

ИНФОРМАЦИОННЫЕ и РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ

2025

Том 8

№ 4

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)

Обухов И. А.

Некоторые особенности резонансно-туннельного диода
на основе нанопроводов 525

Копытин В. Е., Кононов А. А., Усков Г. К.

Аналитическое вычисление векторной импульсной характеристики
круглой апертуры с учетом влияния граничной волны 541

Серегина Е. А., Кононов А. А., Усков Г. К.

Моделирование неплоской апертуры с цилиндрической симметрией
на основе точного решения уравнения Гельмгольца 555

Электроника, фотоника, приборостроение и связь (2.2)

Аверина Л. И., Гутерман Н. Е.

Формирование разреженной модели цифрового корректора на основе
Байесовского обучения с априорным распределением Джеффриса 569

Аверина Л. И., Завгородний И. В.

Двухканальные системы для линеаризации передающего СВЧ тракта 588

Петров Ю. В., Аникин С. Н., Лужков Л. А.,

Максеев И. А., Прошнов М. И., Рогожин В. А.

Информационная матрица Фишера в задаче однопозиционного
определения местоположения неподвижных источников излучения
в пассивных навигационных системах 600

Андреев Ю. А., Смирнов С. С., Ковальчук О. Б.

Калибровка детектора для регистрации мощного СВЧ излучения 615

Овчинникова Е. В., Филимонов А. Д., Кондратьева С. Г.,

Шмачилин П. А., Гаджиев Э. В., Фам Ван Винь

Вращающееся сочленение на основе возбудителя моды E_{01}
для антенн с механическим сканированием 630

История науки и техники (5.6.6)

Пестриков В. М.

Исследования по электрическим лампам накаливания
в General Electric Company 644

Ермолов П. П.

История испытаний систем радиолокации на Черноморском флоте.
РЛС общего обнаружения 666

INFOCOMMUNICATIONS and RADIO TECHNOLOGIES

2025

Vol. 8

No. 4

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

I. A. Obukhov	
Some Features of Resonant-Tunneling Diode Based on Nanowires	525
V. E. Kopytin, A. A. Kononov and G. K. Uskov	
Analytical Vector Impulse Response Calculation for a Circular Aperture, Taking into Account the Boundary Wave Influence	541
E. A. Seregina, A. A. Kononov, and G. K. Uskov	
Modeling a Non-Planar Aperture with Cylindrical Symmetry Based on the Exact Solution of the Helmholtz Equation	555

Electronics, photonics, instrumentation and communications

L. I. Averina and N. E. Guterman	
Jeffreys Prior Based Sparse Bayesian Learning for Digital Predistortion of Power Amplifiers	569
L. I. Averina and I. V. Zavgorodniy	
Two-Channel Systems for Linearization of the Microwave Transmission Path	588
Yu. V. Petrov, S. N. Anikin, L. A. Luzhkov,	
I. A. Makeev, M. I. Proshnov, and V. A. Rogozhin	
The Fisher Information Matrix in the Problem of Single-Position Radiation Sources Localization in Passive Navigation Systems	600
Yu. A. Andreev, S. S. Smirnov, and O. B. Kovalchuk	
Calibration of the Detector for Registration of High-Power Microwave Radiation	615
E. V. Ovchinnikova, A. D. Filimonov, S. G. Kondratyeva,	
P. A. Shmachilin, E. V. Gadzhiev, and Pham Van Vinh	
Rotary Joint Based on E01-mode Exciter for Antennas with Mechanical Scanning	630

History of science and technology

V. M. Pestrikov	
Research on Electric Incandescent Lamps in General Electric Company	644
P. P. Yermolov	
History of Testing of Radar Systems in the Black Sea Fleet. General Detection Radar	666

Некоторые особенности резонансно-туннельного диода на основе нанопроводов

Обухов И. А.

Научно-производственное предприятие «Радиотехника»

5-й Донской проезд, д. 15, стр. 11, г. Москва, 115419, Российская Федерация

iao001@mail.ru

Получено: 26 апреля 2025 г.

Отрецензировано: 3 мая 2025 г.

Принято к публикации: 3 мая 2025 г.

Аннотация: Проанализированы особенности электрических характеристик резонансно-туннельного диода, сформированного из планарных нанопроводов из антимонида индия. Показано, что в таком приборе интерференция электронных волн помимо резонансного туннелирования может проявляться в колебаниях концентрации электронов и электрического заряда. Это явление может наблюдаться при комнатной температуре, что делает его перспективным для использования в квантовых вычислениях.

Ключевые слова: резонансное туннелирование, нанопровод, антимонид индия (InSb), интерференция электронных волн, квантовые вычисления.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Обухов И. А. Некоторые особенности резонансно-туннельного диода на основе нанопроводов // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2025. Т. 8, № 4. С. 525—540.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Обухов, И. А. Некоторые особенности резонансно-туннельного диода на основе нанопроводов / И. А. Обухов // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. — 2025. — Т. 8, № 4. — С. 525—540.

1. Введение

В статье [1] приведены результаты расчетов характеристик резонансно-туннельных диодов (РТД) на основе планарных нанопроводов (НП РТД) из антимонида индия и показано, как на эти характеристики влияют изменения поперечных размеров элементов структур. Размеры прибора таковы, что внутри него локализовано всего несколько электронов. Поэтому по сравнению с обычными РТД, выполненными на вертикальных гетероструктурах [2—6], от НП РТД [1, 7, 8] следует ожидать ряда особенностей, обсуждению которых посвящена эта работа.

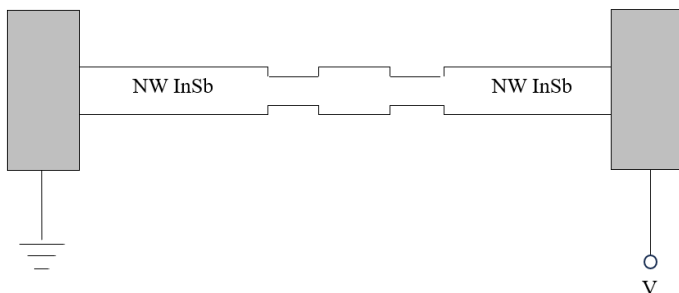


Рис. 1. Резонансно-туннельная структура из *InSb* нанопроводов различного поперечного сечения, вид сверху.

Fig. 1. Resonant-tunneling structure consisting of the *InSb* nanowires with different cross section areas, top view

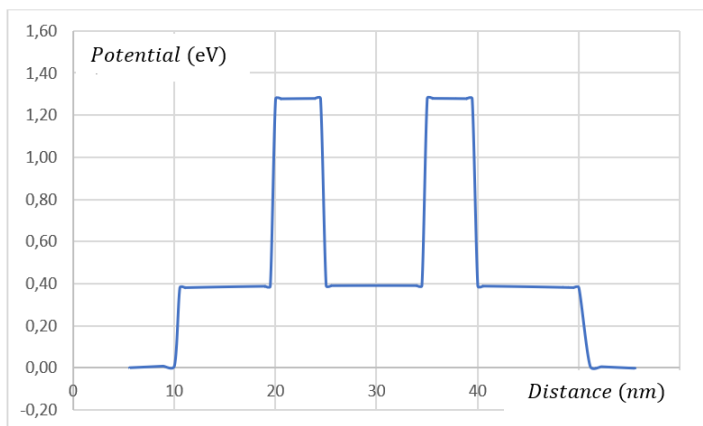


Рис. 2. Потенциальный рельеф для электронов в НП РТД при нулевом напряжении.

Fig. 2. Potential for electrons in NW RTD under condition of zero voltage

На рис. 1 показан вид сверху НП РТД, для которого производились расчеты. Контактные области прибора представляют собой двумерный электронный газ в слое антимонида индия толщиной 20 нм (направление перпендикулярно рисунку) в гетероструктуре *AlInSb/InSb/GaAs*, которую предлагается использовать для изготовления диода [9, 10]. Предполагается, что нанопровода, из которых состоит НП РТД, сформированы в той же гетероструктуре путем травления. Их поперечные размеры в плоскости рисунка 10 нм для широких и 5 нм для узких проводов. Потенциальным барьерам соответствуют нанопровода меньшего поперечного сечения (см. рис. 2). Продольные размеры элементов структуры: левый и правый широкие нанопровода — 10 нм, потенциальные барьеры — по 5 нм, потенциальная яма — 10 нм.

2. Особенности прибора

На рис. 3 представлена рассчитанная при комнатной температуре вольтамперная характеристика (ВАХ) НП РТД. Обращают на себя внимание очень малые значения плотности тока при напряжениях, меньших напряжения пика $V_p = 1,45$ В. Вплоть до напряжения в один вольт плотность тока составляет $0,01 - 0,1 \text{ A} \cdot \text{cm}^{-2}$. Для РТД на основе вертикальных гетероструктур характерны значительно большие плотности токов и более быстрый их рост при малых напряжениях [5, 6].

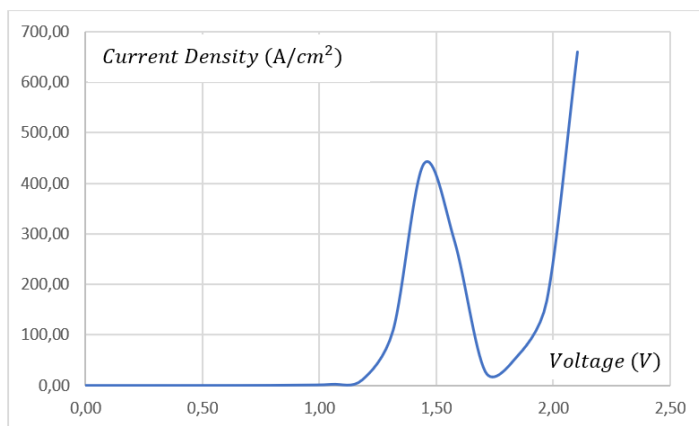


Рис. 3. Вольтамперная характеристика НП РТД, рассчитанная при комнатной температуре.

Fig. 3. Current-Voltage characteristic of NW RTD calculated under condition of room temperature

Эта и другие особенности НП РТД является следствиями дискретности энергетического спектра электронов в нанопроводах. Для его точного вычисления необходимо самосогласованное решение трехмерных уравнений Пуассона, Шредингера и переноса [11]. Мы здесь будем пользоваться приближенными оценками и решениями одномерной модели, которые позволяют дать полукачественное описание, достаточное для понимания функционирования прибора.

Потенциальный рельеф, представленный на рис. 2, формируется за счет увеличения эффективной ширины запрещенной зоны в полупроводнике на величину энергии первого уровня размерного квантования, которая для нанопровода из InSb с поперечным сечением в 200 nm^2 составляет примерно $0,37$ эВ. Второй разрешенный уровень энергии в таком нанопроводе отстоит от дна зоны проводимости уже на $1,26$ эВ, а от первого уровня — на $0,89$ эВ.

Первый уровень энергии резонансного туннелирования E_{T1} при нулевом приложенном напряжении составляет (см. рис. 4) примерно $0,54$ эВ.

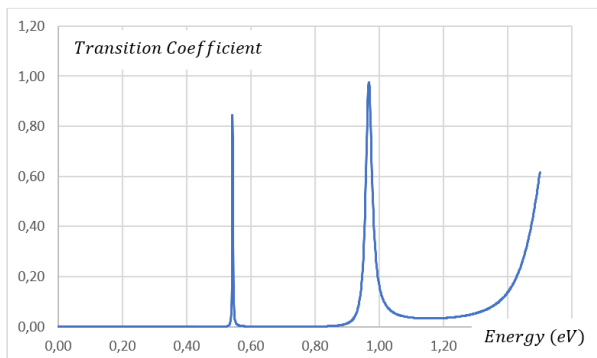


Рис. 4. Коэффициент прохождения электронов через потенциальный рельеф, показанный на рис. 2.

Fig. 4. Transition coefficient of electrons through potential relief demonstrated on Fig. 2

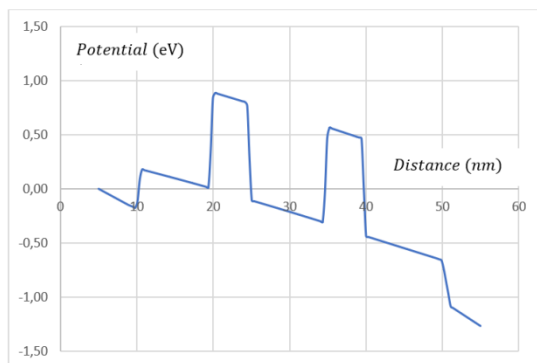


Рис. 5. Потенциальный рельеф для электронов в НПРТД при напряжении 1,3 В.

Fig. 5. Potential for electrons in NW RTD when $V=1,3$ V

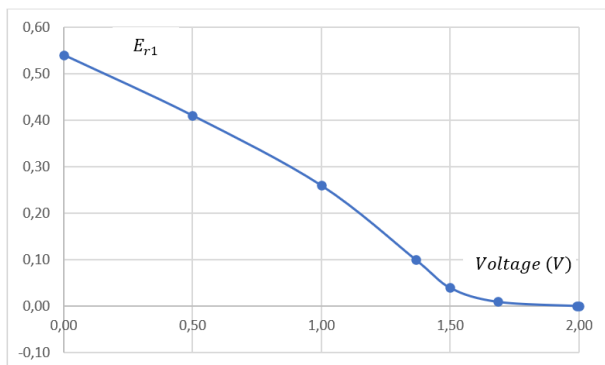


Рис. 6. Энергия первого резонансного уровня НПРТД как функция приложенного напряжения.

Fig. 6. Energy of the first resonant level in NW RTD as a function of bias voltage

Он отделен от первого и второго уровней размерного квантования в широком нанопроводе энергетическими зазорами в 0,17 эВ и 0,72 эВ соответственно, которые многократно превышают энергию тепловых флуктуаций $k_B T$ при комнатной температуре, равную примерно 0,026 эВ (здесь k_B — постоянная Больцмана, T — абсолютная температура). В связи с таким расположением E_{r1} и малым количеством разрешенных состояний электронов в структуре с энергиями большими 0,37 эВ и меньшими 0,54 эВ плотность тока через прибор мала до тех пор, пока приложенное напряжение не исказит потенциал достаточным образом и не снизит E_{r1} до значений, близких к $k_B T$ (см. рис. 5 и 6).

Второй уровень энергии резонансного туннелирования электронов в НП РТД E_{r2} при нулевом приложенном напряжении составляет (см. рис. 4) примерно 0,97 эВ. Он отделен от E_{r1} и уровней размерного квантования достаточно большими энергетическими зазорами. Его влияние на ВАХ прибора начинает проявляться при напряжениях более 1,5 В (см. рис. 7) и приводит к быстрому возрастанию плотности тока (см. рис. 3 и 8) и появлению второго участка с отрицательной дифференциальной проводимостью.

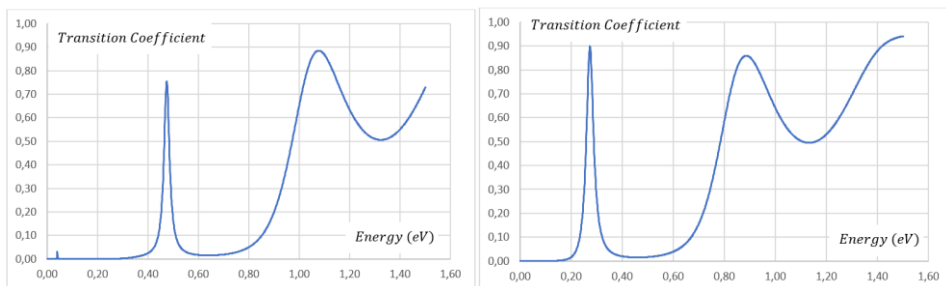


Рис. 7. Коэффициент прохождения электронов через НП РТД при $V=1,5$ В (слева) и $V=2$ В (справа).

Fig. 7. Transition coefficient of electrons through NW RTD under conditions of $V=1,5$ V (left curve) and $V=2$ V (right curve)

На рис. 7 видно, как первый резонансный уровень энергии сначала смещается в сторону меньших энергий, а затем, с ростом напряжения, совсем исчезает. При этом коэффициент прохождения электронов через НП РТД при энергии равной E_{r1} уменьшается, как показано на рис. 9. Параллельно, E_{r2} также смещается в сторону меньших энергий и, как следствие, заполнение его электронами увеличивается, что является причиной быстрого роста плотности тока через прибор.

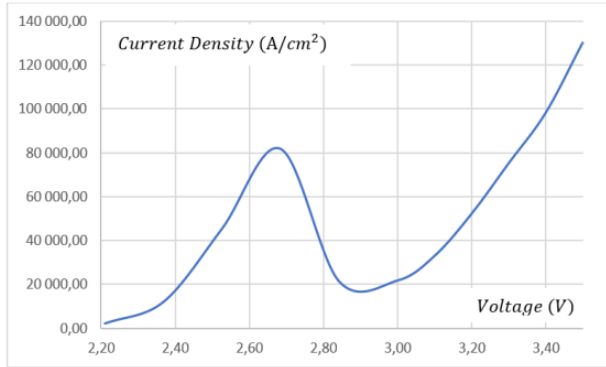


Рис. 8. Вольтамперная характеристика НП РТД при напряжениях более 2 В, рассчитанная при комнатной температуре, второй участок с отрицательной дифференциальной проводимостью.

Fig. 8. Current-Voltage characteristic of NW RTD when voltage more than 2 V calculated under condition of room temperature, the second segment with negative differential conductivity

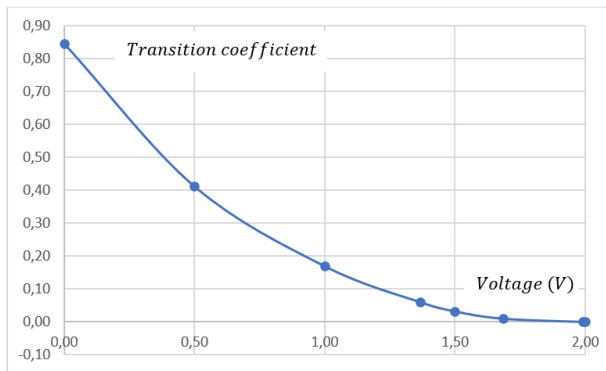


Рис. 9. Коэффициент прохождения электронов через НП РТД при энергии, равной E_{r1} .

Fig. 9. Transition coefficient for electrons with energy equal E_{r1} in NW RTD

Состояния электронов с энергиями между первым и вторым уровнями размерного квантования вырождены по значениям квазиимпульсов k_l и k_r вдоль структуры для электронов, попадающих в НП РТД из левого и правого контактов соответственно, а также по направлениям проекции спина на некоторую фиксированную ось. Степень вырождения энергии электронов в РТД на основе вертикальных гетероструктур существенно выше, поскольку добавляется еще вырождение по перпендикулярным к направлению переноса заряда составляющим квазиимпульса, что подробно проанализировано в книге [12].

Обозначим через $U(x)$ функцию, описывающую потенциальный рельеф для электронов в НП РТД. Точки x_l и x_r будем считать соответствующими левому и правому омическим контактам к структуре. Требования к их корректному выбору описаны в [12].

Для состояний электронов с энергией $E > U(x_l)$ в областях $x \leq x_l$ и $x \geq x_r$ справедливы следующие выражения для волновых функций

$$\begin{aligned}\Psi_l(t, x; E) &= [\exp\{ik_l(x - x_l)/\hbar\} - \\ &\quad + R(E)^{1/2}\exp\{-ik_l(x - x_l)/\hbar + i\varphi_l(E)\}]\exp\{-iEt/\hbar\}, x \leq x_l, \\ \Psi_l(t, x; E) &= (k_l/k_r)^{1/2}T(E)^{1/2} \\ &\quad \exp\{ik_r(x - x_r)/\hbar + i\chi_l(E)\}\exp\{-iEt/\hbar\}, x \geq x_r. \quad (1)\end{aligned}$$

Для состояний электронов с энергией $E > U(x_r)$ в тех же областях для волновых функций имеем

$$\begin{aligned}\Psi_r(t, x; E) &= [\exp\{-ik_r(x - x_r)/\hbar\} - \\ &\quad + R(E)^{1/2}\exp\{-ik_r(x - x_r)/\hbar + i\varphi_r(E)\}]\exp\{-iEt/\hbar\}, x \geq x_r, \\ \Psi_r(t, x; E) &= (k_r/k_l)^{1/2}T(E)^{1/2} \\ &\quad \exp\{-ik_l(x - x_l)/\hbar + i\chi_r(E)\}\exp\{-iEt/\hbar\}, x \leq x_l. \quad (2)\end{aligned}$$

Выражения (1) и (2) описывают падающие, отраженные и прошедшие через НП РТД электронные волны. Квазиимпульсы $k_{l,r}$ связаны с энергией и потенциалом следующими соотношениями

$$k_{l,r} = [2m^*(E - U(x_{l,r}))]^{1/2}. \quad (3)$$

Предполагается, что в случаях, когда для прошедшей волны энергия становится меньше, чем потенциал, квадратный корень из -1 переходит в мнимую единицу i , что обеспечивает экспоненциальное затухание прошедших через НП РТД электронных волн в областях $x > x_r$ и $x < x_l$.

В формулах (1—3): $\hbar$ — приведенная постоянная Планка; m^* — эффективная масса электронов; $T(E)$ и $R(E)$ — коэффициенты прохождения электрона с энергией E через потенциал $U(x)$ и его отражения от этого потенциала; $\varphi_{l,r}(E)$ и $\chi_{l,r}(E)$ — фазы волновых функций отраженного и прошедшего электронов относительно фазы падающего, которая выбрана равной нулю.

Коэффициенты прохождения и отражения электронов с энергией E связаны соотношением

$$T(E) + R(E) = 1, \quad (4)$$

которое является очевидным следствием сохранения потоков вероятности для левых и правых электронов, равных

$$j_l(E) = k_l T(E)/m^*, j_r(E) = -k_r T(E)/m^*. \quad (5)$$

Эти выражения входят в формулы для плотности тока в НП РТД [6, 12].

Концентрация электронов существенно влияет на потенциальный рельеф в структуре. Она определяется суммой квадратов модулей волновых функций правых и левых электронов, для которых в точках x_r и x_l получаются простые выражения

$$|\Psi_l(t, x_l; E)|^2 + |\Psi_r(t, x_l; E)|^2 = 2 - T(E)[1 - k_r/k_l] + 2[1 - T(E)]^{1/2} \cos(\varphi_l(E)), \quad (6)$$

$$|\Psi_l(t, x_r; E)|^2 + |\Psi_r(t, x_r; E)|^2 = 2 - T(E)[1 - k_l/k_r] + 2[1 - T(E)]^{1/2} \cos(\varphi_r(E)). \quad (7)$$

Из этих формул следует, что интерференция падающей и отраженной электронных волн может изменять локальную концентрацию квазичастиц. Влияние интерференции отсутствует в случае, когда фазы $\varphi_{l,r}(E)$ — случайные величины, и в среднем по случайному процессу косинусы от них можно считать равными нулю. Случайными фазы становятся из-за стохастического рассеяния электронов на фононах, примесях, дефектах кристаллической решетки, друг на друге и т. д.

Время τ_{dc} , характеризующее процессы случайного рассеяния в совокупности, будем называть временем фазовой декогеренции. Его можно оценить, используя простую формулу

$$\tau_{dc} = \hbar/k_B T. \quad (8)$$

При комнатной температуре $\tau_{dc} \approx 2,57 \cdot 10^{-14}$ с.

Также можно ввести и длину фазовой декогеренции, определенную как

$$L_{dc}(E) = \tau_{dc} k(E)/m^*. \quad (9)$$

Здесь $k(E)$ — квазиимпульс электрона с энергией E в контактной области. Величина L_{dc} зависит от энергии электрона, его эффективной массы и приложенного к структуре напряжения, искажающего потенциальный рельеф. Для первого резонансного уровня энергии в рассматриваемом НП РТД на основе нанопроводов из антимонида индия $L_{dc} \sim 100$ нм при $T = 300^\circ\text{K}$. Столь большие значения длины фазовой декогеренции позволяют надеяться на возможность наблюдения квантовой интерференции в НП РТД при комнатной температуре.

Для процесса декогеренции фазы примем простейшую модель. Будем считать, что если в системе отсутствует перенос электронов, то время τ_{dc} описывает стремление $\cos(\varphi_{l,r}(E))$ к нулю по закону

$$\exp\{-t/\tau_{dc}\},$$

где t — время, отсчитываемое от момента, когда фазу можно считать определенной. Если же в системе присутствует направленный поток квазичастиц, то и для них декогеренция фазы по отношению к начальной происходит при прохождении расстояния порядка L_{dc} , что выражается в стремлении $\cos(\varphi_{l,r}(E))$ к нулю по закону

$$\exp\{-L/L_{dc}(E)\},$$

где L — расстояние, пройденное квазичастицей от точки, в которой фаза была определена. Детальное описание различных моделей декогеренции в квантовых системах можно найти в книге [13].

Из формул (5), (6) и (7) следует, что интерференция электронных волн не влияет на плотность тока в приборе, но может изменить концентрацию носителей заряда. Чтобы имелась хотя бы принципиальная возможность наблюдать такое изменение, необходим «инструмент», позволяющий регулировать фазу φ_l или φ_r . Таковым может быть, например, полевой затвор (см. рис. 10), изменяющий потенциальный рельеф в нанопроводе перед правым контактом. Как следует из расчетов, представленных в работе [1], понижение уровня потенциала в этой области практически никак не влияет на ВАХ прибора при $V \geq 0$. Однако такое понижение должно повлиять на фазы электронов, попадающих в НП РТД из правого контакта. Далее в расчетах полагалось, что длина контакта к затвору равняется 8 нм, промежуток между этим контактом и нанопроводом заполнен *AlInSb* и составляет 5 нм.

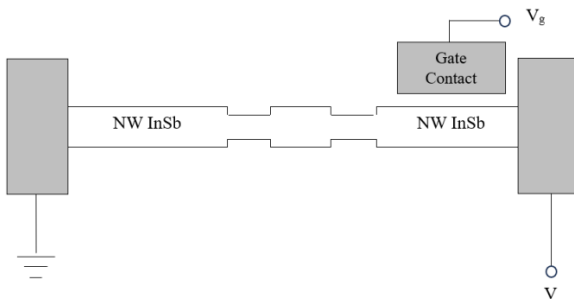


Рис. 10. Резонансно-туннельная структура из *InSb* нанопроводов различного поперечного сечения с полевым затвором, вид сверху.

Fig. 10. Resonant-tunneling structure consisting of the *InSb* nanowires with different cross section areas and field gate, top view

Выберем «рабочую точку» на ВАХ, представленной на рис. 3, в которой плотность тока равна 200 А/см^2 (сила тока — $0,4 \text{ нА}$). Ей соответствуют три значения напряжения $V_1 = 1,368 \text{ В}$, $V_2 = 1,684 \text{ В}$, $V_3 = 1,990 \text{ В}$. Напряжение V_2 находится на участке ВАХ с отрицательной дифференциальной проводимостью. При каждом из указанных напряжений вычислим концентрации электронов в точке x_r при различных значениях напряжения на затворе V_g . Результаты вычисления показаны на рис. 11—13.

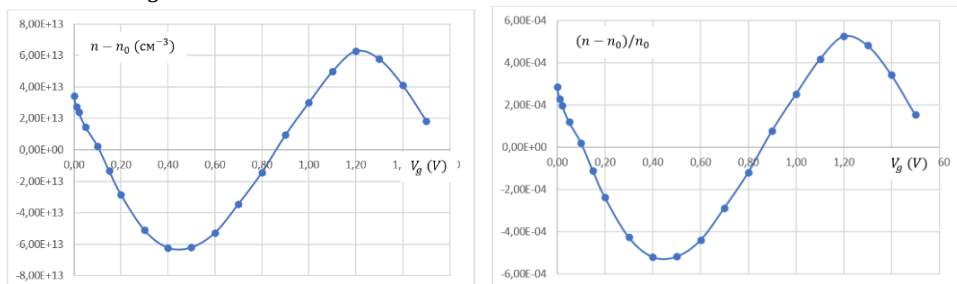


Рис. 11. Разность концентраций электронов в точке x_r , вычисленных с учетом (n) и без учета (n_0) интерференции при $V = V_1 = 1,368 \text{ В}$.

Fig. 11. Difference between electron concentrations calculated with taken to account the interference (n) and without it (n_0) when $V = V_1 = 1,368 \text{ В}$

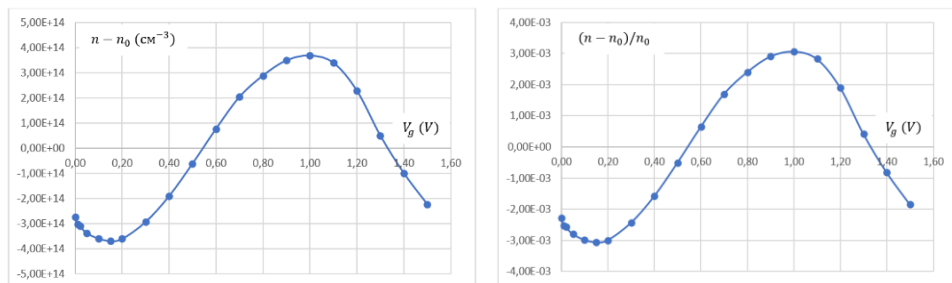


Рис. 12. Разность концентраций электронов в точке x_r , вычисленных с учетом (n) и без учета (n_0) интерференции при $V = V_2 = 1,684 \text{ В}$.

Fig. 12. Difference between electron concentrations calculated with taken to account the interference (n) and without it (n_0) when $V = V_2 = 1,684 \text{ В}$

Видно, что при возрастании напряжения V_g наблюдаются малые близкие к периодическим изменения концентрации электронов вблизи правого контакта НП РТД. Они связаны с интерференцией падающих и отраженных от потенциала U электронов с энергиями, близкими к E_{r1} . Если в расчетах уменьшить длину фазовой декогеренции L_{dc} , то амплитуда колебаний концентрации электронов уменьшается, стремясь к нулю при малых L_{dc} , как показано на рис. 14.

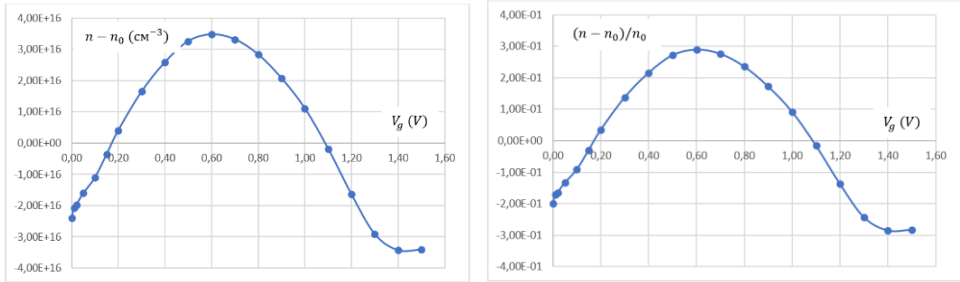


Рис. 13. Разность концентраций электронов в точке x_r , вычисленных с учетом (n) и без учета (n_0) интерференции при $V = V_3 = 1,990$ В.

Fig. 13. Difference between electron concentrations calculated with taken to account the interference (n) and without it (n_0) when $V = V_3 = 1,990$ V

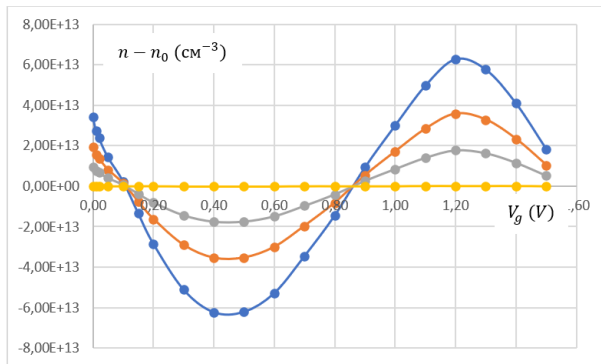


Рис. 14. Разность концентраций электронов в точке x_r , вычисленных с учетом (n) и без учета (n_0) интерференции при $V = V_1 = 1,368$ В и различных длинах декогеренции L_{dc} : 142 нм, 28,4 нм, 14,2 нм, 1,42 нм (кривые снизу вверх).

Fig. 14. Difference between electron concentrations calculated with taken to account the interference (n) and without it (n_0) when $V = V_1 = 1,368$ V and for different decoherence length L_{dc} : 142 nm, 28,4 nm, 14,2 nm, 1,42 nm (curves from bottom to top)

Как следует из результатов, представленных на рис. 11 — 13, амплитуда колебаний концентрации электронов на разных участках ВАХ НП РТД при фиксированной плотности тока (200 А/см^2) различается на порядки. Она минимальна ($\sim 6,3 \cdot 10^{13} \text{ см}^{-3}$) на первом участке с положительной дифференциальной проводимостью, на котором коэффициент прохождения электронов через структуру близок к единице, и максимальна ($\sim 3,5 \cdot 10^{16} \text{ см}^{-3}$) на втором участке возрастания тока, на котором этот коэффициент близок к нулю.

Нетрудно оценить и амплитуду колебаний заряда в правом нанопроводе при изменении напряжения на затворе V_g . В точке V_1 она будет по-

рядка 10^{-23} Кл, в точке V_2 — 10^{-22} Кл, а в точке V_3 — 10^{-20} Кл. Это очень малые значения, которые, тем не менее, можно попробовать измерить. Если напряжение на затворе изменять с частотой в 10 ГГц, то ток смещения, вызванный колебаниями заряда, составит от 1,3 пА в точке V_1 до 0,7 нА в точке V_3 . Такие величины вполне измеримы [14, 15].

Аналогичные интерференционные явления будут наблюдаться, если выбрать «рабочую точку» на втором участке с отрицательной дифференциальной проводимостью. Токи через прибор при этом больше на два порядка, примерно на столько же возрастут амплитуды колебаний концентраций электронов и соответствующие токи смещения.

3. Заключение

В статье представлен теоретический анализ особенностей характеристик резонансно-туннельного диода, сформированного из планарных нанопроводов из антимонида индия (*InSb*). Для такого прибора характерны крайне малая плотность тока ($\sim 0,01 - 0,1 \text{ А} \cdot \text{см}^{-2}$) и сила тока ($\sim 1 - 10 \text{ пА}$), а также медленное их возрастание с ростом напряжения на начальном участке ВАХ. На первом *N*-образном участке ВАХ плотности токов пика и долины ($200 \text{ А} \cdot \text{см}^{-2}$ и $25 \text{ А} \cdot \text{см}^{-2}$) на три порядка меньше, чем у аналогичных приборов, создаваемых на основе вертикальных гетероструктур. Однако на втором *N*-образном участке ВАХ НП РТД эти величины ($8 \cdot 10^4 \text{ А} \cdot \text{см}^{-2}$ и $2 \cdot 10^4 \text{ А} \cdot \text{см}^{-2}$) становятся сравнимы с характерными для обычных РТД.

Основной особенностью НП РТД является принципиальная возможность реализации и наблюдения в этом приборе при комнатной температуре колебаний концентрации и электрического заряда электронов, вызванных интерференцией электронных волн. Дополнение конструкции полевым затвором позволяет, изменяя напряжение на нем, регулировать разность фаз для попадающих в диод из контактов электронов, и электронов, отраженных от потенциального рельефа внутри диода. В результате, при фиксированных плотности тока и напряжении между омическими контактами концентрация электронов в приборе периодически изменяется с возрастанием напряжения на затворе.

Появление достаточных для измерения колебаний концентрации электронов в ПН РТД связано с:

- размерным квантованием энергии электронов, обуславливающим одномерный характер переноса заряда;
- малым количеством квазичастиц в структуре;

— большой длиной фазовой декогеренции (порядка ста нанометров при комнатной температуре) вследствие малой эффективной массы электронов в антимониде индия.

Нетрудно видеть, что приведенные в статье соотношения позволяют построить из отраженных и прошедших через потенциальный рельеф электронных волн набор состояний, образующих сферу Блоха [16]. Поэтому рассмотренные здесь интерференционные явления могут представлять интерес для реализации на их основе квантовых вычислений.

Список литературы

1. Обухов И. А., Обухов И. И. Размерное квантование энергии электронов и потенциальный рельеф // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2025. Т. 8, № 2. С. 195—207.
2. Иогансен Л. В. О возможности резонансного прохождения электронов в кристаллах через системы барьеров // ЖЭТФ. 1963. Т. 45, вып. 2. С. 207—213.
3. Тиходеев Ю. С. О возможности создания СВЧ твердотельных приборов, основанных на квантовых размерных эффектах // Электронная техника. Сер. 2. Полупроводниковые приборы. 1973. Вып. 1. С. 3—34.
4. Tsu R., Esaki L. Tunneling in a finite superlattice // Appl. Phys. Lett. 1973. Vol. 22, no 11. P. 562—564.
5. Solner T. C. L. G., Goodhue W. D., Tannenwald P. E. [et al.]. Resonant tunneling through quantum wells at frequencies up to 2.5 THz // Appl. Phys. Lett. 1983. Vol. 43. P. 588—590.
6. Обухов И. А. Моделирование статических характеристик резонансно-туннельных приборов // Микросистемная техника. 2001. № 2. С. 23—28.
7. Dianov S. A., Obukhov I. A. Simulation of characteristics of nanoelectronics devices based on quantum wires. In : Proc. of NANO-II (Moscow, Russia, Aug. 2—6, 1993). P. 775—790.
8. Абрамов И. И., Климович А. Г., Коломейцева Н. В. Экспрессное моделирование нанорадио и резонансно-туннельных структур на основе углеродных нанотрубок. В сб. : 22-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» — КрыМиКо'2012 (Севастополь, 10—14 сент. 2012 г.). 2012. С. 743—745.
9. Ashley T., Barnes A.R., Buckle L., Datta S. [et al.]. Novel InSb-based quantum well transistors for ultra-high speed, low power logic applications. In : Proceedings. 7th International Conference on Solid-State and Integrated Circuits Technology. 2004, Beijing, China, 2004. Vol. 3. P. 2253—2256.
10. Балабанов В. М., Карушкин Н. Ф., Обухов И. А., Смирнова Е. А. Цифровые схемы на основе квантовых транзисторов // Микроэлектроника. 2021. Т. 50, № 3. С. 190—198.
11. Обухов И. А. Многокомпонентная модель переноса заряда в квантовых полупроводниковых приборах // Нано- и микросистемная техника. 2021. Т. 23, № 1. Стр. 24—31.
12. Обухов И. А. Неравновесные эффекты в электронных приборах. Москва — Киев — Минск — Севастополь : Вебер, 2010. 303 с.
13. Менский М. Б. Квантовые измерения и декогеренция. Модели и феноменология. М. : Физматлит, 2001. 232 с.
14. Михайлова О. А., Антифеев И. Е., Петров Д. Г., Давыдов Р. В. Разработка устройства для измерения пикоамперных токов // Научно-технические ведомости СПбГПУ. Физико-математические науки. 2022. Т. 15, № 3.2. С. 102—106.

15. Microsoft Azure Quantum Interferometric single-shot parity measurement in InAs–Al hybrid devices // Nature. 2025. Vol. 638. P. 651–656.
16. Валиев К. А. Квантовые компьютеры и квантовые вычисления // УФН. 2005. Т. 175. С. 3—39.

Информация об авторе

Обухов Илья Андреевич, доктор физико-математических наук, технический директор АО НПП «Радиотехника», г. Москва, Российская Федерация.

Some Features of Resonant-Tunneling Diode Based on Nanowires

I. A. Obukhov

Scientific-Industrial Company "Radiotechnika"

15, build. 11, 5th Donskoy proezd, Moscow, 115419, Russian Federation
iao001@mail.ru

Received: April 26, 2025
Peer-reviewed: May 3, 2025
Accepted: May 3, 2025

Abstract: The features of the electrical characteristics of a resonant tunneling diode formed from planar indium antimonide nanowires are analyzed. It is shown that in such device, the interference of electron waves, in addition to resonant tunneling, can turn to fluctuations of electron concentration and electric charge. This phenomenon can be observed at room temperature, which makes it promising for use in quantum computing.

Keywords: resonant-tunneling, nanowire, indium antimonide (InSb), electron waves interference, quantum computing.

For citation (IEEE): I. A. Obukhov "Some Features of Resonant-Tunneling Diode Based on Nanowires", *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 8, no. 4, pp. 525–540, 2025, 10.21227/mhet-5g02. (In Russ.).

References

- [1] I. A. Obukhov and I. I. Obukhov, "Dimensional Quantization of Electron Energy and Potential Relief," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 8, no. 2, pp. 195–207, 2025. (In Russ.).
- [2] L. V. Iogansen, "About a Possibility of Resonant Transition of Electrons in Crystals through a System of Barriers," *Soviet Physics JETP*, vol. 18, no. 1, pp. 146–150, 1964.
- [3] Yu. S. Tikhodeev, "About a Possibility the Microwave Solid State Devices Based on Quantum Dimensional Effects Creation," *Elektronnaya Tekhnika. Ser. 2. Poluprovodnikovye Pribori*, iss. 1, pp. 3–34, 1973. (In Russ.).
- [4] R. Tsu and L. Esaki, "Tunneling in a finite superlattice," *Appl. Phys. Lett.*, vol. 22, no. 11, pp. 562–564, 1973.
- [5] T. C. L. G. Solner, W. D. Goodhue, P. E. Tannenwald [et al.], "Resonant tunneling through quantum wells at frequencies up to 2.5 THz," *Appl. Phys. Lett.*, vol. 43, p. 588–590, 1983.
- [6] I. A. Obukhov, "Simulation of Static Characteristics of Resonant-Tunneling Devices," *Mikrosistemnaya Tekhnika*, no 2, pp. 23–28, 2001. (In Russ.).
- [7] S. A. Dianov and I. A. Obukhov, "Simulation of characteristics of nanoelectronics devices based on quantum wires", in *Proc. of NANO-II-1993*, Moscow, pp. 775–790, 1993.
- [8] I. I. Abramov, A. G. Klimovich, and N. V. Kolomeitseva, "Express Simulation of Nanoradio and Resonant-Tunneling Carbon Nanotubes Based Structures", in *22nd Int. Crimean conf. "Microwave and telecommunication technology" – CriMiCo'2012*, Sevastopol, pp. 743–745, 2012. (In Russ.).

- [9] T. Ashley, A. R. Barnes, L. Buckle, S. Datta, [et al.], “Novel InSb-based quantum well transistors for ultra-high speed, low power logic applications”, in *Proceedings 7th International Conference on Solid-State and Integrated Circuits Technology*, Beijing, China, vol. 3, pp. 2253–2256, 2004.
- [10] V. M. Balabanov, N. F. Karushkina, I. A. Obukhov, and E. A. Smirnova, “Digital Circuits Based on Quantum Transistors,” *Russian Microelectronics*, vol. 50, no. 3, pp. 161–169, 2021.
- [11] I. A. Obukhov, “Multicomponent Model of Charge Transport in Quantum Semiconductor Devices,” *Nano- i mikrosistemnaya tekhnika*, vol. 23, no. 1, pp. 24–31, 2021. (In Russ.).
- [12] I. A. Obukhov, *Nonequilibrium effects in electron devices*, Moscow–Kiev–Minsk–Sevastopol: Weber, 2010. (In Russ.).
- [13] M. B. Mensky, *Quantum measurements and decoherence. Models and phenomenology*, Springer Science+Business Media, 2000.
- [14] O. A. Mikhailova, I. E. Antifeev, D. G. Petrov, and R. V. Davydov, “Development of a device for picoampere currents measuring,” *St. Petersburg State Polytechnical University Journal. Physics and Mathematics*, vol. 15, no 3.2, pp. 102–106, 2022.
- [15] Microsoft Azure Quantum, [et al.], Interferometric single-shot parity measurement in InAs–Al hybrid devices,” *Nature*, vol. 638, pp. 651–656. 2025.
- [16] K. A. Valiev, “Quantum computers and quantum computing”, *Physics-Uspekhi*, vol. 48, no 1, pp. 1–36, 2005.

Information about the author

Ilya A. Obukhov, Doctor of Physical and Mathematical Sciences, Technical Director of JSC NPP Radiotekhnika, Moscow, Russian Federation.

Аналитическое вычисление векторной импульсной характеристики круглой апертуры с учетом влияния граничной волны

¹ Копытин В. Е., ² Кононов А. А., ² Усков Г. К.

¹ ООО «Электроком-В»

ул. Остужева, д. 43в, пом. I, офис I, г. Воронеж, 394033, Российская Федерация

² Воронежский государственный университет

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

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

Получено: 19 мая 2025 г.

Отрецензировано: 26 мая 2025 г.

Принято к публикации: 26 мая 2025 г.

Аннотация: В работе рассматривается задача теоретического определения пространственно-временной зависимости импульсного поля, представляющего собой отклик апертуры в виде круглого проводящего диска, равномерно освещенного плоской линейно-поляризованной радиоволной, на сигнал в форме дельта-функции. Отдельное внимание уделяется явлению возникновения в кольцевой приграничной области поверхностных токов с неоднородным распределением направлений. Приведены теоретические соотношения, позволяющие выразить поляризационный множитель как для создаваемой этими токами граничной волны, так и для основного излучения. Исследованы особенности, связанные с векторной природой поля, для каждой компоненты которого составлено соответствующее интегральное выражение импульсной характеристики, при этом все первообразные получены в явном аналитическом виде. Представлены примеры применения полученных выражений, выполнено сравнение с результатами моделирования.

Ключевые слова: СШП антенны, круглая плоская апертура, поляризационный множитель, анализ ближнего поля, кросс-поляризационные составляющие, импульсная характеристика.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Копытин В. Е., Кононов А. А., Усков Г. К. Аналитическое вычисление векторной импульсной характеристики круглой апертуры с учетом влияния граничной волны // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2025. Т. 8, № 4. С. 541—554.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Копытин, В. Е. Аналитическое вычисление векторной импульсной характеристики круглой апертуры с учетом влияния граничной волны / В. Е. Копытин, А. А. Кононов, Г. К. Усков // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2025. — Т. 8, № 4. — С. 541—554.

1. Введение

В современных радиотехнических разработках достаточно большое внимание уделяется апертурным антенным устройствам. Интерес к ним обусловлен, в частности, тем обстоятельством, что именно излучатели указанного типа часто используются в сверхширокополосных (СШП) системах беспроводной связи и локации [1, 2] — в том числе, для излучения сверхкоротких импульсных сигналов. Наиболее прямым методом исследования пространственно-временной зависимости формируемых полей при этом является непосредственное численное моделирование, выполняемое, например, методом конечных элементов в системах типа *CST Studio Suite* и т. п. Следует отметить, что даже при нынешнем уровне развития компьютерных технологий подобные симуляции обычно представляют весьма требовательные к вычислительным мощностям задачи, расчет которых требует больших затрат процессорного времени.

В связи с этим ясна актуальность методов аналитического расчета характеристик излучения апертурных антенн — в особенности для ближней зоны и СШП диапазона сигналов. Один из подходов здесь основан на вычислении импульсных характеристик (ИХ), то есть откликов апертуры на дельта-функцию во временной области [3—5]. Основные результаты методического характера (в плане установления более или менее стандартизированных приемов анализа импульсного поля) здесь уже получены [6, 7], однако, как правило, в классических публикациях по теме в качестве конкретных примеров рассматриваются достаточно простые ситуации (так, апертура обычно предполагается излучающей каждым своим участком волну с одной и той же линейной поляризацией). В то же время, более общие случаи способны демонстрировать эффекты качественно новой природы — например, смену знака ИХ как функции времени (в простых случаях она всегда однополярна) или же наличие дополнительного подразделения пространства возможных расположений точки наблюдения на области с различным ходом процессов (по умолчанию для плоских апертур выделяют только прожекторный луч и область вне его [6]).

В настоящей работе рассматривается модель рефлекторной антенны в виде круговой дисковой апертуры, равномерно облучаемой плоской линейно-поляризованной волной. Как показали предшествующие исследования [8], заметное влияние на поле в данном случае оказывают граничная волна (ГВ), возникающая из-за появления вблизи края апертуры токов с измененными направлениями. Геометрические особенности этой задачи были детально изучены в [9]; здесь же мы сосредоточим основное внимание на получении явного аналитического вида расчетных выражений.

2. Описание постановки задачи и геометрии апертуры

Начнем с краткого описания математической модели круговой апертурной антенны, на основе которой будет строиться дальнейшее изложение. При этом мы будем следовать системе обозначений, введенной в работе [9], для удобства применения достигнутых нами ранее результатов.

Область апертуры S_a свяжем с соответствующей точкой $\mathbf{r}_a = (x_a; y_a; z_a)$, координаты которой используются при взятии поверхностных интегралов и могут быть параметризованы соотношениями

$$x_a = \rho_a \cos \tilde{\varphi}_a, y_a = \rho_a \sin \tilde{\varphi}_a, z_a = 0, \quad \rho_a \in [0; R_a], \quad \tilde{\varphi}_a \in [0; 2\pi], \quad (1)$$

согласно которым S_a является кругом радиуса R_a и расположена в плоскости $z = 0$. Однако в расчетах более удобным оказалось ввести полярные координаты для проекции $\mathbf{p}$ точки наблюдения $\mathbf{r} = (x; y; z)$ на S_a :

$$x = \rho \cos \phi, \quad y = \rho \sin \phi, \quad \rho \geq 0, \quad \phi \in [0; 2\pi], \quad (2)$$

и сместить туда начало отсчета полярного радиуса (ρ_t) для $\mathbf{r}_a$:

$$x_a = x + \rho_t \cos \varphi_a, \quad y_a = y + \rho_t \sin \varphi_a; \quad (3)$$

иллюстрацией может послужить рис. 1.

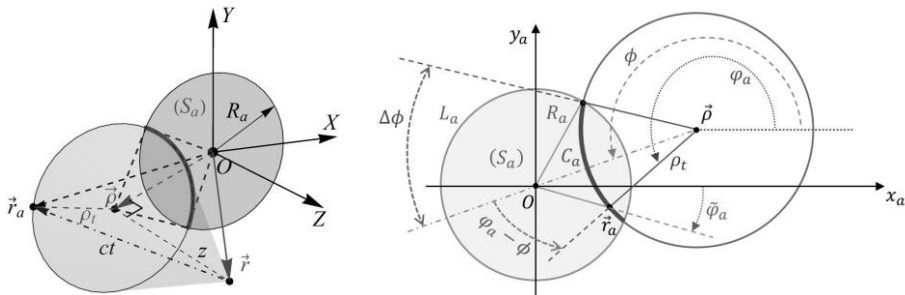


Рис. 1. Геометрия апертуры и параметризация ее точек.

Fig. 1. Geometry of the aperture and parametrization of its points

Вводя вектор $\mathbf{R}$, направленный из $\mathbf{r}_a$ в $\mathbf{r}$, а также его длину R :

$$\mathbf{R} = \mathbf{r} - \mathbf{r}_a = \mathbf{e}_R, \quad R = |\mathbf{R}| = |\mathbf{r} - \mathbf{r}_a|, \quad \mathbf{e}_R = \mathbf{R}/R, \quad (4)$$

можно с учетом (1)—(3) выразить

$$R^2 = \rho_t^2 + z^2 = \rho^2 + \rho_a^2 + 2\rho\rho_a \cos(\phi - \tilde{\varphi}_a) + z^2. \quad (5)$$

Импульсная характеристика S_a задается общим выражением

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}, t) = \frac{1}{2\pi c} \iint_{S_a} \delta\left(t - \frac{R}{c}\right) \cdot \frac{g(\mathbf{r}_a) \mathbf{a}(\mathbf{r}, \mathbf{r}_a)}{R} dS_a, \quad c \approx 3 \cdot 10^8 \frac{\text{м}}{\text{с}}, \quad (6)$$

где $g(\mathbf{r}_a)$ — функция освещенности апертуры; $\mathbf{a}(\mathbf{r}, \mathbf{r}_a)$ — поляризационный множитель, характеризующий вклад каждого (расположенного в окрест-

ности $\mathbf{r}_a$) малого участка апертюры dS_a в итоговую величину поля и имеющий вместе с ней, таким образом, векторный характер: компонента α_x , например, подставляется в интеграл (6) для вычисления составляющей E_x , и так далее. Замена α_x на единицу соответствует т. н. скалярному приближению — очевидно, не вполне строгому для электромагнитных полей (в отличие от акустических явлений), но отчасти применимому для не слишком близких к апертюре точек прожекторного луча [4, 6]. В общем же случае будет использована модель вида

$$\alpha(\mathbf{r}, \mathbf{r}_a) = -\sin \theta \cdot \mathbf{e}_\theta = \mathbf{e}_l - (\mathbf{e}_l, \mathbf{e}_R) \mathbf{e}_R, \quad \theta = \angle(\mathbf{e}_l, \mathbf{e}_R), \quad (7)$$

где $\mathbf{e}_l$ — единичный вектор направления, характеризующего ориентацию поверхностного тока в рассматриваемом элементе апертюры. Зависимость (7) приписывает такому элементу диаграмму направленности в форме тора (рис. 2); более подробно свойства излучения бесконечно малого диполя (т. е. элемента тока) обсуждаются, например, в [10] (см. также [6]).

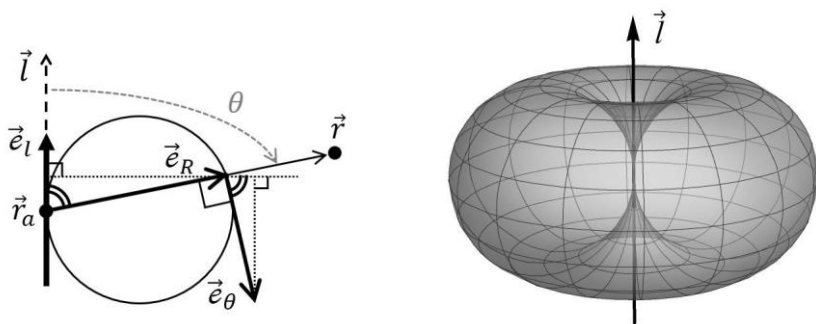


Рис. 2. Иллюстрация к определению поляризационного множителя.

Fig. 2. An illustration of the polarization factor definition

Для основной волны, определяемой переизлучением линейно-поляризованного поля, положим вектор $\mathbf{e}_l$ всюду на S_a совпадающим с $\mathbf{e}_x$ (а функция освещенности здесь и далее по умолчанию считается единичной). По отношению же к ГВ требуется более нетривиальный подход, в соответствии с которым направления граничных токов (как показало исследование [9]) прецессируют и могут быть описаны следующим образом:

$$\mathbf{e}_{lB} = (e_{lBx}; e_{lBy}; 0) = (\cos 2\tilde{\varphi}_a; \sin 2\tilde{\varphi}_a; 0) = \left(\frac{x_a^2 - y_a^2}{\rho_a^2}; \frac{2x_a y_a}{\rho_a^2}; 0 \right), \quad (8)$$

где выражение через компоненты $\mathbf{r}_a$ получено с учетом (1); более того, сами эти токи сосредоточены не на всей S_a , а лишь в приграничном кольце шириной d_a (рис. 3).

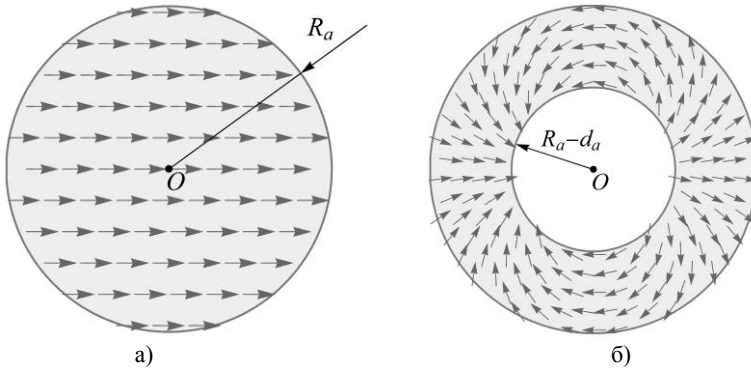


Рис. 3. Распределение токов на апертуре: а) основная волна; б) граничная волна.

Fig. 3. The aperture currents distribution: a) the main wave; b) the boundary wave

3. Пространственные особенности поля кругового диска

3.1. Анализ основной волны круглой плоской апертуры

Раскрывая дельта-функцию нелинейного многомерного аргумента в выражении (6) в явном виде, можно получить следующую формулу:

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}, t) = \frac{1}{2\pi} \int_{\Phi(t)} g(\mathbf{r}_a) \alpha(\mathbf{r}, \mathbf{r}_a) d\varphi_a \Big|_{\rho_t = \sqrt{(ct)^2 - z^2}}, \quad (9)$$

где подстановка обусловлена тем обстоятельством, что интегрирование для каждого фиксированного момента t , фактически, ведется по точкам апертуры, принадлежащим одновременно и сфере радиуса ct с центром в точке наблюдения $\mathbf{r}$ (с поверхности которой в эту точку и доходит сигнал в данный момент), следовательно, (5) дает условие $(ct)^2 = \rho_t^2 + z^2$.

Диапазон углов интегрирования в (9) определяется для основной волны соотношениями $\Phi(t) = [\phi - \Delta\varphi; \phi + \Delta\varphi]$, где (см. [4, 9])

$$\Delta\varphi = \begin{cases} \pi, & t \in [t_0; t_2], \rho < R_a, \\ \Delta\varphi_0 = \arccos \frac{\rho^2 + \rho_t^2 - R_a^2}{2\rho\rho_t}, & t \in [t_2; t_4], \\ 0, & (t \notin [t_0; t_4] \wedge \rho \leq R_a) \vee (t \notin [t_2; t_4] \wedge \rho > R_a), \end{cases} \quad (10)$$

причем моменты времени

$$t_0 = \frac{z}{c}, \quad t_2 = \frac{\sqrt{z^2 + (R_a - \rho)^2}}{c}, \quad t_4 = \frac{\sqrt{z^2 + (R_a + \rho)^2}}{c} \quad (11)$$

соответствуют приему (в $\mathbf{r}$) первого сигнала от плоскости апертуры, а также сигналов от самой близкой и самой дальней точек ее границы.

Из (10) видно: ИХ может быть ненулевой только при $t \in [t_0; t_4]$ для точек прожекторного луча (у них $\rho \leq R_a$), а вне его — лишь при $t \in [t_2; t_4]$.

3.2. Пространственные особенности граничной волны

Анализ пространственных особенностей для граничной волны значительно более сложен; он был полностью выполнен в [9]. Как оказалось, моменты времени

$$t_1 = \frac{\sqrt{z^2 + (R_a - d_a - \rho)^2}}{c}, \quad t_3 = \frac{\sqrt{z^2 + (R_a - d_a + \rho)^2}}{c}, \quad (12)$$

являющиеся, по сути, версией t_2 и t_4 для круга радиуса $(R_a - d_a)$, не занятого граничными токами, могут быть по-разному расположены по отношению к моментам из (11). Именно, возможно 6 разных случаев, в каждом из которых промежуток интегрирования имеет по сути вид

$$\Phi_B(t) = [\phi - \Delta\varphi_{out}; \phi - \Delta\varphi_{in}] \cup [\phi + \Delta\varphi_{in}; \phi + \Delta\varphi_{out}], \quad (13)$$

но конкретные границы существенно отличаются [9].

3.2.1. *Область вблизи оси апертуры.* Пусть сначала $\rho \leq d_a / 2$; при этом

$$t_0 \leq t_1 \leq t_3 \leq t_2 \leq t_4 \quad (14)$$

и

$$\Delta\varphi_{out} = \begin{cases} \pi, & t \in [t_1; t_2], \\ \Delta\varphi_0, & t \in [t_2; t_4], \\ 0, & t \notin [t_1; t_4], \end{cases} \quad \Delta\varphi_{in} = \begin{cases} \Delta\varphi_{B0}, & t \in [t_1; t_3], \\ 0, & t \notin [t_1; t_3], \end{cases} \quad (15)$$

где

$$\Delta\varphi_{B0} = \arccos \frac{\rho^2 + \rho_t^2 - (R_a - d_a)^2}{2\rho\rho_t}; \quad (16)$$

заметим, что получение систем условий типа (15) в может быть упрощено за счет применения относительно наглядного метода диаграмм диапазонов углов [9]. Из (15) следует, что на некоторых временных интервалах множество (11) может сводиться к одному отрезку, в том числе, даже к всему промежутку $[0; 2\pi]$.

3.2.2. *Область вблизи границ внутреннего прожекторного луча.* Мы называем внутренним прожекторным лучом область $\rho \leq (R_a - d_a)$. Если

$$R_a > \frac{3}{2}d_a \Leftrightarrow R_a - d_a > \frac{1}{2}d_a \quad (17)$$

(условие «не слишком широкого кольца граничных токов»), то возможно такое положение точки наблюдения, что $d_a / 2 < \rho < (R_a - d_a)$. Тогда

$$t_0 < t_1 < t_2 < t_3 < t_4, \quad (18)$$

а условия (15) остаются в силе (просто с учетом (18) они будут перемещаться в другом порядке). При нарушении неравенства (17) рассматриваемый случай в принципе не может наступить.

3.2.3. Внутренняя область приграничного кольца. Если (17) не выполняется, то могут существовать такие точки наблюдения, для которых справедливо $(R_a - d_a) \leq \rho < d_a / 2$. Они характеризуются тем, что окружность радиуса ρ_t с центром в $\mathbf{p}$ (являющаяся пересечением апертуры и вышеупомянутой сферы радиуса ct) сначала целиком помещается в приграничном кольце (достаточно широком для данного случая), затем (с течением времени) начинает частично заходить во внутренний круг, далее снова целиком лежит вне его (проходя «за ним» в пределах кольца), и только потом частично покидает апертуру. Это соответствует замене первого из наборов условий (15) на

$$\Delta\varphi_{out} = \begin{cases} \pi, & t \in [t_0; t_2], \\ \Delta\varphi_0, & t \in [t_2; t_4], \\ 0, & t \notin [t_0; t_4], \end{cases} \quad (19)$$

причем корректность гарантируется тем, что в данном случае моменты времени вновь удовлетворяют неравенствам (14).

3.2.4. Средняя область приграничного кольца. Пусть теперь имеют место соотношения $d_a / 2 \leq \rho < R_a - d_a / 2$, (в случае (17) первое из неравенств автоматически выполняется при $R_a - d_a < \rho$, т. е. для всех точек приграничного кольца). Это значит, что взаимное расположение моментов времени — такое же, как в (18), а условия (15) вновь требуют введения поправки (19). С геометрической точки зрения на этот раз все аналогично предыдущему случаю, за исключением того, что окружность радиуса ρ_t с центром в $\mathbf{p}$ может целиком помещаться в кольце только пока она не дошла до внутреннего круга (точка наблюдения теперь ближе к границе «внешнего» прожекторного луча, так что указанная окружность сначала переходит эту границу, а уже потом покидает внутренний круг).

3.2.5. Внешняя область приграничного кольца. При $R_a - d_a / 2 \leq \rho < R_a$ моменты времени приобретают новое расположение:

$$t_0 < t_2 < t_1 < t_3 < t_4, \quad (20)$$

то есть окружность радиуса ρ_t с центром в $\mathbf{p}$ начинает выходить за внешний край апертуры вообще раньше, чем достигнет внутреннего круга. В остальном же все остается по-прежнему (в том смысле, что условия, определяющие диапазоны углов интегрирования, такие же, как и в предыдущем случае).

3.2.6. *Область вне прожекторного луча.* Наконец, если $\rho \geq R_a$, то все однозначно: здесь верны неравенства (20), а в системе (15) первый набор условий заменяется на

$$\Delta\varphi_{out} = \begin{cases} \Delta\varphi_0, & t \in [t_2; t_4], \\ 0, & t \notin [t_2; t_4]. \end{cases} \quad (21)$$

Установив вид промежутков интегрирования, в принципе можно уже пользоваться формулой (9) с помощью численных методов. Однако, как сейчас будет показано, она допускает взятие интеграла в явном аналитическом виде (что, разумеется, позволяет одновременно повысить и точность, и быстродействие).

4. Вычисление интегралов для импульсных характеристик

4.1. Интегрирование для основной волны

Рассмотрим сначала основную волну. С учетом вышеизложенного,

$$\alpha = (1 - e_{Rx}^2; -e_{Rx}e_{Ry}; -e_{Rx}e_{Rz}); \quad (22)$$

подставляя сюда определения (2)—(4), имеем

$$\alpha_x = 1 - \frac{\rho_t^2 \cos^2 \varphi_a}{(ct)^2}, \quad \alpha_y = -\frac{\rho_t^2 \sin \varphi_a \cos \varphi_a}{(ct)^2}, \quad \alpha_z = \frac{(z - z_a) \rho_t \cos \varphi_a}{(ct)^2}. \quad (23)$$

Следовательно, интегрирование выполняется элементарно:

$$\int \alpha_x d\varphi_a = \varphi_a + \frac{\rho_t^2}{(ct)^2} \cdot \left(-\frac{\varphi_a}{2} - \frac{\sin 2\varphi_a}{4} \right) + const; \quad (24)$$

$$\int \alpha_y d\varphi_a = \frac{\rho_t^2}{(ct)^2} \cdot \frac{\cos 2\varphi_a}{4} + const; \quad (25)$$

$$\int \alpha_z d\varphi_a = \frac{\rho_t^2}{(ct)^2} \cdot \sqrt{\frac{(ct)^2}{\rho_t^2} - 1} \cdot \sin \varphi_a + const; \quad (26)$$

(напомним, что мы полагали $g(\mathbf{r}_a) \equiv 1$ в (9)). В формулах (24)—(26) был выделен множитель $\rho_t^2 / (ct)^2$ для удобства численной реализации.

4.2. Интегрирование для граничной волны

Значительно более трудным оказывается взять аналогичные интегралы для граничной волны — по той причине, что и соответствующие подынтегральные выражения у ГВ имеют существенно более сложный вид.

По аналогии с (7), запишем поляризационный множитель для ГВ:

$$\alpha_B(\mathbf{r}, \mathbf{r}_a) = \mathbf{e}_{lB} - (\mathbf{e}_{lB}, \mathbf{e}_R) \mathbf{e}_R; \quad (27)$$

далее на основе (8) и (2)—(4) находим

$$e_{IBx} = \frac{\rho_t^2 \cos 2\varphi_a + \rho^2 \cos 2\phi - 2\rho\rho_t \cos(\varphi_a + \phi)}{\rho_t^2 + \rho^2 - 2\rho\rho_t \cos(\varphi_a - \phi)}, \quad (28)$$

$$e_{IBy} = \frac{\rho_t^2 \sin 2\varphi_a + \rho^2 \sin 2\phi - 2\rho\rho_t \sin(\varphi_a + \phi)}{\rho_t^2 + \rho^2 - 2\rho\rho_t \cos(\varphi_a - \phi)}, \quad (29)$$

$$(\mathbf{e}_{IB}, \mathbf{e}_R) = e_{IBx}e_{Rx} + e_{IBy}e_{Ry} = \frac{\rho_t(2\rho\rho_t \cos \phi - \rho^2 \cos(2\phi - \varphi_a) - \rho_t^2 \cos \varphi_a)}{ct(\rho_t^2 + \rho^2 - 2\rho\rho_t \cos(\varphi_a - \phi))}. \quad (30)$$

Как видно, даже отдельные части подынтегральных выражений имеют вид весьма громоздких конструкций. Результат же интегрирования (не говоря о промежуточных выкладках) представляет собой формулы, которые ввиду их размера непросто представить здесь даже с чисто типографской точки зрения, вследствие чего нам придется ввести ряд замен. Окончательному ответу, по всей видимости, компактнее всего придать такую форму:

$$\int \alpha_{Bx} d\varphi_a = \int (e_{IBx} - (e_{IBx}e_{Rx} + e_{IBy}e_{Ry})e_{Rx}) d\varphi_a = A_{Bx} + const, \quad (31)$$

$$\int \alpha_{By} d\varphi_a = \int (e_{IBy} - (e_{IBx}e_{Rx} + e_{IBy}e_{Ry})e_{Ry}) d\varphi_a = A_{By} + const, \quad (32)$$

$$\int \alpha_{Bz} d\varphi_a = \int (-(e_{IBx}e_{Rx} + e_{IBy}e_{Ry})e_{Rz}) d\varphi_a = A_{Bz} + const, \quad (33)$$

$$A_{Bx} = \frac{\chi(\gamma \sigma \cos 2\phi - \rho^2(2\psi - \varphi_a) + \sigma v \sin 2\phi) + 2\rho\rho_t(\rho^2 \sin(\varphi_a - \phi) - \sigma \sin(\varphi_a + \phi))}{4(ct\rho)^2}, \quad (34)$$

$$A_{By} = \frac{\chi(\gamma \sigma \sin 2\phi - (\rho^2 + \sigma \cos 2\phi)v) - 2\rho\rho_t(\rho^2 \cos(\varphi_a - \phi) - \sigma \cos(\varphi_a + \phi))}{4(ct\rho)^2}, \quad (35)$$

$$A_{Bz} = \frac{-z \cdot ((\rho^2 + \rho_t^2)\varphi_a \cos \phi - \chi(2\psi \cos \phi + v \sin \phi))}{2(ct)^2 \rho}, \quad (36)$$

где

$$\psi = \arctg\left(\frac{\rho + \rho_t}{\rho - \rho_t} \tg \frac{\varphi_a - \phi}{2}\right), \quad \gamma = 2\psi + \varphi_a, \quad \chi = \rho^2 - \rho_t^2, \quad v = \ln \rho_a^2, \quad (37)$$

$$\sigma = 2(ct)^2 - \rho_t^2 = (ct)^2 + z^2, \quad \rho_a^2 = \rho^2 + \rho_t^2 - 2\rho\rho_t \cos(\varphi_a - \phi). \quad (38)$$

Эти результаты верны при $\rho \neq 0$; если же $\rho = 0$, то формулы (28)—(30) упрощаются до

$$e_{IB0x} = \cos 2\varphi_a, \quad e_{IB0y} = \sin 2\varphi_a, \quad (\mathbf{e}_{IB0}, \mathbf{e}_R) = \frac{-\rho_t}{ct} \cos \varphi_a, \quad (39)$$

так что

$$\alpha_{B0x} = (e_{lB0x} - (\mathbf{e}_{lB0}, \mathbf{e}_R) e_{Rx}) = \cos 2\varphi_a - \frac{\rho_t^2 \cos^2 \varphi_a}{(ct)^2}, \quad (40)$$

$$\alpha_{B0y} = (e_{lB0y} - (\mathbf{e}_{lB0}, \mathbf{e}_R) e_{Ry}) = \sin 2\varphi_a - \frac{\rho_t^2 \sin^2 \varphi_a}{2(ct)^2}, \quad (41)$$

$$\alpha_{B0z} = -(\mathbf{e}_{lB0}, \mathbf{e}_R) e_{Rz} = \frac{z\rho_t \cos \varphi_a}{(ct)^2}, \quad (42)$$

и первообразные будут равны

$$\int \alpha_{B0x} d\varphi_a = \left(1 - \frac{\rho_t^2}{2(ct)^2}\right) \cdot \frac{\sin 2\varphi_a}{2} - \frac{\rho_t^2 \varphi_a}{2(ct)^2} + const, \quad (43)$$

$$\int \alpha_{B0y} d\varphi_a = \left(\frac{\rho_t^2}{2(ct)^2} - 1\right) \cdot \frac{\cos 2\varphi_a}{2} + const, \quad (44)$$

$$\int \alpha_{B0z} d\varphi_a = \frac{z\rho_t \sin \varphi_a}{(ct)^2} + const; \quad (45)$$

на этом решение поставленной задачи расчета векторной импульсной характеристики (9) завершается, так как все ее компоненты найдены (они могут быть вычислены по формулам (31)—(38) и (43)—(45) с учетом ранее установленных диапазонов изменения угла φ_a).

5. Пример расчета с применением полученных соотношений

На рис. 4 показан пример вида графиков временной зависимости компонент векторной ИХ для точки наблюдения $\mathbf{r} = (0,04; -0,05; 0,17)$ м и параметров апертуры $R_a = 0,5$ м, $d_a = 0,2$ м.

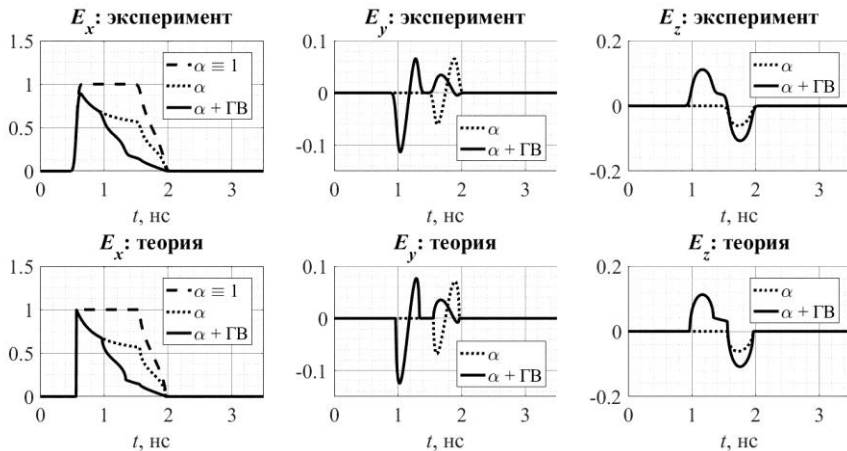


Рис. 4. Пример вычисления векторной импульсной характеристики.

Fig. 4. An example of calculating the vector impulse response

При построении графиков были рассмотрены несколько моделей разной степени точности из числа обсуждавшихся выше, а именно случай «скалярного приближения» (с $\alpha \equiv 1$), стандартная ИХ с поляризационным множителем (7), но без влияния граничных токов, и, наконец, ИХ с учетом ГВ.

Для сопоставления на рис. 4 также приведены соответствующие кривые, полученные непосредственно численным моделированием, то есть путем приближенного расчета интеграла (6), в котором (по аналогии с [9]) дельта-функция предварительно была заменена на гауссовский импульс

$$s_{\delta}(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\tau_0} \cdot e^{-\frac{1}{2}(t/\tau_0)^2}, \quad \tau_0 = 0,3 \cdot 10^{-10} \text{ с}. \quad (46)$$

Как можно видеть, полученные двумя способами результаты демонстрируют весьма хорошую точность совпадения, за исключением некоторой сглаженности у «экспериментальной» версии (что объясняется конечной длительностью сигнала (46), использованного для ее расчета). Аналогичное совпадение было проверено для всех вышеперечисленных случаев расположения точки наблюдения и параметров геометрии апертуры.

6. Заключение

В работе подробно изложен анализ импульсной характеристики круглого проводящего диска, облучаемого плоской радиоволной. Подробно обсуждаются пространственные особенности поля излучения с учетом эффектов, вызванных отклонением направлений поверхностных токов возле границы диска. В пространстве перед апертурой выделены области с различным поведением ИХ; обоснована классификация апертур по ширине приграничной кольцевой области. На основе теоретических моделей для поляризационного множителя и распределения направлений граничных токов составлены интегральные формулы для компонент векторной ИХ. Интегрирование во всех случаях выполнено аналитически. На типовом примере показано, что применение полученных выражений дает результаты, согласующиеся с данными прямого численного моделирования и уточняющие их.

Благодарности

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

Список литературы

1. Liao X. J., Yang H. C., Han N., Li Y. Aperture UWB antenna with triple band-notched characteristics // *Electronics Letters*. 2011. Vol. 47, no. 2. P. 77–79.
2. 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.
3. Bruton L. T., Premaratne S., Agathoklis P. On the Dynamical Response of the Ideal Paraboloidal Reflector // *IEEE Access*. 2022. Vol. 10. P. 6899–6908.
4. Скулкин С. П. О некоторых особенностях импульсных полей апертурных антенн. // *Известия вузов. Радиофизика*. 1999. Т. 42, № 2. С. 148—157.
5. Ianculescu R., Heyman E. Pulsed field diffraction by a perfectly conducting wedge: a spectral theory of transients analysis // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 1994. Vol. 42, no. 6. P. 781–789.
6. Лысенко Н. А., Бобрешов А. М., Копытин В. Е., Усков Г. К., Скулкин С. П. Поляризация множители для анализа полей апертурных антенн во временной области методом импульсных характеристик. В сб. : XXVI Междунар. научно-техн. конф. «Радиолокация, навигация, связь» — RLNC*2020 (Воронеж, 29 сент. — 01 окт. 2020 г.). 2020. Т. 5. С. 144—155.
7. Baum C. E. Intermediate field of an impulse-radiating antenna // *Ultra-Wideband Short-Pulse Electromagnetics 4* (IEEE Cat. No. 98EX112). 1999. P. 77—89.
8. Копытин В. Е., Лысенко Н. А., Усков Г. К., Скулкин С. П. Особенности граничной волны и методы ее расчета // *СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии*. 2023, Вып. 5. С. 79—80.
9. Бобрешов А. М., Кононов А. А., Копытин В. Е., Усков Г. К. Расчет пространственно-временной зависимости импульсного поля в ближней зоне плоской круглой апертуры с учетом граничной волны. В сб. : XXXI Междунар. научно-техн. конф. «Радиолокация, навигация, связь» — RLNC*2025 (Воронеж, 15—17 апр. 2025 г.). 2025. Т. 4. С. 223—237.
10. Сазонов Д. М. Антенны и устройства СВЧ. М. : Высшая школа, 1988. 432 с.

Информация об авторах

Копытин Владислав Евгеньевич, ведущий инженер, ООО «Электроком-В», г. Воронеж, Российская Федерация.

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.

Analytical Vector Impulse Response Calculation for a Circular Aperture, Taking into Account the Boundary Wave Influence

V. E. Kopytin¹, A. A. Kononov², and G. K. Uskov²

¹ LLP Electrocom-V

43v, Ostuzheva st., room 1, office 1, Voronezh, 394033, Russian Federation

² Voronezh State University

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

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

Received: May 19, 2025

Peer-reviewed: May 26, 2025

Accepted: May 26, 2025

Abstract: The paper considers the problem of theoretically determining the spatio-temporal dependence of the pulse field being the response of an aperture in the shape of a circular conductive disk uniformly illuminated by a planar linearly polarized radio wave to a signal in the form of a delta function. Special attention is paid to the phenomenon of the occurrence of surface currents with inhomogeneous directions distribution in the near-boundary ring region. Theoretical relations are given that make it possible to express the polarization multiplier for both the boundary wave generated by these currents and the main radiation. The features related to the vector nature of the field are investigated, each component of the field having a corresponding integral expression of the impulse response composed for, and all the antiderivatives being obtained in an explicit analytical form. Examples of the application of the obtained expressions are presented, and a comparison with the simulation results is performed.

Keywords: UWB antennas, circular planar aperture, polarization factor, near field analysis, cross-polarization components, impulse response.

For citation (IEEE): V. E. Kopytin, A. A. Kononov and G. K. Uskov, "Analytical Vector Impulse Response Calculation for a Circular Aperture, Taking into Account the Boundary Wave Influence," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 8, no. 4, pp. 541–554, 2025, doi: 10.21227/q07p-8y72. (In Russ.).

References

- [1] X. J. Liao, H. C. Yang, N. Han and Y. Li, "Aperture UWB antenna with triple band-notched characteristics," *Electronics Letters*, vol. 47, no. 2, pp. 77–79, 2011.
- [2] 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.
- [3] L. T. Bruton, S. Premaratne and P. Agathoklis, "On the Dynamical Response of the Ideal Paraboloidal Reflector," *IEEE Access*, vol. 10, pp. 6899–6908, 2022.

- [4] S. P. Skulkin, "On some features of the pulsed fields of aperture antennas," *Radiophysics and Quantum Electronics*, vol. 42, no. 2, pp. 148–157, 1999.
- [5] R. Ianculescu and E. Heyman, "Pulsed field diffraction by a perfectly conducting wedge: a spectral theory of transients analysis," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 42, no. 6, pp. 781–789, 1994.
- [6] N. A. Lysenko, A. M. Bobreshov, V. E. Kopytin, G. K. Uskov and S. P. Skulkin, "The polarization multipliers for aperture antennas field analysis in time domain for the method of pulse characteristics," in *Proc. XXVI International scientific-technical Radiolocation, Navigation, Communication conference*, Voronezh, Russia, 29 Sep. –01 Oct. 2020, vol. 5, pp. 144–155.
- [7] C. E. Baum, "Intermediate field of an impulse-radiating antenna," *Ultra-Wideband Short-Pulse Electromagnetics 4 (IEEE Cat. No. 98EX112)*, pp. 77–89, 1999.
- [8] V. E. Kopytin, N. A. Lysenko, G. K. Uskov and S. P. Skulkin, "Features of the boundary wave and methods of its calculation," *Microwave and telecommunication technology*, no. 5, pp. 79–80, 2023.
- [9] A. M. Bobreshov, A. A. Kononov, V. E. Kopytin and G. K. Uskov, "Computation of the spatio-temporal dependence of the pulse field in the near zone of a flat circular aperture taking into account the boundary wave," in *Proc. XXXI International scientific-technical Radiolocation, Navigation, Communication conference*, Voronezh, Russia, 15–17 Apr. 2025, vol. 4, pp. 223–237.
- [10] D. M. Sazonov, *Antennas and microwave devices*, Moscow : Vysshaya shkola Publ., 1988. (in Russ.)

Information about the authors

Vladislav E. Kopytin, lead engineer of LLP Electrocom-V, Voronezh, Russian Federation.

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.

Моделирование неплоской апертуры с цилиндрической симметрией на основе точного решения уравнения Гельмгольца

¹ Серегина Е. А., ² Кононов А. А., ² Усков Г. К.

¹ ООО «Электроком-В»

ул. Остужева, д. 43в, пом. I, офис I, г. Воронеж, 394033, Российская Федерация

² Воронежский государственный университет

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

seregina@electrocom-v.ru, kononov@phys.vsu.ru, uskov@phys.vsu.ru

Получено: 20 мая 2025 г.

Отрецензировано: 27 мая 2025 г.

Принято к публикации: 27 мая 2025 г.

Аннотация: В работе рассмотрена общая математическая постановка задачи расчета электромагнитного поля, излучаемого с некоторой замкнутой поверхности в форме прямого кругового цилиндра, в общем случае неограниченной высоты. Проведен анализ в частотной области на основе волнового уравнения Гельмгольца, что позволило сформулировать соответствующую краевую задачу для любой декартовой компоненты поля. С помощью метода разделения переменных получено решение в виде ряда по собственным функциям, удовлетворяющее асимптотическим условиям излучения и справедливое при любом физически реализуемом распределении поля на границе счетного объема. Обсуждается также альтернативный способ вычисления спектральных характеристик, основанный на вычислении преобразования Фурье от первообразной импульсной функции цилиндрической апертуры. Разобран пример с конкретизированными численными значениями и выполнено сравнение результатов расчетов, полученных двумя способами.

Ключевые слова: неплоская апертура, анализ ближнего поля, поляризационный множитель, импульсная характеристика, уравнение Гельмгольца.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Серегина Е. А., Кононов А. А., Усков Г. К. Моделирование неплоской апертуры с цилиндрической симметрией на основе точного решения уравнения Гельмгольца // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2025. Т. 8, № 4. С. 555—568.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Серегина, Е. А. Моделирование неплоской апертуры с цилиндрической симметрией на основе точного решения уравнения Гельмгольца / Е. А. Серегина, А. А. Кононов, Г. К. Усков // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2025. — Т. 8, № 4. — С. 555—568.

1. Введение

Задача анализа электромагнитного излучения, порождаемого некоторым граничным распределением поля, заданным на замкнутой цилиндрической поверхности, отделяющей пространство возможных расположений токи наблюдения (счетный объем) от реальных источников сигналов, представляет и самостоятельный математический интерес: пока и поскольку нас интересует рассмотрение наибольшей степени общности, охватывающее процессы произвольного диапазона частот, в том числе сверхширокополосные (СШП), а также справедливое в любой области счетного объема, мы не имеем возможности пользоваться узкополосными и электростатическими приближениями и т. п., или же прибегнуть к тем или иным упрощениям физической модели волновых процессов (подходы, базирующиеся на геометрической оптике, основанные на специфике «дальней зоны» и так далее). При этом СШП антенные устройства востребованы и с практической точки зрения: они используются в различных радиофизических разработках, имеющих отношение к современным системам связи, радиолокации и пеленгации. Один из важнейших классов таких антенн представлен апертурными излучателями, хорошо подходящими, в частности, для создания импульсных полей СШП-диапазона [1—2], в том числе сверхкоротких импульсов (СКИ). Так, для этого может быть задействована биконическая антенна, характеризующаяся рядом положительных свойств [3] и допускающая теоретическое представление в форме цилиндрической апертурной поверхности, аналитическое исследование которой снова возвращает нас к вышеописанной задаче.

В то же время, в специализированной литературе по математической физике, как правило, больше внимания уделяется как раз электростатическим задачам, анализируемым на основе уравнения Лапласа [4—6], решения которого для простых геометрических форм границы счетного объема известны и могут быть получены, например, методом отражений [6]. Рассмотрению возникающего для колебательных процессов в частотной области волнового уравнения Гельмгольца отводится значительно меньше места, отчасти потому, что в плане существования и единственности решений оно обладает рядом аналогий с уравнением Лапласа [5, 6], — чего нельзя сказать о построении этих решений в явном виде. В частности, литературный обзор, выполненный в процессе написания настоящей работы, показал, что общее решение внешней краевой задачи 1-го рода для уравнения Гельмгольца в области, представляющей собой неограниченное пространство вне цилиндрической поверхности, по всей видимости, на данный момент еще не было найдено и/или опубликовано.

В соответствии с вышеизложенным, в настоящей работе будет последовательно показано построение такого решения с целью последующего анализа свойств цилиндрической апертурной поверхности и сравнения полученных результатов с данными, вычисленными по альтернативной методике, основанной на расчете импульсных характеристик (ИХ) во временной области [7]. Указанный подход был опробован в ряде предшествующих исследований по тематикам, объединенным использованием апертурных излучающих устройств, и обычно использовался именно для нахождения ИХ (которые потом могут быть использованы для вычисления откликов апертуры на реальные сигналы посредством операции свертки, полностью минуя таким образом частотную область), но может, конечно, быть успешно применен и для исследования спектральных свойств с помощью преобразования Фурье. Анализ импульсного поля цилиндрической апертуры был начат в [8], а впоследствии в работе [9] также были исследованы особенности, связанные с векторными эффектами, за счет введения в рассмотрение т. н. поляризационного множителя [7].

Метод расчета ИХ, однако, фактически задействует неявным образом гипотезу о «квазигеометрическом» приближении, то есть сигналы от элементарных участков излучающей поверхности там предполагаются распространяющимися по прямолинейным лучевым траекториям. Этот тезис, интуитивно понятный для плоской апертуры, становится не столь однозначным в случае поверхностей с кривизной (первый конкретный пример анализа которых как раз и изложен в [8]). Так, не вполне ясно, какое влияние оказывают те участки апертуры, которые «заслонены» от точки наблюдения другими ее фрагментами: обычно приходится вводить понятие горизонта на апертуре, позволяющего исключить их из области интегрирования [8, 9], однако есть основания полагать, что учет их вклада в результирующее поле мог бы предоставить возможность качественно более точного исследования боковых и задних лепестков характеристики излучения. Для анализа подобных эффектов необходимо построить модель, свободную от гипотез геометрической оптики и т. п., что и будет сделано ниже на основе получения общего решения в частотной области.

2. Решение краевой задачи для уравнения Гельмгольца

Итак, не останавливаясь на обосновании того общеизвестного факта, что каждая декартова компонента электромагнитной волны (обозначим ее буквой E) удовлетворяет следующему из уравнений Максвелла волновому уравнению Гельмгольца [4—6]

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

рассмотрим задачу со следующей геометрией. Пусть в пространстве выделена область в форме прямого кругового цилиндра с осью Oz и радиусом R_c , внутри которой в рамках данной модели сосредоточены все неоднородности и источники колебаний. Создаваемое ими излучение вполне определяется распределением поля, сложившимся в результате всех суперпозиций на границе этой области, которую мы и будем считать апертурой S_a (таким образом, речь в общем случае идет о неограниченном по высоте цилиндре, в отличие от работ [8—9], что, впрочем, не затруднит предстоящего сравнения с ними: достаточно при необходимости положить граничное поле выше и ниже некоторого участка тождественно нулевым, как и будет сделано впоследствии). В итоге получается краевая задача 1-го рода, или задача Дирихле, заключающаяся в определении поля по его граничным значениям. Заметим, что для полной однозначности искомое решение также должно удовлетворять асимптотическим условиям специального вида — т. н. условиям излучения Зоммерфельда [5, 6], которые в классическом случае можно представить в следующей форме:

$$\frac{\partial E}{\partial r} + ik \cdot E = o\left(\frac{1}{r}\right), \quad E = O\left(\frac{1}{r}\right), \quad r \rightarrow \infty. \quad (2)$$

Для упрощения рассуждений сделаем предположение о наличии осевой симметрии (вполне логичное для вышеупомянутой биконической антенны), то есть будем считать величину E зависящей только от «вертикальной» координаты z и переменной ρ , равной расстоянию от точки наблюдения $\mathbf{r}$ до оси цилиндра (так что $\rho^2 = x^2 + y^2$). По-прежнему подразумеваем под E некоторую декартову компоненту поля (по умолчанию — вертикальную, как и в работах [8, 9]); это принципиально, поскольку для произвольных систем координат векторное уравнение Гельмгольца не обязательно разделяется на скалярные уравнения типа (1) для отдельных компонент. Однако ничто не мешает нам перейти к цилиндрическим координатам (в данном случае ρ и z) по зависимой переменной $\mathbf{r}$. Перепишем (1), используя соответствующую форму оператора Лапласа:

$$\frac{1}{\rho} \frac{\partial}{\partial \rho} \left(\rho \frac{\partial E}{\partial \rho} \right) + \frac{\partial^2 E}{\partial z^2} + k^2 E = 0, \quad \rho \geq R_c. \quad (3)$$

Для решения уравнения (3) применим метод разделения переменных. Именно, будем считать, что поле E может быть представлено в виде

$$E(\mathbf{r}) = E(\rho, z) = R(\rho) \cdot Z(z); \quad (4)$$

подставляя (4) в (3) получаем

$$Z \cdot \frac{1}{\rho} (\rho R')' + R \cdot Z'' + k^2 RZ = \frac{Z \cdot \rho R'' + Z \cdot R'}{\rho} + R \cdot Z'' + k^2 RZ = 0, \quad (5)$$

что после деления обеих сторон на выражение $E = R \cdot Z$ (ненулевое, так как мы ищем нетривиальное решение) принимает форму

$$\frac{\rho R'' + R'}{\rho R} + k^2 = -\frac{Z''}{Z} = \lambda^2 = \text{const.} \quad (7)$$

Величина λ в (7) является константой разделения переменных и возведена в квадрат ради большего удобства некоторых последующих вычислений. Ее появление, как обычно, объясняется тем, что две предыдущие части составного равенства (7) зависят (соответственно) только от ρ и только от z , следовательно, их тождественное совпадение возможно лишь при условии, что обе они являются константами. Переписав (7) в виде системы

$$\begin{cases} \rho R'' + R' + (k^2 - \lambda^2)\rho R = 0, \\ Z'' + \lambda^2 Z = 0, \end{cases} \quad (8)$$

сразу получаем, что

$$Z(z) = e^{-i\lambda z}, \quad (9)$$

где λ может быть любым числом (вещественным — из условия ограниченности на бесконечности). Первое же из уравнений (8), будучи представленным в форме

$$\rho^2 R'' + \rho R' + (k^2 - \lambda^2)\rho^2 R = 0, \quad (10)$$

оказывается не чем иным, как уравнением Бесселя 0-го порядка. Действительно, делая замену

$$\xi = \mu \cdot \rho, \quad \mu = \sqrt{k^2 - \lambda^2} \Rightarrow \frac{d}{d\rho} = \frac{d\xi}{d\rho} \frac{d}{d\xi} = \frac{\xi}{\rho} \frac{d}{d\xi} \Rightarrow \rho \frac{d}{d\rho} = \xi \frac{d}{d\xi}, \quad (11)$$

преобразуем (10) как

$$\xi^2 \frac{d^2 R}{d\xi^2} + \xi \frac{dR}{d\xi} + (\xi^2 - n^2)R = 0, \quad n = 0, \quad (12)$$

так что в общем случае

$$R(\rho) = A_1(\lambda)J_0(\mu\rho) + A_2(\lambda)N_0(\mu\rho), \quad (13)$$

где J_0 — функция Бесселя 1-го рода порядка 0;

N_0 — функция Бесселя 2-го рода (функция Неймана) порядка 0;

$A_{1,2}$ — коэффициенты, зависящие от λ вместе с уравнением (10). Полная линейная комбинация в (13) потребовалась для наибольшей общности (напомним, что особенность N_0 располагается в начале координат, которое в нашей задаче исключено из счетного объема, так что частное решение (13) может содержать обе линейно независимые цилиндрические функции).

Большее определенности выражению (13) можно придать за счет привлечения условий излучения. Записывая, по аналогии с (2), асимптотическое соотношение вида

$$\frac{\partial R}{\partial \rho} + i\mu \cdot R = o\left(\frac{1}{\rho}\right), \quad R = O\left(\frac{1}{\rho}\right), \quad \rho \rightarrow \infty, \quad (14)$$

мы фактически требуем выполнения условий излучения для «расходящейся цилиндрической волны», при этом μ приобретает смысл «радиального волнового числа».

Из функций Бесселя 1-го и 2-го рода можно составить две другие цилиндрические функции, часто встречающиеся в различных теоретических исследованиях, а именно функции Ганкеля 1-го и 2-го рода:

$$H_0^{(1)}(\xi) = J_0(\xi) + i \cdot N_0(\xi), \quad H_0^{(2)}(\xi) = J_0(\xi) - i \cdot N_0(\xi); \quad (15)$$

вторая из них интересна в данном случае тем, что она удовлетворяет условиям (14). В связи с этим, резюмируя (4), (9) и (13), общее решение уравнения Гельмгольца в цилиндрических координатах с осевой симметрией целесообразно записать в виде

$$E(\rho, z) = \int_{-\infty}^{\infty} A(\lambda) \cdot H_0^{(2)}\left(\sqrt{k^2 - \lambda^2} \cdot \rho\right) \cdot e^{-i\lambda z} \cdot d\lambda. \quad (16)$$

Из (16) видно, что аргумент функции Ганкеля может быть как вещественным, так и комплексным. Более того, на основе анализа асимптотик при больших значениях аргумента, приведенных в специализированной справочной литературе [10], можно показать, что именно функция Ганкеля 2-го рода остается ограниченной при устремлении ρ или λ в выражении (16) к бесконечности, что окончательно разъясняет вопрос о ее выборе для построения решения.

Остается установить связь весового коэффициента $A(\lambda)$ с граничным условием. Подставляя $\rho = R_c$, имеем

$$E_a(z) = \int_{-\infty}^{\infty} A(\lambda) \cdot H_0^{(2)}\left(\sqrt{k^2 - \lambda^2} \cdot R_c\right) \cdot e^{-i\lambda z} \cdot d\lambda, \quad (17)$$

где $E_a = E(R_c, z)$ — заданное распределение поля на границе. Замечая аналогию (17) с формулой прямого преобразования Фурье, находим

$$A(\lambda) \cdot H_0^{(2)}\left(\sqrt{k^2 - \lambda^2} \cdot R_c\right) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} E_a(z) \cdot e^{i\lambda z} \cdot dz, \quad (17)$$

откуда

$$A(\lambda) = \frac{1}{2\pi H_0^{(2)}\left(\sqrt{k^2 - \lambda^2} \cdot R_c\right)} \int_{-\infty}^{\infty} E_a(z) \cdot e^{i\lambda z} \cdot dz. \quad (18)$$

Окончательно, объединяя (18) и (16), можно также записать

$$E(\rho, z) = \int_{-\infty}^{\infty} E_a(\tilde{z}) d\tilde{z} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{H_0^{(2)}(\sqrt{k^2 - \lambda^2} \cdot \rho)}{2\pi H_0^{(2)}(\sqrt{k^2 - \lambda^2} \cdot R_c)} e^{-i\lambda(z - \tilde{z})} d\lambda. \quad (19)$$

В качестве примера рассмотрим использовавшуюся для моделирования биконической антенны в работах [8—9] апертуру с равномерной единичной освещенностью, ограниченную интервалом $|z| \leq L$ по высоте. Другими словами, положим

$$E_a(z) = \begin{cases} 1, & -L \leq z \leq L; \\ 0, & |z| > L; \end{cases} \quad (20)$$

тогда интегрирование в (18) приводит к выражению

$$A(\lambda) = \int_{-L}^L \frac{E_a(z) \cdot e^{i\lambda z} \cdot dz}{2\pi H_0^{(2)}(\mu \cdot R_c)} = \frac{e^{i\lambda L} - e^{-i\lambda L}}{2\pi i \lambda H_0^{(2)}(\mu \cdot R_c)} = \frac{\sin(\lambda L)}{\pi \lambda H_0^{(2)}(\sqrt{k^2 - \lambda^2} \cdot R_c)}, \quad (21)$$

так что из (16) получается

$$E(\rho, z) = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{H_0^{(2)}(\sqrt{k^2 - \lambda^2} \cdot \rho)}{\pi \lambda H_0^{(2)}(\sqrt{k^2 - \lambda^2} \cdot R_c)} \cdot \sin(\lambda L) \cdot e^{-i\lambda z} \cdot d\lambda. \quad (22)$$

Убедимся в корректности полученного результата, проверив, что он удовлетворяет граничному условию. Подстановка $\rho = R_c$ в (22) дает

$$E(R_c, z) = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\sin(\lambda L)}{\pi \lambda} e^{-i\lambda z} d\lambda = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\sin(\lambda L) \cos(\lambda z) - i \sin(\lambda L) \sin(\lambda z)}{\pi \lambda} d\lambda, \quad (23)$$

где мнимая часть обращается в ноль ввиду нечетности подынтегрального выражения и симметрии промежутка интегрирования. Для вещественной же продолжим преобразования по формулам тригонометрии:

$$E(R_c, z) = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\sin(\lambda(L+z)) + \sin(\lambda(L-z))}{2\pi \lambda} d\lambda = \frac{\text{sgn}(L+z) + \text{sgn}(L-z)}{2}; \quad (24)$$

здесь был использован табличный интеграл Дирихле:

$$\int_{-\infty}^{\infty} \frac{\sin(\lambda a)}{\lambda} d\lambda = \pi \cdot \text{sgn}(a). \quad (25)$$

Выражения (24) и (20) совпадают (что и требовалось доказать):

$$E_a(z) = \frac{\text{sgn}(L+z) + \text{sgn}(L-z)}{2} = \frac{1}{2} \cdot \begin{cases} 1 + (-1) = 0, & z > L; \\ 1 + 1 = 2, & -L \leq z \leq L; \\ -1 + 1 = 0, & z < -L. \end{cases} \quad (26)$$

3. Анализ спектра с помощью импульсной характеристики

Рассмотрим теперь альтернативный метод, основанный на использовании первообразной импульсной характеристики (ПИХ) цилиндрической апертуры [8–9]. Обозначая ПИХ символом H_z (индекс подчеркивает, что рассмотрение ведется по-прежнему для вертикальной компоненты), напомним, как вычисляется поле E , являющееся откликом на сигнал $s(t)$:

$$E(\mathbf{r}, t) = \frac{\partial}{\partial t} (s(t) * H_z) = \frac{ds(t)}{dt} * H_z = s(t) * \frac{\partial H_z(\mathbf{r}, t)}{\partial t} = s(t) * h_z(\mathbf{r}, t), \quad (27)$$

где h_z — импульсная характеристика (последняя из эквивалентных форм свертки (27) объясняет происхождение наименования ПИХ). Переходя к частотному представлению, с учетом свойств преобразования Фурье находим

$$E(\mathbf{r}, \omega) = S(\omega) \cdot h_z(\mathbf{r}, \omega) = i\omega \cdot S(\omega) \cdot H_z(\mathbf{r}, \omega), \quad (28)$$

где $S(\omega)$ — спектр сигнала $s(t)$ на частоте ω . Следовательно, пространственно-частотная зависимость поля (с исключенным влиянием спектра сигнала) для частоты ω имеет вид $i\omega \cdot H_z(\mathbf{r}, \omega)$.

$$i\omega \cdot H_z(\mathbf{r}, \omega) = i\omega \cdot \int_{-\infty}^{\infty} H_z(\mathbf{r}, t) \cdot e^{-i\omega t} \cdot dt. \quad (29)$$

Для разобранного выше случая равномерной освещенности апертуры ПИХ была подробно исследована в работах [8, 9], где помимо анализа пространственных особенностей (а именно обоснования деления счетного объема на несколько областей с разным ходом временной зависимости H_z) получены явные расчетные формулы для $H_z(\mathbf{r}, t)$ — причем как с учетом влияния поляризационного множителя, так и без него. В первом случае расчет привел к выражению

$$H_z = \sum_{n=1}^2 \frac{R_c \cdot \left(F\left(\frac{\Delta\varphi_{\max}}{2}, \kappa\right) - F\left(\frac{\Delta\varphi_{\min}}{2}, \kappa\right) \right)}{\pi \sqrt{(ct)^2 - (\rho - R_c)^2}}, \quad \kappa = \sqrt{\frac{4R_c\rho}{(ct)^2 - (\rho - R_c)^2}}, \quad (30)$$

а во втором — к возникновению поправки

$$\Delta H_z(\vec{r}, t) = - \sum_{n=1}^2 \frac{R_c \sqrt{(ct)^2 - (\rho - R_c)^2} \cdot \left(E\left(\frac{\Delta\varphi_{\max}}{2}, \kappa\right) - E\left(\frac{\Delta\varphi_{\min}}{2}, \kappa\right) \right)}{\pi (ct)^2}, \quad (31)$$

занижающей первоначальный результат (это соответствует неколлинеарности сложения векторов полей разных элементарных участков апертуры, проявляющейся при учете поляризационного множителя).

В соотношениях (30) и (31) используются следующие определения для эллиптических интегралов:

$$F(\phi, \kappa) = \int_0^\phi \frac{d\theta}{\sqrt{1 - \kappa^2 \sin^2 \theta}}, \quad E(\phi, \kappa) = \int_0^\phi \sqrt{1 - \kappa^2 \sin^2 \theta} d\theta, \quad (32)$$

а диапазоны интегрирования задаются следующим образом:

$$\Delta\varphi_{min} = \begin{cases} \arccos \frac{(L-\zeta_n)^2 - (ct)^2 + \rho^2 + R_c^2}{2\rho R_c}, & t > \frac{\sqrt{(L-\zeta_n)^2 + (\rho - R_c)^2}}{c}, \\ 0, & t < \frac{\sqrt{(L-\zeta_n)^2 + (\rho - R_c)^2}}{c}, \end{cases} \quad \zeta_n = (-1)^n z, \quad (33)$$

$$\Delta\varphi_{max} = \begin{cases} \arccos \frac{R_c}{\rho}, & t > \tilde{t} = \frac{\sqrt{\rho^2 - R_c^2 + (L + \zeta_n)^2 \cdot \Theta(-L - \zeta_n)}}{c}, \\ \arccos \frac{R_c^2 + \rho^2 - (ct)^2 + (L + \zeta_n)^2 \cdot \Theta(-L - \zeta_n)}{2\rho R_c}, & t < \tilde{t}. \end{cases} \quad (34)$$

На рис. 1—3 показана серия типовых графиков амплитудных спектров цилиндрической апертуры, вычисленных согласно (29)—(34) для фиксированных значений параметров геометрии апертуры, а именно $R_c = 1,0$ м и $L = 0,5$. На них же нанесены отдельные точки, соответствующие значениям спектра, рассчитанного на основе результатов предыдущего раздела посредством численного взятия интеграла (22). Точки наблюдения были взяты внутри прожекторного луча, при этом в ПИХ имеются скачки [8, 9], приводящие к дельта-функциям в ИХ и константному уровню спектра при увеличении частоты (что и можно наблюдать на графиках).

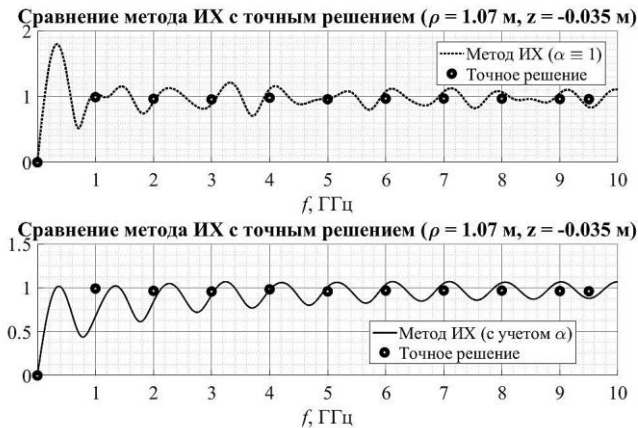


Рис. 1. Пример вычисления спектра цилиндрической апертуры для случая, когда точка наблюдения расположена вблизи нее и внутри поверхностного луча.

Fig. 1. An example of calculating the spectrum of a cylindrical aperture for the case when the observation point is located near it and inside the projector beam

Приведем также пример для точки наблюдения вне прожекторного луча (рис. 4), где скачков в ПИХ нет, и спектр убывает с ростом частоты.

Заметим, что полученное точное решение позволяет учитывать потери в среде, т. к. остается в силе при комплексном волновом числе k . Так, для графиков на рис. 1—4 использовалось значение тангенса угла потерь, равное $1 \cdot 10^{-15}$, что соответствует воздушной среде.

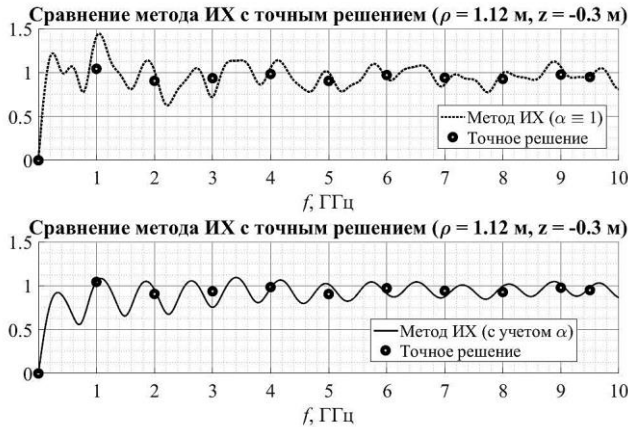


Рис. 2. Пример вычисления спектра для несколько более отдаленной точки наблюдения, смещенной ближе к краю прожекторного луча.

Fig. 2. An example of calculating the spectrum for a slightly more distant observation point located closer to the edge of the projector beam

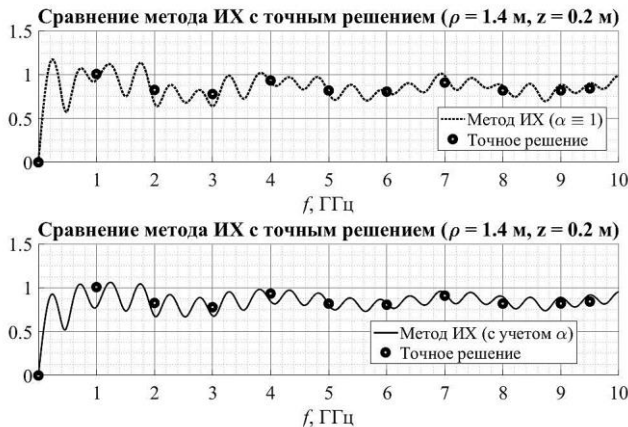


Рис. 3. Пример графика спектра для еще более отдаленной точки наблюдения (внутри прожекторного луча).

Fig. 3. An example of the spectrum plot for an even more distant observation point (inside the projector beam)

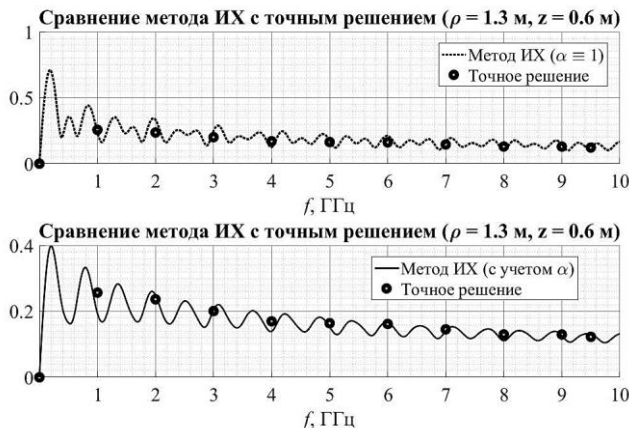


Рис. 4. Пример графика спектра для точки наблюдения вне проекторного луча.

Fig. 4. An example of the spectrum plot for an observation point outside the projector beam

4. Заключение

В работе был последовательно изложен анализ пространственно-частотных характеристик излучения, формируемого замкнутой цилиндрической апертурной поверхностью, на основе построения общего решения соответствующей краевой задачи первого типа для волнового уравнения Гельмгольца. Благодаря общности рассмотрения полученные результаты остаются в силе не только для любой частоты электромагнитных колебаний, но и при произвольном расположении точки наблюдения. Кроме того, основные рабочие соотношения допускают непосредственное обобщение на случай наличия потерь в среде распространения радиоволн за счет подстановки в них комплексного волнового числа, учитывающего по необходимости ненулевой тангенс угла потерь.

На базе выведенных в работе расчетных формул были получены значения спектра излучения цилиндрической апертуры с конкретными численными параметрами для дискретного набора частот, принадлежащих сверхширокополосному диапазону. Аналогичные спектральные зависимости, рассчитанные посредством применения развитого в предшествующих публикациях метода импульсных характеристик во временной области с последующим взятием преобразования Фурье, были использованы для сравнения, показавшего качественное совпадение с точным решением.

Благодарности

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского научного фонда, проект № 24-19-00891, <https://rscf.ru/project/24-19-00891/>. Для выполнения численных расчетов в

работе использовалось оборудование учебно-научного дизайн-центра проектирования радиоэлектронных систем СВЧ, терагерцового и оптического диапазонов на отечественной электронной компонентной базе ФГБОУ ВО «ВГУ» в рамках реализации федерального проекта «Подготовка кадров и научного фундамента для электронной промышленности».

Список литературы

1. Liao X. J., Yang H. C., Han N., Li Y. Aperture UWB antenna with triple band-notched characteristics // *Electronics Letters*. 2011. Vol. 47, no. 2. P. 77–79.
2. 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.
3. Bobreshov A. M., Zhabin A. S., Seregina E. A., Uskov G. K. Biconical antenna with inhomogeneous dielectric lens for UWB applications // *Electronics Letters*. 2020. Vol. 56, no. 17. P. 857–859.
4. Hassani S. *Mathematical Physics : A Modern Introduction to Its Foundations*. Springer-Verlag, 1999. 1043 p.
5. Тихонов А. Н., Самарский А. А. *Уравнения математической физики*. 4-е изд. М : Наука, 1972. 736 с.
6. Владимиров В. С. *Уравнения математической физики*. М. : Наука, 1981. 512 с.
7. Скулкин С. П. О некоторых особенностях импульсных полей апертурных антенн. // *Известия вузов. Радиофизика*. 1999. Т. 42, № 2. С. 148–157.
8. Бобрешов А. М., Кононов А. А., Серегина Е. А. [и др.]. Применение аналитического метода расчета импульсно-переходной характеристики для анализа импульсного поля, излученного цилиндрической апертурой // В сб. : XXIX Междунар. научно-техн. конф. «Радиолокация, навигация, связь» — RLNC*2023 (Воронеж, 18—20 апр. 2023 г.). 2023. Т. 4. С. С. 227—233.
9. Бобрешов А. М., Кононов А. А., Серегина Е. А., Усков Г. К. Вычисление первообразной импульсной характеристики цилиндрической апертюры с учетом влияния поляризационного множителя // В сб. : XXXI Междунар. научно-техн. конф. «Радиолокация, навигация, связь» — RLNC*2025 (Воронеж, 15—17 апр. 2025 г.). 2025. Т. 4. С. 238—245.
10. Градштейн И. С., Рыжик И. М. *Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений*. 4-е изд. М. : Физматгиз, 1962. 1100 с.

Информация об авторах

Серегина Екатерина Алексеевна, ведущий инженер, ООО «Электроком-В», г. Воронеж, Российская Федерация.

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.

Modeling a Non-Planar Aperture with Cylindrical Symmetry Based on the Exact Solution of the Helmholtz Equation

E. A. Seregina¹, A. A. Kononov², and G. K. Uskov²

¹ LLP Electrocom-V

43v, Ostuzheva st., room I, office 1, Voronezh, 394033, Russian Federation

² Voronezh State University

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

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

Received: May 20, 2025

Peer-reviewed: May 27, 2025

Accepted: May 27, 2025

Abstract: The paper considers a general mathematical formulation of the problem of calculating the electromagnetic field radiated from a closed surface in the form of a straight circular cylinder, generally of unlimited height. The frequency domain analysis based on the Helmholtz wave equation was carried out, which made it possible to formulate the corresponding boundary value problem for any cartesian component of the field. Using the separation of variables method, a solution was obtained in the form of an eigenfunction decomposition that satisfies the asymptotic radiation conditions and is valid for any physically realizable field distribution on the boundary of the calculation volume. An alternative method for calculating spectral characteristics is also discussed, based on calculating the Fourier transform of the primitive impulse response of the cylindrical aperture. An example with specified numerical values is analyzed and the calculation results obtained by the two methods are compared.

Keywords: non-planar aperture, near field analysis, polarization factor, impulse response, Helmholtz equation.

For citation (IEEE): E. A. Seregina, A. A. Kononov, and G. K. Uskov, "Modeling a Non-Planar Aperture with Cylindrical Symmetry Based on the Exact Solution of the Helmholtz Equation," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 8, no. 4, pp. 555–568, 2025, doi: 10.21227/g2r4-tv72. (In Russ.).

References

- [1] X. J. Liao, H. C. Yang, N. Han and Y. Li, "Aperture UWB antenna with triple band-notched characteristics," *Electronics Letters*, vol. 47, no. 2, pp. 77–79, 2011.
- [2] 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.
- [3] A. M. Bobreshov, A. S. Zhabin, E. A. Seregina and G. K. Uskov, "Biconical antenna with inhomogeneous dielectric lens for UWB applications," *Electronics Letters*, vol. 56, no. 17, pp. 857–859, 2020.

- [4] S. Hassani, *Mathematical Physics: A Modern Introduction to Its Foundations*, Springer-Verlag, 1999.
- [5] A. N. Tikhonov and A. A. Samarskiy, *Uravneniya matematicheskoy fiziki*, 4th ed., Moscow: Nauka Publ., 1972. (in Russ.).
- [6] V. S. Vladimirov, *Equations of Mathematical Physics*, Moscow: Nauka Publ., 1981. (in Russ.).
- [7] S. P. Skulkin, "On some features of the pulsed fields of aperture antennas," *Radiophysics and Quantum Electronics*, vol. 42, no. 2, pp. 148–157, 1999.
- [8] A. M. Bobreshov, A. A. Kononov, E. A. Seregina, [et al.], "Application of the analytical method for calculating the pulse-transient characteristic for the analysis of the pulse field emitted by a cylindrical aperture," in *Proc. XXIX International scientific-technical Radiolocation, Navigation, Communication conference*, Voronezh, Russia, 18–20 Apr. 2023, vol. 4, pp. 227–233.
- [9] A. M. Bobreshov, A. A. Kononov, E. A. Seregina and G. K. Uskov, "Application of the analytical method for calculating the pulse-transient characteristic for the analysis of the pulse field emitted by a cylindrical aperture," in *Proc. XXXI International scientific-technical Radiolocation, Navigation, Communication conference*, Voronezh, Russia, 15–17 Apr. 2025, vol. 4, pp. 238–245.
- [10] I. S. Gradshteyn and I. M. Ryzhik, *Table of integrals, series and products*, 7th ed., Elsevier, 2007. 1221 p.

Information about the authors

Ekaterina A. Seregina, lead engineer of LLP Electrocom-V, Voronezh, Russian Federation.

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.

Jeffreys Prior Based Sparse Bayesian Learning for Digital Predistortion of Power Amplifiers

L. I. Averina and N. E. Guterman

Voronezh State University, Physics Faculty

1, Universitetskaya sq. Voronezh, 394018, Russian Federation

n.guterman@internet.ru

Received: May 14, 2025

Peer-reviewed: May 20, 2025

Accepted: May 20, 2025

Abstract: *The article contains possible approach for digital predistorter model sparse estimation. Proposed method sequentially chooses the most likely regressors based on two-layer hierarchical Bayesian prior representation for Relevance Vector Machine (RVM). Significant sparsity is achieved by introduction improper noninformative Jeffreys prior distribution to this scheme. The conducted comparative analysis demonstrates the highest degree of sparsity for trained digital predistorter model with a slight loss of linearization efficiency.*

Keywords: *digital predistortion, sparse Bayesian learning, noninformative Jeffreys prior, power amplifier.*

For citation (IEEE): L. I. Averina and N. E. Guterman, “Jeffreys Prior Based Sparse Bayesian Learning for Digital Predistortion of Power Amplifiers,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 8, no. 4, pp. 569–587, 2025, doi: 10.21227/mcgc-h297.

1. Introduction

Modern wireless communication systems have a number of advantages over previous generation standards: high channel capacity, large coverage areas, low latency and so forth. Along with these benefits, there are a number of problems that attract the scientific community attention. One of them is digital linearization for Power Amplifiers (PA), which has become especially relevant recently due to growing demand for efficient spectral resources distribution, widespread use of multichannel systems and significant channel losses for millimeter waves. The linearization objective is to eliminate distortions caused by power amplifier both in-band, which leads to good performance in Error Vector Magnitude (EVM), and out-of-band, elimination of which entails perfect Adja-

cent Channel Leakage Ratio (ACLR). The main reason for described negative effects is strong nonlinear nature of power amplifier. At that moment, the most effective method for distortions mitigation is digital predistortion, which can be implemented adaptively using feedback loop from amplifier output to predistorter in digital domain.

Digital predistorter implementation is based on generalized linear model parameters estimation. Full description of nonlinear systems comes down to the sophisticated impulse response representation, expressed in the form of Volterra series [1]. Such approach inevitably encounters the curse of dimensionality; hence various approximations are widely used in practice. Traditional approximate approaches are Memory Polynomial (MP) models [2] and its extension [3]. Thus, the digital predistorter parameters can be easily estimated using Least Squares (LS) method. Standardized LS estimation is identical to maximum-likelihood (ML) estimation; hence, it is extremely sensitive to data set size. For a small training data set the error obtained on validation data may exceed training error with non-zero probability. This widely known effect called overfitting is a serious concern in the field of practical machine learning problems.

Multichannel systems, widely used in modern wireless communications standards, by its nature contain several transmission paths, each of which is equipped with nonlinear power amplifier [4]. Combined with analog beamforming, such architectures suffer from inherent crosstalk, which in turn closely related to spatial distortions [5]. Implementing digital predistortion for each power amplifier is an extremely computationally expensive procedure. At the same time, it is known that the regressor set produced by generalized linear model approach is redundant [6, 7]. One possible alternative is to find sparse model parameters estimates for Digital Predistortion (DPD) and PA identification tasks.

The task of sparse model generation is also relevant for user equipment. Thus, in [8] it is proposed a scalable digital predistorter with adaptively selectable regressors from predetermined set. Suggested method simplifies power amplifier linearization for wideband signals with variable bandwidth and carrier frequency. In [9], a new method for constructing a set of basis functions corresponding to specific behavioral model of power amplifier is proposed. Next, the most relevant ones are selected from generated regressors set. The described approach produces sparse model estimations, only slightly sacrificing digital predistortion performance. In [10] a new method for nonlinear element model generation, based on generalized memory polynomials modification is presented. An algorithm for finding sparse estimates using convex optimization techniques is also demonstrated there.

Finding sparse estimations help to avoid the effect of model overfitting. In this way, introduction the square of unknown parameters vector norm into

the LS method loss function leads to solutions with a small number of non-zero model coefficients. Resulting estimate is well generalized to new, validation data. Using pseudo norm ℓ_0 , which maps the input vector to the number of non-zero elements, leads to NP-hard problem due to the lack of convexity. Therefore, solutions based on regularization with a norm order strictly greater than zero are widely used. In [11] the Least Absolute Shrinkage and Selection Operator (LASSO) algorithm imposing ℓ_1 -norm constraint is used to form the PA sparse behavioral model. It is known that in certain scenarios LASSO estimator is inconsistent – proposed approach lacks universality [12]. Ridge regression based on ℓ_2 -norm constraint insertion, as applied to the problem of finding sparse DPD model, is presented in [13]. In [14] adaptive Principal Component Analysis (PCA), which is a complex version of Generalized Hebbian Algorithm (GHA) [15], is used for DPD sparse estimation. Proposed technique leads to fairly precise PA behavioral models, but the number of parameters in resulting model remains a hyperparameter that must be specified beforehand.

Sparse implementation of DPD is also possible with well-known greedy algorithms from Compressed Sensing signal processing theory. In [16] the Orthogonal Matching Pursuit (OMP) is presented as adaptive method for DPD model order selection. This article proposes an effective approach to make decision on the resulting number of regressors, which in turn depends on the data set size. The number of basis functions sequentially selected by OMP algorithm is optimal if the Bayesian information criterion is minimized in this way [17], [18]. Such approach allows avoiding overfitting of DPD model. As an OMP modification with aim of reducing correlation between basis functions, the Doubly Orthogonal Matching Pursuit (DOMP) was proposed in [19]. Comparative analysis in [6] demonstrates the superiority of DOMP over the studied greedy algorithms.

An obvious disadvantage of presented approaches is the lack of convenient criterion for model order selection. The Bayesian information criterion, although asymptotically equivalent to the maximum posterior probability rule, requires ML estimation for each model in predetermined set. An effective approach to overcome such drawback is based on Bayesian interpretation of regularization [20, 21]. Sparse estimations for generalized linear models can be obtained by introducing a priori probability distributions that concentrate unknown parameters magnitudes near zero and then searching for maximum of marginal likelihood. Described method was first presented in [22] as an alternative to the Support Vector Machine and is called Relevance Vector Machine (RVM). Simple iterative relations obtained using Expectation-Maximization (EM) algorithm

can be used to estimate noise variance and regularization hyperparameters. The key disadvantages of EM approach are extremely low convergence rate and tendency of estimates to arbitrarily small but non-zero values, hence it is necessary to introduce predetermined threshold for zeroing parameters in practice. In order to eliminate described shortcomings, a new approach was proposed, which consists of the most likely regressors sequential selection based on minimization of the same objective function [23]. In relation to DPD sparse model implementation, above algorithm was presented in [24]. Suggested method, originally formulated for real numbers, is generalized to complex case by directly decomposing signal into real and imaginary parts. Double amount of model parameters estimation is computationally expensive; therefore, later an extension of RVM for complex data was presented in [25].

Bayesian regularization allows obtaining probability densities for unknown model parameters, thus establishing uncertainty into DPD model estimation. Degree of sparsity for obtained solution directly depends on the choice of prior probability distribution. Consequently, Laplace and Student distributions lead to more sparse estimates [26], [27]. In order for prior distribution to be conjugate with likelihood, hyperprior distributions for hyperparameters are introduced. The hierarchical Bayesian prior representation constructed in this way has a very general form and suggests a whole family of different distributions with various sparsity properties. Comprehensive analysis of this approach in relation to Compressed Sensing theory is presented in [28].

In this article, sparse Bayesian learning with improper noninformative Jeffreys prior distribution is proposed to generate DPD model [29], [30]. The probability distribution under study allows obtaining estimates with extremely high degree of sparsity [28], [31] and [32]. Comparative analysis of various sparse algorithms is also presented. It is shown that proposed RVM with noninformative Jeffreys prior produces the sparsest estimates of DPD model coefficients with only slight model accuracy degradation and decreasing of linearization performance.

2. Model description

The general scheme for DPD block is described in discrete domain for baseband input and output signals. Let us denote $\Phi \in \mathbb{C}^{N \times n}$ as a matrix of regressors defined by the Volterra series or its approximations, where n – dimension of unknown parameters vector and N is a training data set size. The basis functions were chosen as monomials formed by delayed samples of complex envelope input signals $x(k)$ and their conjugate values $x^*(k)$ in accordance with Generalized Memory Polynomial (GMP) model [3]:

$$y(n) = \sum_{k=0}^{K_a-1} \sum_{l=0}^{L_a-1} a_{kl} x(n-l) |x(n-l)|^k + \\
\sum_{k=1}^{K_b} \sum_{l=0}^{L_b-1} \sum_{m=1}^{M_b} b_{klm} x(n-l) |x(n-l-m)|^k + , \\
\sum_{k=1}^{K_c} \sum_{l=0}^{L_c-1} \sum_{m=1}^{M_c} c_{klm} x(n-l) |x(n-l+m)|^k$$

where $K_a, L_a, K_b, L_b, M_b, K_c, L_c, M_c$ – parameters describing nonlinear and memory effects of PA; a_{kl}, b_{klm}, c_{klm} – DPD model parameters, accordingly their number is equal $n = K_a L_a + K_b L_b M_b + K_c L_c M_c$. Then the DPD model output vector is related to input signal by the following expression:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{\Phi}\mathbf{\theta} + \mathbf{e}, \quad (1)$$

where $\mathbf{\theta} \in \mathbb{C}^n$ – unknown model coefficients, $\mathbf{Y} \in \mathbb{C}^N$ – output signal vector and $\mathbf{e} \in \mathbb{C}^N$ – additive noise vector. The likelihood function is expressed as follows:

$$p(\mathbf{Y} | \mathbf{\theta}, \sigma) = \frac{1}{(\pi\sigma^2)^N} \exp \left\{ -\frac{1}{\sigma^2} \|\mathbf{Y} - \mathbf{\Phi}\mathbf{\theta}\|^2 \right\}. \quad (2)$$

In deriving equation (2) it was assumed that noise samples are drawn from statistically independent one-dimensional circularly-symmetric central complex normal distributions:

$$\mathbf{e} \sim CN(\mathbf{e}; \mathbf{0}, \sigma^2 \mathbf{I}_N).$$

From substituting ML estimates $\hat{\mathbf{\theta}}$ and $\hat{\sigma}$ into (2) it is easy to note that $p(\mathbf{Y} | \hat{\mathbf{\theta}}, \hat{\sigma})$ depends monotonically on the number of basis functions. That is, error achieved during training will decrease monotonically with increasing of n , on the other hand, model's ability to generalize breaks down – overfitting effect is occurred.

Bayesian learning is based on assumption that there is a prior distribution for unknown model parameters $\mathbf{\theta}$. Introducing regularization in this way leads to efficient algorithms for irrelevant regressors rejection, which allows to avoid overfitting effect. An optimal sparse set of parameters can be found by maximizing model evidence, in other words, solving the following optimization problem:

$$\begin{aligned}
 A_* &= \arg \max_A p(\mathbf{Y} | \Phi, A) \\
 &= \arg \max_A \int p(\mathbf{Y} | \Phi, \boldsymbol{\theta}) p(\boldsymbol{\theta} | A) d\boldsymbol{\theta},
 \end{aligned}$$

where $p(\mathbf{Y} | \Phi, \boldsymbol{\theta})$ – ML function, $p(\boldsymbol{\theta} | A)$ – a prior probability distribution of model parameters, $p(\mathbf{Y} | \Phi, A)$ – model evidence function, or marginal likelihood, A – hyperparameters set. Choosing a centered normal prior:

$$p(\boldsymbol{\theta} | A) = p(\boldsymbol{\theta} | \boldsymbol{\alpha}) = \prod_{i=1}^n \frac{\alpha_i}{\pi} \exp \left\{ -\alpha_i |\theta_i|^2 \right\}$$

due to its conjugacy with family of likelihood functions allows to obtain explicit expressions for posterior distribution of parameters $\boldsymbol{\theta}$ and model evidence function. Described approach is a basis of RVM algorithm, in the original implementation of which the hyperparameters $\boldsymbol{\alpha}$ and the noise variance were estimated by iterative formulas derived using EM algorithm. In the next section, in accordance with [28, 23] a derivation of general hierarchical Bayesian prior representation scheme is given. The special case of noninformative Jeffreys prior is considered in detail.

3. General prior distribution scheme

The joint probability density function for described generalized linear model can be expressed as follows:

$$p(\mathbf{Y}, \boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\alpha}, \lambda) = p(\mathbf{Y} | \boldsymbol{\theta}, \lambda) p(\boldsymbol{\theta} | \boldsymbol{\alpha}) p(\boldsymbol{\alpha}) p(\lambda), \quad (3)$$

where $p(\mathbf{Y} | \boldsymbol{\theta}, \sigma) = CN(\mathbf{Y}; \Phi \boldsymbol{\theta}, \lambda^{-1} \mathbf{I}_N)$, λ^{-1} – inverse noise variance parameter. The factorized circularly-symmetric central complex normal distribution is chosen as $p(\boldsymbol{\theta} | \boldsymbol{\alpha})$:

$$p(\boldsymbol{\theta} | \boldsymbol{\alpha}) = \prod_{i=1}^n p(\theta_i | \alpha_i) = \prod_{i=1}^n \frac{1}{\pi \alpha_i} \exp \left\{ -\frac{|\theta_i|^2}{\alpha_i} \right\},$$

where the hyperparameters vector is also represented by a random variable with probability distribution $p(\boldsymbol{\alpha} | \boldsymbol{\eta})$. The support of $p(\boldsymbol{\alpha} | \boldsymbol{\eta})$ coincides with set of non-negative real numbers $\mathbb{R}^+$, and $\boldsymbol{\eta}$ is a vector of deterministic parameters. Described definition of $p(\mathbf{Y}, \boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\alpha}, \lambda)$ is a two-layer hierarchical scheme for pri-

or distribution. By treating $\boldsymbol{\eta}$ as a random variable and introducing the corresponding probability distribution, one can obtain a three-layer scheme, and so on.

The principle of conjugate distributions motivates the use of factorized Gamma-distribution as $p(\boldsymbol{\alpha} | \boldsymbol{\eta})$:

$$\begin{aligned} p(\boldsymbol{\alpha}; \boldsymbol{\varepsilon}, \boldsymbol{\eta}) &= \prod_{i=1}^n p(\alpha_i; \varepsilon, \eta_i) \\ &= \prod_{i=1}^n \frac{\eta_i^\varepsilon}{\Gamma(\varepsilon)} \alpha_i^{\varepsilon-1} \exp\{-\eta_i \alpha_i\} \end{aligned} \quad (4)$$

where $\Gamma(x)$ – Euler's gamma function. Prior distribution of digital predistorter parameters $p(\boldsymbol{\theta}; \boldsymbol{\varepsilon}, \boldsymbol{\eta})$ can be obtained by integrating over hyperparameters $\boldsymbol{\alpha}$:

$$p(\boldsymbol{\theta}; \boldsymbol{\varepsilon}, \boldsymbol{\eta}) = \int_0^\infty p(\boldsymbol{\theta} | \boldsymbol{\alpha}) p(\boldsymbol{\alpha}; \boldsymbol{\varepsilon}, \boldsymbol{\eta}) d\boldsymbol{\alpha} = \prod_{i=1}^n p(\theta_i; \varepsilon, \eta_i), \quad (5)$$

where

$$p(\theta_i; \varepsilon, \eta_i) = \frac{2\eta_i^{\frac{\varepsilon+1}{2}}}{\pi\Gamma(\varepsilon)} |\theta_i|^{\varepsilon-1} K_{\varepsilon-1}(2\sqrt{\eta_i} |\theta_i|),$$

where $K_v(x)$ – modified Bessel function of the second kind with order $v \in \mathbb{R}$. Equation (5) is quite general and it implicitly forms a whole family of prior distributions that insert different degrees of sparsity into the final parameters estimate. For example, by setting $\varepsilon = 3/2$, one can obtain the Laplace law for prior distribution, which is essentially a Bayesian interpretation of adaptive LASSO algorithm [33]. The highest degree of sparsity in parameters estimates is achieved when $\varepsilon = 0$. In this case, expressions for corresponding distributions will take the form:

$$p(\alpha_i; 0, \eta_i) \propto \alpha_i^{-1} \exp\{-\eta_i \alpha_i\}$$

and

$$p(\theta_i; 0, \eta_i) \propto |\theta_i|^{-1} K_1(2\sqrt{\eta_i} |\theta_i|).$$

The integral over entire domain for these functions does not exist. Described prior probability distributions are called improper. It is known that the use of such prior distributions is acceptable in Bayesian inference [34].

The estimation of unknown model parameters $\boldsymbol{\theta}$, hyperparameters $\boldsymbol{\alpha}$ and inverse noise variance parameter λ can be obtained using an iterative procedure derived by EM algorithm. Proposed approach converges to optimal parameters

extremely slow and loses stability in cases with relatively small ε [28]. Therefore, in this point it is suggested to use a well-proven fast implementation of RVM algorithm [23].

Marginal likelihood $p(\mathbf{Y}|\mathbf{a},\lambda)$, deriving by integrating the product $p(\mathbf{Y}|\mathbf{\theta},\lambda)p(\mathbf{\theta}|\mathbf{a})$ over the vector of unknown parameters can be expressed analytically. Probability density function $p(\mathbf{Y}|\mathbf{a},\lambda)$ belongs to the circularly-symmetric complex normal distribution law with zero mean and covariance matrix:

$$\mathbf{C} = \lambda^{-1}\mathbf{I}_N + \mathbf{\Phi}\mathbf{A}\mathbf{\Phi}^H,$$

where $\mathbf{A}$ – diagonal matrix consisting of α_i elements. Therefore, the estimate of hyperparameters $\mathbf{a}$ can be computed by maximization of the following function:

$$L(\mathbf{a}, \boldsymbol{\eta}, \lambda) = \log p(\mathbf{Y}|\mathbf{a}, \lambda) p(\mathbf{a}|\boldsymbol{\eta}) p(\lambda). \quad (6)$$

Covariance matrix $\mathbf{C}$ can be expressed as follows:

$$\mathbf{C} = \lambda^{-1}\mathbf{I}_N + \sum_{k \neq l}^n \alpha_k \boldsymbol{\varphi}_k \boldsymbol{\varphi}_k^H + \alpha_l \boldsymbol{\varphi}_l \boldsymbol{\varphi}_l^H,$$

where $\boldsymbol{\varphi}_k$ – the k -th column of matrix $\mathbf{\Phi}$. Expression for $\mathbf{C}^{-1}$ can be easily written using Woodbury matrix identity:

$$\mathbf{C}^{-1} = \mathbf{C}_{-l}^{-1} - \frac{\mathbf{C}_{-l}^{-1} \boldsymbol{\varphi}_l \boldsymbol{\varphi}_l^H \mathbf{C}_{-l}^{-1}}{\alpha_l^{-1} + \boldsymbol{\varphi}_l^H \mathbf{C}_{-l}^{-1} \boldsymbol{\varphi}_l},$$

where

$$\mathbf{C}_{-l} = \lambda^{-1}\mathbf{I}_N + \sum_{k \neq l}^n \alpha_k \boldsymbol{\varphi}_k \boldsymbol{\varphi}_k^H.$$

Finally, equation (6) will take the form:

$$\begin{aligned} L(\mathbf{a}; \boldsymbol{\eta}, \hat{\lambda}) = & -\log |\mathbf{C}_{-l}| - \mathbf{Y}^H \mathbf{C}_{-l}^{-1} \mathbf{Y} - \sum_{k \neq l}^n \log \alpha_k \\ & - \sum_{k \neq l}^n \eta_k \alpha_k - \log |1 + \alpha_l \boldsymbol{\varphi}_l^H \mathbf{C}_{-l}^{-1} \boldsymbol{\varphi}_l| + \\ & + \frac{|\mathbf{Y}^H \mathbf{C}_{-l}^{-1} \boldsymbol{\varphi}_l|^2}{\alpha_l^{-1} + \boldsymbol{\varphi}_l^H \mathbf{C}_{-l}^{-1} \boldsymbol{\varphi}_l} - \log \alpha_l - \eta_l \alpha_l = L(\mathbf{a}_{-1}) + \ell(\alpha_l) \end{aligned}$$

Function $L(\alpha_{-1})$ incorporates hyperparameters not depending on α_l . All information about α_l is contained in $\ell(\alpha_l)$:

$$\ell(\alpha_l) = -\log|1 + \alpha_l s_l| + \frac{|q_l|^2}{\alpha_l^{-1} + s_l} - \log \alpha_l - \eta_l \alpha_l,$$

where for convenience the following notations were introduced: $s_l = \Phi_l^H \mathbf{C}_{-l}^{-1} \Phi_l$ and $q_l = \mathbf{Y}^H \mathbf{C}_{-l}^{-1} \Phi_l$. The stationary points of $\ell(\alpha_l)$ can be found by analyzing the following cubic equation:

$$-\alpha_l^3 \eta_l s_l^2 - \alpha_l^2 (2s_l^2 + 2\eta_l s_l) + \alpha_l (|q_l|^2 - \eta_l - 3s_l) - 1 = 0.$$

Marginal likelihood function takes its maximum value at one of the extremum points of $\ell(\alpha_l)$. Nature of existing stationary points based on second derivatives behavior allows deriving an effective rule for accepting or rejecting the most relevant regressor and maximizing likelihood at the current iteration.

Until this point, it was assumed that the hyperparameters η_l are deterministic, that is, its values are specified beforehand. Presuming $\eta_l = 0$ for $l = 1, \dots, n$ the noninformative Jeffreys prior can be obtained as $p(\boldsymbol{\theta})$:

$$p(\boldsymbol{\theta}) \propto \prod_{i=1}^n |\theta_i|^{-2},$$

and herewith excluding hyperparameters η_l from Bayesian learning. Accordingly, the analysis of cubic equation will be simplified. Based on the lemma proved in [28], it is stated that for $\varepsilon < 1$ function $\ell(\alpha_l)$ has at best one local maximum. As a consequence, an effective procedure for selecting relevant regressors of digital predistorter model is obtained. Either the local maximum of $\ell(\alpha_l)$ is selected if it exists, or the basis function Φ_l can be discarded by setting $\hat{\alpha}_l = 0$:

$$\hat{\alpha}_l = \begin{cases} \frac{|q_l|^2 - 3s_l + \sqrt{\Delta_l}}{4s_l^2} & |q_l|^2 > (2\sqrt{2} + 3)s_l, \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}, \quad (7)$$

where $\Delta_l = (|q_l|^2 - 3s_l)^2 - 8s_l^2$. The basis of above algorithm is described in detail in [23]. It is only need to replace the conditions (20), (21) from original paper

for discarding regressor ϕ_l with equation (7) and rewrite the likelihood function $\ell(\alpha_l)$ accordingly.

4. Experimental results

For digital predistorter implementation a well-known indirect learning architecture was used. As a test signal, the OFDM waveform with 1024 subcarriers and bandwidth of 200 MHz was generated and sampled on frequency 491,52 MHz. Construction of regressors matrix Φ is carried out with data passed through a power amplifier operating in nonlinear regime. The GMP parameters have the following values: $K_a = K_b = K_c = 7$, $L_a = L_b = L_c = 15$, $M_b = M_c = 6$. Therefore, the total number of regressors is $n = 1365$. In order to demonstrate the overfitting effect, DPD parameters were estimated using three data sets of different sizes: $2,5 \times 10^4$, $3,5 \times 10^4$ and 5×10^4 .

Figure (1) shows power spectral density estimates using Welch method for waveforms at the input of full system, at the output of power amplifier, and at the output of transmitter path, obtained with test data set. The digital predistorter model was trained using LS (here it is noted as ML estimator), Bayesian learning with Jeffreys prior and the RVM algorithm [25] for a data set with size of $2,5 \times 10^4$. Figures (2) and (3) demonstrate the same dependencies for data sets of other sizes.

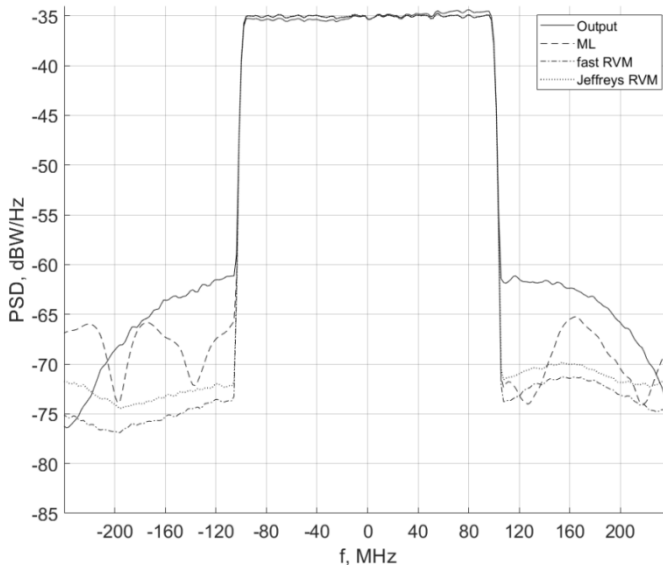


Fig. 1. Power spectral density estimate for DPD model trained on data set of size $2,5 \times 10^4$

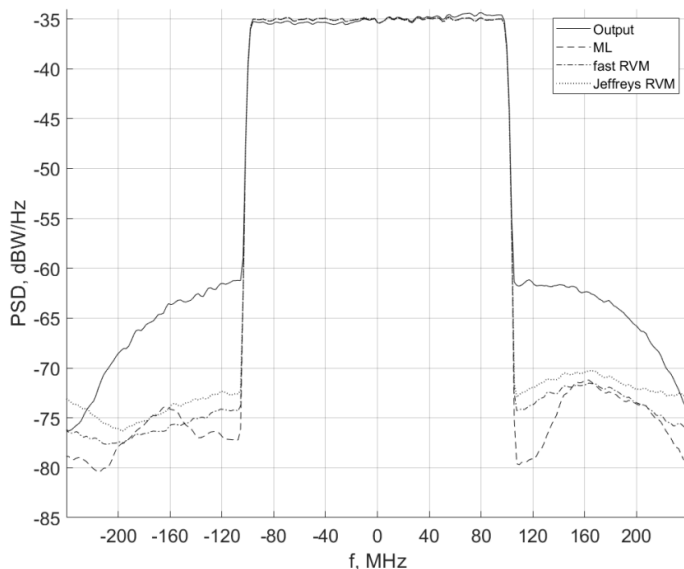


Fig. 2. Power spectral density estimate for DPD model trained on data set of size $3,5 \times 10^4$

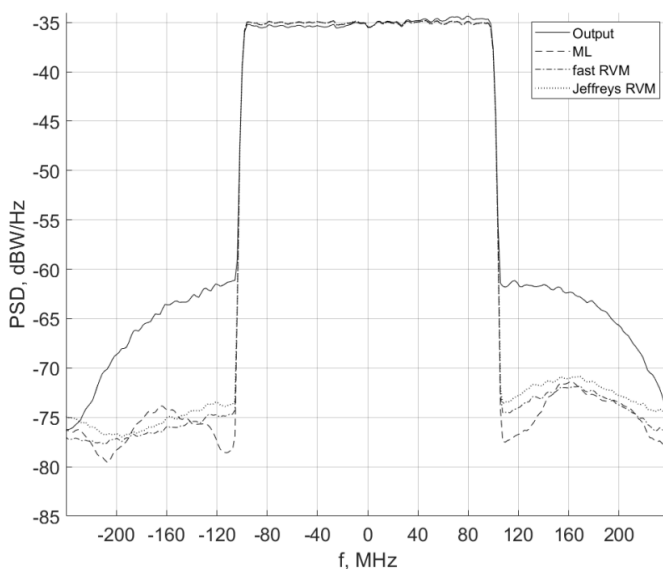


Fig. 3. Power spectral density estimate for DPD model trained on data set of size 5×10^4

From the presented plots, one can draw an appropriate conclusion about model's ability to generalize in different training cases. Introducing Bayesian

regularization for small data set sizes leads to more accurate estimates of unknown coefficients. As the amount of data increases, ML estimate guarantees a smaller error on test data set, but is nevertheless redundant.

A comparative analysis of algorithms generating sparse estimates can be carried out based on computational complexity and key linearization metrics: the Normalized Mean Square Error (NMSE) and out-of-band emission level (ACLR or ACPR). The computational complexity within the scope of this research was determined by the number of basis functions in the final sparse model. Desired characteristics were calculated for ML estimate, fast RVM algorithm [25], iterative EM-RVM, compressed sensing algorithms (OMP and DOMP [16], [19]) and proposed Bayesian learning with Jeffreys prior on data sets of different sizes. Results are shown in table (1). NMSE and ACPR of the input signal and the signal at the output of power amplifier were also shown for comparison. The proposed Bayesian learning algorithm with Jeffreys prior generates the sparsest estimates with only a slight loss of accuracy for small data set sizes $\Delta\text{NMSE} \approx 2$ dB and $\Delta\text{ACPR} \approx 1,5$ dBc compared to fast RVM algorithm, while outperforming other methods in key characteristics except for greedy DOMP. Increase in training data set size neutralizes the negative effect of overfitting and, hence, DOMP algorithm demonstrates the best NMSE and ACPR indicators at a certain level of sparsity. For all three cases, the sparsest estimates are obtained by proposed prior distribution for Bayesian learning, which makes such method suitable for implementing digital predistorter in compact user equipment radio path.

Table 1. Linearization performance of analyzed algorithms

Algorithm	Model size	NMSE, dB	ACPR _L , dBc	ACPR _R , dBc	Dataset size
ML	1365	-30,90	-34,51	-35,10	$2,5 \times 10^4$
fast RVM	29	-34,77	-40,20	-37,41	
Jeffreys RVM	15	-32,78	-38,10	-35,88	
EM RVM	381	-33,97	-38,23	-36,87	
OMP	688	-31,78	-34,07	-35,07	
DOMP	234	-37,28	-41,31	-39,46	
PA _{out}	–	-16,96	-29,52	-28,24	
ML	1365	-37,58	-41,70	-38,73	$3,5 \times 10^4$
fast RVM	31	-35,32	-40,85	-37,82	
Jeffreys RVM	18	-33,41	-39,02	-36,35	
EM RVM	418	-38,82	-44,76	-40,11	
OMP	967	-38,65	-45,06	-39,04	
DOMP	285	-39,60	-44,75	-40,88	
PA _{out}	–	-16,95	-29,52	-28,25	

Algorithm	Model size	NMSE, dB	ACPR _L , dBc	ACPR _R , dBc	Dataset size
ML	1365	-37,60	-43,47	-38,86	5×10^4
fast RVM	34	-35,86	-41,20	-38,18	
Jeffreys RVM	23	-34,59	-40,21	-37,07	
EM RVM	441	-39,21	-44,83	-40,13	
OMP	982	-38,70	-45,35	-39,20	
DOMP	302	-39,74	-45,46	-41,08	
PA _{out}	—	-16,96	-29,52	-28,28	

Figures (4) and (5) demonstrate AM/AM and AM/PM characteristics of nonlinear amplifier under test in the absence of linearization and in the presence of digital predistorter model trained by proposed Bayesian learning with Jeffreys prior. These dependencies illustrate nonlinear and inertial properties of system. It is clear from the figures that Bayesian regularization with Jeffreys prior distribution, in addition to sparseness of estimates, guarantees a good quality of power amplifier linearization.

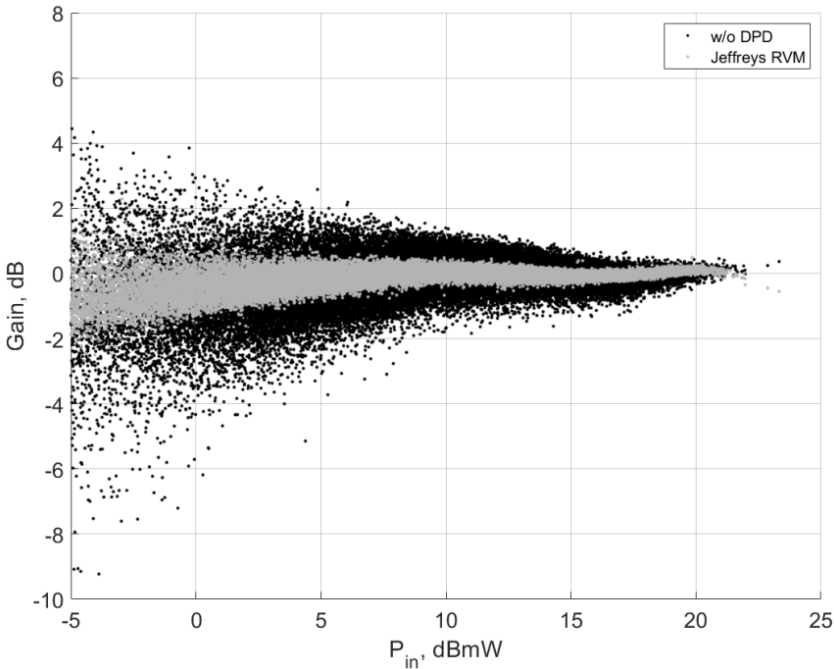


Fig. 4. AM/AM characteristics of nonlinear amplifier in the absence of linearization and in the presence of digital predistortion model with 23 basis functions of GMP model

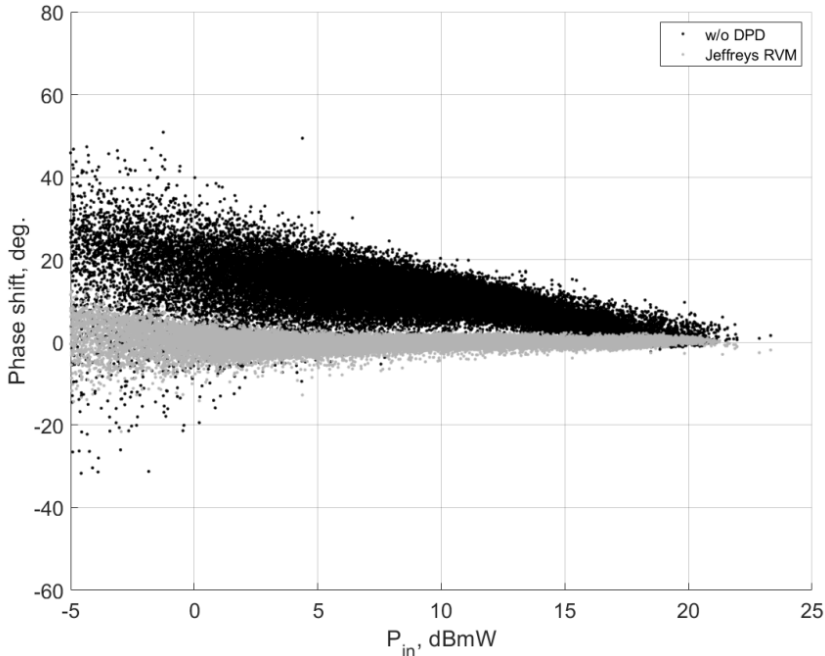


Fig. 5. AM/PM characteristics of nonlinear amplifier in the absence of linearization and in the presence of digital predistortion model with 23 basis functions of GMP model

5. Conclusion

The possible approach for training digital predistorter model reaching a high degree of sparsity in resulting estimates was presented. Proposed algorithm is based on sequential selection of the most likely regressors from the set of basis functions or removal of irrelevant regressors and, hence, allows for adaptive implementation in communication systems. Comparative analysis of algorithm under research and widely used greedy approaches demonstrates advantage of Bayesian learning in terms of estimates sparseness. The disadvantage is a some loss of performance in model accuracy and in suppression of out-of-band emissions in transmitter path, so in practice the search of trade-off solutions remains open.

Acknowledgments

The research was carried out at the expense of grant from Russian Science Foundation № 24-19-00891: <https://rscf.ru/project/24-19-00891/>.

References

1. M. Schetzen, *The Volterra and Wiener Theories of Nonlinear Systems*, New York: John Wiley & sons, 1980.

2. J. Kim and K. Konstantinou, "Digital predistortion of wideband signals based on power amplifier model with memory," *Electronics Letters*, vol. 37, no. 23, pp. 1417–1418, 2001.
3. D. R. Morgan, Z. Ma, J. Kim, [et al.], "A Generalized Memory Polynomial Model for Digital Predistortion of RF Power Amplifiers," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 54, no. 10, pp. 3852–3860, 2006.
4. W. Tong and P. Zhu, *6G: The Next Horizon: From Connected People and Things to Connected Intelligence*, Cambridge: Cambridge University Press, 2021.
5. A. Brihuega, L. Anttila and M. Valkama, "Beam-Level Frequency-Domain Digital Predistortion for OFDM Massive MIMO Transmitters," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 71, no. 4, pp. 1412–1427, 2023.
6. J. A. Becerra, M. J. Madero-Ayora, and C. Crespo-Cadenas, "Comparative Analysis of Greedy Pursuits for the Order Reduction of Wideband Digital Predistorters," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 67, no. 9, pp. 3575–3585, 2019.
7. K. A. Okoudjou, *Finite Frame Theory: A Complete Introduction to Overcompleteness*. Providence, RI, USA: American Mathematical Society, 2016.
8. W. Li, Y. Guo, G. Montoro and P. L. Gilabert, "A Scalable Bandwidth and Frequency-Dependent DPD Linearizer for User Equipment Power Amplifiers With Nonflat Frequency Response," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 72, no. 5, pp. 2870–2882, 2024.
9. R. Han, C. Jiang, G. Yang, [et al.], "Pruned Basis Space Search for Digital Predistortion of RF Power Amplifiers," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 71, no. 7, pp. 2946–2957, 2023.
10. C. S. Hems and C. M. Panazio, "Sparse Flexible Reduced-Volterra Model for Power Amplifier Digital Pre-Distortion," *IEEE Access*, vol. 10, pp. 121970–121984, 2022.
11. D. Wisell, J. Jaldén, and P. Handel, "Behavioral Power Amplifier Modeling Using the LASSO," in: *2008 IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference*, pp. 1864–1867, 2008.
12. P. Zhao and B. Yu, "On Model Selection Consistency of Lasso," *Journal of Machine Learning Research*, vol. 7, no. 12, pp. 2541–2563, 2006.
13. L. Guan and A. Zhu, "Optimized Low-Complexity Implementation of Least Squares Based Model Extraction for Digital Predistortion of RF Power Amplifiers," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 60, no. 3, pp. 594–603, 2012.
14. D. López-Bueno, Q. A. Pham, G. Montoro, and P. L. Gilabert, "Independent Digital Predistortion Parameters Estimation Using Adaptive Principal Component Analysis," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 66, no. 12, pp. 5771–5779, 2018.
15. Y. Zhang and Y. Ma, "CGHA for Principal Component Extraction in the Complex Domain," *IEEE Transactions on Neural Networks*, vol. 8, no. 5, pp. 1031–1036, 1997.
16. J. Reina-Tosina, M. Allegue-Martínez, C. Crespo-Cadenas, [et al.], "Behavioral Modeling and Predistortion of Power Amplifiers Under Sparsity Hypothesis," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 63, no. 2, pp. 745–753, 2015.
17. P. Stoica and Y. Selen, "Model-order selection: a review of information criterion rules," *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 21, no. 4, pp. 36–47, 2004.
18. G. Schwarz, "Estimating the Dimension of a Model," *The Annals of Statistics*, vol. 6, no. 2, pp. 461–464, 1978.
19. J. A. Becerra, M. J. Madero-Ayora, J. Reina-Tosina, [et al.], "A Reduced-Complexity Doubly Orthogonal Matching Pursuit Algorithm for Power Amplifier Sparse Behavioral Modeling," in: *2019 IEEE Topical Conference on RF/Microwave Power Amplifiers for Radio and Wireless Applications (PAWR)*, pp. 1–3, 2019.

20. D. J. C. MacKay, "Bayesian Interpolation," *Neural Computation*, vol. 4, no. 3, pp. 415–447, 1992.
21. D. J. C. MacKay, "A Practical Bayesian Framework for Backpropagation Networks," *Neural Computation*, vol. 4, no. 3, pp. 448–472, 1992.
22. M. E. Tipping, "Sparse Bayesian Learning and the Relevance Vector Machine," *Journal of Machine Learning Research*, vol. 1, pp. 211–244, 2001.
23. M. E. Tipping and A. C. Faul, "Fast Marginal Likelihood Maximization for Sparse Bayesian Models," in: *9th International Workshop on Artificial Intelligence and Statistics*, pp. 276–283, 2003.
24. J. Peng, S. He, B. Wang [et al.], "Digital Predistortion for Power Amplifier Based on Sparse Bayesian Learning," *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 63, no. 9, pp. 828–832, 2016.
25. C. Crespo-Cadenas, M. J. Madero-Ayora, J. A. Becerra, and S. Cruces, "A Sparse-Bayesian Approach for the Design of Robust Digital Predistorters Under Power-Varying Operation," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 70, no. 9, pp. 4218–4230, 2022.
26. S. D. Babacan, R. Molina, and A. K. Katsaggelos, "Bayesian Compressive Sensing Using Laplace Priors," *IEEE Transactions on Image Processing*, vol. 19, no. 1, pp. 53–63, 2010.
27. D. P. Wipf, J. A. Palmer, and B. D. Rao, "Perspectives on Sparse Bayesian Learning," in: *Neural Information Processing Systems*, 2004.
28. N. L. Pedersen, C. N. Manchón, M. A. Badiu, [et al.], "Sparse Estimation Using Bayesian Hierarchical Prior Modeling for Real and Complex Linear Models," *Signal Processing*, vol. 115, pp. 94–109, 2015.
29. M. A. T. Figueiredo, "Adaptive sparseness for supervised learning," *IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence*, vol. 25, no. 9, pp. 1150–1159, 2003.
30. M. A. T. Figueiredo, "Adaptive Sparseness Using Jeffreys Prior," *Advances in Neural Information Processing Systems*, vol. 14, 2001.
31. J. Du, J. Cao, L. Jin, [et al.], "Indoor Vehicle Positioning for MIMO-OFDM WIFI Systems via Rearranged Sparse Bayesian Learning," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 23, no. 7, pp. 7849–7864, 2024.
32. D. P. Wipf and B. D. Rao, "Sparse Bayesian learning for basis selection," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 52, no. 8, pp. 2153–2164, 2004.
33. H. Zou, "The Adaptive Lasso and Its Oracle Properties," *Journal of the American Statistical Association*, vol. 101, no. 476, pp. 1418–1429, 2006.
34. J. O. Berger, *Statistical Decision Theory and Bayesian Analysis*. New York: Springer-Verlag, 1993.

Information about the authors

Larisa I. Averina, doctor of science in physics and mathematics, full professor, Department of electronics, Physics Faculty, Voronezh State University, Voronezh, Russian Federation.

Nikita E. Guterman, post-graduate student, Department of electronics, Physics Faculty, Voronezh State University, Voronezh, Russian Federation.

Формирование разреженной модели цифрового корректора на основе Байесовского обучения с априорным распределением Джеффриса

Аверина Л. И., Гутерман Н. Е.

Воронежский государственный университет, Физический факультет
Университетская пл., 1, Воронеж, 394018, Российская Федерация
n.guterman@internet.ru

Получено: 14 мая 2025 г.

Отрецензировано: 20 мая 2025 г.

Принято к публикации: 20 мая 2025 г.

Аннотация: Предложен способ формирования разреженной оценки модели цифрового корректора, используемого для линеаризации передающего СВЧ тракта, основанный на обобщении иерархической схемы задания априорных распределений в методе релевантных векторов. Изложенный в рамках статьи алгоритм базируется на введении неинформативного априорного распределения Джеффриса, позволяющего сгенерировать наиболее разреженные оценки. Проведенный сравнительный анализ демонстрирует наивысшую степень разреженности обученной модели цифрового корректора лишь при незначительной потере эффективности линеаризации.

Ключевые слова: цифровой корректор, Байесовское обучение, априорное распределение Джеффриса, усилитель мощности.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Averina L. I., Guterman N. E. Jeffreys Prior Based Sparse Bayesian Learning for Digital Predistortion of Power Amplifiers // Infocommunications and Radio Technologies. 2025. Vol. 8, no. 4. P. 569–587.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Averina, L. I. Jeffreys Prior Based Sparse Bayesian Learning for Digital Predistortion of Power Amplifiers / L. I. Averina, N. E. Guterman // Infocommunications and Radio Technologies. – 2025. – Vol. 8, no. 4. – P. 569–587.

Список литературы

1. Schetzen M. The Volterra and Wiener Theories of Nonlinear Systems. New York : John Wiley & sons, 1980.
2. Kim J., Konstantinou K. Digital predistortion of wideband signals based on power amplifier model with memory // Electronics Letters. 2001. Vol. 37, no. 23. P. 1417–1418.
3. Morgan D. R., Ma Z., Kim J. [et al.]. A Generalized Memory Polynomial Model for Digital Predistortion of RF Power Amplifiers // IEEE Transactions on Signal Processing. 2006. Vol. 54, no. 10. P. 3852–3860.
4. Tong W., Zhu P. 6G : The Next Horizon: From Connected People and Things to Connected Intelligence. Cambridge : Cambridge University Press, 2021.

5. Brihuela A., Anttila L., Valkama M. Beam-Level Frequency-Domain Digital Predistortion for OFDM Massive MIMO Transmitters // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 2023. Vol. 71, no. 4. P. 1412–1427.
6. Becerra J. A., Madero-Ayora M. J., Crespo-Cadenas C. Comparative Analysis of Greedy Pursuits for the Order Reduction of Wideband Digital Predistorters // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 2019. Vol. 67, no. 9. P. 3575–3585.
7. Okoudjou K. A. *Finite Frame Theory : A Complete Introduction to Overcompleteness*. Providence, RI, USA : American Mathematical Society, 2016.
8. Li W., Guo Y., Montoro G., Gilabert P. L. A Scalable Bandwidth and Frequency-Dependent DPD Linearizer for User Equipment Power Amplifiers With Nonflat Frequency Response // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 2024. Vol. 72, no. 5. P. 2870–2882.
9. Han R., Jiang C., Yang G. [et al.]. Pruned Basis Space Search for Digital Predistortion of RF Power Amplifiers // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 2023. Vol. 71, no. 7. P. 2946–2957.
10. Hems C. S., Panazio C. M. Sparse Flexible Reduced-Volterra Model for Power Amplifier Digital Pre-Distortion // *IEEE Access*. 2022. Vol. 10, pp. 121970–121984.
11. Wisell D., Jaldén J., Handel P. Behavioral Power Amplifier Modeling Using the LASSO. In : 2008 IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference. P. 1864–1867.
12. Zhao P., Yu B. On Model Selection Consistency of Lasso // *Journal of Machine Learning Research*. 2006. Vol. 7, no. 12. P. 2541–2563.
13. Guan L., Zhu A. Optimized Low-Complexity Implementation of Least Squares Based Model Extraction for Digital Predistortion of RF Power Amplifiers // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 2012. Vol. 60, no. 3. P. 594–603.
14. López-Bueno D., Pham Q. A., Montoro G., Gilabert P. L. Independent Digital Predistortion Parameters Estimation Using Adaptive Principal Component Analysis // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 2018. Vol. 66, no. 12. P. 5771–5779.
15. Zhang Y., Ma Y. CGHA for Principal Component Extraction in the Complex Domain // *IEEE Transactions on Neural Networks*. 1997. Vol. 8, no. 5. P. 1031–1036.
16. Reina-Tosina J., Allegue-Martínez M., Crespo-Cadenas C. [et al.]. Behavioral Modeling and Predistortion of Power Amplifiers Under Sparsity Hypothesis // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 2015. Vol. 63, no. 2. P. 745–753.
17. Stoica P., Selen Y. Model-order selection: a review of information criterion rules // *IEEE Signal Processing Magazine*. 2004. Vol. 21, no. 4. P. 36–47.
18. Schwarz G. Estimating the Dimension of a Model // *The Annals of Statistics*. 1978. Vol. 6, no. 2. P. 461–464.
19. Becerra J. A., Madero-Ayora M. J., Reina-Tosina J. [et al.]. A Reduced-Complexity Doubly Orthogonal Matching Pursuit Algorithm for Power Amplifier Sparse Behavioral Modeling. In : 2019 IEEE Topical Conference on RF/Microwave Power Amplifiers for Radio and Wireless Applications (PAWR). 2019. P. 1–3.
20. MacKay D. J. C. Bayesian Interpolation // *Neural Computation*. 1992. Vol. 4, no. 3, P. 415–447.
21. MacKay D. J. C. A Practical Bayesian Framework for Backpropagation Networks // *Neural Computation*. 1992. Vol. 4, no. 3. P. 448–472.
22. Tipping M. E. Sparse Bayesian Learning and the Relevance Vector Machine // *Journal of Machine Learning Research*. 2001. Vol. 1. P. 211–244.
23. Tipping M. E., Faul A. C. Fast Marginal Likelihood Maximization for Sparse Bayesian Models. In : 9th International Workshop on Artificial Intelligence and Statistics. 2003. P. 276–283.
24. Peng J., He S., Wang B. [et al.]. Digital Predistortion for Power Amplifier Based on Sparse Bayesian Learning // *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*. 2016. Vol. 63, no. 9. P. 828–832.

25. Crespo-Cadenas C., Madero-Ayora M. J., Becerra J. A., Cruces S. A Sparse-Bayesian Approach for the Design of Robust Digital Predistorters Under Power-Varying Operation // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2022. Vol. 70, no. 9. P. 4218–4230.
26. Babacan S. D., Molina R., Katsaggelos A. K. Bayesian Compressive Sensing Using Laplace Priors // IEEE Transactions on Image Processing. 2010. Vol. 19, no. 1. P. 53–63.
27. Wipf D. P., Palmer J. A., Rao B. D. Perspectives on Sparse Bayesian Learning. In : Neural Information Processing Systems, 2004.
28. Pedersen N. L., Manchón C. N., Badiu M. A. [et al.]. Sparse Estimation Using Bayesian Hierarchical Prior Modeling for Real and Complex Linear Models // Signal Processing. 2015. Vol. 115. P. 94–109.
29. Figueiredo M. A. T. Adaptive sparseness for supervised learning // IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence. 2003. Vol. 25, no. 9. P. 1150–1159.
30. Figueiredo M. A. T. Adaptive Sparseness Using Jeffreys Prior // Advances in Neural Information Processing Systems, 2002.
31. Du J., Cao J., Jin L. [et al.]. Indoor Vehicle Positioning for MIMO-OFDM WIFI Systems via Rearranged Sparse Bayesian Learning // IEEE Transactions on Wireless Communications, 2024. Vol. 23, no. 7. P. 7849–7864.
32. Wipf D. P., Rao B. D. Sparse Bayesian learning for basis selection // IEEE Transactions on Signal Processing. 2004. Vol. 52, no. 8. P. 2153–2164.
33. Zou H. The Adaptive Lasso and Its Oracle Properties // Journal of the American Statistical Association. 2006. Vol. 101, no. 476. P. 1418–1429.
34. Berger J. O. Statistical Decision Theory and Bayesian Analysis. New York : Springer-Verlag, 1993.

Информация об авторах

Аверина Лариса Ивановна, доктор физико-математических наук, профессор, кафедра электроники, Физический факультет, Воронежский государственный университет, Воронеж, Российская Федерация.

Гутерман Никита Евгеньевич, аспирант, кафедра электроники, Физический факультет, Воронежский государственный университет, Воронеж, Российская Федерация.

Двухканальные системы для линеаризации передающего СВЧ тракта

Аверина Л. И., Завгородний И. В.

Воронежский государственный университет

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

averina@phys.vsu.ru, zavgorodny@phys.vsu.ru

Получено: 15 мая 2025 г.

Отрецензировано: 22 мая 2025 г.

Принято к публикации: 22 мая 2025 г.

Аннотация: Рассмотрена задача линеаризации передающего СВЧ тракта с использованием двухканальных подходов. Приведены архитектуры передатчиков, использующие двухканальные системы с разделением и сложением сигналов, позволяющие снизить пик-фактор передаваемого сигнала и уровень его внеполосных и внутриполосных искажений. На основе имитационного компьютерного моделирования проведен сравнительный анализ двух алгоритмов: итеративное дихотомическое снижение пик-фактора и линейное усиление с использованием нелинейных компонентов. Исследовано влияние неидентичности характеристик усилителей мощности в каналах на эффективность работы рассматриваемых алгоритмов. Ключевым критерием в оценке качества предложенных двухканальных систем являлась их энергоэффективность.

Ключевые слова: усилитель мощности, линеаризация, неидентичность передающих каналов, итеративное дихотомическое снижение пик-фактора, линейное усиление с использованием нелинейных компонентов.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Аверина Л. И., Завгородний И. В. Двухканальные системы для линеаризации передающего СВЧ тракта // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2025. Т. 8, № 4. С. 588—599.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Аверина, Л. И. Двухканальные системы для линеаризации передающего СВЧ тракта / Л. И. Аверина, И. В. Завгородний // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. — 2025. — Т. 8, № 4. — С. 588—599.

1. Введение

В связи со значительно возросшим числом устройств беспроводной связи при разработке современных систем передачи данных накладываются

жесткие условия на спектр передаваемого сигнала. Это связано с тем, что при формировании и усилении полезного сигнала из-за нелинейности передающего тракта возникают различные внеполосные и внутриполосные излучения. В качестве источников таких радиоизлучений могут выступать различные устройства передающего тракта: модулятор, синтезатор частот, смеситель. Но основным устройством, вносящим нелинейные искажения в полезный сигнал, является усилитель мощности (УМ), увеличивающий мощность радиосигнала до необходимого уровня, прежде чем он будет передан в эфир. Обеспечение высокой энергетической эффективности является крайне важным требованием, предъявляемым к передающим трактам систем связи, так как при этом минимизируется потребляемая мощность от источников питания и снижаются расходы на энергопотребление. Главная проблема состоит в том, что высокая энергоэффективность достигается лишь в нелинейных режимах работы усилителей мощности, что приводит к высоким уровням нелинейных искажений передаваемого сигнала. Большинство современных сигналов, используемых в системах радиосвязи, обладают высоким пик-фактором, который определяется как отношение пиковой мощности сигнала к средней. Значительное изменение уровня огибающей таких сигналов в совокупности с нелинейными свойствами усилителя мощности служат причиной множества внутри- и внеполосных помех, которые искажают сигнал и ухудшают передачу по соседним частотным каналам.

За последние годы для решения этой проблемы были предложены и оптимизированы различные методы снижения пик-фактора. К ним можно отнести ограничение амплитуды с последующей фильтрацией, резервирование тона, линеаризация УМ цифровыми методами [1—3]. Существуют также гибридные подходы, которые используют двухканальные системы и сочетают в себе как способы снижения пик-фактора, так и методы линеаризации передающего тракта. К таким методам можно отнести метод итеративного дихотомического снижения пик-фактора сигнала (*IDP*) [4] и метод линейного усиления с использованием нелинейных компонентов (*LINC*) [5]. Однако эффективность работы этих методов в значительной мере зависит от степени идентичности характеристик усилителей мощности в каналах. Поэтому целью данной работы является проведение сравнительного анализа эффективности линеаризации передающего СВЧ тракта с помощью двух гибридных подходов, использующих двухканальные системы, в условиях неидентичности характеристик каналов.

2. Двухканальные способы линеаризации передающего СВЧ тракта

В работе рассматриваются двухканальные способы линеаризации передающего СВЧ тракта: итеративное дихотомическое снижение пик-

фактора сигнала и линейное усиление с использованием нелинейных компонентов. Выбор данных методов для проведения сравнительного анализа был обусловлен схожей архитектурой построения передатчика. Оба метода подразумевают разложение исходного цифрового сигнала на две компоненты, каждая из которых в своем канале преобразуется в аналоговый вид, переносится на рабочую частоту и усиливается нелинейным услителем мощности. Далее эти аналоговые компоненты объединяются с помощью сумматора и подаются на антенну. Блок-схемы передающих трактов на основе *IDP* и *LINC* систем представлены на рис. 1.

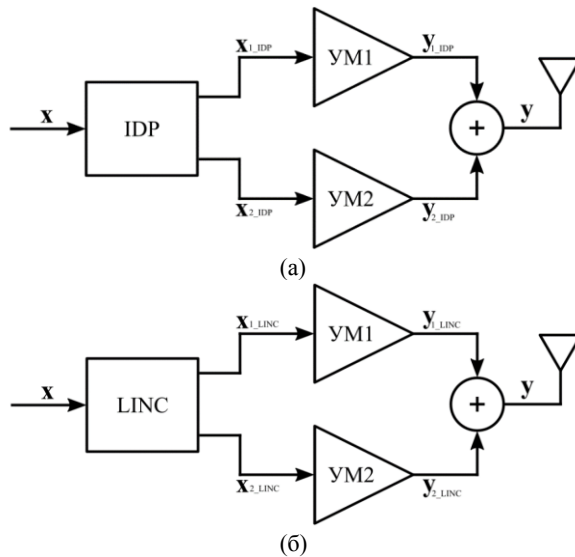


Рис. 1. Архитектура передающего тракта: а) на основе *IDP*; б) на основе *LINC*.

Fig. 1. Transmission path architecture: а) based on *IDP*; б) based on *LINC*

Итак, любой сигнал $\mathbf{x}$ можно представить в комплексном виде:

$$\mathbf{x} = |\mathbf{x}| \exp(j\varphi_{\mathbf{x}}),$$

где $|\mathbf{x}|$ — модуль $\mathbf{x}$, $\varphi_{\mathbf{x}}$ — его фаза.

Основной идеей метода итеративного дихотомического снижения пик-фактора является разложение сигнала $\mathbf{x}$, обладающего высоким значением пик-фактора, на подсигналы с гораздо более низким значением пик-фактора. В случае двухканальной системы на выходе алгоритма *IDP* сигналы $\mathbf{x}_{1_IDP}$ и $\mathbf{x}_{2_IDP}$ определяются следующим образом:

$$\mathbf{x}_{1_IDP} = R_1 \exp(j\varphi_{\mathbf{x}}) + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \varepsilon_2, \quad (1)$$

$$\mathbf{x}_{2_IDP} = R_2 \exp(j\varphi_x) + \frac{R_2}{R_1 + R_2} \boldsymbol{\varepsilon}_2, \quad (2)$$

где $R_1 = \mathbb{E}\{|\mathbf{x}|\}$ — огибающая первого сигнала на первой итерации алгоритма, $R_2 = \mathbb{E}\{|\boldsymbol{\varepsilon}_1|\}$ — огибающая второго сигнала на второй итерации алгоритма, $\boldsymbol{\varepsilon}_1$ и $\boldsymbol{\varepsilon}_2$ представляют собой сигналы ошибки на первой и второй итерации соответственно, $\mathbb{E}\{\cdot\}$ обозначает операцию математического ожидания. Соотношения $R_1 / (R_1 + R_2)$ и $R_2 / (R_1 + R_2)$ задают правило дихотомии, в соответствии с которым мощности сигналов $\mathbf{x}_{1_IDP}$ и $\mathbf{x}_{2_IDP}$ делятся пропорционально мощности сигнала $\mathbf{x}$.

Основная идея метода линейного усиления с использованием нелинейных компонентов заключается в разложении сигнала $\mathbf{x}$ с непостоянной огибающей на два сигнала с постоянной огибающей и нулевым пик-фактором. На выходе алгоритма *LINC* сигналы $\mathbf{x}_{1_LINC}$ и $\mathbf{x}_{2_LINC}$ определяются следующим образом:

$$\mathbf{x}_{1_LINC} = \frac{\mathbf{x} + \mathbf{e}}{2}, \quad (3)$$

$$\mathbf{x}_{2_LINC} = \frac{\mathbf{x} - \mathbf{e}}{2}. \quad (4)$$

Сигнал $\mathbf{e}$ находится в квадратуре к входному сигналу $\mathbf{x}$ и определяется по формуле:

$$\mathbf{e} = j\mathbf{x} \sqrt{\frac{\max(|\mathbf{x}|^2)}{|\mathbf{x}|^2} - 1}. \quad (5)$$

Подстановка (5) в (3) и (4) позволяет убедиться в постоянстве амплитуд сигналов $\mathbf{x}_{1_LINC}$ и $\mathbf{x}_{2_LINC}$ и их равенстве значению $\max(|\mathbf{x}|)/2$.

3. Физические причины и описание неидентичности трактов усиления

После разделения сигнала $\mathbf{x}$ его составляющие усиливаются в нелинейных усилителях мощности. Усиленные составляющие входного сигнала объединяются в сумматоре и могут быть представлены в виде:

$$\mathbf{y} = \mathbf{y}_1 + \mathbf{y}_2 = K_1 \mathbf{x}_1 + K_2 \mathbf{x}_2,$$

где $K_1 = G_1 \exp(-j\varphi_1)$ и $K_2 = G_2 \exp(-j\varphi_2)$ — комплексные коэффициенты усиления каждого аналогового канала.

При идентичных характеристиках усилителей в каждом канале, когда $K_1 = K_2$, выходной сигнал y представляет собой линейно усиленную и задержанную по фазе копию входного сигнала x . Неидентичность каналов усиления, когда $K_1 \neq K_2$, приводит к внеполосным и внутриполосным искажениям суммарного сигнала. Для количественной оценки неидентичности каналов усиления введем коэффициент $\Delta K = \frac{1}{2}(K_1 - K_2)$, который

характеризует разбаланс каналов. Коэффициент ΔK представляет собой отличие коэффициента усиления первого канала от среднего значения и противоположен такому отклонению коэффициента усиления второго канала.

На рис. 2 приведена базовая структурная схема усилителя мощности. В каскаде усиления в качестве активного элемента может выступать транзистор, усилительный модуль, лампа бегущей волны и т. д. Высокая энергоэффективность достигается тогда, когда мощность, передаваемая от источника к нагрузке, является максимальной. Для этого используются цепи, называемые согласующими, которые обеспечивают правильное согласование импеданса путем его изменения между источником и нагрузкой. Согласующие входная и выходная цепи также содержат индуктивности, емкости и другие частотно-зависимые импедансы, которые в общем случае являются инерционными. На практике создание двух идентичных усилителей является достаточно сложной задачей, поскольку невозможно подобрать электрические компоненты с одинаковыми параметрами. В результате происходит нарушение согласования между каскадом усиления и нагрузкой, что приводит к изменению нелинейной передаточной характеристики усилителя мощности. Это особенно верно для высокочастотных приложений, таких как радиочастотные и СВЧ цепи.



Рис. 2. Принципиальная схема усилителя мощности.

Fig. 2. Schematic diagram of a power amplifier

Для оценки влияния изменения значения нагрузки на изменение нелинейной передаточной характеристики усилителя мощности в среде схемотехнического моделирования AWR был проведен компьютерный эксперимент. Для этого был спроектирован СВЧ усилитель на основе биполярного транзистора. Рассогласование между каскадом усиления и нагрузкой имитировалось путем изменения комплексного импеданса нагрузки при

фиксированном комплексном импедансе выходной согласующей цепи. Через этот усилитель мощности пропусклся заранее сформированный сигнал с *QPSK* модуляцией и записывались отсчеты сигнала на выходе усилителя. Далее квадратуры сигналов на входе и выходе анализируемого усилителя мощности использовались для расчета коэффициентов его поведенческой модели. При этом рассматривалась одна из наиболее простых модификаций модели Вольтерры, а именно полиномиальная модель с памятью, математическое представление которой имеет вид:

$$y(t) = \sum_{p=1}^P \sum_{m=0}^M h_{p,m} x(t-m) |x(t-m)|^{p-1},$$

где $h_{p,m}$ — коэффициенты модели усилителя, а P и M являются степенью нелинейности и глубиной памяти, которые в процессе моделирования равнялись 9 и 1 соответственно. Полученные амплитудно-амплитудные характеристики усилителя при различных значениях выходной нагрузки представлены на рис. 3. Видно, что с увеличением абсолютной величины нагрузки усилитель переходит в более нелинейный режим.

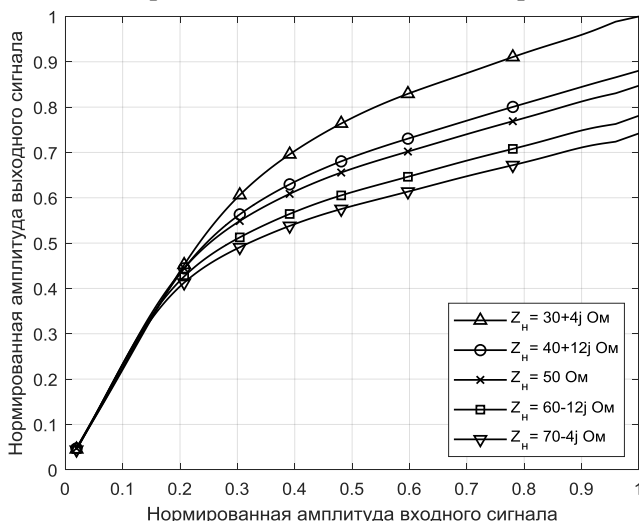


Рис. 3. Амплитудно-амплитудная характеристика УМ при различных значениях нагрузки.

Fig. 3. Amplitude-amplitude characteristics of a PA at different load values

4. Результаты сравнительного анализа двухканальных способов линейаризации

Дальнейшее моделирование работы передающего тракта и двухканальных алгоритмов линейаризации проводилось на основе компьютерного

эксперимента в среде программирования *Matlab*. Тестовым сигналом был выбран *OFDM* сигнал с полосой 200 МГц и пик-фактором равным 10,31 дБ. При этом учитывалась только нелинейность усилителя по амплитуде, т. е. когда нелинейной является амплитудно-амплитудная характеристика. Учет нелинейности амплитудно-фазовой характеристики УМ приведет к дополнительным нелинейным искажениям передаваемого сигнала. При моделировании полагалось, что в каждом эксперименте каскад усиления первого канала согласован с нагрузкой, импеданс которой равен 50 Ом, а согласование каскада усиления второго канала с нагрузкой является переменным. Величина разбаланса каналов рассчитывалась как разность коэффициентов усиления в децибелах первого и второго усилителей мощности относительно амплитуды входного сигнала 0,5 нормированных единиц.

В качестве количественной меры, описывающей внеполосное излучение, использовался параметр относительного уровня внеполосного излучения *ACPR*, который определяется соотношением:

$$ACPR_3 = 10 \log_{10} (P_{\text{сосед.кан}} / P_{\text{осн.кан}}),$$

$$ACPR_5 = 10 \log_{10} (P_{\text{доп.кан}} / P_{\text{осн.кан}}),$$

где $P_{\text{осн.кан}}$ — средняя мощность сигнала в основном канале, $P_{\text{сосед.кан}}$ — средняя мощность сигнала в соседнем канале, $P_{\text{доп.кан}}$ — средняя мощность сигнала в дополнительном канале. Из приведенного определения *ACPR* видно, что эта величина учитывает как нелинейные, так и усилительные свойства системы.

Критерием оценки деформированности сигнального созвездия выступает модуль вектора ошибки *EVM*, который показывает, как изменяется положение точек модуляции на диаграмме при проявлении нелинейных искажений. Он рассчитывается по формуле:

$$EVM = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N (I_{i,ex} - I_{i,вых})^2 + \sum_{i=1}^N (Q_{i,ex} - Q_{i,вых})^2}{\sum_{i=1}^N (I_{i,ex}^2 + Q_{i,ex}^2)}},$$

где $I_{i,ex}$, $Q_{i,ex}$ — квадратуры сигнала на входе УМ, $I_{i,вых}$, $Q_{i,вых}$ — квадратуры сигнала на его выходе.

Результаты работы алгоритмов линеаризации передающего СВЧ тракта представлены в таблице 1 и на рис. 4 и 5. На рис. 4 и 5 представлены зависимости *ACPR* (кривые 1 и 2 — соседний канал, кривые 3 и 4 — дополнительный канал для *IDP* и *LINC* систем соответственно) и *EVM* (кривая 1 — *IDP* система, кривая 2 — *LINC* система) от величины разба-

ланса каналов соответственно. Из полученных данных видно, что при идентичных характеристиках каналов, когда разбаланс их коэффициентов передачи равен 0 дБ, *LINC* демонстрирует более эффективную линейаризацию по сравнению с *IDP*. При величине разбаланса каналов порядка 0,6 дБ рассматриваемые алгоритмы позволяют добиться схожего уровня линейаризации системы. Дальнейшее увеличение в неидентичности нелинейных характеристик каналов приводит к значительному ухудшению линейаризации передающего тракта при использовании *LINC*, в то время как *IDP* демонстрирует приемлемый уровень искажения сигнала. На основе этого можно сделать вывод о нечувствительности алгоритма *IDP* к разбалансу каналов и значительной зависимости алгоритма *LINC* к неидентичности характеристик аналоговых каналов передающего СВЧ тракта.

Таблица 1. Результаты сравнительного анализа.

Table 1. Results of comparative analysis

Анализируемые параметры Метод линеаризации	Импе- данс нагрузки, Ом	Разба- ланс ка- налов, дБ	ACPR, дБ				EVM. дБ
			Левый канал		Правый канал		
			доп.	сосед.	сосед.	доп.	
Итеративное дихотомическое снижение пик- фактора	30+4j	-1,36	-38,22	-31,85	-31,87	-38,21	-10,04
	40+12j	-0,33	-37,89	-32,21	-32,20	-37,92	-10,05
	50	0	-37,64	-31,69	-31,69	-37,65	-10,04
	60-12j	0,70	-36,98	-30,94	-30,91	-36,95	-10,04
	70-4j	1,15	-38,17	-31,12	-31,11	-38,18	-10,05
Линейное усиление с использованием нелинейных компонентов	30+4j	-1,36	-32,43	-25,63	-25,67	-32,46	-6,57
	40+12j	-0,33	-45,18	-37,76	-37,75	-45,21	-12,62
	50	0	-81,09	-62,11	-62,13	-81,09	-22,29
	60-12j	0,70	-37,80	-30,17	-30,18	-37,77	-9,28
	70-4j	1,15	-33,05	-28,38	-28,39	-33,06	-7,98

5. Заключение

В работе рассмотрена задача линейаризации передающего СВЧ тракта с использованием двухканальных подходов: метода итеративного дихотомического снижения пик-фактора и метода линейного усиления с использованием нелинейных компонентов. При этом исследовалось влияние неидентичности характеристик усилителей мощности в каналах на эффективность работы рассматриваемых алгоритмов. В качестве основного источника, приводящего к разбалансу каналов, в работе использовалось разное значение нагрузочного импеданса. Проведенный на основе имитационного компьютерного моделирования сравнительный анализ показал, что в условиях идентичности характеристик аналоговых каналов метод *LINC* демонстрирует более эффективную линейаризацию по сравнению с

IDP. При неидентичности характеристик аналоговых каналов наблюдается значительное ухудшение линейаризации передающего тракта при использовании *LINC* метода, в то время как *IDP* метод демонстрирует нечувствительность к разбалансу каналов.

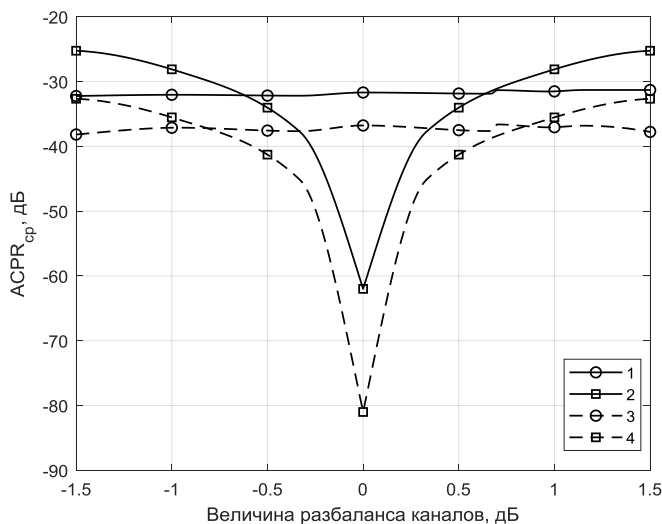


Рис. 4. Влияние разбаланса каналов на среднее значение ACPR передающего тракта.

Fig. 4. Effect of path imbalance on the average ACPR of a transmission path

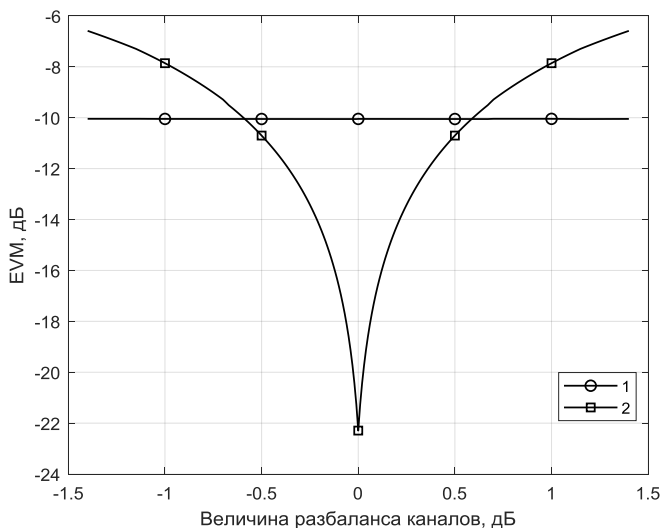


Рис. 5. Влияние разбаланса каналов на EVM передающего тракта.

Fig. 5. Effect of path imbalance on the EVM of a transmission path

Благодарности

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 24-19-00891, <https://rscf.ru/project/24-19-00891/>.

Список литературы

1. Chakrapani A., Palanisamy V. A Novel Clipping and Filtering Algorithm Based on Noise Cancellation for PAPR Reduction in OFDM Systems // Proc. Natl. Acad. Sci., India, Sect. A. Phys. Sci. 2014. Vol. 84, no. 3. P. 467–472.
2. Hou J., Ge J., Gong F. Tone Reservation Technique Based on Peak-Windowing Residual Noise for PAPR Reduction in OFDM Systems // IEEE Trans. Veh. Technol. 2015. Vol. 64, no. 11. P. 5373–5378.
3. Guan L., Zhu A. Green Communications : Digital Predistortion for Wideband RF Power Amplifiers // IEEE Microwave. 2014. Vol. 15, no. 7. P. 84–99.
4. Tahkoubit K. et al. Iterative Dichotomy PAPR Reduction Method for Multicarrier Waveforms // IEEE Commun. Lett. 2019. Vol. 23, no 11. P. 2073–2076.
5. Garcia-Ducar P. et al. Design and Experimental Evaluation of a LINC Transmitter for OFDM Systems // IEEE Trans. Wireless Commun. 2010. Vol. 9, no 10. P. 2983–2987.

Информация об авторах

Аверина Лариса Ивановна, доктор физико-математических наук, профессор кафедры электроники Физического факультета Воронежского государственного университета, г. Воронеж, Российская Федерация.

Завгородний Илья Вячеславович, аспирант кафедры электроники Физического факультета Воронежского государственного университета, г. Воронеж, Российская Федерация.

Two-Channel Systems for Linearization of the Microwave Transmission Path

L. I. Averina and I. V. Zavgorodniy

Voronezh State University
University Square, 1, Voronezh, 394018, Russian Federation
averina@phys.vsu.ru, zavgorodny@phys.vsu.ru

Received: May 15, 2025

Peer-reviewed: May 22, 2025

Accepted: May 22, 2025

Abstract: The problem of linearization of the microwave transmitting path using two-channel approaches is considered. The paper presents transmitter architectures that use two-channel systems with signal separation and addition, which allow for a reduction in the peak factor of the transmitted signal and the level of its out-of-band and in-band distortions. Based on computer simulation modeling, a comparative analysis of two algorithms was carried out: iterative dichotomous reduction of the peak factor and linear amplification using nonlinear components. The influence of non-identity of the characteristics of power amplifiers in channels on the efficiency of the algorithms under consideration is investigated. The main criterion in assessing the quality of the proposed two-channel systems was their energy efficiency.

Keywords: power amplifier, linearization, non-identity of transmission channels, iterative dichotomy crest factor reduction, linear amplification using nonlinear components.

For citation (IEEE): L. I. Averina and I. V. Zavgorodniy, "Two-channel Systems for Linearization of the Microwave Transmission Path," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 8, no. 4, pp. 588–599, 2025, doi: 10.21227/nnmw-rv19. (In Russ.).

References

- [1] A. Chakrapani and V. Palanisamy, "A Novel Clipping and Filtering Algorithm Based on Noise Cancellation for PAPR Reduction in OFDM Systems," *Proc. Natl. Acad. Sci., India, Sect. A Phys. Sci.*, vol. 84, no. 3, pp. 467–472, 2014.
- [2] J. Hou, J. Ge, and F. Gong, "Tone Reservation Technique Based on Peak-Windowing Residual Noise for PAPR Reduction in OFDM Systems," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Vol. 64, no. 11, pp. 5373–5378, 2015.
- [3] L. Guan and A. Zhu, "Green Communications: Digital Predistortion for Wideband RF Power Amplifiers," *IEEE Microwave*, vol. 15, no. 7, pp. 84–99, 2014.
- [4] K. Tahkoubi, [et al.], "Iterative Dichotomy PAPR Reduction Method for Multicarrier Waveforms," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 23, no. 11, pp. 2073–2076, 2019.
- [5] P. Garcia-Ducar, [et al.], "Design and Experimental Evaluation of a LINC Transmitter for OFDM Systems," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 9, no. 10, pp. 2983–2987, 2010.

Information about the authors

Larisa I. Averina, Doctor of Physical and Mathematical Sciences, Professor of the Department of Electronics, Faculty of Physics, Voronezh State University, Voronezh, Russian Federation.

Ilya V. Zavgorodniy, post-graduate student of the Department of Electronics, Faculty of Physics, Voronezh State University, Voronezh, Russian Federation.

Информационная матрица Фишера в задаче однопозиционного определения местополо- жения неподвижных источников излучения в пассивных навигационных системах

Петров Ю. В., Аникин С. Н., Лужков Л. А., Макеев И. А.,
Прошнов М. И., Рогожин В. А.

*Балтийский государственный технический ун-т «ВОЕНМЕХ» им. Д. Ф. Устинова
ул. 1-я Красноармейская, д. 1, г. Санкт-Петербург, 190005, Российская Федерация
petrov-i4@yandex.ru*

Получено: 19 мая 2025 г.

Отрецензировано: 26 мая 2025 г.

Принято к публикации: 26 мая 2025 г.

Аннотация: *Получены аналитические выражения для информационной матрицы Фишера, определяющей потенциальную точность определения местоположения неподвижных источников радиоизлучения (ИРИ) различными методами в пассивных навигационных системах. Рассмотрены однопозиционные методы: псевдо-триангуляционный и многогипотезный. Метод позволяет производить одновременное оценивание вектора состояния и вектора неизвестных параметров математической модели системы без включения их в вектор состояния системы. В статье показана принципиальная возможность повышения точности (или оперативности достижения требуемой точности) определения местоположения ИРИ при использовании многогипотезного метода.*

Ключевые слова: *оценивание, вектор состояния, параметры модели, фильтр Калмана, неопределенность, расходимость, невязки, гипотезы, точность, оперативность, достоверность.*

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Петров Ю. В. и др. Информационная матрица Фишера в задаче однопозиционного определения местоположения неподвижных источников излучения в пассивных навигационных системах // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2025. Т. 8, № 4. С. 600—614.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Информационная матрица Фишера в задаче однопозиционного определения местоположения неподвижных источников излучения в пассивных навигационных системах / Ю. В. Петров, С. Н. Аникин, Л. А. Лужков и др. // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2025. — Т. 8, № 4. — С. 600—614.

1. Введение

Одна из фундаментальных проблем в теории управления заключается в оценивании вектора состояния динамической системы по зашумленным измерениям. В теории статистического оценивания разработано большое разнообразие методов решения этой задачи [1—3]. Получить оптимальную по критерию минимума среднеквадратической ошибки несмещенную оценку заданного параметра в условиях воздействия гауссовского шума позволяет фильтр Калмана, нашедший широкое применение при решении практических задач. Особенности его построения подробно описаны в ряде работ [4—6]. Однако практическое применение фильтра Калмана ограничено случаями, когда параметры моделей динамической системы и ее наблюдения известны точно. Ситуации, когда параметры эти неизвестны, приводят к ошибкам при оценивании состояния динамической системы и «расхождению» процесса фильтрации.

Известно большое количество работ в отечественной и зарубежной литературе, посвященное решению этой проблемы [1—6]. Одни работы связаны с «загрублением» фильтров и использованием субоптимальных алгоритмов, что ведет к потере точности или увеличению времени достижения ей требуемого значения. Другие работы посвящены различным методам адаптации фильтров под неизвестные параметры моделей динамических систем. При этом требуется относительно большое время достижения устойчивых оценок. Есть работы, связанные с предварительной идентификацией неизвестных параметров моделей, не позволяющие реализовать такие фильтры в реальном времени. Существуют и другие подходы. Кроме того, общим недостатком упомянутых подходов является сильная чувствительность формируемых оценок к влиянию систематических ошибок и сбоев в измерениях.

2. Многогипотезный метод одновременного оценивания вектора состояния и вектора неизвестных параметров математической модели системы

Рассмотрим линейную динамическую систему в дискретном виде (отметим, что в целях идентификации параметров модели аппарат дискретных передаточных функций более эффективен, чем непрерывные функции):

$$X_i = F_{i/i-1} \cdot X_{i-1} + D_i \cdot U_i + V_i, \quad (1)$$

где i — номер отсчета (дискретное время $i \cdot \Delta t$); $i = \overline{1, N}$; $X_i = (x_k)_i$ — вектор состояния системы, $k = \overline{1, N_c}$; N_c — размерность вектора; $F_{i/i-1} =$

$(f_{k_1 k_2})$ — матрица, описывающая динамику системы; $k_1 = \overline{1, N_c}$, $k_2 = \overline{1, N_c}$, размерность матрицы $N_c \times N_c$; $U_i = (u_k)_i$ — вектор управления, $k = \overline{1, N_y}$; N_y — размерность вектора управления; D — матрица управления размерностью $N_c \times N_y$; $V_i = (v_k)_i$ — вектор возмущающих воздействий, которые определяются ковариационной матрицей $Q = (\sigma_{v_k}^2)$.

Уравнение наблюдения:

$$\tilde{X}_i = H \cdot X_i + \Xi_i, \quad (2)$$

где $\tilde{X}_i = (\tilde{x}_i)_i$ — вектор измерений; $i = \overline{1, N_i}$; N_i — размерность вектора измерений; H — матрица измерений размерностью $N_i \times N_c$. Если непосредственному измерению подлежат все элементы вектора состояния, то $N_i = N_c$; $i = k$; $H = I$; $\Xi_i = (\xi_i)_i$ — вектор ошибок измерений, которые определяются ковариационной матрицей $R = (\sigma_{\xi_i}^2)$; N_c — размерность вектора.

Прогноз оценки состояния в фильтре Калмана и сама оценка соответственно равны:

$$\hat{X}_{i/i-1} = F_{i/i-1} \cdot \hat{X}_{i-1} + D_i \cdot U_i \quad (3)$$

$$\hat{X}_i = \hat{X}_{i/i-1} + K_i \cdot (\tilde{X}_i - \hat{X}_{i/i-1}), \quad (4)$$

где K_i — коэффициенты усиления фильтра.

Таким образом, для построения оптимального фильтра Калмана надо знать все элементы априорно неизвестной матрицы $F_{i/i-1} = (f_{k_1 k_2})_{i/i-1}$. Эти элементы могут содержать информационные параметры $\lambda_{i\lambda}$, $i\lambda = \overline{1, N_\lambda}$, не подлежащие непосредственному измерению. Здесь N_λ — количество неизвестных параметров модели, необходимых для построения фильтра.

Обозначим через $\Lambda = (\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_{N_\lambda})^T$ — вектор неизвестных параметров модели, $A = (a_1, a_2, \dots, a_{N_A})^T$ — вектор известных постоянных параметров модели, $\tilde{B}_i = (\tilde{b}_{1i}, \tilde{b}_{2i}, \dots, \tilde{b}_{N_{Bi}})^T$ — вектор измеряемых параметров модели, не входящих в вектор состояния, в общем случае — изменяющихся во времени. Тогда переходная матрица и матрица управления будут зависеть от этих векторов:

$$F_{i/i-1}(A, \tilde{B}_i, \Lambda), D_i(A, \tilde{B}_i, \Lambda) \quad (5)$$

Существуют различные методы идентификации неизвестных параметров модели $\lambda_{i\lambda}$: полиномиальной аппроксимации с дальнейшей экстраполяцией значений, последовательных коррекций. Широкое распространение получил метод Мейна [5], в котором предлагается фильтр Калмана использовать не для оценивания вектора состояния системы, а для оценивания параметров уравнений «предсказателя». При этом вектор состояния

должен быть непосредственно доступен измерению. Есть разновидности этого метода, в которых расширяется вектор состояния за счет вектора параметров уравнений состояния. Однако все эти методы отличает «долгая» сходимость и значительное увеличение вычислительных ресурсов за счет увеличения размерности векторов.

Предлагается:

— по каждому неизвестному параметру модели $\lambda_{i\lambda}$, $i\lambda = \overline{1, N_\lambda}$ выдвинуть по $N_{\lambda_{i\lambda}}$ гипотез об их значениях $\lambda_{i\lambda}^j$, $j = \overline{1, N_{\lambda_i}}$; всего получится M гипотез $j = \overline{1, M}$, где j — номер гипотезы:

$$M = \prod_{i\lambda=1}^{N_\lambda} N_{\lambda_{i\lambda}} \quad (6)$$

— формировать M матриц $F_{i/i-1}^j(A, \tilde{B}_i, \Lambda_j)$ и $D_{i/i-1}^j(A, \tilde{B}_i, \Lambda_j)$, в каждой из которых использовать свою гипотезу о значениях параметров модели λ^j ;

— построить M калмановских фильтров для оценивания вектора состояния, в каждом из которых использовать свои матрицы $F_{i/i-1}^j$ и $D_{i/i-1}^j$.

При совпадении значений параметров модели с принятыми значениями в одной из гипотез фильтр становится оптимальным (или близким к оптимальному), оценки вектора состояния системы — нерасходящимися. Отметим, что ошибки оценивания при этом будут центрированными со СКО значительно меньшим, чем у ошибок измерения. При отличии значений параметров модели от принятых значений в других гипотезах фильтр становится неоптимальным, оценки вектора состояния системы — расходящимися, ошибки оценивания со временем начинают возрастать.

Для определения, какая гипотеза наиболее соответствует реальным значениям параметров модели, необходимо сравнить качество работы всех фильтров. Мерой отличия могут служить так называемые невязки измерений, под которыми понимаются разницы между измеренными и прогнозируемыми величинами $[(\tilde{x}_i)_i - (\hat{x}_i)_{i/i-1}^j]$.

Можно показать, что критерий минимума суммы квадратов невязок будет эквивалентен калмановскому критерию минимальной среднеквадратической ошибки оценивания при условии ее нулевого математического ожидания:

$$\sigma_{\Delta \tilde{x}_n}^2 = M(\Delta \hat{x}_n^2) \rightarrow \min \quad (7)$$

Добавим в это выражение постоянную величину — дисперсию ошибок измерения $\sigma_{\Delta \tilde{x}_n}^2$:

$$\sigma_{\Delta \tilde{x}_n}^2 + \sigma_{\Delta \hat{x}_n}^2 \rightarrow \min \quad (8)$$

При условии нулевого математического ожидания ошибок измерения:

$$[M(\Delta\tilde{x}_n^2) + M(\Delta\hat{x}_n^2)] \rightarrow \min \quad (9)$$

Если ошибки измерения и ошибки оценивания не коррелированы между собой $M(\Delta\tilde{x}_n \cdot \Delta\hat{x}_n) = 0$, то, добавив удвоенное это слагаемое к предыдущему выражению, получим:

$$\begin{aligned} & [M(\Delta\tilde{x}_n^2) + 2 \cdot M(\Delta\tilde{x}_n \cdot \Delta\hat{x}_n) + M(\Delta\hat{x}_n^2)] = \\ & = M[(\Delta\tilde{x}_n - \Delta\hat{x}_n)^2] = M[(x_n + \Delta\tilde{x}_n - x_n - \Delta\hat{x}_n)^2] \end{aligned} \quad (10)$$

Окончательно получаем:

$$M[(\tilde{x}_n - \hat{x}_n)^2] \rightarrow \min \quad (11)$$

Тогда с учетом точностных характеристик измерителей и чувствительности элементов вектора состояния системы к неизвестным параметрам модели, предлагаемым критерием будет минимум взвешенной суммы квадратов невязок, накопленных к шагу N .

$$\begin{aligned} S_N^j &= \sum_{n=1}^N [\tilde{x}_n - H \cdot \hat{x}_{n/n-1}^j]^T \cdot Q^{-1} \cdot [\tilde{x}_n - H \cdot \hat{x}_{n/n-1}^j] \rightarrow \min \\ Q &= Q_\varphi + H \cdot \left(\frac{\partial X}{\partial \Lambda}\right) \cdot Q_\lambda \cdot \left(\frac{\partial X}{\partial \Lambda}\right)^T \cdot H^T \\ Q_\varphi &= \text{diag}(\sigma_{\Delta\tilde{x}_1}^2) \\ Q_\lambda &= \text{diag}(\sigma_{\hat{\lambda}_i}^2) = \text{diag}[(\Delta\lambda_i)^2/12], \end{aligned} \quad (12)$$

где Q_φ — ковариационная матрица ошибок измерения; $\sigma_{\Delta\tilde{x}_1}^2 = \sigma_{11}^2$ — диагональные элементы ковариационной матрицы ошибок измерения, имеющие смысл дисперсий ошибок измерения соответствующих элементов вектора измерений; $\frac{\partial X}{\partial \Lambda}$ — матрица частных производных, определяющих чувствительность элементов вектора состояния X к неизвестным параметрам модели Λ ; Q_λ — ковариационная матрица ошибок выдвижения гипотез; $\sigma_{\hat{\lambda}_i}^2$ — диагональные элементы ковариационной матрицы ошибок выдвижения гипотез, имеющие смысл дисперсий ошибок выдвижения гипотез о соответствующих значениях элементов вектора неизвестных параметров модели; $\Delta\lambda_i$ — «шаг» по соответствующей гипотезе (разница значений параметров модели при принятии соответствующих гипотез).

В качестве оценок вектора $\hat{\Lambda}_N$ на шаге N принимается вектор, для которого выполняется условие:

$$\hat{\Lambda}_N = \hat{\Lambda}_N^{\arg \min_j S_N^j} \quad (13)$$

На рис. 1 приведена структура обработки информации.

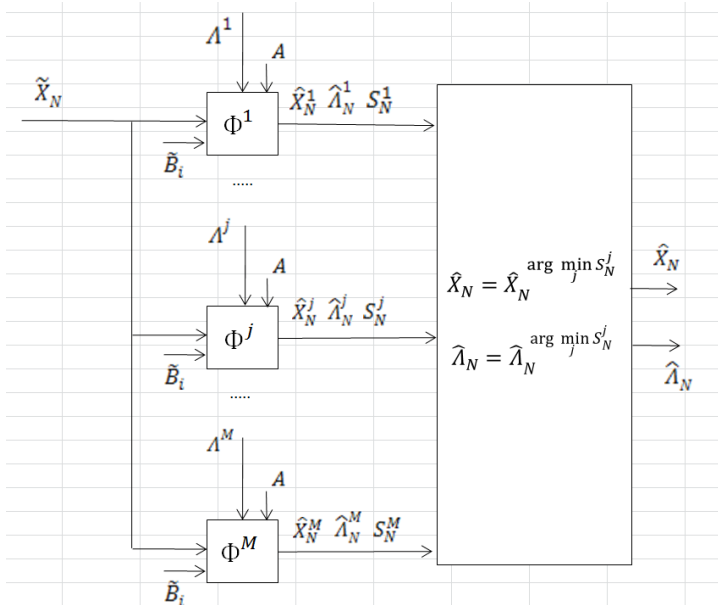


Рис. 1. Структура обработки информации.

Fig. 1. Information processing structure

Отметим, что оценка параметров модели $\hat{\Lambda}_N$ возможна с точностью до дискрета между принятыми значениями параметров в соответствующих гипотезах («шага гипотез»). При правильном выборе гипотезы СКО ошибок оценивания параметров модели $\lambda_{i\lambda}$ при этом будет равно:

$$\sigma_{\hat{\lambda}_{i\lambda}} = \frac{\Delta\lambda_{i\lambda}}{\sqrt{12}} \quad (14)$$

В одномерном случае $N = 1$, а матрица Q для всех фильтров будет одинакова, поэтому выражение можно упростить:

$$S_N^j = \sum_{n=1}^N (\tilde{x}_n - \hat{x}_{n/n-1}^j)^2 \rightarrow \min \quad (15)$$

Недостатком метода является увеличение вычислительных затрат по сравнению с используемыми в настоящее время методами обработки измерений.

3. Информационная матрица Фишера в задаче определения местоположения источников радиоизлучения псевдотриангуляционным методом

При определении координат и параметров движения источников радиоизлучения (ИРИ) [7—13] возникают две задачи. Прямая задача состоит

в достижении максимальной точности при фиксированном времени решения задачи [14—16]. Обратная задача — в оценке минимального времени решения, за которое может быть получена заданная точность [14—15]. Эти задачи устанавливают связь между точностью оценок координат и временем решения задачи оценивания при заданном значении среднеквадратической ошибки пеленгования. Можно показать, что решение обеих задач может быть сведено к максимизации функционала от информационной матрицы Фишера [16].

Основная идея при этом состоит в том, чтобы охарактеризовать оценки формируемых параметров в терминах их ковариационных матриц (в скалярном случае — дисперсий ошибок оценивания координат). Нижняя граница при этом определяется неравенством Рао — Крамера и равна матрице, обратной информационной матрице Фишера:

$$\text{cov}(\theta) \geq M^{-1}(\theta) \quad (16)$$

При оценке местоположения неподвижного ИРИ в горизонтальной плоскости определим вектор состояния как [17]:

$$X_k = [\varphi_k, D_k]^T \quad (17)$$

Дискретное уравнение состояния системы:

$$X_{k+1} = \Phi_{k+1/k} \cdot X_k + U_k, \quad (18)$$

где $\Phi_{k+1/k} = I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$ — переходная матрица; U_k — вектор управления:

$$U_k = \begin{pmatrix} V_k \cdot \sin \varphi_k \cdot \Delta t / D_k \\ -V_k \cdot \cos \varphi_k \cdot \Delta t \end{pmatrix}, \quad (19)$$

где $\Delta t = t_{k+1} - t_k = \text{const}$ — постоянный интервал дискретизации по времени.

Обозначим последовательность состояний до момента времени t_n через $X_n = (X_1, X_2, \dots, X_n)^T$, а последовательность управлений $U_n = (U_1, U_2, \dots, U_n)^T$.

Измеряемым параметром является пеленг на цель.

Уравнение наблюдения для него будет иметь вид:

$$\varphi_n = h(X_n, U_n) = \varphi_0 + \sum_{k=1}^n (V_k \cdot \sin \varphi_k \cdot \Delta t / D_k) \quad (20)$$

Обозначим через $\tilde{Z}_n = (\tilde{Z}_1, \tilde{Z}_2, \dots, \tilde{Z}_n)^T$ — вектор измеренных значений (пеленгов). Предположим, что пеленги измеряются с ошибками w_k , представляющими собой гауссовский процесс с нулевым средним и дисперсией $\sigma_{\varphi k}^2$:

$$\begin{aligned} \tilde{Z}_k &= \varphi_k + w_k \\ w_n &= (w_1, w_2, \dots, w_n)^T \in \text{NORM}(0, C), \\ C &= \text{diag}(\sigma_{\varphi k}^2) \end{aligned} \quad (21)$$

Уравнение состояния системы и уравнение наблюдения определяют задачу определения местоположения цели по измерениям пеленгов: наблюдатель в течение времени $t_n - t_0 = n \cdot \Delta t$ накапливает информацию о пеленгах на цель. Оцениваемым вектором θ неизвестных параметров цели в зависимости от решаемой задачи может быть $\theta = X_0$, $\theta = (D_k, V_k, \Psi_k)^T$ или другие. Для неподвижной цели неизвестным параметром будет дальность до нее в начальный момент времени $\theta = D_0$.

Информационная матрица для неизвестного параметра θ определяет количество информации, содержащейся в векторе наблюдений $\tilde{Z}_n$ относительно θ . В случае выполнения гипотезы о равномерном и прямолинейном движении носителя и нормальности ошибок измерения, информационная матрица Фишера задается соотношением вида:

$$M[\theta, X_n, U_n] = \left[\frac{\partial h(X_n, U_n)}{\partial \theta} \right]^T \cdot C^{-1} \cdot \left[\frac{\partial h(X_n, U_n)}{\partial \theta} \right] = H_n^T \cdot C^{-1} \cdot H_n \quad (22)$$

Здесь градиент функции измерений $h(X_k, U_k)$:

$$H_k = \frac{\partial h(X_k, U_k)}{\partial D} = -V_k \cdot \sin \varphi_k \cdot \Delta t / D_k^2 \quad (23)$$

Тогда вектор H_n принимает вид:

$$H_n = \begin{bmatrix} -V_1 \cdot \sin \varphi_1 \cdot \Delta t / D_1^2 \\ \vdots \\ -V_k \cdot \sin \varphi_k \cdot \Delta t / D_k^2 \\ \vdots \\ -V_n \cdot \sin \varphi_n \cdot \Delta t / D_n^2 \end{bmatrix} \quad (24)$$

а информационная матрица Фишера записывается в виде:

$$M(\theta, X_n, U_n) = \sum_{k=1}^n \left(\frac{-V_k \cdot \sin \varphi_k \cdot \Delta t}{\sigma_{\varphi k} \cdot D_k^2} \right)^2 \quad (25)$$

Выбор информационной матрицы Фишера $M(\theta)$ в качестве меры точности оценок обосновывается тем, что, согласно неравенству Рао-Крамера, для несмещенных оценок θ матрица, обратная к информационной, дает нижнюю границу оценки ковариации $\text{cov}(\theta)$: $\text{cov}(\theta) \geq M(\theta, X_n, U_n)^{-1}$

Применительно к полученным выше результатам:

$$\sigma_{Dn}^2 \geq 1 / \sum_{k=1}^n \left(\frac{-V_k \cdot \sin \varphi_k \cdot \Delta t}{\sigma_{\varphi k} \cdot D_k^2} \right)^2 \quad (26)$$

Это выражение определяет потенциальную точность оценивания местоположения ИРИ по угломерным измерениям. Эффективной оценкой дальности до ИРИ будет такая, при которой достигается равенство:

$$\sigma_{Dn}^2 = 1 / \sum_{k=1}^n \left(\frac{-V_k \cdot \sin \varphi_k \cdot \Delta t}{\sigma_{\varphi k} \cdot D_k^2} \right)^2 \quad (27)$$

В частном случае, на больших дальностях до ИРИ, при постоянных скорости и направлении движения носителя, а также СКО ошибок измерения пеленгов, получаем:

$$\begin{aligned}\sigma_{Dn}^2 &= \left(\frac{\sigma_\varphi}{V \cdot \sin\varphi \cdot \Delta t} \right)^2 / \sum_{k=1}^n \left(\frac{1}{D_k^2} \right)^2 = \\ &= \left(\frac{\sigma_\varphi \cdot D_0^2}{V \cdot \sin\varphi \cdot \Delta t} \right)^2 \cdot \frac{1}{n} \cdot [1 - 2 \cdot (n-1) \cdot V \cdot \cos\varphi \cdot \Delta t / D_0] \quad (28) \\ \frac{\sigma_{Dn}}{D_n} &\approx \frac{\sigma_\varphi \cdot D_n}{V \cdot \sin\varphi \cdot n \cdot \Delta t}\end{aligned}$$

Полученный результат носит чисто теоретический характер. Очевидно, что максимум будет стремиться к бесконечности при бесконечном увеличении времени наблюдения $n \rightarrow \infty$, уменьшении СКО ошибок измерения «до нуля» $\sigma_{\varphi k} \rightarrow 0$ или при приближении к цели «вплотную» $D_k \rightarrow 0$. Но он позволяет сравнивать различные методы и степень приближения получаемых результатов к потенциально возможным.

4. Информационная матрица Фишера в задаче определения местоположения источников радиоизлучения многогипотезным методом

Определим информационную матрицу Фишера при использовании многогипотезного метода определения координат ИРИ.

Уравнение состояния системы и уравнение наблюдения будут иметь такой же вид, как и ранее. Оцениваемым вектором θ неизвестных параметров цели, как и ранее, будет дальность до ИРИ в начальный момент времени $\theta = D_0$. Отличие заключается в том, что теперь «наблюдение» за вектором состояния ведет не один фильтр, а несколько (их количество зависит от числа выдвигаемых гипотез M). Таким образом, увеличивается число «наблюдателей», что должно привести к увеличению количества информации относительно θ . Информационная матрица Фишера в этом случае будет определяться соотношением:

$$\begin{aligned}M[\theta, X_n, U_n, M] &= \sum_{j=1}^M \left[\frac{\partial h(X_n, U_n)}{\partial \theta} \right]^T \cdot C(k, j)^{-1} \cdot \left[\frac{\partial h(X_n, U_n)}{\partial \theta} \right] = \quad (29) \\ &= \sum_{j=1}^M H_n^T \cdot C(k, j)^{-1} \cdot H_n\end{aligned}$$

Здесь градиент функции измерений $H(X_k, U_k)$, как и ранее:

$$H_k = \frac{\partial h(X_k, U_k)}{\partial D} = - \frac{V_k \cdot \sin \varphi_k \cdot \Delta t}{D_k^2} \quad (30)$$

Матрица C теперь будет определяться не только ошибками измерений (с дисперсиями $\sigma_{\varphi k}^2$), но ошибками прогнозирования ΔU_k^j в соответствующих фильтрах (которые растут со временем):

$$\Delta U_k^j = (\Delta u_1^j, \Delta u_2^j, \dots, \Delta u_n^j)^T, \quad \Delta u_k^j = \Delta u^j \cdot \frac{k-1}{2},$$

$$C(k, j) = \text{diag} \left[\sigma_{\varphi k}^2 + \left(\Delta u^j \cdot \frac{k-1}{2} \right)^2 \right] \quad (31)$$

Тогда информационная матрица Фишера принимает вид:

$$M(\theta, X_n, U_n, M) = \sum_{k=1}^n \left[\frac{\left(\frac{-V_k \cdot \sin \varphi_k \cdot \Delta t}{\sigma_{\varphi k} \cdot D_k^2} \right)^2 \cdot \sum_{j=1}^M \frac{\sigma_{\varphi k}^2}{\sigma_{\varphi k}^2 + (\Delta u^j)^2 \cdot \left(\frac{j_{\text{ист}} - j}{2} \right)^2 \cdot \left(\frac{k-1}{2} \right)^2} \right] =$$

$$= \sum_{k=1}^n \left[\frac{\left(\frac{-V_k \cdot \sin \varphi_k \cdot \Delta t}{\sigma_{\varphi k} \cdot D_k^2} \right)^2 \cdot \sum_{j=1}^M \frac{\sigma_{\varphi k}^2}{\sigma_{\varphi k}^2 + \left(\frac{-V_k \cdot \sin \varphi_k \cdot \Delta t}{D_k} \right)^2 \cdot \left(\frac{k-1}{2} \right)^2 \cdot \left(\frac{j_{\text{ист}} - j}{2} \right)^2} \right] \quad (32)$$

Здесь $j_{\text{ист}}$ — номер гипотезы, соответствующей истинному значению неизвестного параметра θ (в данном случае — дальности до ИРИ в начальный момент времени D_0).

Отметим, что наличие нескольких фильтров увеличивает количество информации, определяемое $M(\theta, X_n, U_n, j)$, но вклад в это фильтров с «неправильными» гипотезами быстро убывает со временем, что обусловлено ростом ошибок прогнозирования при этом. Причем, чем больше отличия гипотез от истинной, тем быстрее уменьшается количество информации.

$$\sigma_{Dn}^2 \geq 1 / \sum_{k=1}^n \left\{ \left(\frac{-V_k \cdot \sin \varphi_k \cdot \Delta t}{\sigma_{\varphi k} \cdot D_k^2} \right)^2 \cdot \sum_{j=1}^M \left[\frac{\sigma_{\varphi k}^2}{\sigma_{\varphi k}^2 + (\Delta u^j)^2 \cdot \left(\frac{j_{\text{ист}} - j}{2} \right)^2 \cdot \left(\frac{k-1}{2} \right)^2} \right] \right\} \quad (33)$$

5. Заключение

Если сравнить выражение (33) с полученным выше для одного фильтра (28), то можно сделать вывод, что вторая сумма (по j) будет всегда больше единицы (слагаемое при $j_{\text{ист}} = j$ равно единице). Это говорит об увеличении получаемого количества информации, и, следовательно, в со-

ответствии с неравенством Рао — Крамера, применительно к полученным выше результатам, о принципиальной возможности повышения точности определения дальности до ИРИ при использовании многогипотезного метода (или повышения оперативности для достижения требуемой точности).

Благодарности

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации (НИР «Разработка и исследование методов управления группами автономных беспилотных летательных аппаратов на основе перспективных систем информационного обеспечения и взаимодействия между отдельными аппаратами в группе», FZWF-2024-0002).

Список литературы

1. Сейдж Э. П., Мелса Дж. Л. Идентификация систем управления. М. : Наука, 1974. 246 с.
2. Степанов О. А. Основы теории оценивания с приложениями к задачам обработки навигационной информации. Изд. 3-е, исправленное и дополненное. Ч. 1. Введение в теорию оценивания. Санкт-Петербург : Центральный НИИ «Электроприбор», 2017. 509 с.
3. Бабич О. А. Обработка информации в навигационных комплексах. М. : Машиностроение, 1991. 512 с.
4. Балакришнан А. Теория фильтрации Калмана: Пер. с англ. М. : Мир, 1988. 168с.
5. Гроп Д. Методы идентификации систем. М. : Мир, 1979. 302 с.
6. Современные методы идентификации систем. Пер. с англ. М. : Мир, 1983. 400 с.
7. Верба В. С., Меркулов В. И. Авиационные системы радиуправления. М. : Радиотехника, 2014. 376 с.
8. Верба В. С., Меркулов В. И., Дрогалин В. В. [и др.] Оценивание дальности и скорости в радиолокационных системах. Ч. 3. М. : Радиотехника, 2010. 472 с.
9. Дрогалин В. В., Меркулов В. И., Чернов В. С. [и др.] Способы оценивания точности определения местоположения источников радиоизлучения пассивной угломерной двухпозиционной бортовой радиолокационной системой // Успехи современной радиоэлектроники. 2003. № 5. С.108—112.
10. Пат. RU 2319169 Российская Федерация. Способ определения местоположения источника радиоизлучения / Александров В. Г. ; заявитель и патентообладатель Александров Владимир Германович; 2006129778/09; заявл. 17.08.2006; опубл. 10.03.2008.
11. Пат. RU 2248584С2 Российская Федерация, МПК G01S5/12 Способ определения местоположения источника радиоизлучений / Лузинов В. А., Устинов К. В.; заявитель и патентообладатель ЦНИИ МО РФ; 2002107137/09; заявл. 20.09.2003; опубл. 20.03.2005.
12. Пат. RU 2423721 Российская Федерация, МПК G01S5/02. Способ определения координат местоположения источников радиоизлучения / Логинов Ю. И., Екимов О. Б.; заявитель и патентообладатель ООО «ЭсПиЭс»; 2008151273/09, заявл. 23.12.2008; опубл. 10.07.2011.
13. О связи между собственным маневрированием и качеством оценок координат и параметров движения цели / Б. Л. Беляев, А. Ф. Гаврилов, Ю. А. Кузьменко [и др.] // Морская радиоэлектроника. 2011. № 4(38). С. 32—35.
14. Frew E. W., Rock S. M. Trajectory Generation for Monocular Vision-Based Tracking of a Constant Velocity Target // IEEE International Conference on Robotics and Automation. Taipei, 2003.

15. Frew E. W. Observer Trajectory Generation for Target-Motion Estimation Using Monocular Vision. PhD Dissertation Thesis. Stanford, 2003.
16. Hammel S. E., Liu P. T., Hilliard E. J., Gong K. F. Optimal observer motion for localization with bearing measurements // *Computers and Mathematics with Applications*. 1989. Vol. 18, no. 1-3. P. 171–180.
17. Степанов Д. В. Методы и алгоритмы оптимизации траектории наблюдателя в задаче определения координат и параметров движения цели : дисс... канд. техн. наук. СПб, 2012. 135 с.
18. Бызов А. Н., Петров Ю. В. Определение местоположения источника радиоизлучения пассивными средствами летательного аппарата // *Вопросы радиоэлектроники, серия РЛТ*. 2014. № 4. С. 47—56.
19. Петров Ю. В., Бызов А. Н., Артемьев А. В. Оценка потенциальной точности определения местоположения и параметров движения источников радиоизлучения в пассивных однопозиционных радиолокационных системах // *Вопросы оборонной техники. Серия 16*. 2017. № 5-6 (107-108). С. 34—39.
20. Петров Ю. В., Кудряшов С. С., Юхно С. А. Сравнительный анализ многопозиционных пеленгационных методов определения местоположения радиомаяков при проведении поисково-спасательных работ // *Информационные системы и технологии*. 2019. № 4(114). С. 81—86.
21. Petrov Y., Yukhno S., Rudyka S. Probability of Position and Motion Parameters Estimation for a Radio Beacon in Passive Search and Rescue Systems // *International Journal of Engineering Research and Technology*. 2020. Vol. 13, no. 11. P. 3710–3717.
22. Петров Ю. В. Метод определения местоположения источников радиоизлучения пассивными средствами одного подвижного носителя. В сб. : *Радиовысотометрия-2021: Сборник трудов Шестой Всероссийской научно-технической конференции* / Подред. А. А. Иофина, Л. И. Пономарева. Екатеринбург: Типография «ФортДиалог», 2021. С. 203—206.

Информация об авторах

Петров Юрий Витальевич, кандидат технических наук, доцент кафедры радиоэлектронных систем управления Балтийского государственного технического университета «ВОЕНМЕХ» им. Д. Ф. Устинова, г. Санкт-Петербург, Российская Федерация.

Аникин Сергей Николаевич, кандидат технических наук, доцент кафедры радиоэлектронных систем управления Балтийского государственного технического университета «ВОЕНМЕХ» им. Д. Ф. Устинова, г. Санкт-Петербург, Российская Федерация.

Лужков Леонид Алексеевич, аспирант кафедры радиоэлектронных систем управления Балтийского государственного технического университета «ВОЕНМЕХ» им. Д. Ф. Устинова, г. Санкт-Петербург, Российская Федерация.

Макеев Илья Андреевич, аспирант кафедры радиоэлектронных систем управления Балтийского государственного технического университета «ВОЕНМЕХ» им. Д. Ф. Устинова, г. Санкт-Петербург, Российская Федерация.

Прошнов Михаил Игоревич, аспирант кафедры радиоэлектронных систем управления Балтийского государственного технического университета «ВОЕНМЕХ» им. Д. Ф. Устинова, г. Санкт-Петербург, Российская Федерация.

Рогожин Василий Александрович, кандидат технических наук, доцент кафедры радиоэлектронных систем управления Балтийского государственного технического университета «ВОЕНМЕХ» им. Д. Ф. Устинова, г. Санкт-Петербург, Российская Федерация.

The Fisher Information Matrix in the Problem of Single-Position Radiation Sources Localization in Passive Navigation Systems

Yu. V. Petrov, S. N. Anikin, L. A. Luzhkov, I. A. Makeev,
M. I. Proshnov, and V. A. Rogozhin

Baltic State Technical University "VOENMEH" n. a. D. F. Ustinov
1, 1st Krasnoarmeyskaya str., Saint Petersburg, 190005, Russian Federation
petrov-i4@yandex.ru

Received: May 19, 2025

Peer-reviewed: May 26, 2025

Accepted: May 26, 2025

Abstract: Analytical expressions have been obtained for the Fisher information matrix, which determines the potential accuracy of determining the location of stationary radio sources (IRI) using various methods in passive navigation systems. Single-position methods are considered: pseudo triangulation and multipothetic. The method allows simultaneous estimation of the state vector and the vector of unknown parameters of the mathematical model of the system without including them in the state vector of the system. The article shows the fundamental possibility of increasing the accuracy (or efficiency of achieving the required accuracy) of determining the location of the IRI using the multi-hypothesis method.

Keywords: estimation, state vector, model parameters, Kalman filter, uncertainty, divergence, inconsistencies, hypotheses, accuracy, efficiency, reliability.

For citation (IEEE): Yu. V. Petrov, S. N. Anikin, L. A. Luzhkov, [et al.], "The Fisher Information Matrix in the Problem of Single-Position Radiation Sources Localization in Passive Navigation Systems," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 8, no. 4, pp. 600–614, 2025, doi: 10.21227/fvs2-6152. (In Russ.).

References

- [1] A. P. Sage and J. L. Melsa, *System identification*, New York: Academic Press, 1971.
- [2] O. A. Stepanov, *Fundamentals of Estimation Theory with Applications to Problems of Processing Navigational Information*, third ed., part 1, Saint Petersburg: Elektropribor, 2017. (In Russ.).
- [3] O. A. Babich, *Information processing in navigation systems*, Moscow: Mashinostroenie, 1991. (In Russ.).
- [4] A. V. Balakrishnan, *Kalman filtering theory*, New York: Optimization Software, Inc., 1984.
- [5] D. Graupe, *Identification of Systems*, New York, 1976.
- [6] *Trends and progress in system identification*, P. Eykhoff, ed., Pergamon Press, 1981.
- [7] V. S. Verba and V. I. Merkulov, *Aviation radio control systems*, Moscow: Radiotekhnika, 2014. (In Russ.).

- [8] V. S. Verba, V. I. Merkulov, V. V. Drogalin, [et al.], *Estimation of range and speed in radar systems*, part 3, Moscow: Radiotekhnika, 2010. (In Russ.).
- [9] V. V. Drogalin, V. I. Merkulov, V. S. Chernov, [et al.], "Methods for assessing the accuracy of determining the location of radio emission sources using a passive two-position angle-measuring airborne radar system," *Uspekhi sovremennoe radioelektroniki*, no. 5, pp.108–112, 2003. (In Russ.).
- [10] V. G. Aleksandrov, Patent RF 2319169, Method for determining position of radio radiation emitter, declared 17.08.2006, published 10.03.2008. (In Russ.).
- [11] V. A. Luzinov and K. V. Ustinov, Patent RF 2248584, Method for location of source of radio-frequency radiations, declared 20.09.2003, published 20.03.2005. (In Russ.).
- [12] Ju. I. Loginov and O. B. Ekimov, Patent RF 2423721, Method of determining coordinates of radio-frequency radiation sources, declared 23.12.2008, published 10.07.2011. (In Russ.).
- [13] B. L. Belyaev, A. F. Gavrilov, Yu. A. Kuz'menko, [et al.], "On the relationship between one's own maneuvering and the quality of estimates of the coordinates and parameters of the target's motion," *Marine radioelektronics*, no. 4(38), pp. 32–35, 2011. (In Russ.).
- [14] E. W. Frew, S. M. Rock, "Trajectory Generation for Monocular Vision-Based Tracking of a Constant Velocity Target," in: *IEEE International Conference on Robotics and Automation*, Taipei, 2003.
- [15] E. W. Frew, *Observer Trajectory Generation for Target-Motion Estimation Using Monocular Vision*, PhD Dissertation Thesis, Stanford, 2003.
- [16] S. E. Hammel, P. T. Liu, E. J. Hilliard, and K. F. Gong, "Optimal observer motion for localization with bearing measurements," *Computers and Mathematics with Applications*, vol. 18, no. 1-3, pp. 171–180, 1989.
- [17] D. V. Stepanov, *Methods and algorithms for optimizing the observer's trajectory in the problem of determining the coordinates and parameters of the target's movement*, Cand. Diss., Saint Petersburg, 2012. (In Russ.).
- [18] A. N. Byzov and Y. V. Petrov, "Locating the source of radio emission passive aircraft," *Voprosy radio-elektroniki*, no. 4. Pp. 47—56, 2014. (In Russ.).
- [19] Y. V. Petrov, A. N. Byzov, and A. V. Artemev, "Evaluation of the potential accuracy of the positioning and motion parameters of the emitters in the single position passive systems," *Voprosy oboronnoy tekhniki*, ser. 16, no 5-6 (107-108), pp. 34–39, 2017. (In Russ.).
- [20] S. S. Kudryashov, Yu. V. Petrov, and S. A. Yuxno, "Comparative analysis of multi-position direction-finding methods to determine the location of the beacon during search and rescue operations," *Information systems and technologies*, no. 4(114), pp. 81–86, 2019. (In Russ.).
- [21] Y. Petrov, S. Yuxhno, and S. Rudyka, "Probability of Position and Motion Parameters Estimation for a Radio Beacon in Passive Search and Rescue Systems," *International Journal of Engineering Research and Technology*, vol. 13, no. 11, pp. 3710–3717, 2020.
- [22] Yu. V. Petrov, "Method for determining the location of radio emission sources by passive means of a single mobile carrier," in: *Radiovysotometriya-2021: the Sixth All-Russian Scientific and Technical Conference*, Ekaterinburg: FortDialog, pp. 203–206, 2021. (In Russ.).

Information about the authors

Yuriy V. Petrov, Candidate of Technical Sciences, Associate Professor of the Department of Radioelectronic Control Systems of the Baltic State Technical University «VOENMEH» n. a. D. F. Ustinov, Saint Petersburg, Russian Federation.

Sergey N. Anikin, Candidate of Technical Sciences, Associate Professor of the Department of Radioelectronic Control Systems of the Baltic State Technical University «VOENMEH» n. a. D. F. Ustinov, Saint Petersburg, Russian Federation.

Leonid A. Luzhkov, Post-Graduate Student of the Department of Radioelectronic Control Systems of the Baltic State Technical University «VOENMEH» n. a. D. F. Ustinov, Saint Petersburg, Russian Federation.

Il'ya A. Makeev, Post-Graduate Student of the Department of Radioelectronic Control Systems of the Baltic State Technical University «VOENMEH» n. a. D. F. Ustinov, Saint Petersburg, Russian Federation.

Michail I. Proshnov, Post-Graduate Student of the Department of Radioelectronic Control Systems of the Baltic State Technical University «VOENMEH» n. a. D. F. Ustinov, Saint Petersburg, Russian Federation.

Vasiliy A. Rogozhin, Candidate of Technical Sciences, Associate Professor of the Department of Radioelectronic Control Systems of the Baltic State Technical University «VOENMEH» n. a. D. F. Ustinov, Saint Petersburg, Russian Federation.

УДК 621.385.2

Калибровка детектора для регистрации мощного СВЧ излучения

Андреев Ю. А., Смирнов С. С., Ковальчук О. Б.

*Институт сильноточной электроники Сибирского отделения РАН
проспект Академический, 2/3, г. Томск, 634055, Российская Федерация
andreev@lhfe.hcei.tsc.ru*

Получено: 19 мая 2025 г.

Отрецензировано: 26 мая 2025 г.

Принято к публикации: 26 мая 2025 г.

Аннотация: Предложен и реализован способ измерения эффективной площади антенн на малых дальностях с помощью эталонной антенны в виде открытого конца волновода с фланцем. Для эталонной антенны в виде пирамидального рупора предложена методика измерения ее эффективной площади с учетом положения фазового центра антенны в полосе частот. Созданы приемные антенны в виде открытого конца волновода в диапазоне частот 8–10 ГГц с эффективной площадью от 3,5 до 0,3 см². Созданы детекторы мощных СВЧ импульсов для частот генерации 8–12 ГГц. Детекторы откалиброваны на частоте 9,4 ГГц.

Ключевые слова: волновод, пирамидальный рупор, фазовый центр антенны, эффективная площадь приемной антенны, ламповый СВЧ детектор.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Андреев Ю. А., Смирнов С. С., Ковальчук О. Б. Калибровка детектора для регистрации мощного СВЧ излучения // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2025. Т. 8, № 4. С. 615—629.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Андреев, Ю. А. Калибровка детектора для регистрации мощного СВЧ излучения / Ю. А. Андреев, С. С. Смирнов, О. Б. Ковальчук // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2025. — Т. 8, № 4. — С. 615—629.

1. Введение

Мощные источники СВЧ-излучения позволяют получать импульсы электромагнитного излучения сантиметрового и миллиметрового диапазонов длин волн наносекундной длительности с мощностью $\sim 10^8$ – 10^{10} Вт [1–3]. Такие установки могут работать в режиме излучения одиночных импульсов либо с частотой повторения до 1 кГц. Сложность измерения параметров таких СВЧ-импульсов обусловлена: высоким уровнем мощно-

сти; малой длительностью импульса излучения; сильными электромагнитными помехами, создаваемыми коммутирующими элементами мощных СВЧ-источников. Схемы и применяемое оборудование для регистрации СВЧ сантиметрового и миллиметрового диапазонов имеют много общего. В данной работе мы будем рассматривать диагностику только для сантиметрового диапазона.

К числу измеряемых параметров источников относятся амплитудные, временные и энергетические характеристики импульсов СВЧ-излучения, распределение излучаемой мощности в пространстве, спектр излучения и его поляризация. Для регистрации энергии в мощном СВЧ импульсе используют калориметрические измерения [4] или направленный ответвитель, расположенный на выходном рупоре генератора. Во втором случае можно также получить зависимость мощности генератора за время импульса. Однако такие параметры, как диаграмма направленности и поляризационные характеристики излучения, традиционно получают с помощью антенных измерений. В некоторых установках пытаются выполнять все эти измерения параллельно [5]. О пространственной структуре излучения можно также судить по свечению газоразрядного табло [6], но это будет интегральная картина, антенные измерения позволяют получить зависимости характеристик излучения во времени. Для регистрации СВЧ сантиметрового и миллиметрового диапазона длин волн гигаваттной мощности используется детекторы: ламповые и на горячих носителях. Измерительная цепь таких детекторов состоит из приемной антенны, волноводного тракта и СВЧ-детектора. В качестве приемных антенн обычно используют открытый отрезок волновода [7] и дипольные антенны [8], хотя можно встретить и другие варианты, такие как диэлектрическая коническая антенна [9]. При известной чувствительности детектора, расстоянии датчика от излучающего рупора R и ожидаемой плотности потока мощности в точке приема, регулировать мощность, поступающую к детектору, можно только подбирая эффективную площадь приемной антенны $A_{эфф}$. Разработка приемных волноводных антенн с требуемой $A_{эфф}$, измерение этого параметра в численном и физическом экспериментах, а также калибровка ламповых датчиков являются целями данной работы.

2. Теория антенных измерений

Измерение $A_{эфф}$ приемной антенны проводилось методом сравнения. Данная методика предполагает сравнение $A_{эфф}$ исследуемой антенны и $A_{эфф0}$ эталонной антенны. Параметры эталонной антенны, если не известны заранее, измеряются в схеме двух идентичных антенн [10]. На длине вол-

ны λ измеряется переизлучение из одной антенны в другую P_r/P_t , где P_r — мощность на выходе приемной антенны, а P_t — мощность на входе в передающую. Антенны в процессе измерения расположены на одной оси и обращены апертурами друг к другу. Расстояние между апертурами антенн равно R . Кроме того, антенны поляризационно согласованы. В этом случае уравнение передачи Фриза может быть записано в виде [10]:

$$\frac{P_r}{P_t} = A_r A_t \cdot \left(\frac{1}{R\lambda} \right)^2, \quad (1)$$

где A_r , A_t — эффективные площади приемной и передающей антенн. Уравнение (1) корректно выполняются для расстояния между антеннами:

$$R_{far} > \frac{2D^2}{\lambda}, \quad (2)$$

где D — наибольший размер любой из антенн. Заметим, что в ряде случаев применяется формула:

$$R_{far} > \frac{2(D_t + D_r)^2}{\lambda}, \quad (3)$$

где D_r и D_t — наибольшие размеры приемной и передающей антенн [15].

Эффективную площадь эталонной антенны, с учетом равенства $A_r = A_t$, можно найти из (1):

$$A_{эфф0} = R\lambda \sqrt{\frac{P_r}{P_t}}. \quad (4)$$

Эффективную площадь измеряемой антенны A_r находим из формулы (1), предварительно найдя $A_{эфф0} = A_t$ по (4):

$$A_r = \frac{R^2 \lambda^2 P_r}{A_t P_t}. \quad (5)$$

3. Экспериментальные результаты

В качестве эталонных антенн мы использовали открытый конец волновода 23×10 мм с фланцем 42×42 мм (рис. 1, позиция 1) и пирамидальный рупор с апертурой 70×92 мм (рис. 1, позиция 2). Высота рупора по его оси 60 мм. Измерения характеристик антенн проводились с помощью векторного анализатора цепей *Agilent N5227A* (предоставлен Том-ЦКП СО РАН), расчеты выполнялись в *CST Studio*.

На рис. 2 приведены зависимости КСВН от частоты для двух антенн в виде открытого конца волновода с фланцем, а на рис. 3 — КСВН для двух пирамидальных рупоров. Как видно из приведённых зависимостей, с высокой точностью антенны можно считать идентичными. Это дает нам возможность находить их $A_{эфф0}$ по формуле (4). Недостатком открытого

конца волновода, как это следует из рис. 2, является более высокий КСВН и, следовательно, меньшая излучаемая мощность. Если учесть, что диаграмма направленности (ДН) открытого конца волновода с фланцем существенно шире ДН рупорной антенны, то становится понятно, что создаваемая им плотность потока мощности в области приемной антенны будет существенно меньше, чем создаваемая рупором.



Рис. 1. Внешний вид эталонных антенн (1, 2) и исследуемых антенн (3, 4).

Fig. 1. External appearance of reference antennas (1, 2) and antennas under study (3, 4)

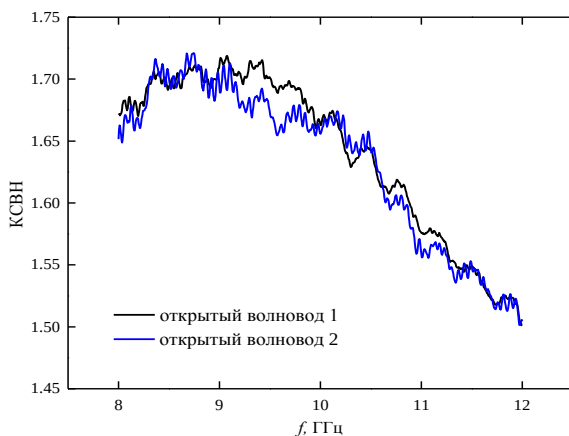


Рис. 2. Зависимость КСВН от частоты для антенн в виде открытого конца волновода с фланцем.

Fig. 2. Dependence of VSWR on frequency for antennas in the form of an open end of a waveguide with a flange

На рис. 4 представлены экспериментальная и расчетная зависимости $A_{эфф0}$ для антенны в виде открытого конца волновода с фланцем от частоты для $R = 25$ см. В эксперименте находилась зависимость P_r/P_t от частоты и

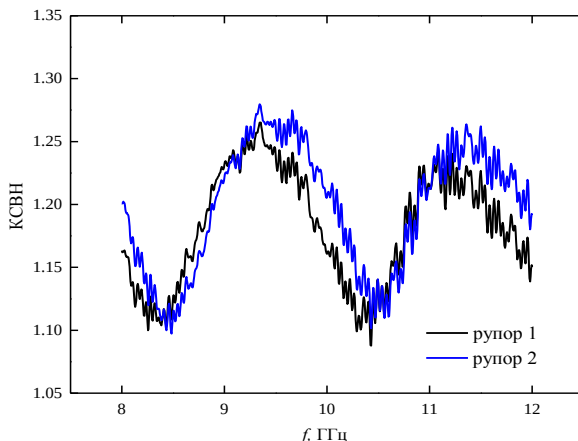


Рис. 3. Зависимость КСВН от частоты для пирамидальных рупорных антенн.

Fig. 3. Dependence of VSWR on frequency for pyramidal horn antennas

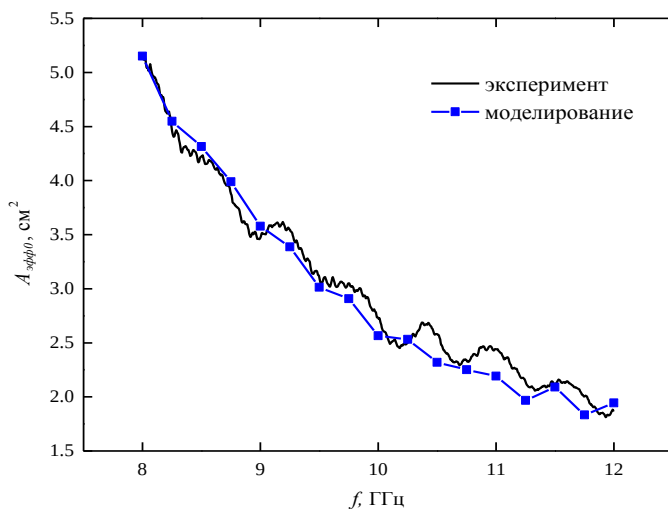


Рис. 4. Экспериментальные и расчетные зависимости эффективной площади открытого конца волновода с фланцем от частоты, измеренные для $R = 25$ см.

Fig. 4. Experimental and calculated dependences of the effective area of the open end of the waveguide with a flange on the frequency, measured for $R = 25$ cm

вычислялась $A_{эфф0}(f)$ по формуле (4) для расстояний между идентичными антеннами от 10 до 125 см. Расчеты выполнялись в *CST Studio* для той же геометрии антенн и схемы измерений. Из рис. 4 видно хорошее совпадение результатов расчета и измерения. На рис. 5 представлены расчетные зависимости $A_{эфф0}(f)$ для расстояния $R = 25, 50, 75$ и 100 см. Из рисунка

видно, что для $R \geq 25$ см зависимость $A_{\text{эфф}0}(f)$ слабо изменяется с увеличением R . Это говорит о достижении дальней зоны излучателя. Заметим, что формула (2) дает расчётное значение дальней зоны $R > 24$ см (для наименьшей длине волны λ , соответствующей частоте 12 ГГц). Постоянство значения $A_{\text{эфф}0}(f)$ для различных R говорит также о том, что фазовый центр такой антенны лежит в плоскости апертуры и R в (4) определяется однозначно. Таким образом, к преимуществам открытого конца волновода с фланцем можно отнести то, что он является стандартным элементом волноводного тракта, фазовый центр такой антенны расположен в плоскости ее апертуры, а антенные измерения можно проводить на малых расстояниях от передающей антенны, минимизируя влияние отражения от окружающих предметов.

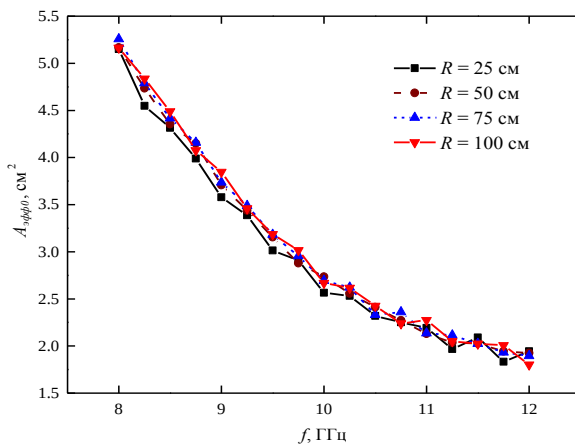


Рис. 5. Зависимости эффективной площади открытого конца волновода с фланцем от частоты; расчет для $R = 10, 25, 50, 75$ и 100 см.

Fig. 5. Dependences of the effective area of the open end of a waveguide with a flange on frequency; calculation for $R = 10, 25, 50, 75$ and 100 cm

На рис. 6 представлены экспериментальные зависимости $A_{\text{эфф}0}$ для рупорной антенны от частоты для расстояния $R = 50, 75, 100, 125$ и 150 см. Формула (2) дает расчётное значение дальней зоны $R > 102$ см для наименьшей длине волны λ , соответствующей частоте 12 ГГц. Как видно из рис. 6, значение $A_{\text{эфф}0}$ растет с увеличением R . Данное поведение зависимостей можно объяснить тем, что расстояние R , используемое в вычислении $A_{\text{эфф}0}$, является расстоянием между апертурами рупоров, а не между их фазовыми центрами. Фазовые центры рупорных антенн расположены на оси симметрии внутри объема рупоров и их положения различны для H - и E -плоскостей [10]. Для уточнения значения $A_{\text{эфф}0}$ рупора необходимо

определить расстояние от его фазового центра до апертуры Δ и в формуле (4) использовать скорректированное значение расстояния между антеннами $R+2\Delta$. Запишем выражение (4) для двух разных расстояний между антеннами R и R' :

$$(R + 2\Delta)\lambda\sqrt{\frac{P_r}{P_t}(R)} = (R' + 2\Delta)\lambda\sqrt{\frac{P_r}{P_t}(R')}. \quad (5)$$

Здесь мы исходим из очевидного положения, что эффективная площадь приемной антенны не зависит от расстояния до передающей антенны, если расстояния R и R' удовлетворяют критериям (3) или (2). Из (5) можно получить увеличение расстояния радиоканала 2Δ :

$$2\Delta = \frac{R'\sqrt{\frac{P_r}{P_t}(R')} - R\sqrt{\frac{P_r}{P_t}(R)}}{\sqrt{\frac{P_r}{P_t}(R)} - \sqrt{\frac{P_r}{P_t}(R')}}. \quad (6)$$

На рис. 7 показаны зависимости 2Δ (двойное расстояние от апертуры рупора до фазового центра) от частоты, рассчитанные по (6). Кривые $2\Delta(f)$ построены по экспериментальным данным для $R = 50$ и $R' = 100$ см; $R = 75$ и $R' = 125$ см и $R = 100$ и $R' = 150$ см. Кривые были сглажены с помощью БПФ-фильтра. В численном эксперименте координаты центров излучения рупора находились отдельно для H - и E -плоскостей дальней зоны излучения. Среднее арифметическое продольных координат для этих двух центров будет считаться усредненной координатой фазового центра рупора в прямом направлении. Моделируемые значения 2Δ , найденные для фиксированных частот, также представлены на рис. 7. Зависимость $A_{\text{эфф}}(f)$ рупорной антенны от частоты с учетом расстояния до фазовых центров представлена на рис. 6. Этот график построен по результатам измерений для $R = 150$ см.

Зная $A_{\text{эфф}}(f)$, можно найти $A_r(f)$ исследуемой антенны (рис. 1, позиция 3) в виде открытого конца волновода по (5). Экспериментальные зависимости $A_r(f)$ представлены на рис. 8. В качестве передающей антенны использовалась антенна в виде открытого конца волновода с фланцем. Исследовались три приемные антенны различной длины с расстояниями от открытого конца волновода до фланца $d = 9,6, 12,9$ и 26 см. Полученные зависимости имеют резонансный характер, определяемый как стоячей волной между передающей и приемной антеннами, так и стоячей волной на внешней поверхности антенн между входами приемных антенн и их фланцами. Как видно из рис. 8, амплитуда резонансов быстро уменьшается с увеличением d , следовательно, второй механизм играет основную роль в резонансном характере кривых на рис. 8. Аналогичные зависимости $A_r(f)$ были получены и при использовании рупора в качестве передающей эталонной антенны (рис. 8). Данные, полученные с двумя эталонными антеннами, практически

идентичны. Кроме того, на рис. 8 показана расчётная зависимость $A_r(f)$, полученная в численном эксперименте. Здесь в роли передающей антенны выступал открытый конец волновода с фланцем. В качестве приемной антенны использовался открытый конец волновода без фланца с согласованным портом. В экспериментальных и численных исследованиях приемные антенны располагались в дальней зоне излучения передающих антенн.

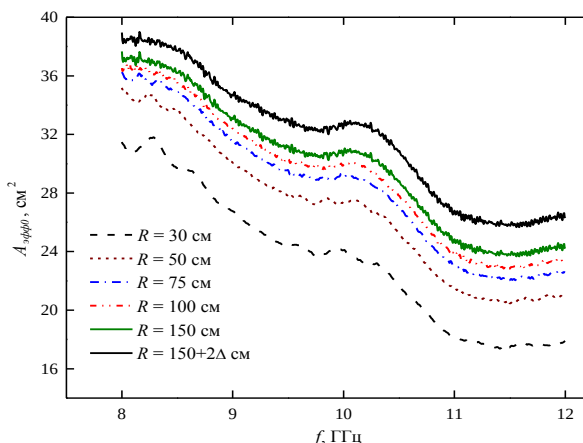


Рис. 6. Экспериментальные зависимости эффективной площади пирамидального рупора от частоты; измерение для $R = 10, 25, 50, 75$ и 100 см.

Fig. 6. Experimental dependences of the effective area of the pyramidal horn on frequency; measurement for $R = 10, 25, 50, 75$ and 100 cm

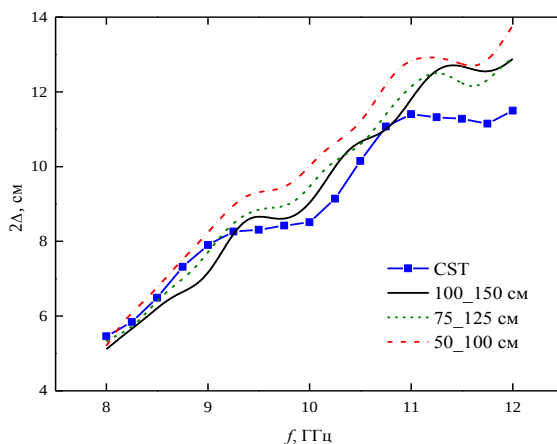


Рис. 7. Зависимость удвоенного расстояния от апертуры рупора до его фазового центра от частоты.

Fig. 7. Dependence of the doubled distance from the horn aperture to its phase center on the frequency

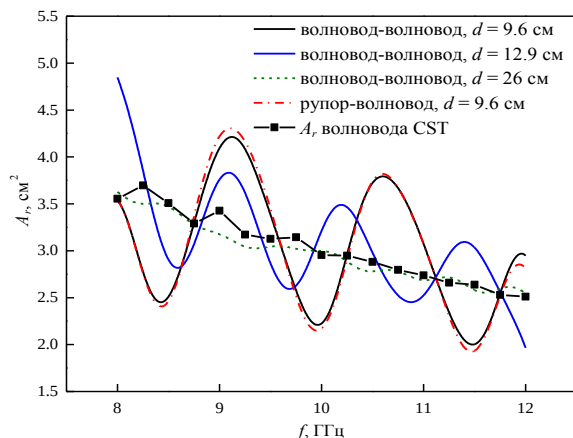


Рис. 8. Экспериментальные зависимости эффективной площади открытого конца волновода с различными d от частоты и расчетная, для открытого конца волновода без фланца.

Fig. 8. Experimental dependences of the effective area of the open end of the waveguide with different d on the frequency and the calculated one for the open end of the waveguide without a flange

Чтобы сохранить компактные размеры приемной антенны и избежать от резонансной зависимости $A_r(f)$, можно разместить на внешних широких стенках волновода резиновый поглотитель (рис. 1, позиция 4). Участок волновода длиной 10 см, полностью заполненный такой резиной, дает затухание 21 дБ на частоте 9 ГГц. На рис. 9 приведены зависимости $A_r(f)$ для компактной приемной антенны $d = 9,6$ см с внешним поглотителем, полученные с помощью передающих антенн в виде открытого конца волновода с фланцем и рупора. Здесь же приведена зависимость $A_r(f)$, полученная в *CST STUDIO* (аналогично рис. 8), и $A_r(f)$, полученная для такой же антенны ранее в [7]. Как видно из рис. 9, нам удалось получить плавную зависимость $A_r(f)$ для компактной приемной антенны в виде открытого конца волновода и существенно улучшить результат [7].

Дальнейшая настройка A_r приемной антенны детектора мощного СШП излучения возможна за счет уменьшения площади апертуры антенны. Для этого проводящими пластинами симметрично с обеих сторон уменьшают ширину апертуры приемной антенны (рис. 1, позиция 3, 4). На рис. 10 представлена полученная характерная зависимость $A_r(f)$ открытого конца волновода с диафрагмами. Апертура данной приемной антенны 12×10 мм. В качестве эталонной антенны использовался пирамидальный рупор.

Для измерения мощности и ДН излучения СВЧ гигаваттного уровня длительностью несколько десятков наносекунд необходимо иметь быстросрабатывающие детекторы. К таким детекторам относятся СВЧ детекторы

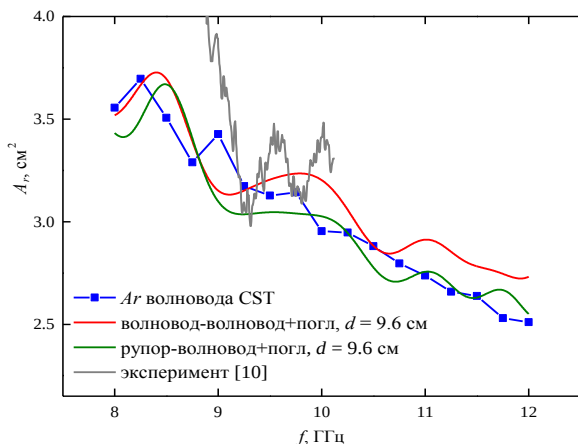


Рис. 9. Экспериментальные зависимости эффективной площади короткого ($d = 9.6$ см) открытого конца волновода с поглощающими накладками и расчетная зависимость для открытого конца волновода без фланца.

Fig. 9. Experimental dependences of the effective area of the short ($d = 9.6$ cm) open end of the waveguide with absorbing pads and the calculated dependence for the open end of the waveguide without a flange

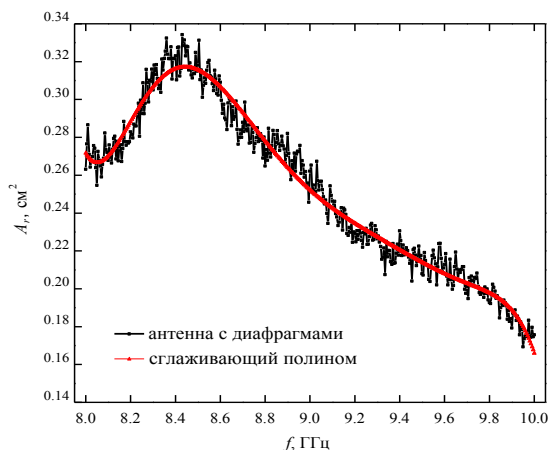


Рис. 10. Экспериментальная зависимость $A_e(f)$ открытого конца волновода с диафрагмами и та же зависимость, сглаженная полиномом.

Fig. 10. Experimental dependence $A_e(f)$ of the open end of a waveguide with diaphragms and the same dependence smoothed by a polynomial

на основе советских диодов 6Д16Д, 6Д13Д. Измерительный макет состоит из магнетрона МИ-459 (рис. 11, позиция 1), входного механического аттенюатора Д5-1 (рис. 11, позиция 2), направленного ответвителя с ответвле-

нием -30 dB (рис. 11, позиция 3), к одному из выходов которого (рис. 11, позиция 4) подключается измеритель мощности Я2М-66 с измерительной головкой, к другому — СВЧ детектор, вставленный в волноводный тракт 23×10 мм (рис. 11, позиция 5). На фотографии позиция 5 соответствует согласованной нагрузке). Калибровка измерительной головки (измерителя мощности Я2М-66) на разных частотах выполнялась с использованием сертифицированного измерителя мощности PLS26-13М (Микран) в диапазоне от 8 до 10 ГГц. Ослабление волноводного тракта СВЧ детектора зарегистрировано векторным анализатором *Agilent PNA N5227A*. Для измерения формы импульса и амплитуды напряжения с диода использовался осциллограф АКИП-4126.

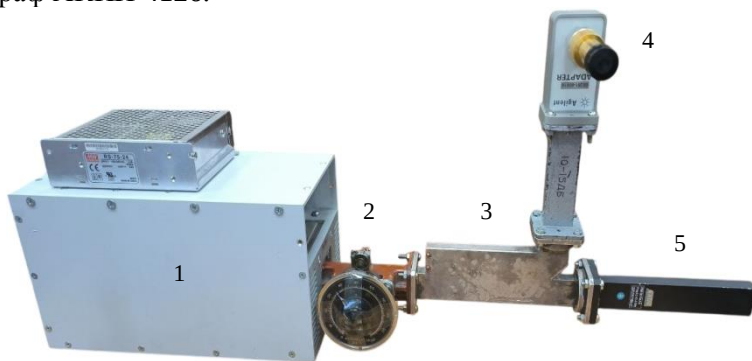


Рис. 11. Установка для калибровки ламповых СВЧ детекторов. 1 — магнетрон, 2 — аттенуатор, 3 — направленный ответвитель, 4 — к измерителю мощности, 5 — согласованная нагрузка.

Fig. 11. Setup for calibrating vacuum tube microwave detectors. 1 — magnetron, 2 — attenuator, 3 — directional coupler, 4 — to power meter, 5 — matched load

Магнетрон МИ-459 использовался в качестве источника излучения. Частота генерации магнетрона 9,4 ГГц, длительность импульса от 100 до 500 нс с частотой следования от 1 до 500 Гц. Форма запускающего импульса (рис. 12, лиловая кривая) и огибающая с СВЧ детектора (рис. 12, синяя и желтая кривые) представлена на рис. 12. Характерная зависимость плотности мощности, измеряемая СВЧ детектором с приемной антенны при $f = 9.4$ ГГц, $A_r = 0.22$ см², представлена на рис. 13.

4. Заключение

Важным результатом проведенных работ является восстановление экспериментальной методики калибровки лампового детектора для регистрации СВЧ излучения гигаваттного уровня мощности. Это потребовало,

в свою очередь, определения эффективной площади антенн и настройки данного параметра для антенны в виде открытого конца волновода с учетом ожидаемой плотности потока мощности СВЧ излучения в местах установки детекторов. Измерения выполнялись на современном контрольно-измерительном оборудовании и дублировались, где это было возможно, численными расчетами. В результате были выполнены калибровки ламповых детекторов в широком диапазоне падающей плотности потока мощности на частоте 9,4 ГГц. В дальнейших исследованиях планируется расширить частотный диапазон калибровки детекторов.

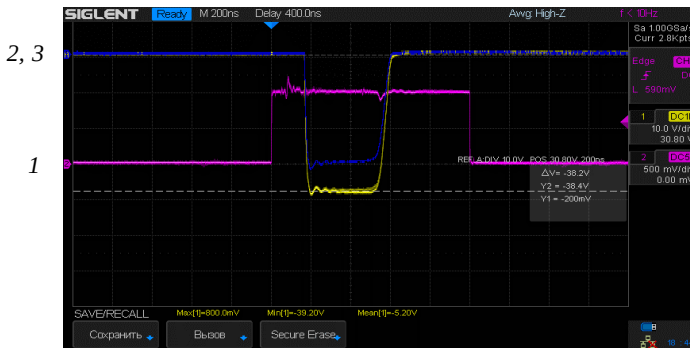


Рис. 12. Осциллограммы: 1 — запускающего импульса магнетрона;
2, 3 — напряжения с детектора.

Fig. 12. Oscillograms: 1 – magnetron trigger pulse;
2, 3 – voltage from the detector

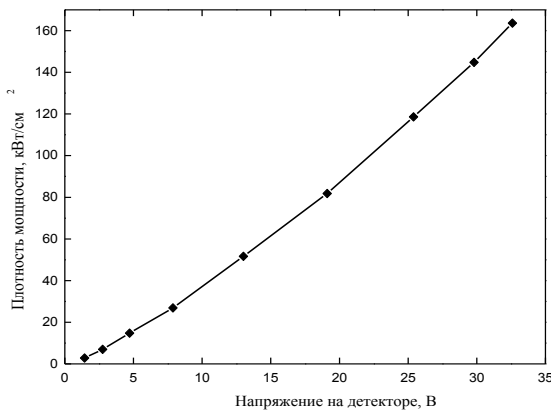


Рис. 13. Зависимость плотности мощности СВЧ излучения от напряжения на детекторе.

Fig. 13. Dependence of microwave radiation power density on the voltage on the detector

Благодарности

Работа выполнена в рамках государственного задания ИСЭ СО РАН (тема № FWRM-2021-0002).

Авторы выражают благодарность ТомЦК СО РАН за предоставленный векторный анализатор цепей *Agilent PNA N5227A*. Авторы выражают благодарность к.ф.-м.н. Е. В. Балзовскому за полезные замечания и внимание к работе.

Список литературы

1. Bugaev S. P., Cherepenin V. A., Kanavets V. I. [et al.]. Relativistic multiwave Cherenkov generators // IEEE Trans. Plasma Sci. 2002. Vol. 18, no. 3. P. 525–536.
2. Rostov V. V., Tsygankov R. V., Vykходsev P. V. [et al.]. Stable operation of a repetitively pulsed x-band relativistic backward wave oscillator // IEEE Electron Device Lett. 2021. Vol. 42, no. 6. P. 935–938.
3. Ginzburg N. S., Zotova I. V., Cross A. W. [et al.]. Generation, amplification, and nonlinear self-compression of powerful superradiance pulses // IEEE Trans. Plasma Sci. 2013. Vol. 41, no. 4. P. 646–660.
4. Vykходtsev P. V., Klimov A. I., Rostov V. V. [et al.]. Wideband overmoded liquid calorimeter for high-power microwaves: centimeters to millimeters // IEEE Trans. Instrum. Meas. 2021. Vol. 70. Art. 8001506.
5. Hu Ye, Hui Ning, Wensen Yang [et al.]. Research on calorimeter for high-power microwave measurements // Rev. Sci. Instrum. 2015. Vol. 86. Art. 124706.
6. Коровин С. Д., Полевин С. Д., Ростов В. В. Мощные черенковские свч-генераторы на основе сильноточных наносекундных электронных пучков // Изв. вузов. Физика. 1996. Т. 39, № 12. С. 5–10.
7. Klimov A. I., Kovalchuk O. B., Rostov V. V., Sinyakov A. N. Measurement of parameters of x-band high-power microwave superradiative pulses // IEEE Trans. Plasma Sci. 2008. Vol. 36, no. 3. P. 661–664.
8. Johnson J. M., Reale D. V., Krile J. T. [et al.]. Characteristics of a four element gyromagnetic nonlinear transmission line array high power microwave source // Rev. Sci. Instrum. 2016. Vol. 87. Art. 054704.
9. Ulmaskulov M. R., Shunailov S. A., Sharypov K. A., Yalandin M. I. Four-channel generator of 8-GHz radiation based on gyromagnetic non-linear transmitting lines // J. of Appl. Phys. 2019. Vol. 126. Art. 084504.
10. Balanis C. A. Antenna theory analysis and design. New Jersey : Wiley, 2016. 1072 p.

Информация об авторах

Андреев Юрий Анатольевич, кандидат физико-математических наук, старший научный сотрудник ФГБУН «Институт сильноточной электроники Сибирского отделения Российской академии наук (ИСЭ СО РАН)», г. Томск, Россия.

Смирнов Сергей Сергеевич, инженер-исследователь ФГБУН «Институт сильноточной электроники Сибирского отделения Российской академии наук (ИСЭ СО РАН)», г. Томск, Россия.

Ковальчук Олег Борисович, научный сотрудник ФГБУН «Институт сильноточной электроники Сибирского отделения Российской академии наук (ИСЭ СО РАН)», г. Томск, Россия.

Calibration of the Detector for Registration of High-Power Microwave Radiation

Yu. A. Andreev, S. S. Smirnov, and O. B. Kovalchuk

*Institute of High Current Electronics, Siberian Branch of Russian Academy of Sciences
2/3, Akademicheskoy Ave., Tomsk, 634055, Russian Federation
andreev@lhfe.hcei.tsc.ru*

Received: May 19, 2025

Peer-reviewed: May 26, 2025

Accepted: May 26, 2025

Abstract: A method of measuring the effective surface area of antennas at short ranges using a reference antenna in the form of an open end of a waveguide with a flange is proposed and realized. For a reference antenna in the form of a pyramidal horn, a technique for measuring its effective area is proposed, taking into account the position of the antenna phase center in the frequency band. Receiving antennas in the form of the open end of the waveguide in the frequency range of 8–10 GHz with effective area from 3.5 to 0.3 cm² are created. Detectors of powerful microwave pulses for generation frequencies of 8–12 GHz were created. The detectors are calibrated at the frequency of 9.4 GHz.

Keywords: waveguide, pyramidal horn, antenna phase center, effective area of receiving antenna, tube microwave detector.

For citation (IEEE): Yu. A. Andreev, S. S. Smirnov, and O. B. Kovalchuk, “Calibration of the Detector for Registration of High-Power Microwave Radiation,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 8, no. 4, pp. 615–629, 2025, doi: 10.21227/cz94-2d92. (In Russ.).

Acknowledgments

The work was funded within the framework of the State Assignment by the Ministry of Education and Science of the Russian Federation for the Institute of High Current Electronics SB RAS (FWRM-2021-0002).

References

1. S. P. Bugaev, V. A. Cherepenin, V. I. Kanavets, [et al.], “Relativistic multiwave Cherenkov generators,” *IEEE Trans. Plasma Sci.*, vol. 18, no. 3, pp. 525–536, 2002.
2. V. V. Rostov, R. V. Tsygankov, P. V. Vykhodsev, [et al.], “Stable operation of a repetitively pulsed x-band relativistic backward wave oscillator,” *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 42, no. 6, pp. 935–938, 2021.
3. N. S. Ginzburg, I. V. Zotova, A. W. Cross, [et al.], “Generation, amplification, and nonlinear self-compression of powerful superradiance pulses,” *IEEE Trans. Plasma Sci.*, vol. 41, no. 4, pp. 646–660, 2013.

4. P. V. Vykhodtsev, A. I. Klimov, V. V. Rostov, [et al.], "Wideband overmoded liquid calorimeter for high-power microwaves: centimeters to millimeters," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 70, art. 8001506, 2021.
5. Hu Ye, Hui Ning, Wensen Yang, [et al.], "Research on calorimeter for high-power microwave measurements," *Rev. Sci. Instrum.*, vol. 86, art. 124706, 2015.
6. S. D. Korovin, S. D. Polevin, and V. V. Rostov, "Powerful Cherenkov microwave generators based on high-current nanosecond electron beams," *Phys. J.*, 1996, vol. 39, no. 12, pp. 5–10. (In Russ.).
7. A. I. Klimov, O. B. Kovalchuk, V. V. Rostov, and A. N. Sinyakov, "Measurement of parameters of x-band high-power microwave superradiative pulses," *IEEE Trans. Plasma Sci.*, vol. 36, no. 3, pp. 661–664, 2008.
8. J. M. Johnson, D. V. Reale, J. T. Krile, [et al.], "Characteristics of a four element gyromagnetic nonlinear transmission line array high power microwave source," *Rev. Sci. Instrum.*, vol. 87, art. 054704, 2016.
9. M. R. Ulmaskulov, S. A. Shunailov, K. A. Sharypov, and M. I. Yalandin, "Four-channel generator of 8-GHz radiation based on gyromagnetic non-linear transmitting lines," *J. of Appl. Phys.*, vol. 126, art. 084504, 2019.
10. C. A. Balanis, *Antenna theory analysis and design*, New Jersey: Wiley, 2016.

Information about the authors

Yury A. Andreev, Candidate of Physical and Mathematical Sciences, senior researcher of the FSBSI "Institute of High Current Electronics SB RAS", Tomsk, Russia.

Sergey S. Smirnov, research engineer of the FSBSI "Institute of High Current Electronics SB RAS", Tomsk, Russia.

Oleg B. Kovalchuk, researcher of the FSBSI "Institute of High Current Electronics SB RAS", Tomsk, Russia.

УДК 621.396.676.029.64

Вращающееся сочленение на основе возбудителя моды E_{01} для антенн с механическим сканированием

^{1,2} Овчинникова Е. В., ¹ Филимонов А. Д., ¹ Кондратьева С. Г.,

¹ Шмачилин П. А., ¹ Гаджиев Э. В., ³ Фам Ван Винь

¹ Московский авиационный институт

(национальный исследовательский университет) «МАИ»

Волоколамское шоссе, д. 4, Москва, 125993, Российская Федерация

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

³ ГТУ им Ле Куи Дона

ул. 236 Хоанг Куок Вьет, Ханой, Вьетнам

o ea8888@gmail.com

Получено: 20 мая 2025 г.

Отрецензировано: 27 мая 2025 г.

Принято к публикации: 27 мая 2025 г.

Аннотация: В статье рассматриваются вращающиеся сочленения (ВС), которые являются неотъемлемой частью антенн с механическим сканированием. От ВС зависят частотные и энергетические характеристики антенной системы. Поэтому в статье рассматриваются различные конструкции ВС. Многообразие конструкций ВС обусловлено областью применения радиосистемы. Как показывает обзор литературы, ВС различных типов применяются в радиолокационных антенных системах и системах спутниковой связи. Перспективным направлением является модернизация ВС с целью повышения тактико-технических характеристик. В настоящее время идет интенсивное развитие СВЧ-техники, а также совершенствование материалов и технологий. Появление новых конструкций возбудителей позволяет также улучшать характеристики устройств, в которых они используются. В статье рассматривается поворотное устройство, возбуждаемое различными типами возбудителей скалярных мод.

Ключевые слова: антенны с механическим сканированием, антенны систем спутниковой связи, волноводные вращающиеся сочленения, возбудители скалярных мод, моделирование вращающихся сочленений.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Вращающиеся сочленения на основе возбудителей скалярных мод / Е. В. Овчинникова [и др.]. // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2025. Т. 8, № 4. С. 630—643.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Вращающиеся сочленения на основе возбуждателей скалярных мод / Е. В. Овчинникова, А. Д. Филимонов, С. Г. Кондратьева [и др.]. // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2025. — Т. 8, № 4. — С. 630—643.

1. Введение

Вращающиеся сочленения используются в антенных системах с механическим сканированием. Такие антенны позволяют реализовать широкоугольное сканирование с малым искажением характеристик направленности. Они также широко применяются в условиях, в которых необходимо учитывать воздействие механических нагрузок, вибрации, сложного теплового режима и радиации [1—3]. Поэтому антенны с механическим сканированием и в настоящее время используются в наземных и бортовых системах спутниковой связи [4—8]. Поворотные устройства обеспечивают высокую надежность. Они технологичны, рентабельны и способны выдерживать большие механические нагрузки. Отличительной особенностью поворотных устройств является возможность работы на различных частотах, вплоть до миллиметрового диапазона волн [9—11]. Модернизация поворотных устройств осуществляется как российскими предприятиями, так и предприятиями зарубежных стран [12, 13]. В статье [13] отмечено, что разработкой ВС успешно занимается компания *Group* (Германия). На данный момент компания имеет возможность предложить потенциальным заказчикам широкий спектр подобных решений: коаксиальные переходы, волноводные переходы, оптические переходы, скользящие контакты (передача низкочастотных, цифровых и сигналов питания), вращающиеся переходы для передачи охлаждающих жидкостей (эта возможность особенно актуальна для мощных активных фазированных решеток (АФАР), в частности корабельного базирования), комплексные системы, позволяющие произвольно комбинировать все предыдущие типы переходов. В статье [14] приведен исчерпывающий обзор вращающихся сочленений, выпускаемых одним из ведущих производителей — компанией *Diamond Antenna and Microwave Corp.* (США). Компания выпускает как мощные вращающиеся сочленения, применяемые, в основном, в радиолокационной технике, так и многоканальные многодиапазонные сочленения, рассчитанные на малую и среднюю мощность.

Как было отмечено выше, антенны с механическим сканированием применяются также в радиолокационных системах. В работе [14] приведена конструкция ВС антенной системы управления воздушным движением (УВД). Такие ВС, как правило, обеспечивают функционирование системы в нескольких диапазонах частот, поэтому являются многоканальными уст-

ройствами. На рис. 1 приведена фотография девятиканального ВС УВД, установленного на обзорном аэродромном радиолокаторе в Казахстане и работающего в трех диапазонах: S (1,55—5,2 ГГц), L (390 МГц—1,55 ГГц) и 740 МГц. В работе [10] рассмотрены и другие многоканальные ВС, выпускаемых фирмой *Diamond*. На рис. 2 показана фотография такого ВС.



Рис. 1. Девятиканальный вращающийся переход.

Fig. 1. Nine-channel rotating transition



Рис. 2. Пятиканальный вращающийся переход L - и S -диапазонов.

Fig.2. Five-channel rotating transition of L and S -ranges

В настоящее время актуальной задачей является построение сканирующих систем спутниковой связи. Рис. 3 иллюстрирует применение рупорных антенн для радиолиний передачи целевой информации (РЛЦИ) с высоким коэффициентом усиления, размещаемых на иностранных МКА. Антенна позволяет осуществлять широкоугольное сканирование с помощью поворотного устройства, излучает поля как правой, так и левой круговой поляризации и обеспечивает усиление 15 дБи.

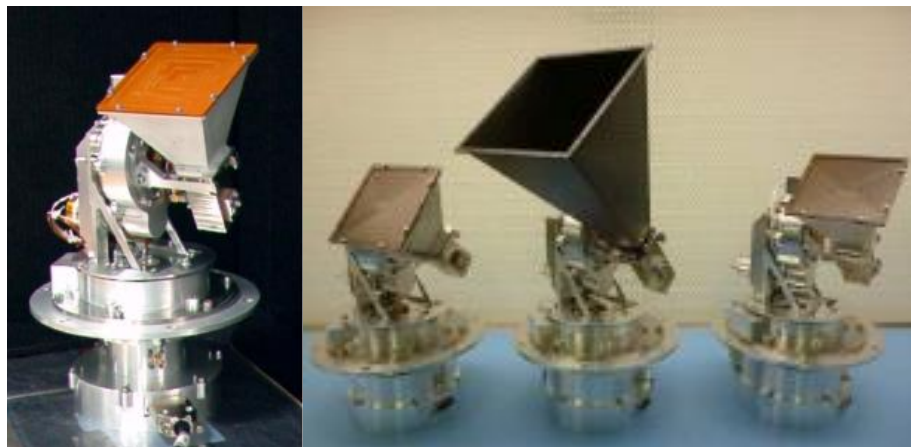


Рис.3. Фотографии рупорных антенн с поворотным устройством.

Fig. 3. Photographs of horn antennas with a rotary device

Аналогичная антенна РЛЦИ показана на рис. 4. Схема управления приведена на рис. 5.



Рис.4. Фотография рупорной антенны с поворотным устройством.

Fig. 4. Photograph of a horn antenna with a rotary device

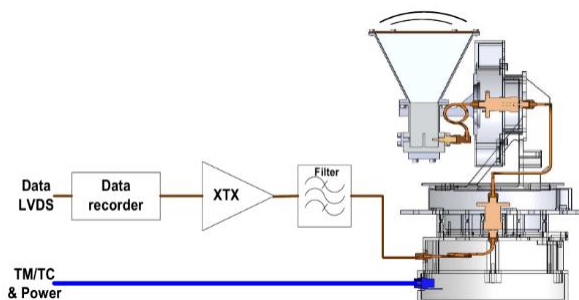


Рис.5. Привод рупорной антенны.

Fig. 5. Horn antenna antenna with a rotary device

Основными направлениями модернизации ВС остаются: расширение рабочей полосы частот, повышение электрической и механической прочности, увеличение скорости вращения и уменьшение потерь энергии. На рис.6-8 приведены конструкции поворотных устройств, применяемых в различных диапазонах частот.



Рис. 6. Вращающееся сочленение, работающее в диапазоне частот 26—32 ГГц.

Fig. 6. Rotary joint operating in the frequency range of 26–32 GHz

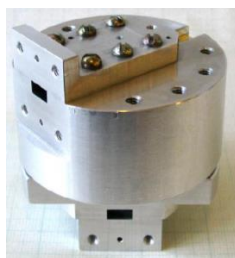


Рис. 7. Вращающееся сочленение, работающее в диапазоне частот 31,3—34,4 ГГц.

Fig.7. Rotary joint operating in the frequency range of 31.3–34.4 GHz



Рис. 8. Вращающееся сочленение, работающее в диапазоне частот 10,7—14,5 ГГц.

Fig. 8. Rotary joint operating in the frequency range of 10.7–14.5 GHz

На рис.6 показана разработка ОАО МНИРТИ — вращающееся сочленение миллиметрового диапазона. В работе [11] рассмотрено вращаю-

щееся сочленение, приведенное на рис. 7. В этой конструкции для подавления волны H_{11} используются резонансные кольца. Важнейшими характеристиками ВС являются частотные характеристики. Авторы статьи [11] приводят зависимости переходного ослабления и КСВ от частоты для экспериментальных образцов ВС с разными диаметрами круглых волноводов. На рис. 9 приведена схема ВС. Позициями на схеме обозначены; 1 — отрезок круглого волновода, в котором распространяется волна E_{01} . 2 — второй отрезок круглого волновода, который установлен с зазором a и снабжен плоским фланцем 3, 4 — кольцевые дроссельные канавки, расположенные с периодом l и имеющие глубину h и ширину d , 5 — согласованная нагрузка. На рис. 10 приведены экспериментальные зависимости вносимого ослабления от частоты: 1 — $D = 8,0$ мм; 2 — $D = 8,2$ мм. На рис. 11 показаны экспериментальные зависимости КСВ от частоты при разных диаметрах круглого волновода.

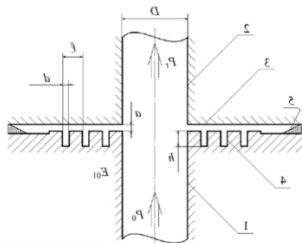


Рис. 9. Схема вращающегося сочленения [11].

Fig. 9. Diagram of a rotating joint [11]

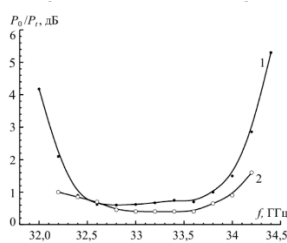


Рис. 10. Экспериментальные зависимости вносимого ослабления от частоты:

1 — $D = 8,0$ мм;
2 — $D = 8,2$ мм

Fig. 10. Experimental dependences of insertion attenuation on frequency:

1 — $D = 8.0$ mm; 2 — $D = 8.2$ mm

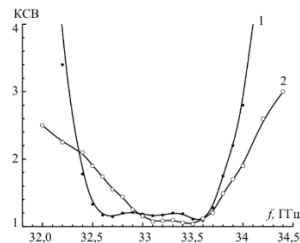


Рис. 11. Экспериментальные зависимости КСВ от частоты: 1 — $D = 8,0$ мм; 2 — $D = 8,2$ мм

Fig. 11. Experimental dependences of SWR on frequency: 1 — $D = 8.0$ mm; 2 — $D = 8.2$ mm

На рис. 8 показано ВС, разработанное компанией ООО «СВВ». Характеристики ВС приведены в таблице 1.

Таблица 1. Значения параметров вращающегося сочленения рис. 6.

Table 1. Values of the parameters of the rotating joint fig. 6

Параметр	Значение
№ десятичный	РДСТ.468551.009
Типоразмер волновода	WR-75
Рабочий частотный диапазон	10,7..—14,5 ГГц
Исполнение	соосное
Коэффициент отражения, не более	–19 дБ

ВС может применяться в системах спутниковой связи и телевидения. На рис. 12 приведена фотография автомобильной антенной решетки спутникового телевидения с механическим сканированием, выпускаемой фирмой *Thinsat*. Антенна выполнена по технологии гальванопластики и имеет дифракционную структуру. Такая схема построения позволяет реализовать широкоугольное двумерное механическое сканирование. На рис. 13 представлена разработка компании *SATPRO M&C TECH CO., LTD*, являющейся производителем мобильных терминалов спутниковой связи.



Рис. 12. Фотография автомобильной антенной решетки спутникового телевидения с механическим сканированием, выпускаемой фирмой *Thinsat*.

Fig. 12. Photograph of a satellite TV car antenna array with mechanical scanning, manufactured by *Thinsat*

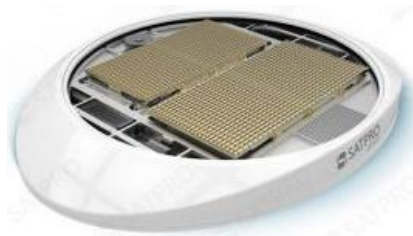


Рис. 13. Фотография антенной решетки спутниковой связи с электромеханическим управлением луча, работающая в Ku -диапазоне.

Fig. 13. Photograph of a satellite communications antenna array with electromechanical beam control, operating in the Ku -band

Таким образом, можно сделать вывод, что интерес к ВС не ослабевает с 60-х годов. Совершенствуются старые конструкции и появляются новые. Улучшение технических и массогабаритных характеристик обусловлено развитием новых технологий изготовления и появлением новых материалов. В настоящее время идет освоение оптического диапазона, поэтому возникает необходимость в оптических ВС. На рис. 14 показаны фотография и конструкция ВС оптического диапазона.

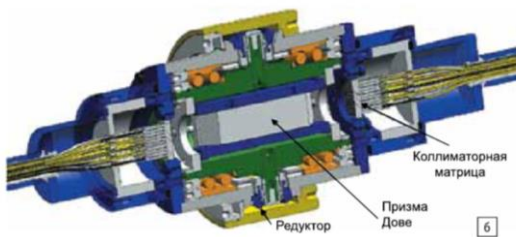


Рис. 14. Многоканальное вращающееся сочленение для передачи оптических сигналов: а) внешний вид; б) конструкция.

Fig. 14. Multichannel rotating joint for transmitting optical signals: a) appearance; b) design

Кроме этих возможностей, расширение частотного диапазона цифровых устройств способствует появлению новых типов ВС с возможностью цифровой обработки сигнала. Передача сигнала в цифровом виде исключает возможность его искажения в линии и существенно улучшает помехозащищенность. Однако требования к ВС не меняются, поэтому целесообразно рассмотреть конструкции, позволяющие улучшить энергетические характеристики поворотных устройств.

2. Анализ волноводного вращающегося сочленения с гасящими объемами

Вращающееся сочленение с гасящими объемами имеет простую конструкцию, поэтому оно было выбрано для моделирования в качестве тестовой задачи. На рис.15 приведена конструкция ВС и пример его применения в качестве поворотного устройства для рупорной антенны [15]. Из этого можно сделать вывод — чем уже щель между стенкой волновода и ребром перегородки, тем больше приближение.

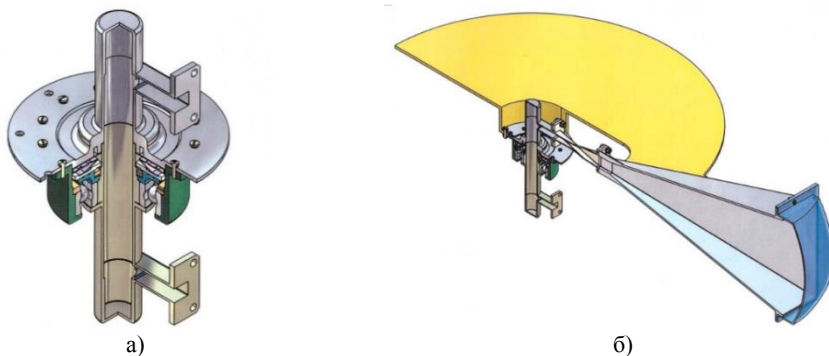


Рис. 15. а) общий вид сочленения с гасящими объемами; б) рупорная антенна с механическим сканированием.

Fig. 15. a) general view of the joint with damping volumes; b) horn antenna with mechanical scanning

На рис. 16 приведена зависимость КСВ от частоты для ВС с гасящими объемами.

В таких ВС часть энергии теряется в поляризационных фильтрах, поэтому целесообразно рассмотреть возбуждение ВС с помощью возбудителей скалярных мод круглого волновода. Как известно из литературы, моды высших типов используются редко, однако они обладают азимутальной симметрией поля и поэтому позволяют осуществлять неискаженное сканирование при работе поворотных устройств. Прямое возбуждение ВС вол-

ной E_{01} без использования поляризационных фильтров позволит не только уменьшить потери энергии, но и существенно упростит конструкцию ВС.

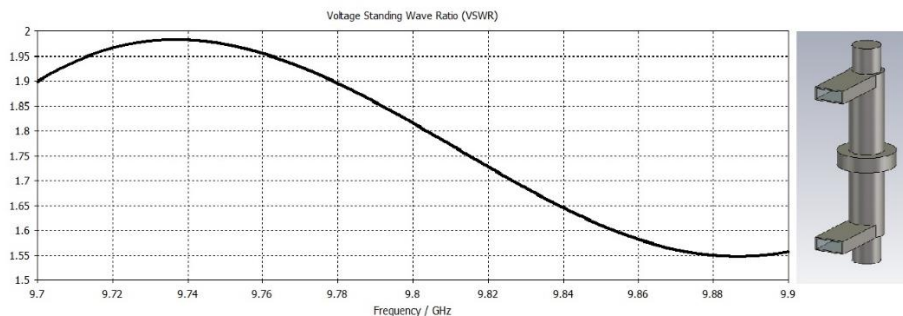


Рис. 16. Зависимость КСВ от частоты для ВС с гасящими объемами.

Fig. 16. Dependence of SWR on frequency for a VS with damping volumes

3. Моделирование вращающегося сочленения с возбуждателем волны E_{01}

Возбудители на основе скалярных мод известны, значительное внимание им уделено в работах В. А. Калошина [16—18]. Модель возбуждателя, рассмотренного в работе [19], приведена на рис. 17. На рис. 18 показана зависимость КСВ от частоты. Различные области применения и конструкции возбуждателей скалярных мод E_{01} и H_{01} описаны в работе [19]. Такие возбуждатели могут применяться как элементы распределительных систем антенных решеток и отдельных излучателей.

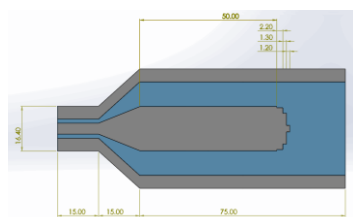


Рис.17. Модель возбуждателя волны E_{01} .

Fig.17. Model of the E_{01} wave exciter

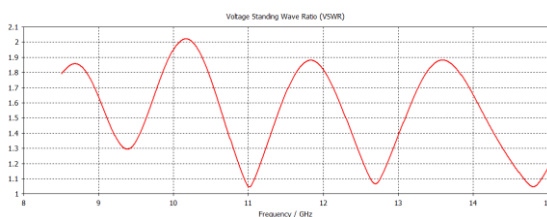


Рис. 18. Зависимость КСВ от частоты.

Fig. 18. SWR dependence on frequency

Возбудитель работает в широкой полосе частот и может быть использован для возбуждения волны E_{01} в круглом волноводе поворотного устройства. Общий вид ВС с возбуждателем волны E_{01} показан на рис. 19. На рис. 20 приведена зависимость КСВ от частоты.

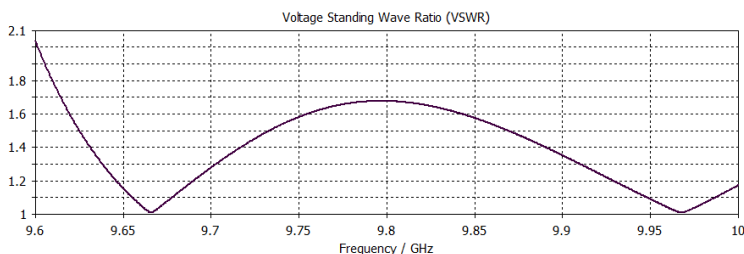
Рис. 19. Общий вид ВС с возбуждателем волны E_{01} .Fig. 19. General view of the aircraft with the E_{01} wave exciter

Рис. 20. Зависимость КСВ от частоты.

Fig. 20. Dependence of SWR on frequency

ВС более узкополосное, чем возбуждатель моды E_{01} , из-за дроссельного соединения, которое обеспечивает надежную работу различных конструкций поворотных устройств, разрабатываемых в России и зарубежом. Дальнейшую модернизацию ВС можно осуществлять подбором материалов и технологий изготовления.

4. Заключение

В работе рассмотрены ВС различных конструкций, применяемые в мобильных наземных системах связи и системах спутникового телевидения. Отмечены достоинства антенн с механическим сканированием, такие как надежность, простота конструкции и малая стоимость. Показаны основные направления развития поворотных устройств в России и зарубежом. Приведены конструкции и фотографии ВС, работающих в разных частотных диапазонах. Представлены фотографии антенных решеток спутникового телевидения с механическим сканированием. Рассмотрены технологии изготовления ВС и антенн с механическим сканированием. В связи с развитием новых технологий в настоящее время идет освоение оптического диапазона. В современной литературе значительное внимание уделяется ВС оптического диапазона. Такие поворотные устройства применяются в системах с цифровой обработкой сигнала. В статье приводится

пример многоканального ВС для передачи оптических сигналов с возможностью цифровой обработки. Для поворотных устройств, работающих в любом диапазоне волн, важнейшими характеристиками являются частотные и энергетические характеристики. Поэтому в статье проведено исследование этих характеристик для ВС с возбуждателями волны E_{01} , а также приведены результаты моделирования возбуждателя волны E_{01} . Отмечено, что такой возбуждатель работает в широкой полосе частот. В качестве тестовой задачи разработана модель ВС с гасящими объемами. Показано, что такая конструкция громоздкая и применение возбуждателей волны E_{01} ее существенно упрощает. Построена модель и определены частотные характеристики ВС с возбуждателями волны E_{01} .

Список литературы

1. Gao S., Ya Hya Rahmat-Samii, Hodges R. E., Xue-Xia Yang. Advanced Antennas for Small Satellites // Proceedings of the IEEE. 2018. Vol. 106, no. 3, P. 391–403.
2. Генералов А. Г., Гаджиев Э. В. К вопросу о построении остронаправленной перенацеливаемой бортовой антенны космических аппаратов // Вопросы электромеханики. Труды ВНИИЭМ. 2018. Т. 164, № 3. С. 26–31.
3. Овчинникова Е. В., Соков М. А., Кондратьева С. Г. [и др.]. Моделирование коаксиального вращающегося сочленения // Антенны. 2020. № 5 (267). С. 56–63.
4. Овчинникова Е. В., Гаджиев Э. В., Кондратьева С. Г. [и др.]. Антенные решетки спутниковых мобильных телекоммуникационных систем // Вопросы электромеханики. Труды ВНИИЭМ 2021. Т. 182, № 3. С. 39–54.
5. Овчинникова Е. В. Васильев О. В., Фам Ван Винь [и др.]. Антенные решетки систем спутникового телевидения (обзор) // Антенны. 2016. № 4. С. 22–33.
6. Бобков В., Звандугов Н. Антенные системы SOTM (Satcom-On-The-Move) ООО «Технологии радиосвязи» // Технологии и средства связи. Специальный выпуск «Спутниковая связь и вещание-2019». 2019. С. 42–44.
7. Патент № US 5349363. Milroy W. W. Antenna array configuration employing continuous transverse stub elements. Оpubл. 20.09.1994.
8. Патент № US 5266961. Milroy W. W. Continuous transverse stub element devises and method of making same. Оpubл. 30.11.1993.
9. Харвей А. Ф. Техника сверхвысоких частот. Т. 1. М. : Сов. радио, 1965. 784 с.
10. Дракбин А. Л., Зузенко В. Л., Кислов А. Г. Антенно-фидерные устройства. М. : Сов. радио, 1974. 536 с.
11. Евдокимов А. П., Крыжановский В. В., Пазынин В. Л., Сиренко К. Ю. Вращающееся сочленение КВЧ-диапазона // Радиофизика и электроника. 2010. Т. 15, № 2. С. 22–26.
12. Павлов С., Филиппов А. Антенные фазированные решетки. Обзор компонентной базы для реализации приемопередающих модулей // Компоненты и технологии. 2014. № 7. С. 57–62.
13. Пономарев Ю., Павлов С. Компоненты для обеспечения механического позиционирования антенных систем // Компоненты и технологии. 2014. № 7. С. 30–34.
14. Лобанов В. Компания Diamond antenna and microwave corp. Вращающиеся сочленения для передачи СВЧ- и НЧ-сигналов // Электроника : наука, технология, бизнес. 2010. № 1. С. 46–56.

15. Овчинникова Е. В., Кондратьева С. Г. Учебное пособие «Расчет и конструирование вращающихся сочленений». М. : Изд-во МАИ, 2024. 63 с.
16. Калошин В. А., Фам Ван Чунг. Возбудители скалярных мод круглого волновода // Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2021. № 5. Режим доступа: <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2021.5.8>.
17. Калошин В. А., Фам Ван Чунг. Сверхширокополосный возбудитель моды H_{01} круглого волновода // Радиотехника и электроника. 2021. Т. 66, № 6. С. 565—570.
18. Калошин В. А., Фам Ван Чунг. Широкополосные антенные решетки на основе круглого волновода с модой H_{01} // Радиотехника и электроника. 2021. Т. 66, № 6. С. 594—601.
19. Фам Ван Чунг. Широкополосные излучающие системы на основе круглого волновода. Дис. ... канд. физ.-мат. наук. Москва, 2021. 102 с.

Информация об авторах

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.

Филимонов Артем Дмитриевич, студент кафедры радиофизики антенн и микроволновой техники Московского авиационного института (национального исследовательского университета) «МАИ», г. Москва, Российская Федерация.

Кондратьева Светлана Геннадьевна, кандидат технических наук, доцент кафедры радиофизики антенн и микроволновой техники Московского авиационного института (национального исследовательского университета) «МАИ», г. Москва, Российская Федерация.

Шмачилин Павел Александрович, кандидат технических наук, доцент кафедры радиофизики антенн и микроволновой техники Московского авиационного института (национального исследовательского университета) «МАИ», г. Москва, Российская Федерация.

Гаджиев Эльчин Вахидович, кандидат технических наук, доцент кафедры радиофизики антенн и микроволновой техники Московского авиационного института (национального исследовательского университета) «МАИ», г. Москва, Российская Федерация.

Фам Ван Винь, кандидат технических наук, преподаватель Государственного технического университета имени Ле Куи Дона, Ханой, Вьетнам.

Rotary Joint Based on E_{01} -mode Exciter for Antennas with Mechanical Scanning

E. V. Ovchinnikova^{1,2}, A. D. Filimonov¹, S. G. Kondratyeva¹, P. A. Shmachilin¹,
E. V. Gadzhiev¹, and Pham Van Vinh³

¹ *Moscow Aviation Institute (national research university) "MAI"
4, Volokolamskoye Shosse, Moscow, 125993, Russian Federation*

² *Moscow State Technical University n. a. N. E. Bauman
5, 2nd Baumanskaya str., Moscow, 105005, Russian Federation*

³ *STU n. a. Le Quy Don
St. 236, Hoang Quoc Viet, Hanoi, Vietnam
oea8888@gmail.com*

Received: May 20, 2025

Peer-reviewed: May 27, 2025

Accepted: May 27, 2025

Abstract: The article discusses rotating joints (RJs), which are an integral part of mechanically scanned antennas. The frequency and energy characteristics of the antenna system depend on the RJs. Therefore, the article considers various RJ designs. The variety of RJ designs is due to the area of application of the radio system. As the literature review shows, RJs of various types are used in radar antenna systems and satellite communication systems. A promising direction is the modernization of RJs in order to improve tactical and technical characteristics. Currently, there is an intensive development of microwave technology, as well as the improvement of materials and technologies. The emergence of new designs of exciters also allows improving the characteristics of the devices in which they are used. The article considers a rotary device excited by various types of scalar mode exciters.

Keywords: mechanically scanned antennas, satellite communication system antennas, waveguide rotary joints, scalar mode exciters, modeling of rotary joints.

For citation (IEEE): E. V. Ovchinnikova, [et al.], "Rotary Joint Based on E_{01} -mode Exciter for Antennas with Mechanical Scanning" *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 8, no. 4, pp. 630–643, 2025, doi: 10.21227/kmh3-6g48. (In Russ.).

References

- [1] Steven Gao, [et al.], "Advanced Antennas for Small Satellites," *Proceedings of the IEEE*, vol. 106, no. 3, pp. 391–403, 2018.
- [2] A. G. Generalov and E. V. Gadzhiev, "On the issue of constructing a highly directional re-targetable onboard antenna of spacecraft," *Electromechanical matters. VNIEM studies*, vol. 164, no. 3, pp. 26–31, 2018. (In Russ.).
- [3] E. V. Ovchinnikova, [et al.], "Modeling of a coaxial rotating joint," *Antennas*, no. 5 (267), pp. 56–63, 2020. (In Russ.).

- [4] E. V. Ovchinnikova, [et al.], "Antenna arrays of satellite mobile telecommunication systems. *Electromechanical matters. VNIIEМ studies*, vol. 182, no. 3, pp. 39–54, 2021. (In Russ.).
- [5] E. V. Ovchinnikova, [et al.], "Antenna arrays of satellite television systems (review)," *Antennas*, no. 4, pp. 22–33, 2016. (In Russ.).
- [6] V. Bobkov and N. Zvantsugov, "SOTM (Satcom-On-The-Move) antenna systems of Radio Communication Technologies LLC," *Special iss. "Satellite Communications and Broadcasting-2019," supp. to mag. Communication Technologies and Equipment*, pp. 42–44, 2019. (In Russ.).
- [7] Patent No. US 5349363. Milroy W.W. Antenna array configuration employing continuous transverse stub elements. Published on 20.09.1994.
- [8] Patent No. US 5266961. Milroy W.W. Continuous transverse stub element designs and method of making same. Published on 30.11.1993.
- [9] A. F. Harvey, *Microwave Engineering*, London and New York: Academic Press, 1963.
- [10] A. L. Drabkin, V. L. Zuzenko, and A. G. Kislov, *Antenna-Feeder Devices*, Moscow: Sov. Radio, 1974. (In Russ.).
- [11] A. P. Yevdokymov, V. V. Kryzhanovskiy, V. L. Pazynin, and K. Yu. Sirenko, "Rotary joint for EHF band," *Radio physics and electronics*, vol. 15, no. 2, pp. 22–26, 2010 (In Russ.).
- [12] S. Pavlov and A. Filippov, "Phased Antenna Arrays. Review of the component base for the implementation of transceiver modules," *Components and Technologies*, no. 7, pp. 57–62, 2014. (In Russ.).
- [13] Yu. Ponomarev and S. Pavlov, "Components for mechanical positioning of antenna systems," *Components and Technologies*, no. 7, pp. 30–34, 2014. (In Russ.).
- [14] V. Lobanov, "Diamond Antenna and Microwave Corp. Rotating joints for transmitting microwave and low-frequency signals," *Electronics: Science, Technology, Business*, no. 1, pp. 46–56, 2010. (In Russ.).
- [15] E. V. Ovchinnikova and S. G. Kondratieva, *Tutorial "Calculation and Design of Rotating Joints"*, Moscow: MAI Publishing House, 2024. (In Russ.).
- [16] V. A. Kaloshin and Pham Van Trung, "Exciters of scalar modes of a circular waveguide. *Journal of Radio Electronics* [electronic journal], no. 5, 2021. [Online]. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2021.5.8>. (In Russ.).
- [17] V. A. Kaloshin and V. Ch. Pham, "Ultrawideband Exiter of the H_{01} Mode of a Circular Waveguide," *Journal of Communications Technology and Electronics*, vol. 66, no. 6, pp. 678–683, 2021.
- [18] V. A. Kaloshin and V. Ch. Pham, "Wideband Antenna Arrays Based on a Circular Waveguide with the H_{01} Mode," *Journal of Communications Technology and Electronics*, vol. 66, no. 6, pp. 707–713, 2021.
- [19] V. Ch. Pham, "Broadband radiating systems based on a circular waveguide," Dissertation for the degree of candidate of physical and mathematical sciences, Moscow, 2021. (In Russ.).

Information about the authors

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 named after N.E. Bauman, Moscow, Russian Federation.

Artem D. Filimonov, Student of the Department of Radiophysics of Antennas and Microwave Engineering, Moscow Aviation Institute (National Research University) "MAI", Moscow, Russian Federation.

Svetlana G. Kondratieva, Candidate of Technical Sciences, Associate Professor of the Department of Radiophysics of Antennas and Microwave Engineering, Moscow Aviation Institute (National Research University) "MAI", Moscow, Russian Federation.

Pavel A. Shmachilin, Candidate of Technical Sciences, Associate Professor of the Department of Radiophysics of Antennas and Microwave Engineering, Moscow Aviation Institute (National Research University) "MAI", Moscow, Russian Federation.

Elchin V. Gadzhiev, PhD in Engineering, Associate Professor of the Department of Antenna Radiophysics and Microwave Engineering, Moscow Aviation Institute (National Research University) "MAI", Moscow, Russian Federation.

Pham Van Vinh, PhD in Engineering, Lecturer, Le Quy Don State Technical University, Hanoi, Vietnam.

УДК 621.37-621.39(091)

Исследования по электрическим лампам накаливания в *General Electric Company*

Пестриков В. М.

*Санкт-Петербургский государственный институт кино и телевидения
ул. Правды, 13, Санкт-Петербург, 191119, Российская Федерация
pvt205@yandex.ru*

Получено: 13 декабря 2024 г.

Отрецензировано: 14 декабря 2024 г.

Принято к публикации: 15 декабря 2024 г.

Аннотация: *General Electric Company* усовершенствовала углеродную нить, увеличив ее средний срок службы со 100 часов до более чем 500. Ввиду складывающейся конкуренции компании требовались более революционные технологии. Нужен был новый материал для нити, которая светилась бы ярче, служила бы дольше и была бы более прочной. Научные исследования сотрудников компании У. Кулиджа, И. Ленгмюра, Э. Адамса, Л. Тонкса и других позволили GE не только вернуть утраченные позиции на рынке электрических ламп, но и заложить основы технологии изготовления нитей накала для радиоламп собственного производства. Рассмотрены: изобретение способа получения пластичного вольфрама, результаты, полученные в докторской диссертации И. Ленгмюра, исследования газонаполненных ламп накаливания, диод У. Кулиджа, а также его рассуждения о фундаментальной науке и русских ученых.

Ключевые слова: *Александр Юст, Франц Ханаман, General Electric Company, пластичный вольфрам, формула Адамса, трубка Кулиджа, диод Кулиджа.*

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Пестриков В. М. Исследования по электрическим лампам накаливания в *General Electric Company* // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2025. Т. 8, № 4. С. 644—665.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Пестриков, В. М. Исследования по электрическим лампам накаливания в *General Electric Company* / В. М. Пестриков // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. — 2025. — Т. 8, № 4. — С. 644—665.

1. Введение

Компания GE практически монополизировала американский ламповый бизнес до 1905 года, когда ее угольные лампы с эффективностью 3,4

люмен на ватт и металлизированным углем с яркостью 4,25 лм/Вт оказались под угрозой из-за изобретения танталовой лампы мощностью 6 лм/Вт компанией *Siemens* (Берлин). В 1906 году *GE* получила права на танталовую лампу по очень высокой цене и после этого удвоила свои усилия, чтобы взять на себя ведущую роль в разработке будущих ламп.

В начале XX века ключевые разработки по электрическим лампам проводились в Европе. В 1904 году венгр Александр Юст (*Alexander Friedrich Just*, вен. *Sándor Frigyes Just*, 12.04.1874—30.05.1937) и хорват Франц Ханаман (*Franz Hanaman*, 1878—1941), ассистенты профессора Вортмана (*Vortmann*) из Высшей технической школы в Вене (*Vienna's Technische Hochschule*), изобрели лампу с вольфрамовой нитью. Юст и Ханаман (рис. 1) в начале получили венгерский патент *HU34541* (с приоритетом от 7 октября 1904 г.), а 27 февраля 1912 г. — американский патент *US1018502* [1]. *General Electric* приобрела права на этот патент США за 400 000 долларов США до того, как патент был выдан. Права на венгерский патент были проданы компании *Tungsrham*, а права на немецкий патент — компании *Osram*, что сделало обоих изобретателей очень богатыми.



Рис. 1. Совместное фото доктора Александра Юста (справа) и Ференца Ханамана (слева).

Лампа Юста. Почтовая открытка с рекламой вольфрамовой лампы Юста 1917 года.

Подпись к рисунку переводится следующим образом: А Петр сказал: «В эти дорогие времена особенно важно экономить энергию. Поэтому вместо звезд я теперь размещаю на небе лампы *Just-Wolfram*. Они светят намного лучше, потребляют вдвое меньше энергии, стоят дешевле и служат в два раза дольше!»

Fig. 1. Joint photo of Dr. Alexander Just (right) and Ferenc Hanaman (left). Just's lamp. Postcard advertising Just's tungsten lamp from 1917. The caption to the picture translates as follows: And Peter said: "In these expensive times, it is especially important to save energy. So instead of stars, I now place Just-Wolfram lamps in the sky. They shine much better, consume half as much energy, cost less and last twice as long!"

В 1906 году *GE* отправила двух своих ведущих инженеров, Джона Хауэлла (*John W. Howell*) и Уиллиса Уитни (*Willis Whitney*), в Австрию,

Венгрию и Германию, чтобы обеспечить в этих странах американские права на патент *US1018502*. Сумма сделки с австрийскими владельцами патента составила огромную сумму — 1,5 миллиона долларов.

По приобретенной технологии согласно патенту *US1018502* мелко измельченный вольфрам смешивали с раствором гуммиарабика и сахара, а затем пропускали через алмазные фильтры под высоким давлением, чтобы получить тонкую проволоку. Проволоки разрезали и сгибали в *U*-образные шпильки, а затем спекали, чтобы удалить связующие и получить чистый металл. Нити были очень хрупкие и крепились к опорным тросам с помощью дуговой сварки вместо обычного метода зажима.

Эффективность лампы увеличилась почти вдвое до 7,85 лм/Вт. Для рассеивания бликов блестящей вольфрамовой нити использовалась матовая колба, рис. 2. Высокая стоимость австрийской нити из вольфрама не позволяла быстро заменить тантал.



Рис. 2. Электрическая лампа *General Electric Co.* с вольфрамовой нитью по патенту *US1018502* производства 1907 г. Лампа мощностью 40 Вт, напряжение 117 В.

Цена: US \$1.50 (1907) и US \$35.30 (2009).

Fig. 2. Electric lamp *General Electric Co.* with tungsten filament according to patent *US1018502*, manufactured in 1907. Lamp 40 W, voltage 117 V. Price US \$1.50 (1907) and US \$35.30 (2009)

Производство электрических ламп с вольфрамовыми нитями по технологии Юста — Ханамана продолжалось до 1910 года, после чего они были вытеснены более прочными и дешевыми тянутыми вольфрамовыми проволоками Уильяма Д. Кулиджа (*William David Coolidge*, 23.10.1873—03.02.1973).

2. Изобретение способа получения пластичного вольфрама

11 сентября 1905 года У. Кулидж приступил к работе в качестве заместителя директора научно-исследовательской лаборатории компании *General Electric Company* — *General Electric Research Laboratory (GERL)*.

Лаборатория располагалась в скромном трехэтажном кирпичном здании в Скенектади (*Schenectady*, округ Нью-Йорк). В штате лаборатории состояло около тридцати сотрудников, среди них было несколько выпускников Массачусетского технологического института. Уиллис Уитни подбирал

сотрудников очень тщательно. Претендент должен был обладать высокими профессиональными качествами ученого. В начальный период развития лаборатории он искал сотрудников среди университетских ученых, убеждая их делать карьеру в научных исследованиях, связанных с промышленностью. Однако, такие убеждения проходили очень тяжело и не всегда достигали цели.

Молодой сотрудник оказался в лаборатории в тот момент, когда возникла угроза срыва фундаментальных исследований по энергоэффективности ламп накаливания. Это грозило компании GE большими финансовыми убытками. Продукция компании, в частности, лампы Эдисона, могла быть вытеснена с рынка двумя основными конкурирующими инновационными освещениями, лампами Нернста (*Nernst lamp*) и ртутными лампами.

Первая угольная лампа обладала эффективностью всего 1 лм/Вт, которая была увеличена в следующие 20 лет модификацией методов обработки угля в два с половиной раза. К 1898 году светоотдача таких ламп составляла около 3 лм/Вт.

Угольные нити в те времена нагревались пропусканием электрического тока в атмосфере паров тяжелых углеводородов. При пиролизе этих веществ образующийся углерод заполнял поры и неровности нити, придавая ей яркий металлический блеск. Световая отдача электроламп, как известно, находится в прямой зависимости от температуры нити накала и пропорциональна квадрату силы тока. Именно с этим и был связан выбор материала нити накала лампы, который должен выдерживать как можно более высокую температуру.

Идею повысить энергоэффективность электрических ламп с помощью нити из тугоплавких металлов предложил, как известно, еще Александр Лодыгин в 1892 году. Компания GE в свое время купила все его патенты. В заявке он подробно описал, как изготавливать нить накаливания из платины, хрома, а также упомянул вольфрам как самый подходящий материал, хотя и отметил сложности в его обработке.

Было известно, что вольфрам выдерживает высокую температуру нагрева и будет работать лучше, чем углеродная нить накала. Его температура плавления 3695 K (3422 °C), но уже при температурах несколько выше 400 °C защитная окисная пленка на его поверхности повреждается, образуются трещины, через которые металл насыщается газами, что приводит к значительному снижению его прочности. Этот материал при температуре выше 1650 °C имеет высокую прочность на разрыв. Повышенная прочность при высоких температурах позволяет снизить массу изделий из вольфрама за счет уменьшения их размеров.

Низкая пластичность и хрупкость вольфрама не позволяли наладить изготовление тонких нитей накала. Помимо прочего, отсутствовала технология такого производства.

Перед учеными встала задача повышения пластичности вольфрама. Этой проблемой занимались в различных компаниях США и Европы. Поэтому неудивительно, что Уиллис Уитни сразу поставил задачу перед У. Кулиджем (рис. 3) по изучению свойств вольфрама и их применению к решению данной проблемы.



Рис. 3. И. Лагнимор, У. Уитни и У. Кулидж. 1909 г. Здание компании Скенектади *General Electric* в марте 1995 г. Эмблема компании *GE* на здании Скенектади.

Fig. 3. I. Langmuir, W. R. Whitney and W. D. Coolidge. 1909.
Schenectady General Electric building in March 1995. GE symbol on the Schenectady building

После четырехлетних экспериментов с различными металлами У. Кулидж подошел к решению проблемы сначала как химик. Вольфрам смешивался с амальгамой кадмия. Получалась пластичная масса. Из нее изготавливалась тонкая проволока, которая прокаливалась в вакууме. Во время этого процесса полностью испарялись сначала кадмий, потом — ртуть. В результате получалась тонкая нить из спеченного чистого вольфрама, который уже подвергался дальнейшей обработке.

Вскоре У. Кулидж обнаружил, что вольфрам не всегда является хрупким материалом. Вольфрамовая проволока становится пластичной, если ее прокатать в нагретом состоянии. В 1909 году У. Кулиджу удалось получить ковкий вольфрам без применения наполнителей (амальгамы кадмия), а лишь с помощью правильной температурной и механической обработки. Основная проблема в получении вольфрамовой проволоки заключалась в

быстром окислении вольфрама при высоких температурах и наличии зернистой структуры в получающемся вольфраме, которая приводила к его хрупкости. В 1910 году он разработал для электрических ламп промышленный способ изготовления нитей накала из пластичного вольфрама.

Вольфрам начал применяться в лампах накаливания с 1904 года и к 1911 году вытеснил в этом качестве применявшиеся ранее для изготовления электрических ламп угольные, осмиевые и танталовые нити. Обычная лампа накаливания с вольфрамовой нитью обладает свечением 12 лм/Вт, а лампы, работающие под высоким напряжением — 22 лм/Вт. Современные флуоресцентные лампы с вольфрамовым катодом имеют эффективность порядка 50 лм/Вт.

В 1911 году *General Electric Company* начала продажи электрических ламп с нитями накала из пластичного вольфрама. Электрические лампы с такими нитями накала используются до сих пор для освещения. Новые электролампы вскоре стали важным источником дохода для *GE*. На это изобретение Кулидж подал заявку и получил в 1913 году патент *US1082933*, рис. 4 [2].

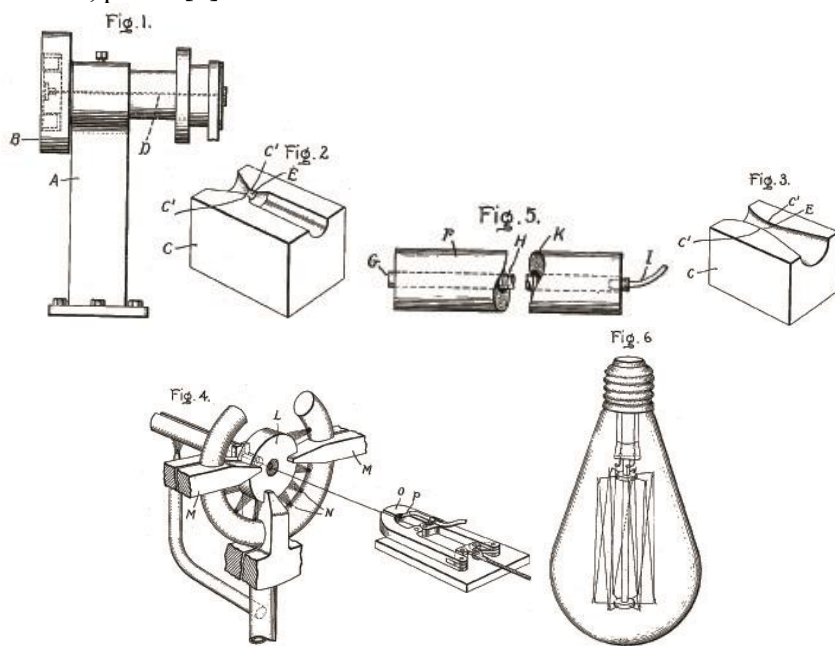


Рис. 4. Устройства и метод получения нитей накала из пластичного вольфрама.

Патент У. Кулиджа *US1082933* с приоритетом от 19 июня 1912 г.

Fig. 4. Devices and method for producing filaments from plastic tungsten.

Patent W. Coolidge *US1082933A*. Application filed June 19, 1912

Компания GE за пять лет истратила более \$100000 на исследования пластичного вольфрама, но благодаря патенту У. Кулиджа, полученному им в 1913 году, вложенные инвестиции в основном окупились. В 1927 году патент был признан недействительным на том основании, что пластичность есть известное свойство, которое присуще металлическому вольфраму, в том числе и вольфраму Кулиджа. В связи с этим, в 1928 году американский суд аннулировал патент Кулиджа от 30 декабря 1913 года, посчитав его не действительным, а изобретение — непатентоспособным. В настоящее время вольфрамовые лампы по-прежнему производятся практически так же, как это делал Кулидж почти 100 лет назад.

Отметим, что решением задачи получения тянутой вольфрамовой нити занимались и другие компании, в частности, в Германии *Siemens & Halske AG* (1906—1909). В 1912 году компания *British Westinghouse Metal Filament Lamp Company Limited* заявила и получила (в 1916 г.) две привилегии в России на способ превращения хрупкого вольфрама или его сплавов в тягучее состояние. По первой привилегии технология заключается в том, что обрабатываемый металл, нагретый до расплава, постепенно охлаждается под действием сильного внешнего давления [3]. Во второй привилегии охлаждение расплава происходит в атмосфере сильно сжатого газа, не производящего разрушающего действия на нагретый металл [4].

3. Докторская диссертация (Ph.D) Ирвинга Ленгмюра

В 1909 году в поле зрения Уиллиса Уитни попал Ирвинг Ленгмюр (*Irving Langmuir*, 31.01.1881—19.08.1957), из небольшого городка Хобокен (*Hoboken, New Jersey*), что в 12 км от Нью-Йорка. В этом городке он работал преподавателем химии в Технологическом институте Стивенса (*Stevens Institute of Technology*). После средней школы Ленгмюр поступил в Горную школу Колумбийского университета (Нью-Йорк) и окончил ее в 1903 году по специальности металлургическое машиностроение. Сразу после этого он отправился в Германию и поступил в аспирантуру по физической химии в Геттингенском университете. Его научным руководителем был профессор Вальтер Нернст (рис. 5), который предложил ему тему диссертации «О частичном воссоединении диссоциированных газов при охлаждении» (нем. *Ueber Partielle Wiedervereinigung Dissociierter Gase im Verlauf einer Abkühlung*) [5]. Диссертация была посвящена диссоциации водяного пара и углекислого газа вокруг светящихся платиновых проволок в лампе Нернста. Необходимо было исследовать предположение Нернста о том, что вокруг раскаленной металлической проволоки, в газе, способном к диссоциации, будет происходить лишь очень незначительная

рекомбинация продуктов диссоциации в течение короткого времени, необходимого для того, чтобы они диффундировали с поверхности проволок в сравнительно холодные слои, находящиеся на небольшом расстоянии от провода. Более того, если бы проволока имела достаточно сильное каталитическое действие, на поверхности проволоки было бы равновесие и, следовательно, холодный газ на некотором расстоянии от проволоки имел бы тот же состав, который он имел бы, если бы весь газ был равномерно нагрет до температуры провода. Ленгмюр провел измерения с температурой проволок от 1351 до 1537 K и получил значения диссоциации обоих газов от 1000 до 3000 K. Его результаты были несколько меньшие, чем те, которые были получены Нернстом и фон Вартербергом (*von Warterberg*) с использованием других методов.

В результате проведенных исследований по теме диссертации были сделаны следующие выводы:

1. Показано, что при пропускании паров воды или углекислого газа через трубку, содержащую раскаленную платиновую проволоку, образуются количества продуктов диссоциации, соответствующие равновесию диссоциации при температуре проволоки.

2. Этим методом была определена степень диссоциации водяного пара и углекислого газа и получены результаты, которые для водяного пара составили 9,5, а для углекислого газа — 7 процентов, ниже, чем ранее полученные Нернстом другим методом.

3. При определении температуры проволоки измеряли температурный коэффициент электрического сопротивления чистой платины до 1200 °C.

4. Установлено, что платиновые и платинородиевые проволоки заметно не распадаются ни в паре, ни в углекислом газе вплоть до 1300 °C. При 1400 °C платина-родий начинает распадаться в паре.

5. Метод определения диссоциации паров воды и углекислого газа с помощью накаливаемых проволок имеет много преимуществ. Аппарат прост, эксперименты проводятся быстро.

Диссертация Ленгмюра (*Ph. D* по физической химии) предвосхитила деятельность в Исследовательской лаборатории *General Electric* в Скенектади несколько лет спустя. После защиты диссертации в 1906 году он получил докторскую степень. Эти ранние эксперименты заложили основу для его пожизненных исследований явлений адсорбции.

Летом 1909 года И. Ленгмюр был приглашен на кастинг в научно-исследовательскую лабораторию компании *General Electric* в Скенектади. Так началась научная карьера будущего Нобелевского лауреата, которая продолжалась до 1950 года, когда он ушел в отставку. Ленгмюр до конца своих дней остался консультантом компании *GE*.

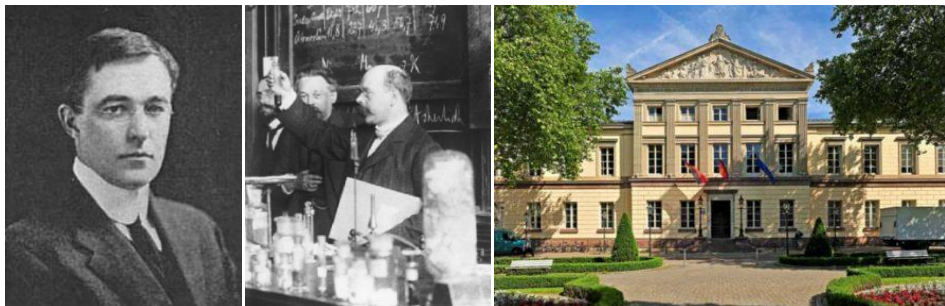


Рис. 5. Ирвинг Ленгмюр и его научный руководитель в Геттингенском университете профессор Вальтер Нернст. Геттингенский университет имени Георга-Августа (основан в 1737 г.). XXI век.

Fig. 5. Irving Langmuir and his supervisor at the University of Göttingen, Professor Walther Nernst. Georg-August University of Göttingen (founded in 1737). 21st century

Уитни, чтобы определиться с тематикой научных исследований И. Ленгмюра во время летних каникул, предложил ему провести несколько дней в различных подразделениях лаборатории и ознакомиться с проводимыми исследованиями. Наибольший интерес у И. Ленгмюра вызвала проблема с новыми электрическими лампочками Кулиджа с нитью накала из вольфрама. Эти лампочки хорошо работали при постоянном токе, в то время как при работе от переменного тока их срок службы значительно сокращался. Вольфрамовая нить быстро выгорала, а стекло колбы чернело. Экспериментальное определение эксплуатационных характеристик электрических ламп с вольфрамовой нити и стало первым научным исследованием Ленгмюра в *GERL*.

Для исследований И. Ленгмюр использовал экспериментальную установку (рис. 6), подобную той, которая была во время его исследований по теплообмену газов при высоких температурах, когда он работал над диссертацией (*Ph.D*) в Германии.

Установка в опытах Ленгмюра (см. рис. 6), представляла собой тугоплавкую стеклянную трубку (дюракс) диаметром 0,9 см, внутри которой, по центру была натянута тонкая платиновая проволока [5, с. 1360]. Для освобождения места для электрических соединений несколько выше нижнего края располагалась лампочка. Для точного измерения сопротивления провода необходимо было определить отношение «падения» тока к току между двумя точками равномерно светящегося провода. В стекло было впаяно четыре платиновых проволоки *A*, *B*, *C* и *D* (диаметром 0,3 мм). Провода *A* и *B* использовались для подачи тока, а *C* и *D* — для измерения напряжения между двумя точками *P* и *P'*.

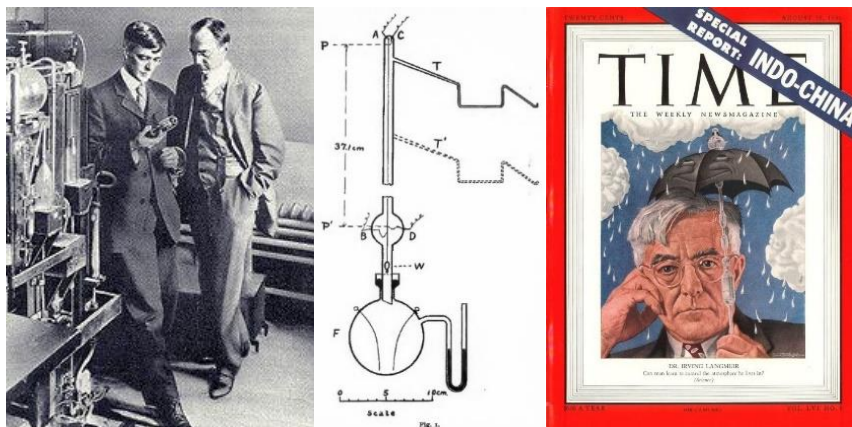


Рис. 6. Ирвинг Ленгмюр (слева) и Уиллис Р. Уитни (справа) в лаборатории GE. 1920 год. Экспериментальная установка по теплообмену газов при высоких температурах в исследованиях И. Ленгмюра (1909 г.). Портрет Ирвинга Ленгмюра на обложке журнала *Time* 28 августа 1950 года. Надпись под портретом гласил: «Может ли человек научиться контролировать атмосферу, в которой он живет?»

Fig. 6. Irving Langmuir (left) and Willis R. Whitney (right) in the G.E. Laboratory. 1920. Experimental installation for heat exchange of gases at high temperatures in the research of I. Langmuir (1909). A portrait of Irving Langmuir on the cover of *Time* magazine on August 28, 1950. The caption underneath the portrait read: "Can man learn to control the atmosphere in which he lives?"

Первые результаты экспериментов показали, что в стеклянной колбе лампы накапливается очень большое количество газа, давление которого было несколько меньше атмосферного. Сначала Ленгмюр предположил, что этот газ выделяется нитью накала. После анализа оказалось, что такого объема газа нить не способна выделить. Затратив все лето на поиски причины этого явления, он обнаружил, что стеклянные поверхности колбы лампы, которые не прогревались длительное время в вакууме, во время работы лампы начинают медленно отдавать воду. Образующийся пар вступает в реакцию с вольфрамовой нитью, и в результате выделяется водород. В то же время, к этому добавляются еще пары от вазелина, находящегося в вакуумной системе, и происходит выделение окиси углерода.

Ленгмюр после отставки с должности заместителя директора лаборатории GE в возрасте 68 лет стал консультантом GE. Он продолжил работать с доктором Винсентом Дж. Шефером (*Vincent J. Schaefer*) над проектом *Cirrus*, экспериментами по распылению химикатов на облака для получения дождя. Ленгмюр занимался тем, что его интересовало. Как любознательный человек, он говорил: «Какую бы работу я ни делал, я делал ее ради удовольствия».

4. Исследования газонаполненных ламп накаливания

За время летних каникул Уиллис Уитни сумел рассмотреть большие научные задатки И. Ленгмюра и после этого пригласил его на работу в GERL. Ленгмюр согласился и остался в лаборатории.

Для продолжения начатых И. Ленгмюром исследований была создана целая группа, в которую кроме него вошли Леви Тонкс (*Lewi Tonks*, 13.12.1897—30.07.1971) и Эллиот Адамс (*Elliot Quincy Adams*, 13.09.1888—12.03.1971), рис. 7. Адамс в 1909 году окончил Массачусетский технологический институт и получил степень бакалавра в области химического машиностроения. Он в группе И. Ленгмюра отвечал за теоретические научные разработки. Выдающийся американский физико-химик Гилберт Ньютон Льюис (англ. *Gilbert Newton Lewis*, 23.10.1875—23.03.1946) однажды отметил, что «среди людей он знал только два самых глубоких научных ума — это Эллиот Адамс и Альберт Эйнштейн».

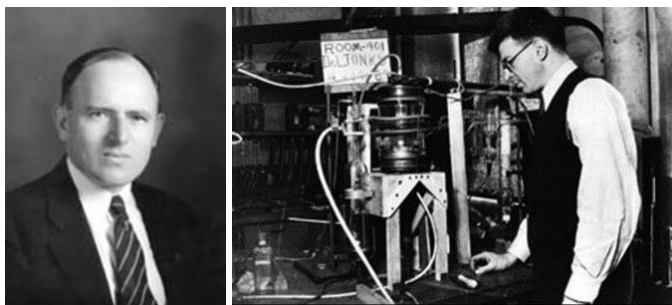


Рис. 7. Эллиот Адамс (слева), Леви Тонкс (справа).

Fig. 7. Elliot Adams (left), Lewi Tonks (right)

В 1910 году И. Ленгмюр и его коллега Леви Тонкс обнаружили, что срок службы вольфрамовой нити может быть значительно увеличен, если ее колбу заполнить инертным газом, например, аргоном. Они установили, что лампы с инертным газом и вольфрамовой нитью дают меньшее почернение стекла колбы, чем лампы накаливания с высоким вакуумом. Это вызвано тем, что некоторые из диффундирующих атомов вольфрама при нагреве нити накала лампы диффундируют обратно к нити и оседают на ней, а не на внутренней стороне стеклянной колбы.

Ирвинг Ленгмюр быстро понял, что при решении данной проблемы высокий вакуум не является ее решением. Он оспорил общепринятое мнение, что идеальная лампа может быть только при высоком вакууме. В 1911 году Ленгмюр начал исследование эффектов взаимодействия газов с нитями накала. Для экспериментов были использованы лампы с нитями

накала из платины и вольфрама, наполненные такими газами, как водород, азот и воздух. Общие потери мощности от нити накала была определены в основном с помощью излучения и конвекции.

Во время экспериментов были получены данные по теплообмену в баллоне лампы при различном давлении газа и температуре нити накала. Исследование Ленгмюром тепловых потерь в результате излучения и конвекции от нагретых тел было самым обширным и подробным. Из этой работы следовал вывод, что для повышения эффективности работы нити накала и уменьшения тепловых потерь следует сократить ее длину. Это было достигнуто путем намотки вольфрамовой нити накала в виде плотной спирали. Такая спиральная намотка увеличивает площадь поверхности излучения и, следовательно, дает больше света. Ко всему прочему, намотки такого диаметра имеют малые энергетические потери в условиях конвекции. Эффективные электрические лампы были изготовлены с двумя и тремя спиральными намотками. На электрические лампы с нитью накала в виде спирали И. Ленгмюр 19 апреля 1913 г. подал заявку на получение патента, который ему выдали через три года, рис. 8 [6].

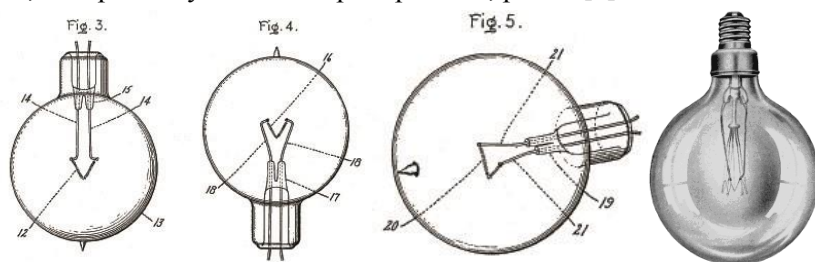


Рис. 8. Конструкция электрических газонаполненных ламп с нитью накала в виде спирали.
Рисунки из патента И. Ленгмюра US1180159A с приоритетом от 19 апреля 1913 г.
Газонаполненная вольфрамовая лампа Ленгмюра, 1913 г.

Fig. 8. Design of electric gas-filled lamps with a filament in the form of a spiral. Figures from
Langmuir's patent US1180159A. Application filed Apr. 19, 1913.
Gas Filled Tungsten Lamp Langmuir, 1913

Лампы Ленгмюра были введены в коммерческую эксплуатацию в 1913 году, а патент был выдан в апреле 1916 года.

Производство эффективной и простотой по конструкции новой электролампы принесло GE большую коммерческую прибыль, а потребителям, в свою очередь, при расчетах за электроэнергию экономию около миллиона долларов в день.

В 1912 году Адамс на основе теории проводящей газовой пленки получил простую математическую формулу, которая описывала зависимость излучения тепла за счет конвекции от температуры нити накала в

газовой атмосфере [7]. Он предположил, что вязкость газа приводит к тому, что тепло исходит от горячей проволоки, как если бы вокруг проволоки была неподвижная цилиндрическая газовая пленка (диаметром b), через которую тепло передается только за счет теплопроводности. Если мы знаем количество ватт, теряемых проводом на сантиметр длины, то в состоянии рассчитать диаметр b этой пленки. Следует ожидать, что b будет изменяться в зависимости от диаметра проволоки. Выведенное соотношение между b и диаметром проволоки a , было хорошо подтверждено результатами экспериментов. Формула Адамса имеет вид [7, с. 421]:

$$b \ln \frac{b}{a} = 2B, \quad (1)$$

где a — диаметр проволоки, b — диаметр цилиндрической неподвижной газовой пленки, B — толщина газовой пленки.

Из полученных экспериментальных данных он сделал один из основных выводов о том, что толщина газовой пленки B не зависит от температуры. Учитывая возможные ошибки в измерениях температуры из-за того, что провода не калибруются по сопротивлению отдельно, представляется вероятным, что B не зависит от температуры в пределах экспериментальной погрешности.

Формула Адамса (1) была использована при инженерных расчетах электроламп GE. Вскоре Эллиот Адамс покинул GERL и уехал в Калифорнийский университет в Беркли (англ. *The University of California, Berkeley*), с целью получить докторскую степень (PhD).

Вывод формулы (1) был в дальнейшем детализирован Ленгмюром [7, с. 422]. Он рассмотрел скорость конвекции тепла от любой проволоки как произведение двух факторов: один — коэффициент формы s , включающий только диаметр провода и константу B (для любого газа); другой — функция φ от теплопроводности газа.

Таким образом, если W — это потери энергии от провода в ваттах на сантиметр, то

$$W = s(\varphi_2 - \varphi_1),$$

где s можно найти из уравнения

$$\frac{s}{\pi} e^{\frac{-2\pi}{a}} = \frac{a}{B}$$

и

$$\varphi = 4,19 \int_0^{\tau} k dT,$$

k — теплопроводность газа при температуре T в $\frac{\text{кал}}{\text{см} \cdot ^\circ\text{C}}$, φ_2 берется при температуре провода (T_2), а φ_1 берется при температуре атмосферы (T_1).

По полученным экспериментальным данным в виде таблицы, можно построить кривые, показывающие соотношение между φ и T , а также между a/B и s .

Тот факт, что B не зависит от температуры, является убедительным свидетельством того, что формула Сазерленда (*Sutherland's formula*) может быть применена к теплопроводности газов вплоть до очень высоких температур.

Проблема с быстрым выгоранием нити накала в вакууме была решена. И. Ленгмюр ввел в производство наполнение колб ламп инертными, точнее — тяжелыми благородными газами, в частности, аргоном и азотом. Это существенно увеличило время их работы и повысило светоотдачу. Газ замедлял разрушение вольфрама и позволял повысить температуру нагрева нити накала, что удваивало силу света лампы.

В июне 1912 года И. Ленгмюр на заседании в Американском институте инженеров-электриков представил статью «конвекция и теплопроводность в газах» (англ. *The convection and conduction of heat in gases*) [7] (*American Institute of Electrical Engineers, AIEE*) в Бостоне. На этом же заседании был сделан доклад Кулиджа по применению пластичного вольфрама. В 1913 году GE начала коммерческие продажи электрических ламп, наполненных инертным газом с нитями накала из пластичного вольфрама.

5. Диод Кулиджа

Электрические лампочки стали первыми вакуумными устройствами, в которых нашел применение пластичный вольфрам, разработанный по технологии Кулиджа. После этого новый материал, благодаря высокой температуре плавления и хорошей электропроводности, стал применяться в разнообразных переключающих электрических устройствах в качестве электрических контактов: телеграфных ключах, реле и малогабаритном оборудовании контроля. Срок службы таких контактов был значительно выше, чем из платины.

Рентгеновская трубка оказалась другим важным устройством, в котором нашел свое применение пластичный вольфрам. Интерес к рентгеновским трубкам Кулидж сохранил еще с того периода времени, когда он по гранту учился в Массачусетском технологическом институте (MIT). Там он интересовался рентгеновской технологией и в 1896 году сконструировал электростатические генераторы для работы ионных рентгеновских трубок. В том же году он получил стипендию за рубежом. Кулидж решил продолжить обучение у физика Густава Генриха Видемана (*Gustav Heinrich Wiedemann*, 1826—1899) в Физическом институте (*Physikalishes Insti-*

tute) в Лейпциге. В этом институте у него состоялась памятная встреча с профессором В. Рентгеном (*Wilhelm C. Roentgen*). Затем в Лейпциге, работая под руководством Пауля Друде (*Paul Drude*, 1863—1906), Кулидж защитил диссертацию на тему «О новом методе демонстрации волн в электрических проводах» (нем. *Über eine neue Methode zur Demonstration elektrischer Drahtwellen*) и получил докторскую степень (*Ph.D.*). Перед возвращением в США у него была памятная встреча с Вильгельмом Конрадом Рентгеном, который 26 ноября 1898 года посетил Физический институт. По этому поводу Кулидж писал матери: «Он очень умный, хотя выглядит, кажется, не таким дружелюбным. На всех известных мне фотографиях он производит впечатление изможденного человека, но на самом деле — это очень большая и сильная личность».

Ранние конструкции рентгеновских трубок были заполнены газом и работали неустойчиво даже в руках опытного врача. Кулидж провел исследование и выделил элементы конструкции, которые влияют на эффективную работу трубки. Таковыми оказались: катод, анод и газ внутри баллона. Он обнаружил, что катод можно нагревать от отдельного внешнего источника электрической энергии. При этом испускаемому им потоку отрицательных электронов можно придать большую скорость, которая позволит при бомбардировке анода получить более интенсивные рентгеновские лучи.

В результате этого в 1913 году Уильям Д. Кулидж представил новую конструкцию рентгеновской трубки, рис. 9. В этой конструкции, в отличие от трубки Рентгена, холодный катод был заменен на горячий катод. Этот катод представлял собой накаливаемую спираль из вольфрамовой нити. Анод на одном конце, в зоне образования рентгеновских лучей, имел скос под углом 45° , а на другом конце для отвода тепла имелся вольфрамовый диск с водяным охлаждением. В стеклянном баллоне находился высокий вакуум.



Рис. 9. Общий вид лампы Кулиджа и ее схема включения.

Fig. 9. General view of the Coolidge lamp and its connection diagram

По сути, эта новая конструкция рентгеновской трубки представляла собой вакуумный диод, но только оптимизированный для высоких напряжений и больших мощностей. Как и обычный вакуумный диод, трубка

Кулиджа является вакуумной лампой, из стеклянного баллона которой откачан воздух, а в нем находятся обязательные для прибора с термоэлектронной эмиссией электроды: нагреватель (объединенный с катодом) и анод. Нагреватель, состоящий из вольфрамовой нити, является источником потока электронов, который под действием поля высокого напряжения с огромной скоростью движется к аноду и вызывает образование лучей Рентгена. При включении рентгеновской трубки для диагностических целей к ее полюсам прикладывается напряжение 30—60 кВ. У. Кулидж 9 мая 1913 года подал заявку на свое изобретение «Вакуумная лампа» (*Vacuum-tube*) и вскоре получил на него патент, рис. 10 [8].

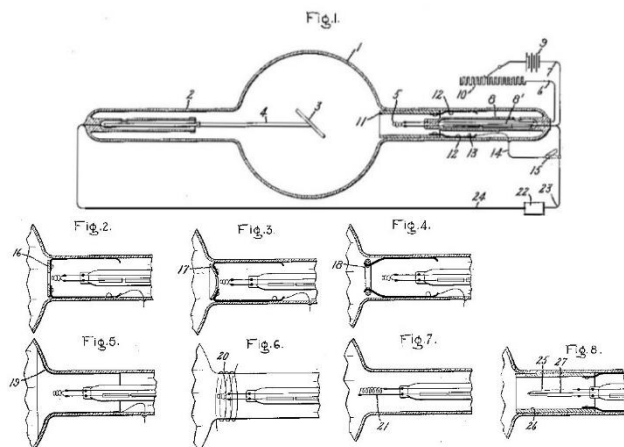


Рис. 10. Рентгеновская трубка Кулиджа: Fig.1 — общий вид, Fig.2—Fig.8 — формы фокусирующего устройства. Рисунки из патента US1203495A У. Кулиджа с приоритетом от 9 мая 1913 г.

Fig. 10. Coolidge X-ray tube: Fig.1 – general view, Fig.2–Fig.8 – shapes of the focusing device. Drawings from patent US1203495A by W. Coolidge with priority dated May 9, 1913

Впервые новая рентгеновская трубка Кулиджа была продемонстрирована для большой группы видных радиологов во время спонсорского ужина в Нью-Йоркском отеле 27 декабря 1913 года. Трубка была заключена в открытый сверху свинцовый стеклянный сосуд. Кулидж с присущей ему скромностью хотел назвать новую конструкцию «GE Tube». Однако, присутствовавший на ужине известный рентгенолог Льюис Грегори Коул (*Lewis Gregory Cole*) из Нью-Йорка в своей похвальной речи назвал новый генератор «Coolidge Tube» (трубка Кулиджа). Это название закрепилось за продукцией компании *General Electric*, и с тех пор оно широко известно среди медицинских работников. Нужно заметить, что иногда трубку Кулиджа называют диодом Кулиджа.

6. Размышления Уильяма Кулиджа о фундаментальной науке и русских ученых

В Институте освещения (*Nela Park Lighting Institute, Cleveland*) 20 октября 1953 года состоялся ужин в честь восьмидесятилетия доктора Уильяма Д. Кулиджа. На этом мероприятии юбиляр выступил с любопытной речью, отдельные аспекты которой не потеряли своего значения сегодня и могут быть полезны молодым ученым [9]. Кулидж сказал: «В годы продуктивной работы мы все относимся к себе довольно серьезно, и если бы мы этого не делали, это плохо сказалось бы на нашей работе. Однако, когда мы выходим на пенсию и перестаем работать, мы видим себя и свои достижения в более объективном свете. Мы видим, в какой мере наш успех был обусловлен нашими сотрудниками, а в какой — случайностью. Чтобы проиллюстрировать последнее, мне была предоставлена привилегия и полная свобода действий для работы с вольфрамом в нужное время. Точно так же мне выпала честь в нужное время применить к рентгеновской трубке новые знания доктора Ленгмюра о термоэлектронной эмиссии. Я не могу поставить себе в заслугу то, что оказался в нужном месте в нужное время, и, если бы не доктор Уитни и Э. У. Райс, меня бы там вообще не было».

Во время выступления Кулидж сделал одно предсказание. Если в будущем удастся сохранить нынешний (1953 г.) высокий уровень жизни в США условиях иностранной конкуренции, то обнаружится, что работать американским ученым станет сложнее, чем было раньше. Мир стремительно становится все меньше, и это облегчает другим изучение и перенятие всего, что есть хорошего в методах американских ученых. Очевидно, что собеседник учится очень быстро. Кулидж в подтверждение сказанного привел пример. Несколько лет назад лабораторию *GE* посетил представитель *International Harvester Company*, который немного рассказал о своем опыте общения с русскими. Компания *Harvester Co.* продавала свои машины русским, которые затем начали создавать свои собственные. Однако на работника *Harvester Company* это совершенно не произвело впечатления, поскольку, по его словам, «русские ничего не смыслят в технике» [9, с. 110]. В подтверждение этого заявления он сказал, что ящикам с шарикоподшипниками, отправленным в Россию, было позволено стоять там под дождем, пока они не испортились. Когда я в 1933 году посетил несколько лабораторий и заводов в Москве и Ленинграде, я обнаружил, что русские прекрасно понимают свою техническую отсталость и что-то предпринимают в связи с этим. В качестве иллюстрации можно привести их договоренность с представителем компании *Ford*, которая привезла им автомобили *Ford* и

Lincoln, а инженеры *Ford* научили их собирать автомобили. «Мы предоставили им нашего мистера Ленокса из Питсфилда (*Lenex from Pittsfield*), который проработал с ними три года, обучая их сборке трансформеров. На заводе по производству ламп накаливания я видел, как они изготавливали вольфрамовые лампы на американском оборудовании для производства ламп. С тех пор им, должно быть, очень помогали немецкие инженеры, которых они приобрели после войны. Я привожу этот российский пример только в качестве иллюстрации того факта, что в этом маленьком мире отсталая нация может под давлением очень быстро продвинуться вперед» [9, с. 111]. В этом отрывке выступления Кулидж предстает в негативном свете и уподобляется французскому писателю Андре Жиду (фр. *André Paul Guillaume Gide*; 22.11.1869—19.02.1951), который в 1936 году посетил СССР, где его принимали с открытым сердцем. Когда А. Жид возвратился во Францию, то опубликовал негативный очерк¹ о СССР. Нужно заметить, что Кулидж и Ленгмюр приезжали в СССР. Кулидж как турист, а Ленгмюр был приглашен на юбилей АН СССР [10]. Ответом Кулиджу на его оскорбления русских ученых могут быть только наши яркие достижения в науке в тот период времени. «Отсталая нация» первой запустила искусственный спутник Земли и человека в космос, нежели неотсталые США.

Далее Кулидж обратил внимание на фундаментальные исследования, которые могут приносить прибыль. В качестве примера он привел работы доктора Ленгмюра в двух областях: термоэлектронной эмиссии и газовой теплопроводности. С одной стороны, у нас есть все наше семейство высоковакуумных ламп, а с другой — газонаполненная лампа накаливания. Идея прикладных исследований, по-видимому, получила достойное распространение, но, если говорить о стране (имеется в виду США — *В. II.*) в целом, на фундаментальные исследования тратится слишком мало усилий. Все могут видеть ощутимые результаты, но они могут легко забыть о фундаментальных исследованиях, которые установили новые факты или принципы и сделали эти результаты возможными. Очень желательно, чтобы наши образовательные учреждения, наши научные общества, наши промышленные организации, наши профсоюзные организации и наше правительство поощряли и поддерживали фундаментальные научные исследования. При наличии достаточного количества фундаментальных и прикладных исследований мы можем с уверенностью надеяться сохранить и даже повысить наш нынешний высокий уровень жизни.

¹ Жид А. Поправки к моему «Возвращению из СССР». Подземелья Ватикана. Фальшивомонетки. Возвращение из СССР. М. : Московский рабочий, 1990. С. 562.

В заключение своей речи Кулидж порекомендовать каждому, кто когда-нибудь выйдете на пенсию, увидеть своими глазами что-нибудь из древних цивилизаций. Одним из величайших преимуществ путешествий после выхода на пенсию, когда вы свободны от деловых забот, является то, что они освещают ваш дом — место, где живут ваши друзья.

7. Заключение

Первые исследования Ирвинга Ленгмюра в *General Electric* включали химические реакции при низком давлении и изучение испускания электронов горячими нитями накала в вакууме. Эта работа привела непосредственно к изобретению высоковакуумной электронной лампы в 1912 году и газонаполненной лампы накаливания в 1913 году. Эти результаты стали первым вкладом Ленгмюра в науку.

Трубка Кулиджа стал первым стабильным и контролируемым рентгеновским генератором медицинского и стоматологического использования. Она вскоре вытеснила газонаполненные трубки Рентгена. Физик из Ашаффенбурга и пионер рентгеновского излучения Фридрих Дессауэр (*Friedrich Dessauer*, 1881—1963) так охарактеризовал стремительный технический прогресс, который вызвала трубка Кулиджа: «...самая большая трудность в конструкции и эксплуатации «газосодержащих» трубок заключалась в том, что кривая электричества и напряжения газового разряда не может регулироваться отдельно. Увеличение напряжения также означает увеличение силы тока и изменение кривой тока. Некоторые из старших рентгенологов были весьма хорошими техническими специалистами, и им приходилось ими быть, чтобы предсказывать поведение своих трубок каждый раз, когда регулировался источник напряжения, потому что трубки были, так сказать, индивидуумами, каждая из которых реагировала определенным образом. Эти трудности были устранены благодаря изобретению трубки Кулиджа с высоким вакуумом и горячим катодом, что также привело к использованию искрового индуктора в трансформаторе. Таким образом, рентгеновский аппарат стал технической машиной с воспроизводимыми условиями...» [11].

Трубка Кулиджа, казалось, быстро вытеснит старые ионно-газовые трубки, но на самом деле газовые трубки просуществовали в течение значительного периода времени, поскольку они были легкодоступны и относительно дешевы. Например, в каталоге *G C Aimer and Company Ltd* стандартная газовая трубка продавалась в Великобритании по цене 7,75 фунтов. Трубка Кулиджа продавалась по цене 40 фунтов, что более чем в пять раз дороже. Однако *Aimer* был вынужден признать, что «трубка Кулиджа имеет

определенные преимущества перед газовой трубкой». Трубка Кулиджа произвела революцию в поколении рентгеновских лучей и по сей день остается моделью, по которой производятся медицинские рентгеновские трубки.

У. Кулидж прожил почти 102 года, умер в понедельник вечером у себя дома в Скенектади, штат Нью-Йорк. Он был сотрудником научно-исследовательской лаборатории GE с 1905 г. по 1963 г. После того, как в 1932 году ушел в отставку основатель лаборатории Уиллис Уитни, ее директором стал У. Кулидж. С 1940 г. он занимал должность вице-президента и директора по исследованиям GE и оставался в ней до своего выхода на пенсию в 1944 году. С именем Уильяма Д. Кулиджа связано два изобретения: современная рентгеновская трубка и технология получения тонкой пластичной вольфрамовой нити, используемой в электрических лампах.

Список литературы

1. Just A., Hanaman F. Incandescent bodies for electric lamps. Patent US1018502A, Patented Feb. 27, 1912. Application filed July 6, 1905.
2. Coolidge W. D. Tungsten and method of making the same for use as filaments of incandescent electric lamps and for other purposes. Patent US1082933A. Patented December 30, 1913. Application filed June 19, 1912.
3. Компания с ограниченной ответственностью ламп с металлической нитью Вестингауза. Способ превращения хрупкого вольфрама или его сплавов в тягучее состояние. Российская империя. Привилегия № 28521, выд. 28 мая 1916 г. Заявлена 12 мая 1912 г.
4. Компания с ограниченной ответственностью ламп с металлической нитью Вестингауза. Способ превращения хрупкого вольфрама или его сплавов в тягучее состояние. Российская империя. Привилегия № 28531, выд. 28 мая 1916 г. Заявлена 15 мая 1912 г.
5. Irving L. The dissociation of water vapor and carbon dioxide at high temperatures // *Journal of the American Chemical Society*. October, 1906. Vol. 28, No. 10. P. 1357–1379.
6. Langmuir I. Incandescent electric lamp. Patent US1180159. Patented Apr. 18. 1916. Application filed Apr. 19, 1913.
7. Langmuir I. The convection and conduction of heat in gases // *The Physical Review*. June 1912. Vol. 34, No. 6. P. 401–422.
8. Coolidge W. D. Vacuum-tube. Patent US1203495A. Patented October 31, 1916. Application filed May 9, 1913.
9. Coolidge W. D. A Plea for More Fundamental Research Effort // *Science*. January 22, 1954. Vol. 119, No. 3082. P. 110–111.
10. Иоффе А. Ф. Встречи с физиками. Мои воспоминания о зарубежных физиках. М. : Наука, 1983. С. 85.
11. Dessauer F. Erinnerungen aus der Entwicklung der Röntgentechnik // *Röntgenblätter*. 1956. Nr. 9. S. 70.

Информация об авторе

Пестриков Виктор Михайлович, д. т. н., профессор Санкт-Петербургского государственного института кино и телевидения, г. Санкт-Петербург, Российская Федерация. ORCID 0000-0003-0466-881X.

Research on Electric Incandescent Lamps in General Electric Company

V. M. Pestrikov

St. Petersburg State University of Film and Television
13, Pravda st., St. Petersburg, 191119, Russian Federation
pvm205@yandex.ru

Received: December 13, 2024

Peer-reviewed: December 14, 2024

Accepted: December 15, 2024

Abstract: *General Electric Company improved the carbon filament, increasing its average service life from 100 hours to more than 500. In view of the emerging competition, the company needed more revolutionary technologies. A new filament material was needed that would glow brighter, last longer and be more durable. Scientific research by company employees W. Coolidge, I. Langmuir, E. Adams, L. Tonks and others allowed GE not only to regain its lost positions in the electric lamp market, but also to lay the foundations for the technology of manufacturing filaments for radio tubes of its own production. The following are considered: the invention of a method for producing plastic tungsten, the results obtained in I. Langmuir's doctoral dissertation, research into gas-filled incandescent lamps, W. Coolidge's diode, as well as his reasoning about fundamental science and Russian scientists.*

Keywords: *Alexander Just, Franz Hanaman, General Electric Company, plastic tungsten, Adams formula, Coolidge tube, Coolidge diode.*

For citation (IEEE): V. M. Pestrikov, "Research on Electric Incandescent Lamps in General Electric Company," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 8, no. 4, pp. 644–665, 2025, doi: 10.21227/d608-8h87. (In Russ.).

References

- [1] A. Just and F. Hanaman, "Incandescent bodies for electric lamps," Patent US1018502A, Patented Feb. 27, 1912. Application filed July 6, 1905.
- [2] W. D. Coolidge, "Tungsten and method of making the same for use as filaments of incandescent electric lamps and for other purposes," Patent US1082933A. Patented December 30, 1913. Application filed June 19, 1912.
- [3] Westinghouse Filament Lamps, Limited. Process for converting brittle tungsten or its alloys into a malleable state. Russian Empire. Privilege No. 28,521, issued May 28, 1916. Claimed May 12, 1912. (In Russ.).
- [4] Westinghouse Filament Lamps, Limited. Process for converting brittle tungsten or its alloys into a malleable state. Russian Empire. Privilege No. 28,531, issued May 28, 1916. Claimed May 15, 1912. (In Russ.).
- [5] L. Irving, "The dissociation of water vapor and carbon dioxide at high temperatures," *Journal of the American Chemical Society*, Vol. 28, No. 10, pp. 1357–1379, October 1906.

- [6] I. Langmuir, "Incandescent electric lamp," Patent US1180159, Patented Apr. 18. 1916. Application filed Apr. 19, 1913.
- [7] I. Langmuir, "The convection and conduction of heat in gases," *The Physical Review*, Vol. 34, No. 6, pp. 401–422, June 1912.
- [8] W. D. Coolidge, "Vacuum-tube," Patent US1203495A, Patented October 31, 1916. Application filed May 9, 1913.
- [9] W. D. Coolidge, "A Plea for More Fundamental Research Effort," *Science*, Vol. 119, No. 3082, pp. 110–111, January 22, 1954.
- [10] A. F. Ioffe, *Meetings with physicists. My memories of foreign physicists*, Moscow: Nauka, p. 85, 1983.
- [11] F. Dessauer, "Erinnerungen aus der Entwicklung der Röntgentechnik," *Röntgenblätter*, Nr. 9, s. 70, 1956.

Information about the author

Viktor M. Pestrikov, Dr. Tech. Sc., Professor, St. Petersburg State University of Film and Television, St. Petersburg, Russian Federation. ORCID 0000-0003-0466-881X.

УДК 654.1:93/94(075.4)

История испытаний систем радиолокации на Черноморском флоте. РЛС общего обнаружения

Ермолов П. П.

Севастопольский государственный университет
ул. Университетская, 33, Севастополь, 299053, Российская Федерация
ppermolov@mail.sevsu.ru

Получено: 10 апреля 2025 г.

Отрецензировано: 17 апреля 2025 г.

Принято к публикации: 12 мая 2025 г.

Аннотация: В статье проведен количественный анализ радиолокационного оборудования, проходившего испытания на ВМФ СССР и России в 1936—2000 гг., рассмотрена краткая предыстория развития радиолокации и история испытаний на Черноморском флоте РЛС общего обнаружения в четырех периодах: 1939—1940, 1941—1945, 1946—1964 и 1965—1986 гг. Результаты исследования изложены в формате компендиума, сведены в таблицу и проиллюстрированы инфографикой.

Ключевые слова: Балтийский флот, Северный флот, Каспийская флотилия, «РУС-1», «Редут», «Редут-К», «Гюйс-2», «Зарница», «Лот», «Ласточка», «Фут», «Кактус», «Разлив», «Ангара», «Восход», «Фрегат», «Фрегат-М», «Фрегат-МА», «Подкат», «Позитив», П. К. Ощепков, М. М. Лобанов, Б. К. Шембель.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Ермолов П. П. История испытаний систем радиолокации на Черноморском флоте. РЛС общего обнаружения // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2025. Т. 8, № 4. С. 666—686.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Ермолов, П. П. История испытаний систем радиолокации на Черноморском флоте. РЛС общего обнаружения / П. П. Ермолов // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2025. — Т. 8, № 4. — С. 666—686.

1. Введение

Черноморский флот стал полигоном для испытаний радиоэлектронных средств еще с начала 1-го периода¹ (в конце XIX в.), когда под руко-

¹ Здесь и далее периодизация соответствует [1].

водством А. С. Попова в 1899 и 1901 гг. на ЧФ проводились первые в мировой практике испытания систем радиосвязи в условиях «практической эскадры». В. В. Данилевский отмечал следующее: «Наиболее желательным он (Попов — П. Е.) считал введение беспроволочного телеграфа на судах черноморской эскадры, как более однородной по своему составу»². Добавим к этому чисто субъективный фактор: Попов отмечал, говоря о Севастополе, что «порядки в здешнем порте и отношение ко мне, да кажется и вообще к делу неизмеримо лучше кронштадтских...»³.

Эта традиция была продолжена и в последующие периоды, со 2-го по 5-й. Так, из книги [2], посвященной истории радиолокационного вооружения Военно-Морского Флота России и охватывающей период с начала 30-х гг. прошлого века до 00-х гг. XXI в. следует, что большая часть этого вида вооружения также проходила испытания на Черноморском флоте. Всего в названной книге приведены сведения о местах испытаний 78 видов оборудования на Черноморском, Балтийском, Северном флотах и Каспийской флотилии (см. таблицу 1). Сведения об испытаниях на Тихоокеанском флоте в книге отсутствуют.

Таблица 1. Количество радиолокационного оборудования, проходившего испытания на ВМФ СССР и России в 1936—2000 гг.

Table 1. The amount of radar equipment tested by the USSR and Russian Navy in 1936—2000.

	1936—1945 гг.	1946—1960 гг.	1961—2000 гг.	Всего
Черноморский флот	5	18	21	44
Балтийский флот	1	7	13	21
Северный флот	2	2	2	6
Каспийская флотилия	—	3	4	7
Итого	8	30	40	78

Таблица 1 объективно подтверждает факт, о котором сказано в предыдущем абзаце: на Черноморском флоте было проведено более 56 % от общего числа испытаний радиолокационного оборудования, проведенных на всем Военно-Морском Флоте. Это превышение характерно для всех трех рассмотренных периодов. Рис. 1 средствами инфографики [3] отображает данные, приведенные в таблице 1. Можно предположить, что такие же соотношения характерны и для других радиоэлектронных средств флота.

² А. С. Попов. Сборник документов к 50-летию изобретения радио / Сост. Г. И. Головин, Р. И. Карлина ; под ред. М. А. Шателена, И. Г. Кляцкина, В. В. Данилевского. — Л. : Газетно-журнальное и книжное изд-во, 1945. 253 с.

³ Летопись жизни и деятельности Александра Степановича Попова / Л. И. Золотинкина, М. А. Пар-тала, В. А. Урвалов ; ред. Ю. В. Гуляев. СПб. : СПбГЭТУ им. В. И. Ульянова (Ленина), 2008. 560 с.

В настоящей статье рассмотрена история испытаний на ЧФ РЛС общего обнаружения. Результаты исследования проиллюстрированы инфографикой (рис. 2).

2. Краткая предыстория

После не имевших большого успеха попыток использования в задачах ПВО акустических и основанных на приеме теплового излучения самолета средств, а также идеи приема электромагнитного излучения от системы зажигания двигателя самолета, в самом начале 1934 г. были проведены опыты по практическому радиообнаружению, которые дали самые первые практические результаты (в опытах были использованы радиопередатчик непрерывного излучения, работавший на волнах 50—60 см мощностью 0,2 Вт, суперрегенеративный приемник и наземные параболические зеркала-антенны диаметром 2 м; приемная аппаратура позволяла наблюдать эффект Доплера в виде характерной пульсации интенсивности звукового сигнала в наушниках при вхождении самолета в зону видимости). Это событие названо М. М. Лобановым началом «рождения» отечественной радиолокации [4].

К предыстории радиолокации следует отнести следующие эпизоды.

К середине 1935 г. лабораторный макет системы дециметрового диапазона «Модель-2», создание которого связано с именем одного из пионеров радиолокации — П. К. Ощепкова и первым использованием им импульсного метода, был направлена под Севастополь для испытаний по самолетам. Планировалась его демонстрация руководящим лицам НКО, однако недоработанность аппаратуры не позволила провести испытания по самолетам, и она была возвращена разработчику [4, 5].

Во время полигонных испытаний в Крыму (вероятнее всего, это происходило в 1937 г. — П. Е.) другой известный специалист — Б. К. Шембель впервые заметил, а затем и систематически наблюдал отражение электромагнитных волн от гор, отстоявших от места испытаний на расстоянии около 100 км. Это свидетельствовало о том, что радиоволны 24—25 см могут применяться для обнаружения самолетов на расстояниях намного больших, чем полученные на полигоне. При наблюдениях на полигоне отражений от гор использовался метод частотной модуляции магнетрона, введенный Б. К. Шембелем в аппаратуру радиоискателя «Буря». Эти наблюдения показали, что частотная модуляция с помощью фильтров позволяет селективировать цели по расстоянию, чем устраняются помехи от близлежащих предметов (этого нельзя было получить в то время при использовании импульсной аппаратурой). Эти предложения Б. К. Шембеля по

увеличению точности пеленга, надежности поиска и применения частотной модуляции для измерения расстояния до самолетов, на много лет опередили аналогичные технические приемы совершенствования РЛС в Англии и США после Великой Отечественной войны [4].

Военные инженеры, специалисты промышленности в ходе Великой Отечественной войны тщательно изучали радиолокационную аппаратуру Англии, США и Канады, полученную по ленд-лизу. Это давало им возможность оценить уровень зарубежной техники, ее конструкторско-технологические особенности, тактико-технические и эксплуатационные характеристики. Фашистское командование использовало РЛС на оккупированной территории страны лишь в редких случаях (в частности, под Севастополем). При наступательных операциях советских войск в захваченном трофейном вооружении радиолокационной техники не было [5].

3. РЛС общего обнаружения

3.1. 2-й период (1939—1940)

В сентябре—октябре 1939 г. на Черном море с целью определения возможности применения в интересах ПВО военно-морских баз и флота испытывалась система радиообнаружения «РУС-1». Передатчики и приемники устанавливались не только на берегу, но и на тральщиках и баржах [5]. Уточняется⁴, что испытания проводились в районе мыса Фиолент. Опыты показали целесообразность применения систем «РУС-1» для ПВО военно-морских баз.

Передающие и приемные станции системы «РУС-1» располагались по прямой на расстоянии до 35 км. Передатчик излучал направленный радиолуч, при пересечении которого самолет обнаруживался приемником по биениям прямого и отраженного сигналов. Передатчик РЛС мощностью 300 Вт работал в диапазоне волн 3,6—4 м (75—83 МГц), на десяти рабочих частотах с шагом 10 кГц. Полуволновые антенны передатчика имели диаграмму направленности шириной 25° в горизонтальной плоскости. Приемник — супергетеродинного типа, полоса пропускания усилителя промежуточной частоты 6 кГц [4].

В октябре—ноябре 1939 г. в районе Севастополя была испытана импульсная станция обнаружения «Редут». Станция устанавливалась на различных высотах над уровнем моря и в различном удалении от кромки воды, чтобы выяснить наиболее выгодные условия обнаружения кораблей и

⁴ Вальданов А. В. Краткая история создания радиоэлектронных средств ВМФ.

В сб. : Служим отечеству. Ч. 4. Севастополь, 2005. С. 468—481.

самолетов. Оказалось, что при расположении станции на берегу, непосредственно у кромки воды, и при высоте антенны 10 м над уровнем моря надводные корабли не обнаруживались совсем, а бомбардировщик МБР-2, летевший на высоте 6000 м, обнаруживался на расстоянии до 110 км. При расположении станции у обрыва, на высоте 160 м над уровнем моря, надводные корабли (миноносцы и тральщики) обнаруживались за 20—25 км. В этих же условиях самолет на бреющем полете обнаруживался на расстоянии до 35 км и при полете на высотах 800 м — до 150 км. При расположении станции на той же высоте 160 м над уровнем моря, но за 80 м от обрыва, дальность обнаружения низколетящих самолетов резко снижалась, и при полете на высотах ниже 200 м они не обнаруживались вовсе. Был сделан вывод, что станция «Редут» является надежным средством ПВО военно-морских баз флота, но для обнаружения кораблей с берега она не подходит, так как отражения электромагнитной энергии от гор (задними лепестками диаграммы излучения) засвечивали экран индикатора [4].

3.2. 3-й период (1941—1945)

Перед началом Великой Отечественной войны (очевидно, в 1941 г. — П. Е.) на крейсере «Молотов» Черноморского флота была установлена станция «Редут-К». В основе разработки станции («Редут» корабельный) была использована схема построения станции «Редут-41» («Пегматит») с некоторой конструктивной спецификой из-за размещения станции на корабле, в условиях «качки», повышенной влажности и необходимости прокладки антенного фидера вдоль металлической корабельной мачты. Все это заставило разработать специальный фидер, в котором вместо двухпроводной была применена симметричная линия из двух коаксиальных жестких кабелей, надежно функционировавших в таких условиях [4].

Эффективность боевой службы станции «Редут-К» на крейсере «Молотов» иллюстрируют следующие данные: с 1 июля 1941 г. по 15 мая 1942 г. станция обнаружила около 3800 самолетов противника (включалась в работу 441 раз); с 15 мая 1942 г. по 18 ноября 1943 г. было обнаружено 5500 самолетов (станция включалась 828 раз). Во время массированных налетов станция работала до 20 ч в сутки и обнаруживала одновременно до семи—восьми групп самолетов противника на дальностях до 120 км [4].

В 1943 г. была начата разработка новой корабельной станции обнаружения воздушных и надводных целей «Гюйс». Это не было модернизацией станции «Редут-К», а созданием принципиально другой станции, работавшей на длине волны 1,5 м (вместо 4 м у «Редут-К»). Испытания и эксплуатация станции «Гюйс» подтвердили установленные для нее тактико-

технические требования, а из-за отличных качеств станция послужила прототипом для создания серии последующих корабельных РЛС военного периода под названиями «Гюйс-1», «Гюйс-1М», «Гюйс-1М4», «Гюйс-МБ», и «Гюйс-2» для оснащения боевых кораблей различных классов. В октябре—декабре 1944 г. состоялись корабельные испытания станции «Гюйс-1». Станция работала на волне 1,4—1,5 м с мощностью излучения 60—80 кВт. Скорость вращения антенны составляла 3—5,5 об/мин. Испытания этой модели показали: дальность обнаружения линкора — 80 каб., крейсера — 70 каб., эсминца — 50 каб. и тральщика — 40 каб., ошибка определения координат: азимута — 1,5—2°; дистанции — 0,5—7,5 каб. [4].

В процессе разработки следующей разновидности корабельной РЛС «Гюйс-1М» была осуществлена идея введения в осциллографический индикатор «строб-сигнала» и системы строго линейной развертки электронного луча. Эти нововведения значительно повышали точность отсчета дистанции до цели и эффективность артиллерийского огня. Применение схемы «электрической лупы» позволило увеличить разрешающую способность по дистанции и на больших дальностях обнаружения более детально рассматривать и определять количество и характер надводных целей. В последней модификации этой РЛС «Гюйс-МБ» была введена дистанционная система управления поиском цели и ее пеленгования из рубки радиометриста с помощью электропривода, в ходовой рубке установлен выносной индикатор, позволявший командиру корабля самому наблюдать и оценивать надводную обстановку и давать радиометристам указания о слежении за избранной им целью. Компоновка РЛС позволяли обслуживать станцию одним радиометристом. По своим тактико-техническим параметрам эта РЛС превосходила английскую станцию аналогичного тактического применения [4].

В начале 1945 г. на эсминце «Огневой» ЧФ проходила флотские испытания заключительная модификация корабельной РЛС военного периода «Гюйс-2», воплотившая в себе весь опыт по созданию станций этого типа. РЛС выдержала испытания и была принята на вооружение кораблей [4].

3.3. 4-й период (1946—1964)

РЛС «Зарница», предназначенная для обнаружения надводных целей и низко летящих самолетов — это станция 10-сантиметрового диапазона с мощностью излучения 80 кВт, обслуживаемая одним оператором и предназначенная для размещения на торпедных катерах. Аппаратура станции была выполнена в виде компактных блоков общей массой 57 кг. Антенное устройство размещалось на мачте, а основные блоки — на палубе катера.

Государственные испытания проводились в период апрель—июнь 1948 г. на торпедном катере «Герой Советского Союза Осипов» Черноморского флота и показали следующие результаты: дальность обнаружения эскадренного миноносца — 75 каб., тральщика — 58—93 каб., торпедного катера — 34 каб., подводной лодки в крейсерском положении — 26—27 каб., в позиционном положении — 20—25 каб., самолета на высоте 100—300 м — 90—170 каб. (в зависимости от курса полета). Максимальная ошибка определения координат по дистанции — 1,38 каб., по курсовому углу — 2°. Мертвая зона — 1,7 каб. Разрешающая способность станции по дальности — 0,85 каб., по направлению — 20°. РЛС «Зарница» была принята на вооружение как средство обнаружения торпедных катеров [5].

Стационарная береговая станция «Лот» предназначалась для обнаружения надводных целей и низко летящих самолетов с радиотехнических постов ВМС. Станция работала в сантиметровом диапазоне с мощностью излучения около 80 кВт и обслуживалась одним оператором. Государственные испытания проводились на Черноморском побережье в июне 1950 г. Дальность обнаружения при установке антенны станции над уровнем моря на высоте 70 м составила: для эсминца — 250 каб., для торпедного катера — 150 каб., для самолета — от 175 до 195 каб. в зависимости от высоты полета (50—1000 м). Максимальная ошибка определения координат по дальности — 1,5—15 каб., по направлению — 1,5°. Разрешающая способность по дальности — 2,5 каб., по направлению — 5°, мертвая зона — 2,5 каб. По результатам государственных испытаний станция «Лот» была принята на вооружение [5].

В 1953 г. помимо десятисантиметрового начал осваиваться двухсантиметровый диапазон. Первым радиолокатором в этом диапазоне была РЛС «Ласточка», которую установили на Мекензиевых горах под Севастополем. Она успешно действовала там многие годы, осуществляя проводку судов в Севастопольскую гавань [6].

С использованием научно-технического задела, полученного при разработке РЛС «Ласточка», в 1953—1954 гг. была начата разработка радиолокационного комплекса «Фут», в состав которого входили РЛС дальнего обнаружения высотных воздушных и надводных целей в десятисантиметровом диапазоне — «Фут-Н» и стрельбовая РЛС «Фут-Б» трехсантиметрового диапазона для обеспечения наводки универсальной и зенитной артиллерии. Этот радиолокационный комплекс был испытан на Черноморском флоте, получил высокую оценку и был запущен в серийное производство [6]. Государственные испытания системы «Фут», в состав которой входили РЛС обнаружения «Фут-Н» и слежения «Фут-Б», начались на головном эсминце проекта 56 на Балтийском флоте, а затем про-

должались на эсминце «Отважный» Черноморского флота. Испытания показали высокие тактико-технические данные системы по дальности, точности, работному времени, надежности захвата целей, скорости перенацеливания огня и по эффективности поражения целей. Они подтвердили целесообразность примененного в системе способа электронного целепоказа (наряду с синхронным целеуказанием), что в значительной мере предопределило малые работные времена и высокую надежность приема целеуказания. Испытания также показали, что РЛС обнаружения воздушных целей «Фут-Н», работавшая в 10-сантиметровом диапазоне волн при наличии косеканс-квадратной диаграммы направленности ее антенны успешно решает и задачу обнаружения надводных целей. Это позволило в дальнейшем отказаться от разработки специализированных РЛС обнаружения надводных целей. Так, эта РЛС на СКР проекта 50 заменяла РЛС обнаружения воздушных целей «Гюйс-1М4» и РЛС обнаружения надводных целей «Линь». Система «Фут» была принята на вооружение в 1955 г. [7].

Для кораблей большого и среднего водоизмещения разрабатывается и в 1956 г. предъявляется на государственные испытания опытный образец помехозащищенной РЛС дальнего обнаружения воздушных целей «Кактус». Госиспытания проводились с 26 мая по 13 июля 1956 г. на крейсере «Дзержинский» Черноморского флота, на который был установлен опытный образец станции взамен РЛС «Гюйс-2». В этой РЛС дециметрового диапазона было применено антенное устройство со стабилизированным по углам крена и наклона оси цапф отражателем, обеспечивавшее обзор по углу места от 0 до 12° за два оборота антенны. Передающее устройство с перестраиваемым магнетроном обеспечивало импульсную мощность около 800 кВт. Приемное устройство с кварцевым местным гетеродином предусматривало возможность перестройки станции на 5 фиксированных рабочих частот. Усиление по высокой частоте осуществлялось на ЛБВ. В составе индикаторных устройств был индикатор кругового обзора и индикатор с линейной разверткой. В РЛС «Кактус» была впервые применена схема селектора движущихся целей (СДЦ) когерентно-импульсного типа для обнаружения целей на фоне отражений от неподвижных предметов и пассивных помех. Испытания показали, что станция обеспечивает обнаружение самолетов-истребителей типа МиГ-17 с вероятностью 0,5 на дальностях от 104 км при высоте полета 500 м до 123 и 119 км при высотах 3000 и 13500 м соответственно. Ошибки измерения координат в 80 % измерений не превышали 0,9° по курсовому углу, что примерно соответствовало ширине диаграммы направленности стрельбовых РЛС, и 3 каб., или 0,3 % от масштаба шкалы по дальности. При работе схемы СДЦ самолет-бомбардировщик удовлетворительно наблюдался при превышении

амплитуды сигнала от помех над амплитудой сигнала от самолета на 15—16 дБ. С учетом положительных результатов испытаний РЛС «Кактус» была принята на вооружение ВМФ и ею стали вооружать корабли воздушного наблюдения на базе проекта 258. Однако комиссия отметила, что третья и четвертая «слепые» скорости в схеме СДЦ оказались близкими к скоростям самолетов. Не обеспечивалась автоматическая компенсация скорости корабля при изменении его курса [2].

Исходя из учета возрастающей роли авиации при нанесении ударов по кораблям, в ряде НИР обосновывалась необходимость создания трехкоординатных РЛС обнаружения воздушных целей. Измерение третьей координаты обеспечивало дальнейшее сокращение рабочего времени, затрачиваемого на прием целеуказания, и улучшало решение задачи наведения истребительной авиации на средства воздушного нападения противника. Однако до середины 50-х гг. предложения по созданию трехкоординатных РЛС не находили должной поддержки. Только во второй половине 50-х годов были начаты работы в промышленности по трем возможным в тот период направлениям решения задачи определения угломестной координаты (высоты полета) воздушной цели. Одно из направлений было связано с созданием специального радиолокационного высотомера (ОКР «Разлив»), который обеспечивал бы измерение высоты полета целей при совместной работе с двухкоординатной РЛС обнаружения воздушных целей типа «Кактус». Государственные испытания опытного образца РЛС «Разлив» проведены в конце 1958 г. на крейсере «Держинский» ЧФ комиссией под председательством вице-адмирала В. Ф. Чалого⁵. Результаты испытаний и опытное учение по наведению истребителей на самолет подтвердили возможность использования данных этой РЛС для наведения истребительной авиации при наличии на корабле двухкоординатной РЛС дальнего обнаружения [6].

В 1956—1957 гг. была разработана обзорная РЛС десятисантиметрового диапазона «Ангара». В станции был предложен ряд оригинальных технических решений, таких как полуавтоматическое измерение расстояния между целями, а также селекция подвижных целей с учетом хода и качки корабля, скорости ветра и других особенностей. Станция имела устанавливаемые на командирском мостике и в боевой рубке выносные приборы, на которые транслировались общая локационная картина, окружающая корабль. При испытаниях на Черном море станция показала высокие результаты и была запущена в серийное производство [6].

⁵ Василий Филиппович Чалый (1911—1979) — командующий эскадрой Черноморского флота (1956—1961), дед Алексея Михайловича Чалого, «народного мэра» Севастополя в период присоединения Крыма к Российской Федерации.

В 1958 г. была произведена модернизация станции «Ангара»: к антенному устройству добавлен еще один усеченный наклонный отражатель для получения возможности определять высоту и наклонную дальность воздушных целей. Так станция «Ангара» — «Ангара-А» стала трехкоординатной [6].

В ходе этой модернизации было создано новое двухзеркальное антенное устройство РЛС «Ангара», которое имело два отражателя: один — горизонтальный, второй наклонный (под углом $26,5^\circ$). Высота (угол места) цели определялась новым антенным устройством путем последовательного обзора пространства двумя отражателями при двух различных наклонах диаграммы направленности относительно горизонтальной оси. Угол наклона диаграммы изменялся переключением высокочастотной энергии с одного отражателя на другой. Азимут цели определялся при вертикальном положении диаграммы направленности, а высота — сравнением пеленгов отраженных сигналов, полученных при двух последовательных положениях диаграмм направленности и последующим вычислением в электромеханическом счетно-решающем приборе. Государственные испытания разработанных приборов и устройств проводились на эскадренном миноносце «Гневный» ЧФ в июне 1960 г. По результатам испытаний комиссия сделала вывод, что РЛС позволяет наводить истребительную авиацию с радиолокационными прицелами на воздушные цели и осуществлять перехват их из зон барражирования. Станция была принята на вооружение ВМФ и запущена в серийное производство. Ею стали вооружать корабли ВМФ различных проектов, которые допускали установку не менее двух РЛС обнаружения и целеуказания [2].

3.4. 5-й период (1965—1986)

В 1967 г. на противолодочном крейсере «Москва» Черноморского флота проводились Государственные испытания трехкоординатной РЛС «Восход». В этой станции впервые в практике разработки отечественных РЛС кругового обзора для обнаружения воздушных целей была создана антенная система с электронным сканированием луча в вертикальной плоскости, что обеспечивало определение третьей координаты (угла места) на проходе в режиме кругового обзора. Внедрение РЛС с программируемым управлением лучом явилось технологическим прорывом, который на много лет определил направление работ по созданию трехкоординатных РЛС воздушного обнаружения и положил начало самому многочисленному ряду РЛС типа «Фрегат», которыми вооружены большинство больших и средних кораблей ВМФ. С созданием РЛС «Восход» радиоло-

кационная промышленность СССР впервые вышла на уровень промышленности развитых зарубежных стран. РЛС имела значительную по тем временам дальность обнаружения по воздушным целям — до 500 км [2].

Станция «Восход» явилась первой корабельной РЛС, в которой были практически реализованы [2]:

- мощное передающее устройство на базе усилительной цепочки из специально разработанных для станции «Восход» амплитронов;
- перестройка частоты станции от импульса к импульсу;
- внутриимпульсная линейная частотная модуляция сигналов;
- схема подавления боковых лепестков методом вычитания;
- схема автоматической регулировки по шумам;
- схема широкополосного ограничения и усиления и др.

В станции «Восход» впервые была осуществлена возможность программированного и задаваемого оператором режима обзора пространства в вертикальной плоскости в пределах от 0 до 30°. При этом различными сочетаниями из 12 фиксированных положений луча по углу места достигалась концентрация энергетического потенциала в нужном направлении для обнаружения малоразмерных целей и для борьбы с помехами. В станции была предусмотрена защита от пассивных, несинхронных импульсных, хаотических импульсных, ответных, прицельных, скользящих и заградительных помех.

Антенный пост станции размещался на стабилизированной по качкам корабля вращающейся платформе и имел объединенные в единую конструкцию: антенное устройство станции, формирующее узкий луч основного канала и расширенный в вертикальной плоскости луч дополнительного канала антенны; антенны ответного и запросного устройства системы государственного опознавания и антенны подавления боковых лепестков. Антенна станции представляла собой параболический цилиндр размером в горизонтальной плоскости 7,5 м и в вертикальной плоскости 8,5 м, в фокусе которого расположены щелевой волноводный спиральный облучатель, формирующий основную диаграмму направленности, и рупорный облучатель, формирующий дополнительный луч антенны.

Станция имела три идентичных приемных устройства: первое — для основного канала антенны, два — для каналов подавления помех по боковым лепесткам. Приемник основного канала был резервирован одним из приемников канала подавления. Для повышения чувствительности в каждом приемном устройстве были применены параметрические усилители и усилители высокой частоты на ЛБВ. Для наблюдения целей на фоне активных помех и отражений от взволнованной поверхности моря в прием-

ные каналы были введены автоматическая регулировка усиления по шумам — ШАРУ и временная регулировка усиления — ВРУ.

Появившаяся в конце 60-х гг. РЛС «Восход» пришла на смену радиолокационным станциям «Кактус», «Киль» и «Кливер», но по своим массогабаритным характеристикам и энергопотреблению не могла заменить эти РЛС, установленные на находящихся в строю кораблях.

Полученный в ходе разработки РЛС «Восход» опыт создания станций с частотным сканированием радиолокационного луча в вертикальной плоскости вызвал естественное желание иметь аналогичные станции и в сантиметровом диапазоне волн вместо РЛС «Ангара», уже не соответствовавшей к тому времени возросшим требованиям защиты от прицельных помех, создаваемых средствами РЭП вероятного противника с электронной настройкой помехи на частоту работающей РЛС и не отвечающей требованиям по точности измерения угла места (высоты) цели. В сложившемся положении потребовалось создание новой радиолокационной станции, способной отвечать возросшим требованиям отображения обстановки и замены устаревших РЛС. Более того, приходилось учитывать и большое количество находящихся в строю на кораблях ВМФ РЛС «Ангара» и необходимость их замены на кораблях разного водоизмещения и назначения. Все это требовало не просто разработки одной РЛС обнаружения, а целого ряда современных перспективных радиолокационных станций с более высокими возможностями.

С учетом этого были сформулированы основные тактико-технические требования к радиолокационной станции сантиметрового диапазона «Фрегат», предназначенной для обнаружения воздушных и надводных целей в условиях воздействия интенсивных помех и применения противником противорадиолокационных ракет (ПРР), наводящихся на излучение радиолокационных станций. Государственные испытания опытного образца РЛС «Фрегат» были проведены на Черноморском флоте на головном корабле проекта 1143 — тяжелом авианесущем крейсере «Киев» — с 5 августа по 23 сентября 1975 г. и с 5 апреля по 7 июля 1976 г.

РЛС «Фрегат» обеспечивала решение следующих задач: освещение воздушной и надводной обстановки; целеуказание системам управления ракетными и артиллерийскими комплексами, а также системам управления средствами РЭП; наведение истребительной авиации.

Антенное устройство РЛС представляло собой единую конструкцию в комплексе из шести антенн, размещенных на вращающейся стабилизированной платформе с полной электромеханической стабилизацией. Основная антенна, выполненная в виде параболического цилиндра, имела сканирование узкого луча в вертикальной плоскости, которое происходило вследствие

дискретного изменения частоты передатчика от импульса к импульсу в пределах сканинга по установленной программе. Угломестная расстановка лучей выбрана таким образом, чтобы обеспечить непрерывное заполнение всей зоны обзора в вертикальной плоскости. При работе на дополнительную антенну, имеющую частотно-независимую косекансную диаграмму направленности в вертикальной плоскости, станция определяла две координаты. Использование дополнительной антенны позволяло обеспечить защиту станции от прицельной помехи, воздействующей одновременно по двум каналам. В горизонтальной плоскости антенна вращалась со скоростями 12 и 6 оборотов в минуту, обеспечивая различный темп обзора пространства.

Двухканальное передающее устройство обеспечивало достаточную среднюю мощность и широкий рабочий диапазон станции. Приемное устройство, работавшее в двух разнесенных частотных диапазонах станции, обеспечивало оптимальную обработку радиолокационного сигнала в условиях воздействия активных и пассивных помех благодаря применению схем СДЦ, автокомпенсаторов, шумовой и временной регулировки усиления и использованию сложных частотно-модулированных сигналов. Станция была принята на вооружение ВМФ в 1978 г. [2].

В отличие от РЛС «Фрегат», в РЛС «Фрегат-М», разработка которой связана с обеспечением специфическими требованиями нового ЗРК «Штиль» к темпу обновления информации, предусматривалась возможность одновременной работы на основную и дополнительную антенны, что обеспечивало наименьший период обновления информации. В приборах отображения информации были использованы два индикатора, позволившие работать в двух режимах — кругового и секторного обзора. В станции был применен специальный режим для борьбы с противорадиолокационными ракетами. Государственные испытания РЛС «Фрегат-М» проводились на БПК «Проворный» Черноморского флота с 1975 по 1979 год. После их завершения в 1980 г. РЛС была рекомендована к принятию на вооружение ВМФ в качестве общекорабельной станции обнаружения, целеуказания и сопровождения целей [2].

Были определены и найдены пути создания еще одной модификации базового ряда «Фрегат» с уменьшенными массогабаритными характеристиками. Государственные испытания РЛС «Фрегат-МА» проходили в два этапа. На первом этапе в период с октября 1980 г. по июнь 1981 г. проводились полигонные испытания на научно-испытательной базе на Черном море. Второй этап проводился в период с августа по октябрь 1983 г на БПК проекта 1155 «Маршал Василевский» на Балтийском флоте. РЛС «Фрегат-МА» обеспечивала выполнение требований как по обнаружению низколетящих противокорабельных ракет, так и по борьбе с помехами,

действующими по боковым лепесткам диаграммы направленности антенны. Принципиальным отличием этой РЛС стало применение планарных антенных решеток частотного сканирования с излучающими элементами в виде волноводно-щелевых линеек с переменно-наклонными щелями. Применение такой конструкции антенны позволило снизить уровень боковых лепестков диаграммы направленности и выполнить компактный антенный пост. Реализованные в РЛС новые технические решения обеспечили в условиях активных преднамеренных помех достижение высоких тактико-технических характеристик при сокращении числа каскадов усиления. Приборы обработки информации обеспечили одновременное сопровождение и обработку информации, а также выдачу целеуказания. В 1987 г. РЛС «Фрегат-МА» принята на вооружение ВМФ в двух модификациях в зависимости от наличия в ее составе приборов вторичной обработки информации и целеуказания [2].

В процессе создания корабельного РЛК «Подкат», предназначенного для обнаружения малоразмерных противокорабельных ракет и воздушных целей на предельно малых высотах, были решены следующие задачи:

- оптимизации рабочего диапазона и потенциала РЛК применительно к обнаружению скоростных малоразмерных воздушных целей, летящих на предельно малых высотах, с учетом массогабаритных ограничений, определяемых возможностями размещения аппаратуры на кораблях;

- оптимизации режима обзора для обеспечения точного сопровождения и выработки данных целеуказания по малоразмерным целям с требуемой точностью;

- оптимизации типа сигнала и частоты посылок, обеспечивающих потенциально высокое качество выделения скоростных малоразмерных целей на предельно малых высотах на фоне интенсивных отражений от взволнованной морской поверхности;

- реализации высокоэффективных цифровых и цифроаналоговых фильтров СДЦ и когерентного приемопередатчика, обеспечивающих хорошее подавление отражений от морской поверхности и береговой черты;

- разработки восьми модификаций комплекса, позволяющих рационально вооружать корабли большого и среднего водоизмещения с учетом их назначения и вооружения;

- оптимизации алгоритмов захвата целей на сопровождение, алгоритмов сопровождения, алгоритмов сброса с сопровождения, алгоритмов выработки данных предварительного и точного целеуказания, обеспечивающих высокое качество сопровождения низколетящих целей с учетом малой продолжительности радиолокационного контакта с целью при обзоре и дискретности поступления информации [2].

Государственные испытания опытного образца РЛК «Подкат» были проведены на тяжелом авианесущем крейсере «Новороссийск» в апреле—мае 1982 г. в районах боевой подготовки Черноморского флота. Результаты испытаний показали, что принятые в РЛК принципы построения и технические решения обеспечивают требования ВМФ к этому комплексу.

Дополнительные государственные испытания комплекса были проведены в районе г. Феодосия в процессе учения кораблей проектов 1143.3 и 1124К по отражению атаки низколетящих средств воздушного нападения в феврале 1983 г.

Двухкоординатная РЛС «Позитив» обеспечивает решение следующих задач:

- освещение и отображение воздушной и надводной обстановки;
- обработка получаемой радиолокационной информации;
- выдача данных целеуказания системам управления зенитных артиллерийских и ракетных комплексов, системам управления ударным оружием, торпедному оружию и средствам радиоэлектронного подавления.

Для успешного решения перечисленных задач в условиях массированного применения потенциальным противником средств воздушного нападения и интенсивного радиопротиводействия в РЛС использованы следующие основные принципы и особенности построения:

- объединение помехозащищенного обзорного радиолокатора и устройства обработки информации на базе электронной цифровой вычислительной машины, обеспечивающее автоматизацию процессов обнаружения и сопровождения целей, выработки и выдачи данных целеуказания;
- использование принципов когерентно-импульсной радиолокации, обеспечивающих реализацию высокой защищенности от организованных пассивных помех и отражений от взволнованной морской поверхности;
- использование принципов адаптивной многочастотной радиолокации, обеспечивающее наряду с другими мерами возможность реализации высокой защищенности от организованных активных шумовых помех;
- применение сложномодулированных зондирующих сигналов, средств и методов помехозащиты, обеспечивающее высокую защищенность РЛС от различных видов помех;
- использование пространственной избирательности РЛС за счет разделения зоны обзора по углу места на ряд лучей и антенных устройств с достаточно низким уровнем боковых лепестков, обеспечивающее повышенную помехозащищенность РЛС и высокую точность измерения угловых координат целей;
- использование специальных алгоритмов захвата и сопровождения целей, оптимизированных к условиям применения РЛС на малых надвод-

ных кораблях, обеспечивающее относительно высокую пропускную способность станции в сложной помеховой и целевой обстановке.

РЛС «Позитив» разработана в модульном исполнении, обеспечивающем возможность ее использования как в качестве общекорабельной станции обнаружения и целеуказания, так и в составе командных модулей зенитных ракетных и ракетно-артиллерийских комплексов ближнего рубежа.

Государственные испытания РЛС «Позитив» и ее модификаций, проведенные на Черноморском флоте, подтвердили соответствие основных характеристик станции требованиям ВМФ. Они показали, в частности, что дальность обнаружения малоразмерных низколетящих ракет достаточна для выработки и выдачи целеуказания зенитным ракетным и ракетно-артиллерийским комплексам на дальностях их эффективной стрельбы. В 1989 г. станция была принята на вооружение.

Самые общие сведения об испытаниях на Черноморском флоте РЛС общего обнаружения за период 1939—1989 гг. приведены в таблице 2. С использованием средств инфографики эти данные отображены в приложении на рис. 2.

Таблица 2. Сведения об испытаниях на Черноморском флоте РЛС общего обнаружения.

Table 2. Information on tests of general detection radars in the Black Sea Fleet

№ п/п	Наименование	Год испытаний	Носитель или место испытаний	Максимальная дальность обнаружения, км		λ	Основные особенности
				ВЦ	НЦ		
1.	«РУС-1»	1939	м. Фиолент	—	—	3,6—4 м	Размещение на кораблях и на берегу, непр. изл.
2.	«Редут»	1939	г. Севастополь	150	25	4 м	Исследование влияния расположения на дальность, имп. изл.
3.	«Редут-К»	1941	КР «Молотов» ЧФ	—	—	4 м	Первая корабельная РЛС.
4.	«Гюйс-2»	1945	ЭМ «Огневой» ЧФ	80	20	1,5 м	Переход на $\lambda = 1,5$ м.
5.	«Зарница»	1948	ТКА «Герой Советского Союза Осипов» ЧФ	25	20	10 см	Переход на $\lambda = 10$ см.
6.	«Лот»	1950	берег Крыма	36	46	10 см	Обслуживание одним оператором.
7.	«Ласточка»	1953	берег Крыма	—	—	2 см	Переход на $\lambda = 2$ см.

№ п/п	Наименование	Год испы- таний	Носитель или место испытаний	Макси- мальная дальность обнару- жения, км		λ	Основные особенности
				ВЦ	НЦ		
8.	«Фут»	1955	берег Крыма, ЭМ «Отважный» ЧФ	50	25	10 см, 3 см	Использование двух диапазонов.
9.	«Кактус»	1956	КР «Дзержинский» ЧФ	300	35	дм	Селекция целей на фоне пассивных помех.
10.	«Разлив»	1958	КР «Дзержинский» ЧФ	—	—	—	Измерение 3-й координаты (угла места) при сов- местной работе с РЛС «Кактус».
11.	«Ангара»	1960	ЭМ «Гневный» ЧФ	200	40	10 см	Измерение 3-й координаты (угла места).
12.	«Восход»	1967	ПК «Москва» ЧФ	500	—	дм	Подавление бо- ковых лепестков, защита от помех.
13.	«Фрегат»	1976	ТАКР «Киев» ЧФ	400	40	10 см	Противодействие ППР.
14.	«Фрегат- М»	1979	БПК «Проворный» ЧФ	400	40	10 см	Увеличение ско- рости обработки инф-ции путем исп. двух антенн.
15.	«Фрегат- МА»	1981	ЧФ	250	40	10 см	Применение пла- нарных антенных решеток.
16.	«Подкат»	1982	ТАКР «Новорос- сийск» ЧФ, г. Феодосия	50	—	—	Обнаружение противокора- бельных ракет на малых высотах.
17.	«Позитив»	1986	ЧФ	100	50	3 см	Интеграция по- мехозащищенной РЛС и ЦВМ.

Используемые в таблице сокращения: ВЦ — воздушная цель, НЦ — надводная цель, λ — рабочая длина волны.

4. Заключение

Большая часть радиолокационного оборудования Военно-Морского Флота была испытана на Черноморском флоте. Для РЛС общего обнаружения, которые проходили испытания на Черноморском флоте в 1939—

1986 гг., характерен переход с метрового диапазона (1939—1945) в дециметровый (1956, 1967 гг.) и сантиметровый диапазон (1948—1986). К технологическим инновациям в развитии РЛС общего обнаружения следует отнести: использование в одной станции двух диапазонов (1955), селекцию целей на фоне пассивных помех (1956), измерение 3-й координаты — угла места (1958), подавление боковых лепестков ДН антенны (1967), увеличение скорости обработки информации путем использования двух антенн (1979), применение планарных антенных решеток (1981), обнаружение противокорабельных ракет на малых высотах (1982), интеграция помехозащищенной РЛС и ЦВМ (1986). Анализ инфографики (рис. 2), выполненной на основе рекомендаций [3], показывает, что испытания РЛС общего обнаружения на Черноморском флоте достаточно хорошо отражены в открытых источниках за период 1939—1986 гг.

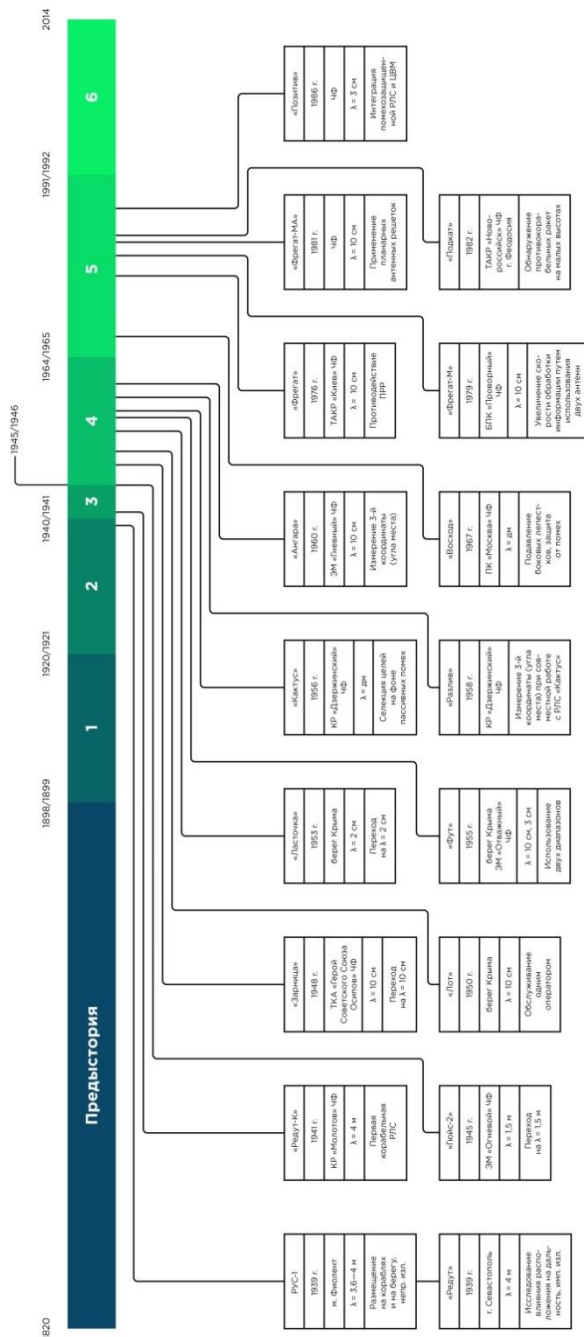
Список литературы

1. Ермолов П. П. Периодизация и основные объекты в истории исследований по радиотехнологиям в Крыму. В сб. : 17-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2007) : материалы конф. в 2 т. (Севастополь, 10—14 сент. 2007). Севастополь : Вебер, 2007. Т. 1. С. 39—44.
2. Радиолокационное вооружение Военно-Морского Флота России : сборник статей / Под ред. И. И. Тынянкина и В. Ф. Измайлова. М. : Научтехлитиздат, 2005. 446 с.
3. Ермолов П. П. Инфографика — важный инструмент визуализации и снижения разнородности контента в историографии науки и техники // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2025. Т. 8, № 1. С. 124—151.
4. Лобанов М. М. Начало советской радиолокации. М. : Сов. радио, 1975. 288 с.
5. Лобанов М. М. Развитие советской радиолокационной техники. М. : Воениздат, 1982. 239 с.
6. Щербаков Н. С. Флагман отечественного морского приборостроения. К 75-летию ОАО «Морской научно-исследовательский институт радиоэлектроники Алтайр» // История науки и техники. 2008. № 8. С. 2—17.
7. Бакаленко Ю. А., Басаков Г. С., Полонский С. И., Романовский А. С. История создания и развития радиолокации ВМФ (до 1955 г.). М. : МО СССР, 1990. 118 с.

Сведения об авторе

Ермолов Павел Петрович, кандидат технических наук, доцент, профессор Института радиоэлектроники и интеллектуальных технических систем Севастопольского государственного университета, г. Севастополь, Российская Федерация. ORCID: 0000-0001-9089-974X.

**СВЕДЕНИЯ ОБ ИСПЫТАНИЯХ
НА ЧЕРНОМОРСКОМ ФЛОТЕ РЛС
ОБЩЕГО ОБНАРУЖЕНИЯ**



History of Testing of Radar Systems in the Black Sea Fleet. General Detection Radar

P. P. Yermolov

Sevastopol State University

33 Universitetskaya St., Sevastopol, 299053, Russian Federation

ppermolov@mail.sevsu.ru

Received: April 10, 2025

Peer-reviewed: April 17, 2025

Accepted: May 12, 2025

Abstract: The article presents a quantitative analysis of radar equipment tested in the USSR and Russian Navy in 1936–2000, a brief history of radar development, and the history of general detection radar tests in the Black Sea Fleet in four periods: 1939–1940, 1941–1945, 1946–1964, and 1965–1986. The results of the study are presented in a compendium format, summarized in a table and illustrated with info graphics.

Keywords: Baltic Fleet, Northern Fleet, Caspian Flotilla, “RUS-1”, “Redut-K”, “Fut”, “Fregat”, “Fregat-M”, “Positive”, P. K. Oshchepkov, M. M. Lobanov, B. K. Shembel.

For citation (IEEE): P. P. Yermolov, “History of Testing of Radar Systems in the Black Sea Fleet. General Detection Radar,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 8, no. 4, pp. 666–686, 2025, doi: 10.21227/gwkd-f371. (In Russ.).

References

- [1] P. P. Yermolov, “Periodization and main objects in the history of research on radio technology in Crimea,” in *17th International Crimean Conf. “Microwave and Telecommunication Technology” (CriMiCo '2007)*, Sevastopol, September 10–14, 2007, Sevastopol: Weber, pp. 39–44, 2007. (In Russ.).
- [2] *Radar weapons of the Russian Navy: a collection of articles*, ed. I. I. Tynyankin and V. F. Izmailov. Moscow: Nauchtekhizdat, 2005. (In Russ.).
- [3] P. P. Yermolov, “Info Graphics Are an Important Tool for Visualization and Dimensionality Reduction in the Historiography of Science and Technology,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 8, no. 1, pp. 124–151, 2025. (In Russ.).
- [4] M. M. Lobanov, *The beginning of Soviet radar*, Moscow: Sov. radio, 1975. (In Russ.).
- [5] M. M. Lobanov, *Development of Soviet radar technology*, Moscow: Voenizdat, 1982. (In Russ.).
- [6] N. S. Shcherbakov, “The flagship of domestic marine instrument-making. On the 75th anniversary of JSC ‘Marine Research Institute of Radio Electronics Altair’”, *Studies in the History of Science and Technology*, no. 8, pp. 2–17, 2008. (In Russ.).
- [7] Yu. A. Bakalenko, G. S. Baskakov, Polonsky S. I., and A. S. Romanovsky, *History of the creation and development of naval radar (before 1955)*, Moscow: USSR Ministry of Defense, 1990. (In Russ.).

Information about the author

Pavel P. Yermolov, Candidate of Technical Sciences, Professor of the Institute of Radio Electronics and Intelligent Technical Systems of Sevastopol State University, Sevastopol, Russian Federation. ORCID: 0000-0001-9089-974X.