ГЛОНАСС в БНПК 5-го поколения. В сб. : Труды десятой общероссийской научно-практической конференции «Инновационные технологии и технические средства специального назначения». Санкт-Петербург, 2017. С. 361—365.
50. Криворучко, Ю.Т. Периферийные устройства радиационно-устойчивой одноплатной СЦВМ для бортового радионавигационного комплекса 5-го поколения / Ю.Т. Криворучко, Ю.Н. Музелин, В.А. Сеницын и др. // Труды десятой общероссийской научно-практической конференции «Инновационные технологии и технические средства специального назначения». - Санкт-Петербург.-2017.- С.365-375.
51. Криворучко Ю. Т., Ершов Г. А., Король В. М. [и др.]. Радиомаячная система инструментального захода воздушных судов на посадку категории II для работы в дециметровом отечественном и международном диапазонах волн ПРМГ-ОМД // Новости навигации. 2017. № 1. С. 16—19.
52. Криворучко Ю. Т., Беззубов В. Ф., Музелин Ю. Н. Обеспечение информационно-функциональной безопасности магистрально-модульных бортовых навигационно-посадочных комплексов специального назначения // Научные исследования в космических исследованиях Земли. 2018. Том 10, № 6. С. 4—18.
53. Криворучко Ю. Т., Музелин Ю. Н., Пономаренко Б. В. Совершенствование систем и средств посадки высокоманевренных летательных аппаратов классов 4++ и 5 // Новости навигации. 2018. № 3. С. 17—26.
54. Криворучко Ю. Т., Ершов Г. А., Сеницын В. А. Особенности построения и основные ТТХ нового посадочного радиолокатора ПРЛ-27С // Новости навигации. 2018. № 4. С. 27—33.

55. Криворучко Ю. Т., Рожко Б. Т., Сеницын В. А. [и др.]. Облик мобильного комплексного стенда испытаний ПРМГ-ОМД в ближней зоне. В сб. : Труды одиннадцатой общероссийской научно-практической конференции «Инновационные технологии и технические средства специального назначения». Санкт-Петербург, 2018. Том 2. С. 66—70.
56. Криворучко Ю. Т., Рожко Б. Т., Сеницын В. А. [и др.]. Методы оценки параметров ПРМГ-ОМД в ближней зоне с помощью мобильного комплексного стенда испытаний. В сб. : Труды одиннадцатой общероссийской научно-практической конференции «Инновационные технологии и технические средства специального назначения». Санкт-Петербург, 2018. Том 2. С. 70—72.
57. Криворучко Ю. Т., Рожко Б. Т., Сеницын В. А. [и др.]. Программно-аппаратная реализация алгоритмов в КСИ для испытаний ПРМГ-ОМД и сертификации бортовой аппаратуры навигации и посадки. В сб. : Труды одиннадцатой общероссийской конференции «Инновационные технологии и технические средства специального назначения». Санкт-Петербург, 2018. Том 2. С. 72—75.
58. Криворучко Ю. Т., Ершов Г. А., Сеницын Е. А. [и др.]. Анализ помех, воздействующих на систему навигации и посадки РСБН/ПРМГ с помощью комплексного стенда испытаний. В сб. : Труды двенадцатой общероссийской конференции «Инновационные технологии и технические средства специального назначения». Санкт-Петербург, 2019. Том 2. С. 121—128.
59. Криворучко Ю. Т., Музелин Ю. Н., Сеницын Е. А. [и др.]. Когнитивные бортовые магистрально-модульные системы обработки радионавигационных сигналов. В сб. : Труды двенадцатой общероссийской конференции «Инновационные технологии и технические средства специального назначения». Санкт-Петербург, 2019. Том 2. С. 148—154.
60. Криворучко Ю. Т., Максименко М. Д., Король В. М. [и др.]. Перспективные комплексы навигации, посадки и контроля безопасности полетов орбитальных космических кораблей многоразового использования // Вестник Балтийского государственного технического университета ВОЕНМЕХ. 2019. № 1-2. С. 61—65.
61. Криворучко Ю. Т., Сеницын В. А., Сеницын Е. А. [и др.]. Бортовые устройства поиска, обнаружения и измерения параметров радионавигационных сигналов : учебное пособие. Санкт-Петербург: Балт. гос. техн. ун-т, 2019. 75 с.
62. Криворучко, Ю.Т. Бортовые устройства обработки радионавигационных измерений и их модернизация / Ю.Т. Криворучко, Ю.Н. Музелин, В.А. Сеницын и др. // Балт. гос. техн. ун-т.- Санкт-Петербург.-2019.-51с.
63. Криворучко Ю. Т., Музелин Ю. Н., Беззубов В. Ф. [и др.]. Навигационный вычислитель в составе ПНК самолета. В сб. : Труды тринадцатой общероссийской научно-практической конференции. В 2 т. Сер. «Библиотека журнала ВОЕНМЕХ. Вестник БГТУ». 2021. № 71. С. 213—222.
64. Криворучко Ю. Т., Музелин Ю. Н., Беззубов В. Ф. [и др.]. Структура и алгоритмы поисково-слеящего измерителя. В сб. : Труды тринадцатой общероссийской научно-практической конференции. В 2 т. Сер. «Библиотека журнала ВОЕНМЕХ. Вестник БГТУ», 2021. № 71. С. 223—232.
65. Криворучко Ю. Т., Музелин Ю. Н., Беззубов В. Ф. [и др.]. Алгоритмы комплексной обработки данных ИНС и РСБН в БНПК. В сб. : Труды тринадцатой общероссийской научно-практической конференции. В 2 т. Сер. «Библиотека журнала ВОЕНМЕХ. Вестник БГТУ», 2021. № 71. С. 232—238.
66. Криворучко Ю. Т., Музелин Ю. Н., Беззубов В. Ф. [и др.]. Концепция интегрированной модульной авионики в БНПК. В сб. : Труды тринадцатой общероссийской научно-практической конференции. В 2 т. Сер. «Библиотека журнала ВОЕНМЕХ. Вестник БГТУ», 2021. № 71. С. 238—251.

67. Криворучко Ю. Т., Музелин Ю. Н., Беззубов В. Ф. [и др.]. Реконфигурация структуры в двухмашинных вычислительных комплексах. В сб. : Труды тринадцатой общероссийской научно-практической конференции. В 2 т. Сер. «Библиотека журнала ВОЕНМЕХ. Вестник БГТУ», 2021. № 71. С. 251—264.
68. Криворучко Ю. Т., Музелин Ю. Н., Беззубов В. Ф. [и др.]. Мезонинные платформы для ИМА БНПК. В сб. : Труды тринадцатой общероссийской научно-практической конференции. В 2 т. Сер. «Библиотека журнала ВОЕНМЕХ. Вестник БГТУ», 2021. № 71. С. 265—277.
69. Криворучко Ю. Т., Липаков Н. Е., Мурсалов Д. Л., Шатраков Ю. Г. Радионавигационные системы ближней навигации и посадки с когнитивной обработкой радионавигационных сигналов. В сб. по материалам V Всероссийской науч.-практ. конф. «Авионика» (23—25 ноября 2021 г.). Воронеж: ВУНЦ ВВС «ВВА», 2021. С. 141—144.
70. Криворучко Ю. Т., Шатраков Ю. Г. Микроволновая система маневренных самолетов государственной авиации на принципах когнитивной обработки // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2023. Т. 6, № 3. С. 294—307.
71. Криворучко Ю. Т., Король В. М., Княжский А. Ю., Шатраков Ю. Г. Принципы перехода отечественной системы ближней навигации и посадки в сантиметровый диапазон волн // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2024. Т. 7, № 4. С. 706—719.
72. Криворучко Ю. Т., Шатраков Ю. Г. Создание микроволновой радиомаячной инструментальной системы посадки для высокоманевренных самолетов в СССР // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2024. Т. 7, № 4. С. 780—797.

Сведения об авторе

Криворучко Юрий Тимофеевич, доктор технических наук, профессор Санкт-Петербургского государственного университета гражданской авиации, главный конструктор направления интегрированных систем навигации и посадки АО «Обуховский завод», г. Санкт-Петербург, Российская Федерация.

Fifty Years in the Troops of All-Union Scientific Research Institute of Radio Equipment

Yu. T. Krivoruchko

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

*JRS «Obukhovskay Plant»
120, Obukhovskoy Oborony Ave., St. Peterburg, 192012, Russian Federation
krivoruchko.yuri@mail.ru*

Received: May 26, 2025

Peer-reviewed: June 2, 2025

Accepted: June 2, 2025

Abstract: *The author of the article, Doctor of Technical Sciences, Professor of the Department of Radioelectronic Systems of the Saint Petersburg State University of Civil Aviation, examined his research activities in the position of Chief Designer of the Integrated Navigation and Landing Systems Department, which took place over 50 years of work at VNIIRA (1975–2025).*

Keywords: *radio systems of short-range navigation, numerical computer, helicopter, digital processing, civil aviation, cognitive processing, integral module avionics.*

For citation (IEEE): Yu. T. Krivoruchko, “Fifty Years in the Troops of All-Union Scientific Research Institute of Radio Equipment,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 8, no. 5, pp. 835–860, 2025, doi: 10.21227/ewe2-yr68. (In Russ.).

Information about the author

Yuri T. Krivoruchko, Doctor of Technical Sciences, Professor of the St. Petersburg State University of Civil Aviation, Chief Designer of the Integrated Navigation and Landing Systems Department of JSC “Obukhov Plant”, St. Petersburg, Russian Federation.