

ISSN 2587-9936
eISSN 0000-0000

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

**Infocommunications
and
Radio Technologies**

**Том 8
№ 2**

**Vol. 8
No. 2**

2025

ИНФОРМАЦИОННЫЕ и РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ

2025

Том 8

№ 2

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

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

Евстигнеев Максим Павлович — доктор физико-математических наук, профессор, проректор по научной деятельности 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., Обухов И. И.

Размерное квантование энергии электронов и потенциальный рельеф 195

Кафаров Р. Г., Соколов О. В., Бelyшев А. А., Бичурин М. И.

Ферритовые резонаторы для микроволновых устройств 208

Электроника, фотоника, приборостроение и связь (2.2)

Иванов В. Я.

Применение алгоритмов масштабирования при проектировании
мощных клистронов 223

Громоздин В. В., Новикова Т. В., Козуб М. С., Бартош А. Е.

Анализ методов бесконтактных измерений радиочастотных параметров
абонентского оборудования 5G в диапазоне миллиметровых волн 234

Гулько В. Л., Мещеряков А. А.

Радиолокационный поляризационно-фазовый метод определения
угла крена летательного аппарата 253

Дегтярёв А. Н., Афонин И. Л., Зеленкевич Д. Ю.

Метод повышения помехоустойчивости систем передачи информации 265

Громоздин В. В., Новикова Т. В., Ерисов А. А., Бартош А. Е.

Модель для анализа метода сокращения измерительного расстояния
при тестировании эквивалентной изотропной излучаемой мощности
в диапазоне FR2 281

История науки и техники (5.6.6)

Пестриков В. М.

Радиолампы Гарольда Донле 300

Ермолов П. П.

История исследований по распространению радиоволн и физических
параметров полей и сред в Крыму и на Черноморском флоте 317

Пузанков Л. А.

Крымские радиолюбители — путешественники 334

INFOCOMMUNICATIONS and RADIO TECHNOLOGIES

2025

Vol. 8

No. 2

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)

Bychurin 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>

Содержание

Физические науки (1.3)

Обухов И. А., Обухов И. И.

Размерное квантование энергии электронов и потенциальный рельеф 195

Кафаров Р. Г., Соколов О. В., Бelyшев А. А., Бичурин М. И.

Ферритовые резонаторы для микроволновых устройств 208

Электроника, фотоника, приборостроение и связь (2.2)

Иванов В. Я.

Применение алгоритмов масштабирования при проектировании
мощных клистронов 223

Громоздин В. В., Новикова Т. В., Козуб М. С., Бартош А. Е.

Анализ методов бесконтактных измерений радиочастотных параметров
абонентского оборудования 5G в диапазоне миллиметровых волн 234

Гулько В. Л., Мещеряков А. А.

Радиолокационный поляризационно-фазовый метод определения
угла крена летательного аппарата 253

Дегтярёв А. Н., Афонин И. Л., Зеленкевич Д. Ю.

Метод повышения помехоустойчивости систем передачи информации 265

Громоздин В. В., Новикова Т. В., Ерисов А. А., Бартош А. Е.

Модель для анализа метода сокращения измерительного расстояния
при тестировании эквивалентной изотропной излучаемой мощности
в диапазоне FR2 281

История науки и техники (5.6.6)

Пестриков В. М.

Радиолампы Гарольда Донле 300

Ермолов П. П.

История исследований по распространению радиоволн и физических
параметров полей и сред в Крыму и на Черноморском флоте 317

Пузанков Л. А.

Крымские радиолюбители — путешественники 334

Размерное квантование энергии электронов и потенциальный рельеф

Обухов И. А., Обухов И. И.

Научно-производственное предприятие «Радиотехника»

*5-й Донской проезд, д. 15, стр. 11, г. Москва, 115419, Российская Федерация
iao001@mail.ru*

Получено: 20 декабря 2024 г.

Отрецензировано: 25 декабря 2024 г.

Принято к публикации: 25 декабря 2024 г.

Аннотация: Показано, что в полупроводниковых структурах с пониженной квантовой размерностью можно получать требуемый потенциальный рельеф для квазичастиц путем изменения размеров элементов структуры. На примере резонансно-туннельного диода, сформированного из планарных нанопроводов различного поперечного сечения и длины, продемонстрировано, как такие изменения влияют на потенциал для электронов и на электрические характеристики прибора. В основе рассмотренного подхода лежит эффект размерного квантования энергии квазичастиц в твердых телах.

Ключевые слова: ширина запрещенной зоны, нанопровод, квантовая точка, резонансно-туннельный диод, антимонид индия (InSb).

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Обухов И. А., Обухов И. И. Размерное квантование энергии электронов и потенциальный рельеф // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2025. Т. 8, № 2. С. 195—207.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Обухов, И. А. Размерное квантование энергии электронов и потенциальный рельеф / И. А. Обухов, И. И. Обухов // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. — 2025. — Т. 8, № 2. — С. 195—207.

1. Введение

Явление размерного квантования энергии электронов в твердых телах теоретически предсказано советскими учеными в 1953 г. [1, 2] и экспериментально обнаружено в тонких пленках антимонида индия и висмута в 60-е годы прошлого столетия [3, 4]. В дальнейшем оно нашло широкое практическое применение в электронике и оптоэлектронике [5—8].

Общеизвестно, что канал *HEMT* представляет собой двумерный электронный газ [6—9], каналы *FinFET* и *GAAFET* — одномерные кванто-

вые структуры [10, 11], а кубиты можно построить, используя нульмерные объекты — квантовые точки [12, 13]. Многими исследователями наличие размерного квантования в разрабатываемых приборах воспринимается уже как нечто само собой разумеющееся. Однако возможности структур с пониженной квантовой размерностью для создания новых твердотельных электронных приборов далеко не исчерпаны.

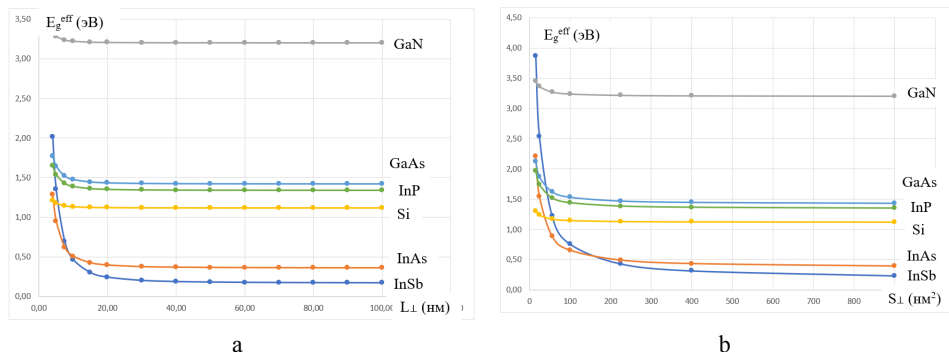


Рис. 1. Зависимость эффективной ширины запрещенной зоны E_g^{eff} полупроводниковых низкоразмерных структур от геометрических размеров: а — тонких пленок от толщины $L_{\perp}$; б — нанопроводов квадратного сечения от площади поперечного сечения $S_{\perp}$.

Fig. 1. Dependence of effective band gap E_g^{eff} of semiconductor's lowdimensional structures from geometric sizes: a — thin films from thickness $L_{\perp}$; b — nanowires with square section from cross section area $S_{\perp}$.

При размерном квантовании энергия низшего разрешенного состояния электронов в полупроводнике увеличивается, а дырок — уменьшается. В результате увеличивается эффективная ширина запрещенной зоны E_g^{eff} . На рис. 1 показано изменение этой величины при комнатной температуре для двумерных и одномерных структур из различных полупроводниковых материалов в зависимости от геометрических размеров. Зависимость E_g^{eff} от размеров структур тем сильнее, чем меньше эффективная масса квазичастиц и ширина запрещенной зоны в объемном материале. Для арсенида и антимонида индия при размерах меньших 20 нм изменения достигают десятых долей электронвольт и возрастают до единиц электронвольт при размерах меньших 5 нм. Например, E_g^{eff} в нанопроводе из *InSb* с площадью поперечного в 16 нм² больше 3,8 эВ, что более чем в 20 раз превышает ширину запрещенной зоны в объемном *InSb* и больше, чем у нанопровода из *GaN* того же сечения.

Эти в общем-то очевидные зависимости могут быть использованы при проектировании полупроводниковых приборов. Некоторые примеры

такого конструирования можно найти в работах [14, 15]. Еще один рассмотрим в этой статье.

2. Резонансно-туннельный диод на нанопроводах

По-видимому, впервые использовать нанопровод для создания резонансно-туннельного диода (РТД) было предложено в работе [16]. Позже близкая конструкция была рассмотрена в статье [17]. И в том, и в другом случае потенциальный рельеф, необходимый для реализации эффекта резонансного туннелирования, создавался при помощи полевых затворов. Однако, основываясь на зависимостях, представленных на рис. 1, требуемый потенциал можно сформировать, используя несколько нанопроводов различного поперечного сечения.

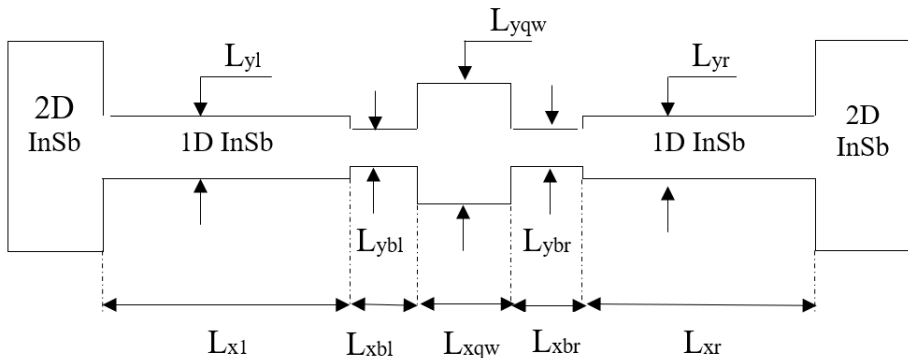


Рис. 2. Резонансно-туннельная структура из *InSb* нанопроводов различного поперечного сечения, вид сверху.

Fig. 2. Resonant-tunneling structure consisting of the *InSb* nanowires with different cross section areas, top view

На рис. 2 показана возможная конструкция прибора с указанием размеров, которые могут варьироваться. Будем называть ее далее резонансно-туннельным диодом на основе нанопроводов (НП РТД). Размер L_z в направлении, перпендикулярном рисунку, считается одинаковым для всех элементов структуры. Это связано с предполагаемым способом ее формирования на основе гетероструктуры *AllnSb/InSb/GaAs* [18].

На рис. 3 представлены потенциальные рельефы и коэффициенты прохождения электронов через них при нулевой разности потенциалов между контактами НП РТД (2D областями на рис. 1) и $L_{x1} = L_{xr} = 10$ нм, $L_{xbl} = L_{xbr} = 5$ нм, $L_{xqw} = 10$ нм, $L_{yl} = L_{yr} = 10$ нм, $L_{ybl} = L_{ybr} = 5$ нм в трех разных случаях: $L_{yqw} = 20$ нм, 10 нм и 7 нм, а также ВАХ этих приборов. Расчеты проводились при условии комнатной температуры.

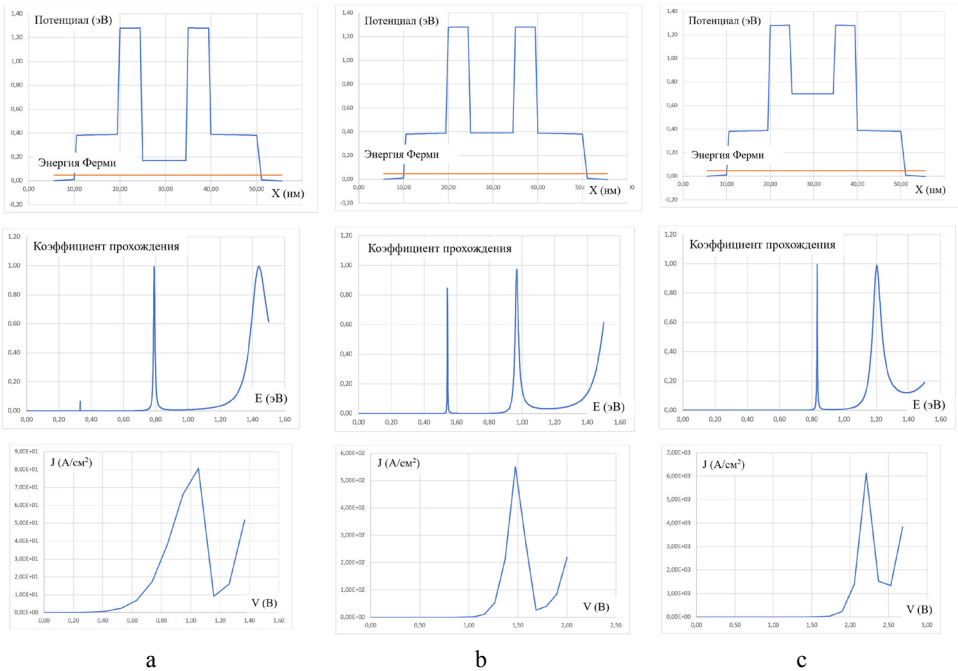


Рис. 3. Потенциальные рельефы для электронов в НП РТД, коэффициенты прохождения через них при нулевом напряжении и ВАХ приборов (кривые сверху вниз) для случаев: а — $L_{yqw} = 20$ нм, б — $L_{yqw} = 10$ нм, с — $L_{yqw} = 7$ нм.

Fig. 3. Potential reliefs for electrons in NW RTD, transmission coefficients under conditions of zero voltage and current-voltage characteristics of the devices (curves top to down) for cases: а — $L_{yqw} = 20$ nm, б — $L_{yqw} = 10$ nm, с — $L_{yqw} = 7$ nm

Все три прибора имеют N -образные ВАХ и демонстрируют отношение плотности тока пика J_p к плотности тока долины J_v в пределах от 4,6 до 21,4. Все ВАХ симметричны относительно изменений знаков напряжений и плотностей токов. При уменьшении L_{yqw} дно потенциальной ямы и положение резонансных уровней энергии сдвигаются вверх, соответственно увеличиваются плотность тока J_p и напряжение пика V_p , причем плотность тока от структуры к структуре возрастает на порядок. Однако для всех структур на нанопроводах она на несколько порядков ниже, чем для РТД, выполненного на вертикальной гетероструктуре [19, 20].

На рис. 4 показаны потенциальный рельеф для электронов и энергия Ферми в структуре с $L_{yqw} = 10$ нм при $V = 2$ В, а на рис. 5 — зависимость от энергии коэффициентов прохождения электронов через эту структуру при напряжениях $V = 0$ В и $V = 2$ В. Кривая, соответствующая $V = 2$ В,

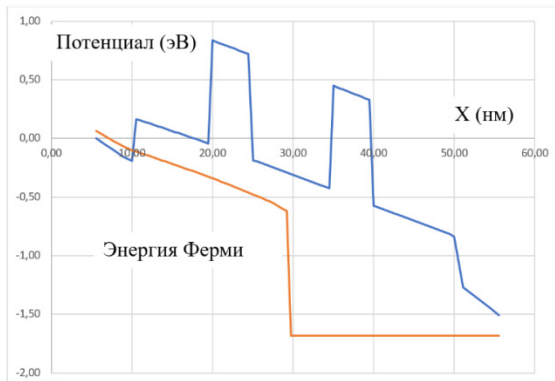


Рис. 4. Потенциальный рельеф для электронов и их энергия Ферми в случае $L_{yqw} = 10$ нм при напряжении $V = 2$ В.

Fig. 4. Potential relief for electrons and they Fermi energy for structure with $L_{yqw} = 10$ nm under condition $V = 2$ V

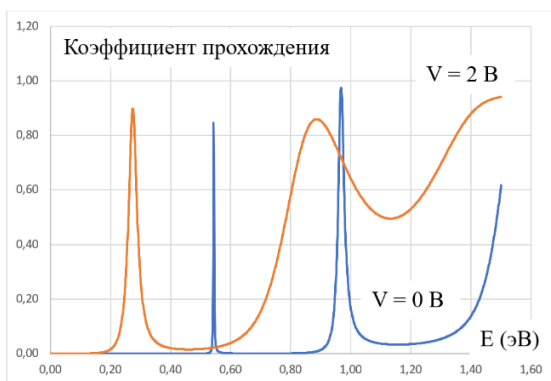


Рис. 5. Коэффициенты прохождения электронов через потенциальный рельеф для случая $L_{yqw} = 10$ нм при напряжениях $V = 0$ В и $V = 2$ В.

Fig. 5. Electrons transmission coefficients for structure with $L_{yqw} = 10$ nm under conditions $V = 0$ V B and $V = 2$ V

описывает коэффициент прохождения в случае, когда резонансный уровень энергии уже отсутствует. Зависимости положения резонансного уровня энергии и величины коэффициента прохождения электронов через него от приложенного напряжения представлены на рис. 6 и 7.

Также представляет интерес динамика изменения распределения концентрации электронов в структуре при изменении приложенного напряжения, показанная на рис. 8. Сравнивая рис. 4 и рис. 8 б, можно увидеть, что зависимости от координат энергии Ферми и концентрации электронов коррелирует друг с другом.

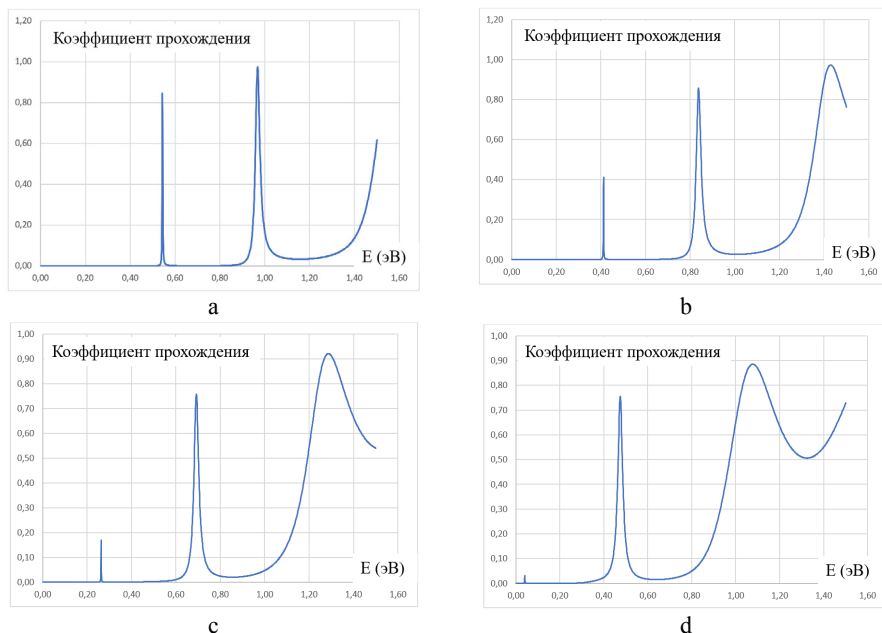


Рис. 6. Коэффициент прохождения электронов через потенциальный рельеф в структуре с $L_{yqw} = 10$ нм при различных напряжениях:

a — $V = 0$ В, b — $V = 0.5$ В, c — $V = 1$ В, d — $V = 1.5$ В.

Fig. 6. Electrons transmission coefficients through potentials reliefs for structure with $L_{yqw} = 10$ nm under conditions of different voltage:

a — $V = 0$ V, b — $V = 0.5$ V, c — $V = 1$ V, d — $V = 1.5$ V

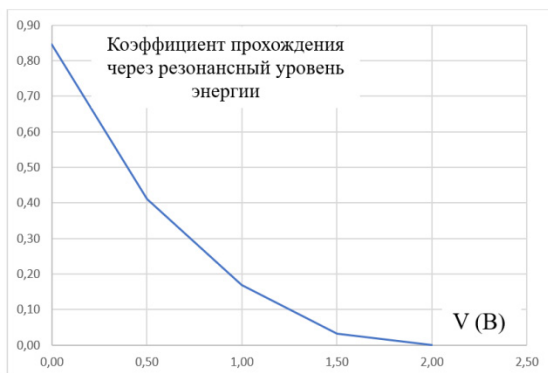


Рис. 7. Коэффициент прохождения электронов через потенциальный рельеф в структуре с $L_{yqw} = 10$ нм при резонансной энергии как функция приложенного напряжения.

Fig. 7. Electrons transmission coefficients through potentials reliefs at resonant energy for structure with $L_{yqw} = 10$ nm as a function of bias voltage

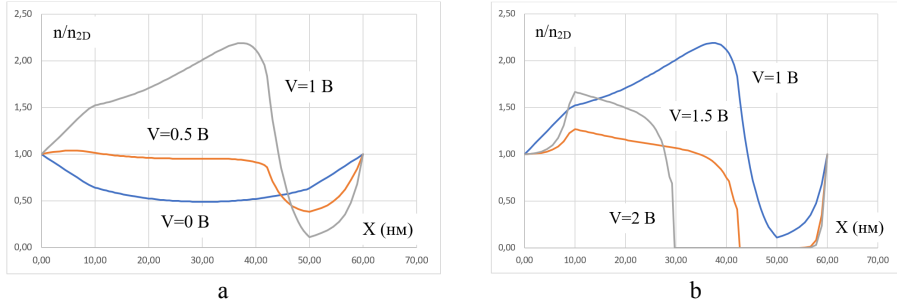


Рис. 8. Зависимость от координат нормированной концентрации электронов в структуре с $L_{yqw} = 10$ нм при различных напряжениях.

Fig. 8. Normed electron concentration under different voltage as a function of coordinates

Если в описанной выше структуре положить $L_{yqw} = 10$ нм и варьировать L_{yl} , то ее потенциальный рельеф и ВАХ существенно изменяются, что продемонстрировано на рис. 9. В области положительных смещений напряжение пика при всех рассмотренных L_{yl} остается практически одинаковым и равным примерно 1,47 В, а плотность тока пика возрастает в 580 раз при изменении L_{yl} от 7 нм до 20 нм. Это связано с тем, что увеличение L_{yl} приводит к снижению потенциального барьера для электронов в области левого контакта. В результате с ростом разности потенциалов между правым и левым контактами увеличивается количество левых электронов,

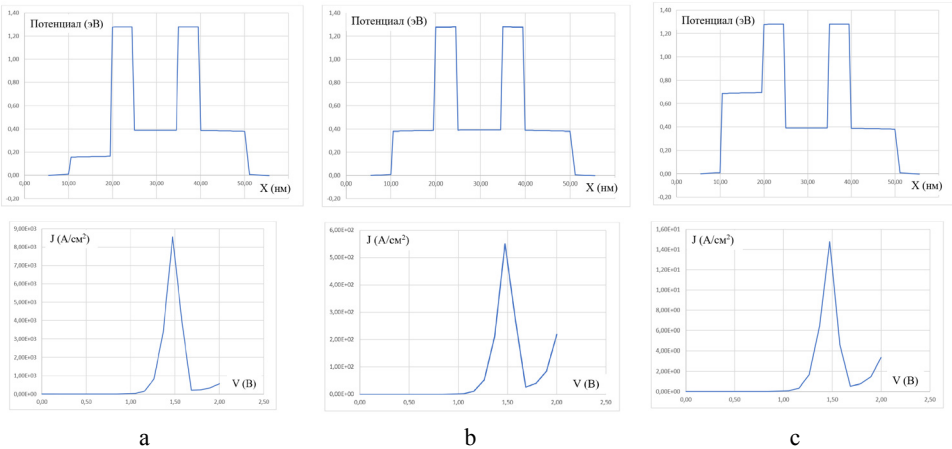


Рис. 9. Потенциальные рельефы для электронов (сверху) и ВАХ структур с (снизу): а — $L_{yl} = 20$ нм, б — $L_{yl} = 10$ нм, с — $L_{yl} = 7$ нм.

Fig. 9. Potential reliefs for electrons (the top curves) and current-voltage characteristics of the structures (the lower curves) with: а — $L_{yl} = 20$ nm, б — $L_{yl} = 10$ nm, с — $L_{yl} = 7$ nm

проходящих через структуру. В области отрицательных напряжений при всех трех значениях L_{yl} получаются практически одинаковые ВАХ, идентичные показанной на рис. 3 б и рис. 9 б, перемещенной в третий квадрант путем замены V на $-V$ и J на $-J$. В силу симметрии очевидно, что изменение знака напряжения в рассматриваемых структурах эквивалентно изменению L_{yr} при положительном смещении.

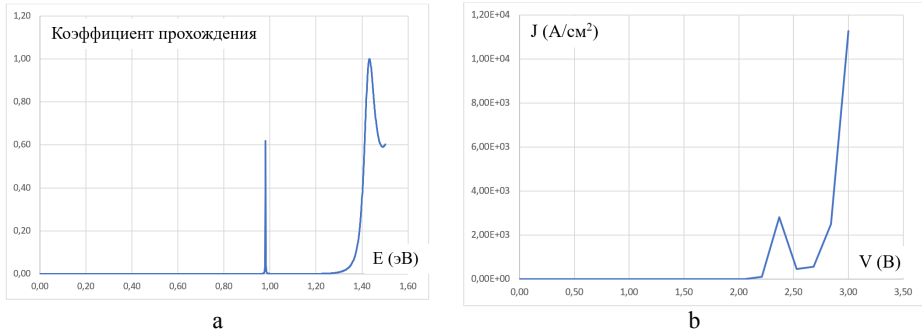


Рис. 10. НП РТД с $L_{yqw} = 10$ нм и $L_{xbl} = L_{xbr} = 10$ нм:

а — коэффициент прохождения при нулевом напряжении; б — ВАХ прибора.

Fig. 10. NW RTD with $L_{yqw} = 10$ nm and $L_{xbl} = L_{xbr} = 10$ nm:

а – transmission coefficient under zero voltage; б – current-voltage characteristic of the device

Длины областей барьеров существенно влияют на выходные характеристики НП РТД. На рис. 10 показаны коэффициент прохождения электронов через структуру и ВАХ прибора при $L_{yqw} = 10$ нм и $L_{xbl} = L_{xbr} = 10$ нм. По сравнению со случаем $L_{xbl} = L_{xbr} = 5$ нм (см. рис. 3 б или рис. 7 б) первый резонансный уровень сдвинулся примерно на 0,43 эВ в сторону больших энергий, а напряжение пика сдвинулось вправо на 0,9 В до значения 2,37 В. При этом в области $V < V_p$ плотность тока очень мала, на два порядка меньше, чем для структуры с $L_{xbl} = L_{xbr} = 5$ нм.

3. Заключение

В статье на примере резонансно-туннельных структур из нанопроводов, которые можно сформировать из двумерного электронного газа посредством литографии и травления, проанализировано влияние геометрических размеров на потенциальный рельеф для электронов и, как следствие, на электрические характеристики приборов на основе этих структур. Показано, что изменяя планарные размеры отдельных элементов конструкции можно в широких пределах варьировать параметры ВАХ резонансно-туннельных диодов, наиболее важные для приложений.

Полученные результаты демонстрируют возможность топологического проектирования планарных электронных приборов на основе нанопроводов, функционирование которых определяется особенностями потенциального рельефа для носителей заряда. Также отметим, что для нанопроводов, выращенных в пористых матрицах диэлектриков [21], красная граница спектра их поглощения будет зависеть от площади их сечения. Это обстоятельство может быть использовано при создании фотоприемников для широкого диапазона длин волн. Физической основой предлагаемых подходов является давно известный и хорошо изученный эффект размерного квантования энергии квазичастиц в твердых телах.

Можно ввести формальный критерий, при выполнении которого эффективная ширина запрещенной зоны полупроводниковой структуры с пониженной квантовой размерностью начинает сильно зависеть от ее размеров. Это происходит, когда вклад размерного квантования в E_g^{eff} становится сопоставим с шириной запрещенной зоны в объемном материале E_g^{3D} . Для $2D$ структур получаем условие для толщины пленки

$$L < L_b = \pi\hbar/(2m^*E_g^{3D})^{1/2},$$

для $1D$ структур — условие для площади сечения нанопровода

$$S_{\perp} < S_b = (\pi\hbar)^2/m^*E_g^{3D},$$

для $0D$ структур — условие для объема квантовой точки

$$Vol < Vol_b = (\pi\hbar)^3(3/2m^*E_g^{3D})^{3/2},$$

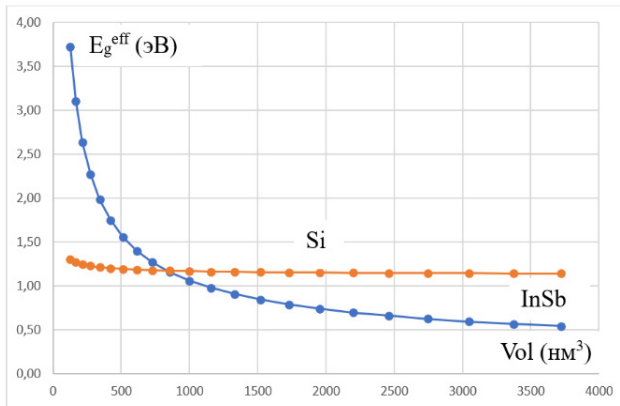


Рис. 11. Зависимость эффективной ширины запрещенной зоны E_g^{eff} кубических квантовых точек из кремния и антимида индия от объема.

Fig. 11. Dependence of effective band gap E_g^{eff} of Si and InSb cubic quantum dots from volume

где

$$m^* = m_n m_p / (m_n + m_p),$$

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

Из приведенных формул следует, что чем меньше эффективные массы квазичастиц и ширина запрещенной зоны в объемном материале, тем более выражено влияние размерного квантования на величину E_g^{eff} , что и продемонстрировано на рис. 1 и 11. Видно, что E_g^{eff} такого узкозонного полупроводника, как антимонид индия, в нанопроводах и квантовых точках может стать больше, чем в этих же структурах из кремния или нитрида галлия с такими же размерами. По этой причине приборы на основе низкоразмерных квантовых структур из *InSb* и *InAs* меньше подвержены влиянию повышенных температур, чем 3D приборы из этих материалов.

Список литературы

1. Лифшиц И. М., Косевич А. М. К теории магнитной восприимчивости тонких слоев металлов при низких температурах // ДАН СССР. 1953. № 91. С. 795—798.
2. Луцкий В. Н., Сандомирский В. Б., Огрин Ю. Ф. и др. Явление осцилляций термодинамических и кинетических свойств пленок твердых тел. Государственный реестр открытий СССР. 1953. № 182.
3. Сандомирский В. Б. К теории квантовых эффектов в электропроводности полупроводниковых пленок // Радиотехника и электроника. 1962. № 7. С. 1971.
4. Огрин Ю. Ф., Луцкий В. Н., Елинсон М. И. О наблюдении квантовых размерных эффектов в пленках Bi // Письма в ЖЭТФ. 1966. № 3. С. 114—118.
5. Луцкий В. Н., Пинскер Т. Н. Размерное квантование. М.: Знание, 1983. 64 с.
6. Андо Т., Фаулер А, Стерн Ф. Электронные свойства двумерных систем. М.: Мир, 1985. 416 с.
7. Демиховский В. Я., Вугальтер Г. А. Физика квантовых низкоразмерных структур. М.: Логос, 2000. 248 с.
8. Богданов С. А., Пашковский А. Б., Лукашин В. М., Новиков С. И. Нелокальная динамика электронов в транзисторных гетероструктурах с донорно-акцепторным легированием // Микроэлектроника. 2020. Т. 49, № 3. С. 210—225.
9. Суханов М. А., Бакаров А. К., Журавлев К. С. AlSb/InAs-гетероструктуры для СВЧ транзисторов // Письма в ЖТФ. 2021. Т. 47, вып. 3. С. 37—39.
10. Красников Г. Я. Возможности микроэлектронных технологий с топологическими размерами менее 5 нм // Наноиндустрия. 2020. Т. 13, № S5-1 (102). С. 13—19.
11. Жалнин В. П., Власов А. И., Коробенко И. С., Шадрин Ю. А. Анализ тенденций развития полевых транзисторов // Труды МЭС-2022. 2022. С. 53—60.
12. Hayashi T., Fujisawa T., Cheong H. D. et al. Coherent Manipulation of Electronic States in a Double Quantum Dot // Phys. Rev. Lett. 2003. Vol. 91. Art. 226804. 4 p.
13. Валиев К. А. Квантовые компьютеры и квантовые вычисления // УФН. 2005. Т. 175. С. 3—39.
14. Obukhov I. A. Nonequilibrium Effects in One-Dimensional Quantum Devices. Saarbrücken : LAMBERT Academic Publishing, 2014. 132 p.

15. Обухов И. А., Обухов И. И. Приборы на основе пересекающихся нанопроводов // Нано- и микросистемная техника. 2024. Т. 26, № 1. С. 42—51.
16. Dianov S. A., Obukhov I. A. Simulation of characteristics of nanoelectronics devices based on quantum wires // Proc. of NANO-II. (Moscow, Russia, Aug. 2–6, 1993). P. 775–790.
17. 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.
18. 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.
19. 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. V. 43. P. 588.
20. Обухов И. А. Моделирование статических характеристик резонансно-туннельных приборов // Микросистемная техника. 2001. № 2. С. 23—28.
21. Горох Г. Г., Обухов И. А., Лозовенко А. А. Массивы нанопроводов из антимонида индия для перспективных термоэлектрических устройств // ТКЭА. 2015. № 1. С. 3—12.

Информация об авторах

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

Обухов Илья Ильич, стажер АО НПП «Радиотехника», г. Москва, Российская Федерация.

Dimensional Quantization of Electron Energy and Potential Relief

I. A. Obukhov and I. I. Obukhov

*Scientific-Industrial Company “Radiotekhnika”
15, build. 11, 5th Donskoy proezd, Moscow, 115419, Russian Federation
iao001@mail.ru*

Received: December 20, 2024

Peer-reviewed: December 25, 2024

Accepted: December 25, 2024

Abstract: *It is shown that in semiconductor structures with a low quantum dimension, it is possible to obtain the required potential relief for quasiparticles by changing the sizes of the structure elements. By using the example of a resonant-tunneling diode formed from planar nanowires of various cross-sections and lengths, it is demonstrated how such changes affect the potential for electrons and the electrical characteristics of the device. The considered approach is based on the effect of dimensional quantization of the energy of quasiparticles in solids.*

Keywords: *band gap, nanowire, quantum dot, resonant-tunneling diode, indium antimonide (InSb).*

For citation (IEEE): 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, doi: 10.21227/9qn0-5g53. (In Russ.).

References

- [1] I. M. Lifshits, A. M. Kosevich, “On the Theory of Magnetic Susceptibility of Metals at Low Temperatures”, *Dokl. Akad. Nauk SSSR*, no 91, p. 795, 1953. (In Russ).
- [2] V. N. Lutsii, V. B. Sandomitskii, Yu. F. Ogrin, I. M. Lifshits, and A. M. Kosevich, “The Phenomenon of Oscillations of Thermodynamic and Kinetic Properties of Films of Solids”, *Gosudarstvennii reestr otkritii SSSR*, no 182, 1953. (In Russ.)
- [3] V. B. Sandomirskii, “On the Theory of Quantum Effects in the Electrical Conductivity of Semiconductor Films”, *Radiotekhnika i elektronika*, no 7, p. 1971, 1962. (In Russ.)
- [4] Yu. F. Ogrin, V. N. Lutsii, and M. I. Elison, “About the observation of quantum dimensional effects in films of Bi”, *Pisma v JETP*, no 3, pp. 114 — 118, 1966. (In Russ.)
- [5] V. N. Lutsii and T. N. Pinsker, *Dimensional Quantization*, Moscow : Znanye, 1983. (in Russ.).
- [6] T. Ando, A. Fowler, and F. Stern, *Electronic Properties of Two-Dimensional Systems*, New York: IBM, 1982.
- [7] V. Y. Demichovskii and G. A. Vugalter, *Physics of Quantum Lowdimensional Structures*, Moscow: Logos, 2000. (In Russ).
- [8] A. B. Pashkovskii, A. S. Bogdanov, V. M. Lukashin, and S. I. Novikov, “Nonlocal Electron Dynamics in Donor–Acceptor Doped Transistor Heterostructures,” *Russian Microelectronics*, vol. 49, pp. 195–209, 2020.

- [9] M. A. Sukhanov, A. K. Bakarov, and K. S. Zhuravlev, "AlSb/InAs Heterostructures for Microwave Transistors", *Tech. Phys. Lett.*, vol. 47, pp. 139–142, 2021.
- [10] G. Ya. Krasnikov, "The Capabilities of Microelectronic Processes with 5 nm Critical Dimension and Less," *Nanoindustry*, vol. 13, no. S5-1 (102), pp. 13–19, 2020. (In Russ.).
- [11] V. P. Zhalnin, A. I. Vlasov, I. S. Korobenko, and Y. A. Shadrin, "Analysis of trends in the development of field-effect transistors," in : *Proceedings of MES-2022*, pp. 53–60, 2022. (In Russ.).
- [12] T. Hayashi, T. Fujisawa, H. D. Cheong, Y. H. Jeong, and Y. Hirayama, "Coherent Manipulation of Electronic States in a Double Quantum Dot", *Phys. Rev. Lett.*, vol. 91, art. 226804, 2003.
- [13] K. A. Valiev, "Quantum computers and quantum computing", *Uspekhi Fizicheskikh Nauk*, vol. 175, no 1, pp. 3–39, 2005. (In Russ.).
- [14] I. A. Obukhov, *Nonequilibrium Effects in One-Dimensional Quantum Devices*, Saarbrücken: LAMBERT Academic Publishing, 2014.
- [15] I. A. Obukhov and I. I. Obukhov, "Devices Based on Crossed Nanowires," *Nano- i Mikro-sistemnaya Tekhnika*, 2024, vol. 26, no. 1, pp. 42–51, 2024. (In Russ.).
- [16] 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.
- [17] 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.).
- [18] 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.
- [19] 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, 1983.
- [20] I. A. Obukhov, "Simulation of Static Characteristics of Resonant-Tunneling Devices," *Mikrosistemnaya Tekhnika*, no 2, pp. 23–28, 2001. (In Russ.).
- [21] G. G. Gorokh, I. A. Obukhov, and A. A. Lozovenko, "Indium Antimonide Nanowires Arrays for Promising Thermoelectric Converters", *TKEA*, no 1, pp. 3–12, 2015. (In Russ.).

Information about the authors

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

Ilya I. Obukhov, intern of JSC NPP "Radiotekhnika", Moscow, Russian Federation.

Ферритовые резонаторы для микроволновых устройств

Кафаров Р. Г., Соколов О. В., Бельшев А. А., Бичурин М. И.

Новгородский государственный университет имени Ярослава Мудрого

ул. Большая Санкт-Петербургская, 41,

г. Великий Новгород, 173003, Российская Федерация

mirza.bichurin@novsu.ru

Получено: 25 марта 2025 г.

Отрецензировано: 31 марта 2025 г.

Принято к публикации: 31 марта 2025 г.

Аннотация: В статье представлены результаты комплексного теоретического и экспериментального исследования ферромагнитного резонанса и микроволново-го магнитоэлектрического эффекта в многослойных феррит-пьезоэлектрических структурах, содержащих монокристаллический железо-иттриевый гранат сре-за (111) в комбинации с пьезоэлектрическими материалами. Проведено матема-тическое моделирование физических процессов, происходящих в феррите и позво-лившее выявить слабую магнитную кубическую анизотропию, учет которой не-обходим при разработке электрически перестраиваемых СВЧ-устройств. Экспе-риментально установлено, что однородность внутреннего магнитного поля и добротность резонаторов существенно зависят от геометрии ферритовой компоненты и качества ее поверхности. Показано, что для реализации устройств с требуемой электрической перестройкой необходимо минимизиро-вать толщину ферритовой компоненты и использовать пьезоэлектрики, кото-рым характерна максимальная разность пьезоэлектрических коэффициентов d_{31} и d_{32} . Полученные результаты открывают перспективы для оптимизации суще-ствующих и создания новых магнитоэлектрических СВЧ-устройств с электриче-ской и магнитной перестройкой частотных и фазовых характеристик.

Ключевые слова: феррит, резонатор, СВЧ, ферромагнитный резонанс, магнито-электрический эффект, пьезоэлектрик.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Кафаров Р. Г., Соколов О. В., Бельшев А. А., Бичурин М. И. Ферритовые резонаторы для микроволновых устройств // Инфо-коммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2025. Т. 8, № 2. С. 208—222.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Кафаров, Р. Г. Ферритовые резонаторы для микроволновых устройств / Р. Г. Кафаров, О. В. Соколов, А. А. Бельшев, М. И. Бичурин // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2025. — Т. 8, № 2. — С. 208—222.

1. Введение

Поиск и разработка резонансных ферритовых СВЧ-устройств, таких как фильтры, фазовращатели, аттенюаторы, вентили, резонаторы и др., с электронной или микроэлектромеханической перестройкой амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) приводят к необходимости исследования элементарных составляющих микроволнового тракта — резонаторов, для проектирования которых необходимо полное понимание физических процессов, происходящих при ферромагнитном резонансе (ФМР) [1].

Новым направлением в развитии СВЧ-техники является освоение микроволнового магнитоэлектрического (МЭ) эффекта, позволяющего реализовать СВЧ-устройства с двойной электрической и магнитной перестройкой на его основе [2, 3]. Эффект является следствием сочетания пьезоэлектрических и магнитных свойств композитной структуры: во внешнем электрическом поле E механическая деформация в пьезоэлектрике, появляющаяся вследствие пьезоэффекта, передается ферриту и за счет магнитоупругих свойств ферромагнитного слоя происходит сдвиг линии ФМР, что связано с изменением магнитной восприимчивости [4—6].

Наблюдение линии ФМР возможно в двух случаях:

1) при определенном диапазоне значений подмагничивающего поля, но при постоянной частоте СВЧ-поля. Для этого в настоящем экспериментальном исследовании использовался спектрометр электронного парамагнитного резонанса (ЭПР) «*BRUKER MS5000-X*» (Германия).

2) при постоянном значении подмагничивающего поля H_0 , но в определенном диапазоне частот сканирующего СВЧ-поля $h(t)$. Для этого необходим измерительный прибор и источник постоянного магнитного поля — в нашем случае использовался векторный анализатор СВЧ-сигналов «*Agilent PNA-L Network Analyzer N5250*» (США) и электромагнит «*GMW Magnet Systems Model 5403*» (США);

В качестве ферритовой компоненты выбран железо-иттриевый гранат (ЖИГ), обладающий способностью к перестройке в широком диапазоне частот и малым уровнем магнитных потерь.

Важным фактором при исследовании свойств резонаторов является величина добротности Q микрополосковой линии передачи (МПЛ) (<500) и прямоугольного резонатора TE_{102} (~ 2500), а также добротность самого ферритового резонатора, определяющая потери в колебательной системе.

Таким образом, комбинация обоих способов измерений позволяет в полном объеме исследовать поведение ферритовых резонаторов при взаимодействии с электромагнитным полем для их дальнейшего соединения с пьезоэлектрической компонентой для создания МЭ композитной структуры и использования в перестраиваемых МЭ устройствах в СВЧ-диапазоне [7, 8].

2. Теоретический анализ формы феррита и величины анизотропии

Как известно, в СВЧ-устройствах (вентили, фильтры и др.) зачастую используются ферриты в форме сферы или диска, редко — пластины. Форма и качество исполнения резонатора играет большую роль в том, какой добротностью, шириной и формой линии ФМР будет обладать резонатор, что необходимо учитывать при проектировании СВЧ-устройств.

Рассмотрим резонатор в форме квадратного образца на основе монокристаллического ЖИГ (111) (рис. 1).

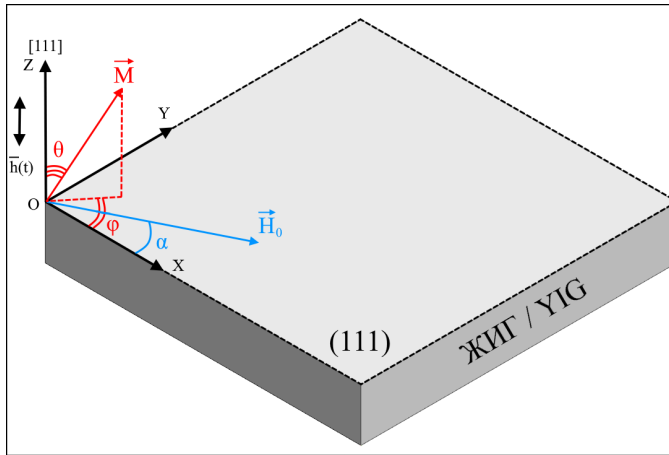


Рис. 1. Схема направления полей в ЖИГ среза (111).

Fig. 1. Scheme of the direction of fields in the YIG cut (111)

Для наблюдения ФМР в таком анизотропном феррите необходимо соблюдение условия ортогональности (1) для сканирующего СВЧ-поля $h(t)$ и постоянного подмагничивающего поля H_0 :

$$\begin{aligned} \vec{H}_0 &\in XY \\ \vec{h}(t) &\perp \vec{H}_0 \end{aligned} \quad (1)$$

В данном случае при нахождении выражений для резонансных частот мы не будем учитывать одноосную ростовую анизотропию, которая свойственна тонким пленкам ЖИГ, выращенным методом жидкофазной эпитаксии, а также будем считать ЖИГ тонкой пластиной, а также примем размагничивающие факторы формы — $N_z = 1, N_x = N_y = 0$. Для математического моделирования использовалась программа «Maple». Перейдя из

системы $OXYZ$, где OZ соответствует направлению $[111]$, в кристаллографическую систему координат ЖИГ, получаем компоненты вектора намагниченности в кристаллографической системе координат:

$$\begin{aligned} M_{x1} &= \frac{\sqrt{2}}{2} M_x + \frac{\sqrt{6}}{6} M_y + \frac{\sqrt{3}}{3} M_z \\ M_{y1} &= -\frac{\sqrt{2}}{2} M_x + \frac{\sqrt{6}}{6} M_y + \frac{\sqrt{3}}{3} M_z \\ M_{z1} &= -\frac{\sqrt{6}}{3} M_y + \frac{\sqrt{3}}{3} M_z \end{aligned} \quad (2)$$

Через компоненты вектора намагниченности в кристаллографической системе координат найдем член плотности свободной энергии, связанный с магнитной кубической анизотропией:

$$W_c = \frac{K_1}{L_0^4} (M_{x1}^2 M_{y1}^2 + M_{y1}^2 M_{z1}^2 + M_{z1}^2 M_{x1}^2). \quad (3)$$

Подставляя компоненты намагниченности, выраженные через намагниченность насыщения M_S и сферические углы θ и φ , опуская постоянное слагаемое, найдем плотность свободной энергии:

$$\begin{aligned} W = \mu_0 M_S [&-H_0 \sin(\theta) \cos(\alpha - \varphi) - \frac{\sqrt{2} H_c \sin^3(\theta) \cos(\theta) \sin(3\varphi)}{6} + \\ &+ \frac{7 H_c \cos^4(\theta)}{24} - \frac{H_c \cos^2(\theta)}{4} - \frac{M_S \sin^2(\theta)}{2}] \end{aligned} \quad (4)$$

где $H_c = \frac{2K_1}{M_S}$.

Для нахождения резонансных полей используем известное соотношение [1]:

$$\frac{\omega^2}{\gamma^2} = \frac{\frac{\partial W}{\partial \theta^2}(\theta_0, \varphi_0) \frac{\partial W}{\partial \varphi^2}(\theta_0, \varphi_0) - \left[\frac{\partial W}{\partial \theta \partial \varphi}(\theta_0, \varphi_0) \right]^2}{\mu_0^2 M_S^2 \sin^2(\theta_0)}. \quad (5)$$

Равновесные углы θ_0 и φ_0 определяются выражениями:

$$\begin{aligned} \theta_0 &= \frac{\pi}{2} + \delta\theta_0, \\ \varphi_0 &= \alpha + \delta\varphi_0 \end{aligned} \quad (6)$$

где $\delta\theta_0, \delta\varphi_0$ — малые поправки, связанные с магнитной кубической анизотропией.

Разлагая первые производные по φ и θ в двойной ряд по φ вокруг точки α и по θ вокруг точки $\pi/2$ до квадратичных членов, а также приравнивая производные к нулю, оставив только члены, линейные по $\delta\varphi_0$ и $\delta\theta_0$, получаем:

$$\delta\varphi_0 = \frac{H_c^2 \sin(6\alpha)}{6H_0(2H_0 - H_c + 2M_s)}. \quad (7)$$

$$\delta\theta_0 = \frac{\sqrt{2}H_c \sin(3\alpha)}{3(2H_0 - 3H_c + 2M_s)}. \quad (8)$$

Зададим функцию R , равенство нулю которой определяет подмагничивающее резонансное поле в виде:

$$R = -\frac{\omega^2}{\gamma^2} + \frac{\frac{\partial W}{\partial \theta^2}(\theta_0, \varphi_0) \frac{\partial W}{\partial \varphi^2}(\theta_0, \varphi_0) - \left[\frac{\partial W}{\partial \theta \partial \varphi}(\theta_0, \varphi_0) \right]^2}{\mu_0^2 M_s^2 \sin^2(\theta_0)}. \quad (9)$$

Разлагая функцию R в ряд по малому параметру напряженности поля кубической магнитной анизотропии H_c до квадратичных членов, находим подмагничивающее резонансное поле:

$$R = -\frac{\omega^2}{\gamma^2} + H_0(H_0 + M_s) - \frac{H_0 H_c}{2} - \frac{H_c^2}{2(H_0 + M_s)^2} \times \\ \times \left[\cos^2(3\alpha)(H_0 + M_s)^2 - \sin^2(3\alpha) \left(M_s^2 + \frac{53}{18} H_0 M_s + \frac{19}{9} H_0^2 \right) \right]. \quad (10)$$

Резонансное подмагничивающее поле H_0 представим как сумму нескольких приближений по малому параметру H_c :

$$H_0 = H_{00} + H_{01} H_c + H_{02} H_c^2. \quad (11)$$

Подставив в функцию R решение для H_0 в виде разложения по малому параметру H_c , получим нулевое приближение H_{00} по малому параметру:

$$H_{00} = \frac{\sqrt{M_s^2 \gamma^2 + 4\omega^2} - M_s \gamma}{2\gamma}. \quad (12)$$

Подставляя H_{00} в выражение, содержащее первое приближение H_{01} , получаем:

$$H_{01} = \frac{\sqrt{M_s^2 \gamma^2 + 4\omega^2} - M_s \gamma}{4\sqrt{M_s^2 \gamma^2 + 4\omega^2}}. \quad (13)$$

Подставим H_{00} и H_{01} в выражение, содержащее второе приближение H_{02} и получим:

$$\begin{aligned} H_{02} = & \frac{3M_s \gamma^2 \sqrt{M_s^2 \gamma^2 + 4\omega^2} (M_s^2 \gamma^2 + 10\omega^2 + (11M_s^2 \gamma^2 + 44\omega^2) \cos(6\alpha))}{72(M_s^2 \gamma^2 + 4\omega^2)^{3/2} (M_s^2 \gamma^2 + M_s \gamma \sqrt{M_s^2 \gamma^2 + 4\omega^2} + 2\omega^2)} + \\ & + \frac{(39M_s^4 \gamma^4 + 268M_s^2 \gamma^2 \omega^2 + 448\omega^4) \gamma \cos(6\alpha)}{72(M_s^2 \gamma^2 + 4\omega^2)^{3/2} (M_s^2 \gamma^2 + M_s \gamma \sqrt{M_s^2 \gamma^2 + 4\omega^2} + 2\omega^2)} - \\ & - \frac{3M_s^4 \gamma^5 - 34M_s^2 \gamma^3 \omega^2 - 124\gamma \omega^4}{72(M_s^2 \gamma^2 + 4\omega^2)^{3/2} (M_s^2 \gamma^2 + M_s \gamma \sqrt{M_s^2 \gamma^2 + 4\omega^2} + 2\omega^2)} \end{aligned} \quad (14)$$

Конечное выражение для резонансного подмагничивающего поля $H_0(\alpha)$ в виде суммы H_{00} , H_{01} и H_{02} по малому параметру H_c имеет вид:

$$\begin{aligned} H_0(\alpha) = & (M_s^2 \gamma^2 + 4\omega^2)^{-3/2} \left[\frac{144\gamma \omega^4 (H_c + 2M_s) \sqrt{M_s^2 \gamma^2 + 4\omega^2} + 1152\omega^6}{72\gamma (M_s^2 \gamma^2 + M_s \gamma \sqrt{M_s^2 \gamma^2 + 4\omega^2} + 2\omega^2)} + \right. \\ & + \frac{2M_s^2 \gamma^4 \omega^2 (-151H_c^2 + 18H_c M_s + 36M_s^2) - 30H_c^2 M_s^3 \gamma^5 \sqrt{M_s^2 \gamma^2 + 4\omega^2}}{72\gamma (M_s^2 \gamma^2 + M_s \gamma \sqrt{M_s^2 \gamma^2 + 4\omega^2} + 2\omega^2)} + \\ & + \frac{102M_s \gamma^3 \omega^2 \sqrt{M_s^2 \gamma^2 + 4\omega^2} \left(-H_c^2 + \frac{6}{17} H_c M_s + \frac{12}{17} M_s^2 \right)}{72\gamma (M_s^2 \gamma^2 + M_s \gamma \sqrt{M_s^2 \gamma^2 + 4\omega^2} + 2\omega^2)} + \\ & + \frac{4\gamma^2 \omega^4 (-143H_c^2 + 36H_c M_s + 144M_s^2) - 42H_c^2 M_s^4 \gamma^6}{72\gamma (M_s^2 \gamma^2 + M_s \gamma \sqrt{M_s^2 \gamma^2 + 4\omega^2} + 2\omega^2)} + \\ & \left. + \frac{2H_c^2 \gamma^2 \cos^2(3\alpha) (M_s^2 \gamma^2 + 4\omega^2) (39M_s^2 \gamma^2 + 33M_s \gamma \sqrt{M_s^2 \gamma^2 + 4\omega^2} + 112\omega^2)}{72\gamma (M_s^2 \gamma^2 + M_s \gamma \sqrt{M_s^2 \gamma^2 + 4\omega^2} + 2\omega^2)} \right] \end{aligned} \quad (15)$$

где $\omega = 2\pi f$; $M_s = 139260,6 \frac{A}{M}$; $H_c = -3422,6 \frac{A}{M}$; $\gamma = 2,21 \times 10^5 \frac{rad}{c \times A/M}$. В соответствии с (15) плоскость (111) ЖИГ имеет слабую анизотропию (рис. 2), которую необходимо учитывать в случае прецизионных исследований.

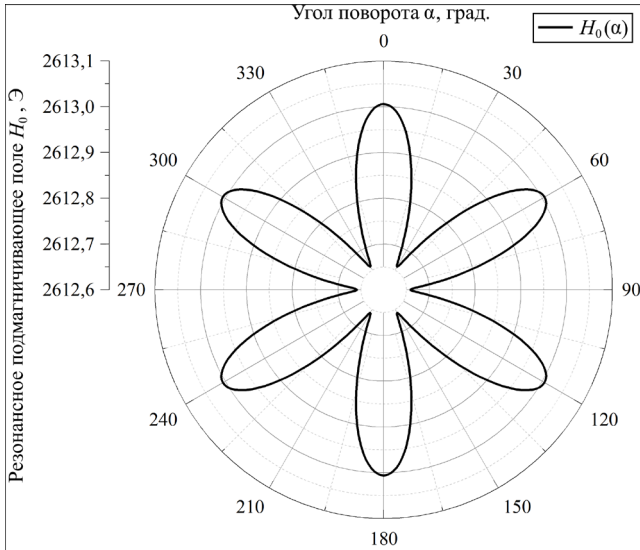


Рис. 2. Теоретический график угловой зависимости $H_0(\alpha)$ при резонансной частоте $f = 9,48$ ГГц. Сдвиг величины резонансного подмагничивающего поля $\Delta H_0 \approx 0,35$ Э.

Fig. 2. Theoretical graph of the angular dependence of $H_0(\alpha)$ at a resonant frequency $f = 9.48$ GHz. Shift of the magnitude of the resonant magnetizing field is $\Delta H_0 \approx 0.35$ Oe

В тонких монокристаллических пленках ЖИГ (111) шестерка кристаллографических направлений $[1; -1; 0]$, $[0; -1; 1]$, $[-1; 0; 1]$, $[-1; 1; 0]$, $[0; 1; -1]$, $[1; 0; -1]$ является эквивалентной относительно кубической магнитной анизотропии, даже при наличии анизотропии формы и одноосной анизотропии по оси $[111]$.

3. Экспериментальное исследование ЖИГ

Зависимость $H_0(\alpha)$ в плоскости (111) необходимо учитывать, если сдвиг линии ФМР при МЭ-эффекте сопоставим с величиной ΔH_0 . Например, в слоистой структуре с цирконат-титанатом свинца (ЦТС) и пленкой ЖИГ (111) на подложке из гадолиний-галлиевого граната (ГТГ) (рис. 3) типичный сдвиг линии ФМР δH_E в электрическом поле E , равном 10 кВ/см, достигает 1—2 Э (рис. 4), но может достигать и гораздо больших значений ($\delta H_E \gg \Delta H_0$).

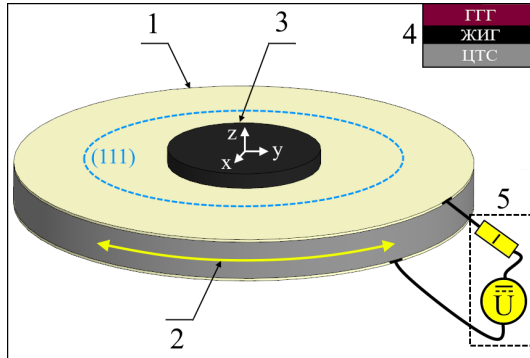


Рис. 3. Пример трехслойного МЭ резонатора. 1 — металлизация, 2 — пьезокомпонента, состоящая из ЦТС указанным направлением пьезоэффекта, 3 — ферритовая компонента, состоящая из ГГГ-ЖИГ, 4 — МЭ резонатор в разрезе, 5 — схема питания.

Fig. 3. Example of a three-layer ME resonator. 1 — metallization, 2 — piezoelectric component consisting of PZT with the indicated direction of the piezoelectric effect, 3 — ferrite component consisting of GGG-YIG, 4 — cross-section of ME resonator, 5 — power supply circuit

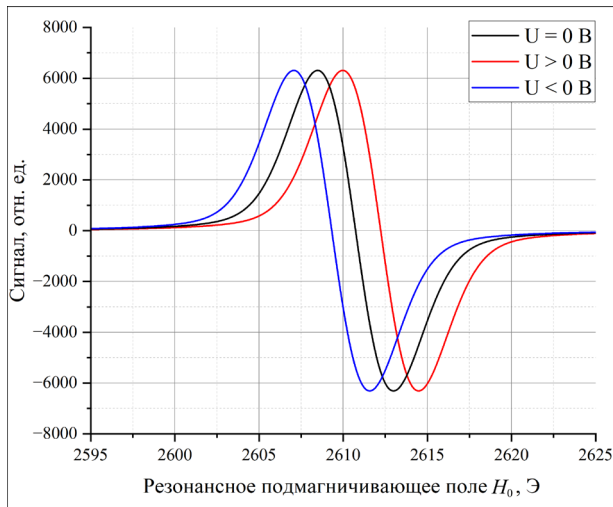


Рис. 4. Микроволновый МЭ эффект в ЦТС-ЖИГ(111)-ГГГ, наблюдаемый в ЭПР спектрометре «BRUKER MS5000-X» на частоте СВЧ-поля $f = 9,48$ ГГц. Сдвиг линии ФМР $\delta H_E \approx \pm 1,5$ Э при $E = 10$ кВ/см. Ширина линии ФМР $\Delta H_F \approx 3,5$ Э. Угол $\alpha = 30^\circ$. Диаметр ЦТС $D_{PZT} = 5$ мм, толщина $H_{PZT} = 0,5$ мм. Диаметр ЖИГ-ГГГ $D_F = 2,2$ мм, толщина ЖИГ $H_{YC} = 5$ мкм, толщина ГГГ $H_{GC} = 2,05$ мм.

Fig. 4. Microwave ME effect in PZT-YIG(111)-GGG observed in the «BRUKER MS5000-X» EPR spectrometer at the microwave field frequency $f = 9,48$ GHz. FMR line shift $\delta H_E \approx \pm 1.5$ Oe at $E = 10$ kV/cm. FMR line width $\Delta H_F \approx 3.5$ Oe. Angle $\alpha = 30^\circ$. PZT diameter $D_{PZT} = 5$ mm, thickness $H_{PZT} = 0.5$ mm. YIG-GGG diameter $D_F = 2.2$ mm, YIG thickness $H_{YC} = 5$ μ m, GGG thickness $H_{GC} = 2.05$ mm

Для толстых же образцов ЖИГ (пластины, диски) существенный вклад в спектр ФМР вносят размагничивающие факторы граней и форма образца — внутреннее магнитное поле не является однородным, что приводит к возбуждению большого числа спин-волновых мод, в результате чего основная мода искажается. Связанная с кубической магнитной анизотропией угловая зависимость $H_0(\alpha)$ в плоскости (111) становится незаметной на фоне преобладающей анизотропии формы образца. (рис. 5):

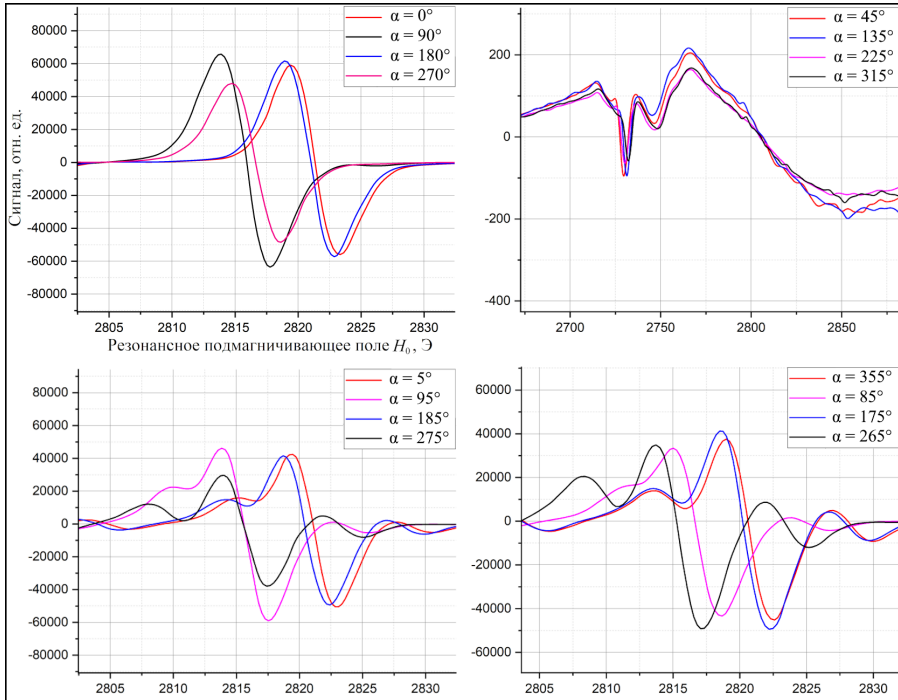


Рис. 5. Спектры ФМР для монокристаллической квадратной пластины ЖИГ (111) $A_{YP} = B_{YP} = 3$ мм, $H_{YP} = 0,5$ мм при различных значениях угла α , полученные в ЭПР спектрометре «BRUKER MS5000-X» на частоте СВЧ-поля $f = 9,48$ ГГц. Ширина линии ФМР ΔH_F в устойчивых ориентациях равна $3,9$ Э. Шероховатость поверхности ЖИГ $R_a < 0,5$ нм.

Fig. 5. FMR spectra for a single-crystal square YIG (111) plate $A_{YP} = B_{YP} = 3$ mm, $H_{YP} = 0.5$ mm at different values of the angle α , obtained in the «BRUKER MS5000-X» EPR spectrometer at a microwave field frequency $f = 9.48$ GHz. The FMR line width ΔH_F in stable orientations is 3.9 Oe. Surface roughness of YIG $R_a < 0.5$ nm

Для наблюдения ФМР и МЭ эффекта в виде S -параметров в широком диапазоне частот была создана конструкция с двумя реактивными шлейфами длиной $\lambda_L/8$ и $3\lambda_L/8$ в двух исполнениях (рис. 6), позволяющая получить круговую поляризацию магнитной компоненты СВЧ-поля в об-

ласти образца. Ввиду размагничивающих факторов, подмагничивающее поле H_0 направлено вдоль оси OX для минимизации значения резонансного поля. Для двух исполнений, соответствующих варианту ориентации квадратной пластины ЖИГ (111) на поверхности МПЛ, были получены S -параметры (рис. 7). Для исполнения № 2 микроволновый МЭ эффект был измерен в композите $PMN-PT(001)$ -ЖИГ(111) (рис. 8).

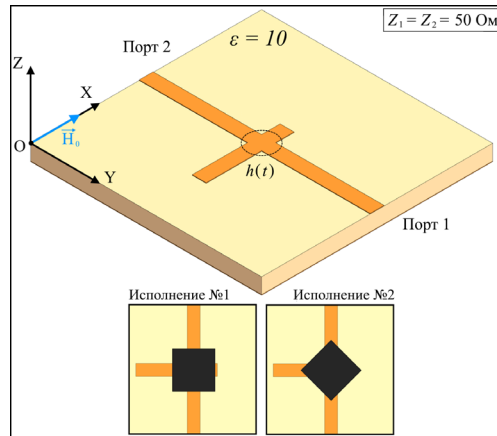


Рис. 6. Невзаимное ферритовое устройство на основе МПЛ. Пунктиром указана область круговой поляризации $h(t)$ для помещения резонатора.

Fig. 6. Mutual ferrite device on a microstrip line. The dotted line indicates the region of circular polarization $h(t)$ for placing the resonator

Полученный сдвиг линии ФМР оказался незначителен, так как отношение объема ферритовой компоненты V_F к объему пьезоэлектрической компоненты V_P крайне велико. При $V_F/V_P \ll 1$ и использовании пьезоэлектриков с большой разностью d_{31} и d_{32} , таких как $PMN-PT$ (011) или $PZT-PT$ (011) возможно достичь существенно большей величины δH_E , при этом в таких композитах с ЖИГ (111) угловая зависимость $\delta H_E(\alpha)$ сильно преобладает над $H_0(\alpha)$.

4. Заключение

Представлены результаты теоретического и экспериментального исследования параметров различных типов ферритовых резонаторов. Полученные графики демонстрирует наличие микроволнового МЭ эффекта в двух- и трехслойных структурах, содержащих ЖИГ (111) в качестве ферритовой компоненты, а в качестве пьезоэлектрической компоненты — пьезоэлектрики ЦТС и $PMN-PT$ (001). Математическое моделирование физических процессов ФМР в монокристаллах ЖИГ (111) предсказало наличие в

плоскости (111) слабой магнитной анизотропии $H_0(\alpha)$, которую необходимо учитывать при проектировании перестраиваемых прецизионных МЭ СВЧ-устройств. Экспериментальное исследование показало, что для получения в объеме ЖИГ однородного внутреннего магнитного поля желательно использовать ЖИГ в форме диска, причем на добротность такого резонатора непосредственно оказывает влияние шероховатость поверхности и граней. Для реализации устройств с требуемой электрической перестройкой необходимо, чтобы толщина ЖИГ была менее 100 мкм, а разность между пьезокоэффициентами d_{31} и d_{32} достигала максимальных значений как, например, у PMN-РТ (011) или PZT-РТ (011). Дальнейшее исследование микроволнового МЭ эффекта в различных композитах открывает возможность оптимизировать уже имеющиеся МЭ СВЧ устройства с электрической перестройкой.

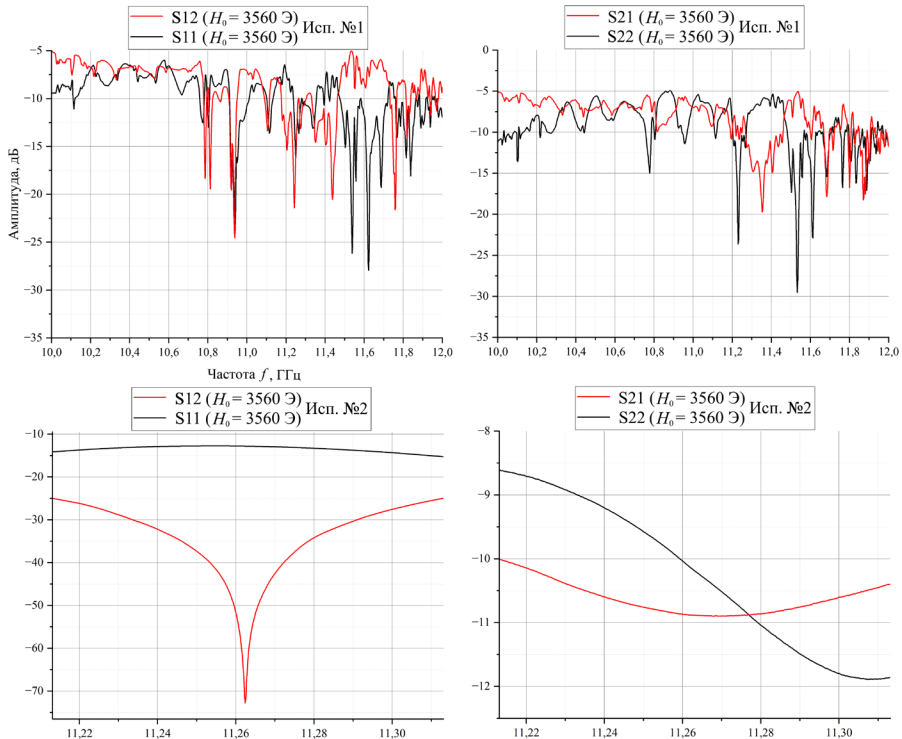


Рис. 7. S-параметры ферритового устройства. Коэффициент передачи S_{12} на частоте f_r равен $-72,8$ дБ, коэффициент отражения S_{11} составляет $-12,8$ дБ при мощности сигнала $+5$ дБм. Ширина линии ФМР ≈ 12 МГц. Добротность резонатора $Q \approx 938$.

Fig. 7. S-parameters of ferrite device. The transmission coefficient S_{12} at the frequency f_r is -72.8 dB, the reflection coefficient S_{11} is -12.8 dB at a signal power of $+5$ dBm. The FMR line width is ≈ 12 MHz. The quality factor of the resonator $Q \approx 938$.

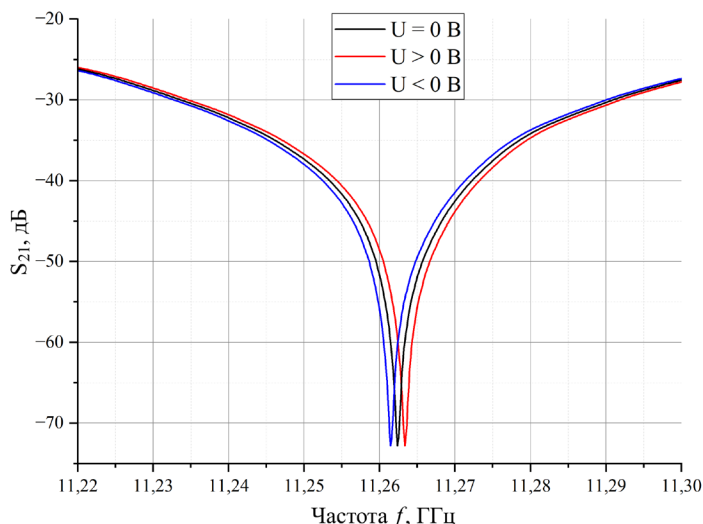


Рис. 8. Микроволновый МЭ эффект в $PMN-PT(001)$ -ЖИГ(111), наблюдаемый в исполнении № 2. Сдвиг линии ФМР $\delta H_E \approx \pm 1$ МГц при $E = 10$ кВ/см. Размеры $PMN-PT$ $A_{PMN} = B_{PMN} = 5$ мм, $H_{PMN} = 0,5$ мм.

Fig. 8. Microwave ME effect in $PMN-PT(001)$ -YIG(111), observed in design №2. FMR line shift $\delta H_E \approx \pm 1$ MHz at $E = 10$ kV/cm. PMN-PT dimensions $A_{PMN} = B_{PMN} = 5$ mm, $H_{PMN} = 0.5$ mm

Благодарности

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского научного фонда, грант № 24-15-20044, <https://rscf.ru/project/24-15-20044/>.

Список литературы

1. Гуревич А. Г. Магнитный резонанс в ферритах и антиферромагнетиках. М. : Наука, 1973. 591 с.
2. Моделирование микрополоскового полосно-пропускающего СВЧ фильтра на магнитоэлектрических резонаторах / Р. Г. Кафаров, В. Н. Лобекин, А. А. Бельшев [и др.] // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии. 2024. № 6. С. 58.
3. Моделирование магнитоэлектрического СВЧ фазовращателя / В. Н. Лобекин, Р. Г. Кафаров, А. А. Бельшев [и др.] // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии. 2024. № 6. С. 55.
4. Bichurin M. I., Viehland D. Magnetoelectricity in Composites. Singapore : Pan Stanford Publishing Pte. Ltd., 2012. 273 p.
5. Tatarenko A. S., Bichurin M. I. Microwave Magnetoelectric Devices, // Advances in Condensed Matter Physics, 2012. Art. 286562.
6. Giant Electric Field Tuning of Magnetism in Novel Multiferroic FeGaB/Lead Zinc Niobate–Lead Titanate (PZN-PT) Heterostructures / J. Lou [et al] // Adv. Mater. 2009. Vol. 21. Art. 4711.
7. Modeling the composites for magnetoelectric microwave devices / M. Bichurin [et al.] // Sensors. 2023. Vol. 23. Art. 1780.

8. Modeling the Magnetoelectric Composites in a Wide Frequency Range / M. Bichurin [et al.] // Materials. 2023. Vol 16(17). Art. 5813.

Информация об авторах

Кафаров Руслан Гайдарович, магистрант кафедры проектирования и технологии радиоаппаратуры Новгородского государственного университета имени Ярослава Мудрого, г. Великий Новгород, Российская Федерация.

Соколов Олег Владимирович, кандидат физико-математических наук, главный научный сотрудник, Новгородский государственный университет имени Ярослава Мудрого, г. Великий Новгород, Российская Федерация.

Бельшев Андрей Александрович, аспирант кафедры проектирования и технологии радиоаппаратуры Новгородского государственного университета имени Ярослава Мудрого, г. Великий Новгород, Российская Федерация.

Бичурин Мирза Имамович, доктор физико-математических наук, профессор, заведующий кафедрой проектирования и технологии радиоаппаратуры Новгородского государственного университета имени Ярослава Мудрого, г. Великий Новгород, Российская Федерация.

Ferrite Resonators for Microwave Devices

R. G. Kafarov, O. V. Sokolov, A. A. Belyshev, and M. I. Bichurin

Yaroslav-the-Wise Novgorod State University

*41, Bolshaya Sankt-Peterburgskaya St., Veliky Novgorod, 173003, Russian Federation
mirza.bichurin@novsu.ru*

Received: March 25, 2025

Peer-reviewed: March 31, 2025

Accepted: March 31, 2025

Abstract: *The article presents the results of a comprehensive theoretical and experimental study of ferromagnetic resonance and microwave magnetoelectric effect in multilayer ferrite-piezoelectric structures containing single-crystal iron-yttrium garnet of cut (111) in combination with piezoelectric materials. Mathematical modeling of physical processes occurring in ferrite was performed, which made it possible to reveal weak magnetic cubic anisotropy, which must be taken into account when developing electrically tunable microwave devices. It was experimentally established that the homogeneity of the internal magnetic field and the quality factor of the resonators depend significantly on the geometry of the ferrite component and the quality of its surface. It is shown that for the realization of devices with the required electrical tuning it is necessary to minimize the thickness of the ferrite component and to use piezoelectrics, which are characterized by the maximum difference of piezoelectric coefficients d_{31} and d_{32} . The obtained results open up prospects for the optimization of existing and creation of new magnetoelectric microwave devices with electrical and magnetic tuning of frequency and phase characteristics.*

Keywords: *ferrite, resonator, microwave, ferromagnetic resonance, magnetoelectric effect, piezoelectric.*

For citation (IEEE): R. G. Kafarov, O. V. Sokolov, A. A. Belyshev, and M. I. Bichurin, "Ferrite Resonators for Microwave Devices," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 8, no. 2, pp. 208–222, 2025, doi: 10.21227/9sxj-tp58. (In Russ.).

References

- [1] A. G. Gurevich, *Magnetic resonance in ferrites and antiferromagnets*, Moscow: Nauka, 1973. (In Russ.).
- [2] R. G. Kafarov, V. N. Lobekin, A. A. Belyshev, [et al.], "Modeling of a microstrip bandpass microwave filter on magnetoelectric resonators," *Microwave and telecommunication technology*, no. 6, p. 58, 2024. (In Russ.).
- [3] V. N. Lobekin, R. G. Kafarov, A. A. Belyshev, [et al.], "Modeling of a magnetoelectric microwave phase shifter," *Microwave and telecommunication technology*, no. 6, p. 55, 2024. (In Russ.).
- [4] M. I. Bichurin and D. Viehland, *Magnetoelectricity in Composites*; Singapore: Pan Stanford Publishing Pte. Ltd., 2012.

- [5] A. S. Tatarenko and M. I. Bichurin, “Microwave Magnetoelectric Devices,” *Advances in Condensed Matter. Physics*, art. 286562, 2012.
- [6] J. Lou [et al.], “Giant Electric Field Tuning of Magnetism in Novel Multiferroic FeGaB/Lead Zinc Niobate–Lead Titanate (PZN-PT) Heterostructures,” *Adv. Mater.*, vol. 21, art. 4711, 2009.
- [7] M. Bichurin [et al.], “Modeling the composites for magnetoelectric microwave devices,” *Sensors*, vol. 23, art. 1780, 2023.
- [8] M. Bichurin [et al.], “Modeling the Magnetoelectric Composites in a Wide Frequency Range,” *Materials*, vol. 16(17), art. 5813, 2023.

Information about the authors

Ruslan G. Kafarov, master’s student, Department of Design and Technology of Radio Equipment, research engineer, Yaroslav-the-Wise Novgorod State University, Veliky Novgorod, Russian Federation.

Oleg V. Sokolov, PhD in Physics and Mathematics, principal researcher, Yaroslav-the-Wise Novgorod State University, Veliky Novgorod, Russian Federation.

Andrey A. Belyshev, postgraduate student, Department of Design and Technology of Radio Equipment, Yaroslav-the-Wise Novgorod State University, Veliky Novgorod, Russian Federation.

Mirza I. Bichurin, doctor of Physics and Mathematics, Professor, Head of the Department of Design and Technology of Radio Equipment, Yaroslav-the-Wise Novgorod State University, Veliky Novgorod, Russian Federation.

Application of Scaling Algorithms in the Design of High-Power Klystrons

V. Ya. Ivanov

Budker Institute of Nuclear Physics SB RAS

11, Acad. Lavrentieva Pr., Novosibirsk, 630090 Russian Federation

Vivanov.48@mail.ru

Received: March 28, 2025

Peer-reviewed: March 31, 2025

Accepted: March 31, 2025

Abstract: Success in creating the BINP SB RAS S-band klystron with an output power of 60 MW set the team a new task of creating a C-band klystron, since the global practice of developing modern charged particle accelerators tends to move towards higher frequencies. The designed C-band klystron has a twice higher operating frequency of 5712 MHz. Using the experience accumulated in developing the 2856 MHz klystron made it possible to significantly speed up the design stage of the new klystron by using the scaling procedure for the device parameters instead of a full design cycle with subsequent application of an optimization algorithm due to the nonlinearity of the beam grouping processes.

Keywords: powerful klystrons, design algorithms, parameter optimization.

For citation (IEEE): V. Ya. Ivanov, “Application of Scaling Algorithms in the Design of High-Power Klystron,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 8, no. 1, pp. 223–233, 2025, doi: 10.21227/xxys-z358.

1. Introduction

The INP SB RAS has developed an S-band klystron with an operating frequency of 2856 MHz and an output pulse power of 50 MW [1]. The entire cycle of work from design to testing of the device took about 7 years. Thus, it became clear that the development of such a complex device requires the accumulation of design experience, careful calculations of individual units, and the search for optimal operating modes for the device as a whole. To achieve this goal, it was necessary to develop specialized software based on analytical and numerical models. The software created later over the course of a year [2] included codes implementing the analytical theory of nonlinear cascade bunching of a beam in a klystron [3], an algorithm and code for multidimensional optimi-

zation of klystron parameters [4], and a code based on a one-dimensional model of moving charged disks representing the bunched beam [5]. The preliminary design stages end with more detailed calculations using the Microwave CST Studio code, which require the involvement of significant computing resources. Ultimately, the klystron was manufactured and tested [6]. This demonstrated the parameters stated in the technical specifications, after which several more samples with an output power of 60 MW were manufactured for use in the 4th generation synchrotron project “SKIF” [7].

The diagram of the multi-resonator klystron is shown in Fig. 1. It consists of a gun that forms a continuous beam of circular cross-section, an input resonator into which high-frequency power is supplied from an external generator, a system of passive resonators connected by drift tubes that group the continuous beam into compact bunches of electrons in an accompanying external magnetic field, an output resonator for the output of high-frequency power, and a collector in which the slowed electrons dissipate the residual kinetic energy in the form of heat.

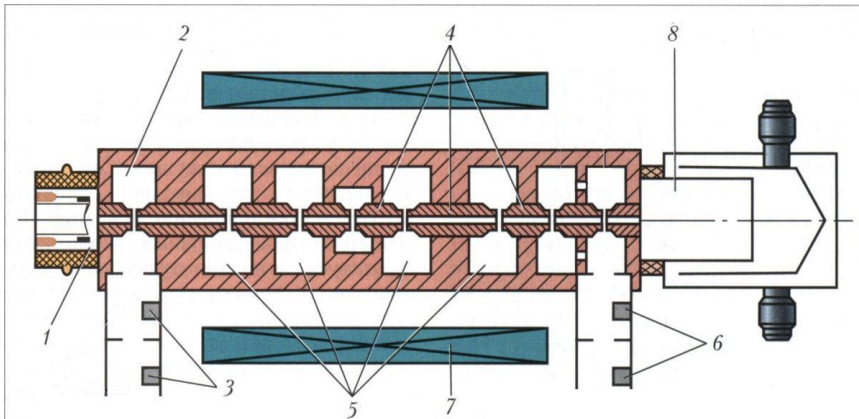


Fig. 1. Klystron scheme: 1 – electron gun, 2 – input cavity, 3 – input RF-port, 4 – drift tubes, 5 – grouping cavities, 6 – output cavity with output RF-port, 7 – solenoid, 8 – collector

Success in creating our own S-band klystron set the team a new task of creating a C-band klystron, since the global practice of developing modern accelerators of charged particles tends to move towards higher frequencies. The designed C-band klystron has a twice higher operating frequency of 5712 MHz. Using the experience accumulated during the development of the 2856 MHz klystron has certain specifics:

1) The twice smaller dimensions of the device impose increased requirements on the accuracy of the manufacturing technology of individual elements of the microwave path (tolerance problem);

2) Smaller dimensions with the same requirements for pulse output power mean a higher energy density, which significantly complicates the problem of cooling the device. This reduces the pulse length and repetition rate, which in turn reduces the average output power. When powered by such klystrons, a larger number of them will be required to achieve the required accelerator luminosity, which complicates the problem of synchronizing the phases of the entire set of klystrons at higher frequencies;

3) Smaller dimensions of the device mean a smaller beam radius at the input to the bunching system, which requires the creation of a gun with greater beam compression. This inevitably increases the value of the transverse emittance of the beam. In addition, for a given beam energy, this means a higher current density, which significantly increases the role of transverse particle motions compared to longitudinal ones. In this case, one-dimensional models of the analytical bunching theory and the charged disk motion model become less accurate.

2. Preliminary design of the grouping system

Transfer of klystron design experience to the region of higher frequencies with preservation of the device structure in terms of the number of resonators and the power supply system is advisable to begin with the procedure of scaling the main parameters of the beam at the input and the parameters of the resonators of the grouping system. This approach allows obtaining a good approximation for the main parameters of the klystron based on simple analytical formulas.

2.1. Scaling of klystron parameters

If the parameters of the operating klystron are known, the design of a new klystron with a different operating frequency begins with the scaling procedure. Due to the nonlinearity of the operating mode of the last stages of the high-power klystron grouping, such a procedure does not guarantee high accuracy and consistency of all parameters, but is a good approximation for the initial stage of design. The accuracy of the parameter scaling also depends on the magnitude of the scale of change in the operating frequencies of the original and designed klystrons.

We will begin the scaling procedure by calculating the parameters of the resonators of the grouping system. To calculate the klystron parameters based on a one-dimensional model of moving disks, it is necessary to know 5 main parameters of each resonator: the gap length d , the frequency of the fundamental oscillation mode f , the intrinsic quality factor Q , the wave impedance ρ , the coefficient k , characterizing the shape of the field distribution $E(z)$ on the axis.

To understand the general principles of scaling, we will begin the consideration with a cylindrical resonator of length h and radius b . Its intrinsic quality factor is expressed by the formula

$$Q = Z_0 \frac{\nu_{01}}{2} \frac{h/b}{1+h/b} \sqrt{\frac{\omega_0}{2\sigma}}, \quad (1)$$

where Z_0 – the wave resistance of a vacuum is 376.73 Ohm, ν_{01} – first root of the Bessel function $J_0(x)$, $\omega_0 = 2\pi f$, σ – cavity wall conductivity.

With a proportional decrease in all dimensions of the resonator, the natural frequency of its oscillations for the fundamental mode increases inversely proportional to the radius, and the quality factor decreases as $1/\sqrt{b}$, because the surface resistance increases [8] (p. 178).

For a cavity with parameters: length h , gap d , outer radius b and inner radius a , we have [8] (p. 185) the equivalent capacitance of the end part

$$C = \frac{\varepsilon\pi a^2}{d} \left(1 + 4 \frac{d}{a} \ln \frac{h}{d}\right), \quad (2)$$

the equivalent inductance of the side part

$$L = \frac{\mu h}{2\pi} \ln \frac{b}{a}, \quad (3)$$

wavelength of natural oscillations and wave resistance

$$\lambda = \frac{2\pi c}{\omega} = 2\pi c \sqrt{LC} = \pi a \sqrt{\frac{2h}{d} \left(1 + 4 \frac{d}{a} \ln \frac{h}{d}\right)}, \quad (4)$$

$$\rho = \sqrt{\frac{L}{C}} = Z_0 \sqrt{\frac{hd \ln \frac{b}{a}}{2a^2 \left(1 + 4 \frac{d}{a} \ln \frac{h}{d}\right)}}. \quad (5)$$

Here ε – relative permittivity, μ – magnetic permeability of the medium, c – speed of light. These formulas provide an error of 10–20% with $2 \leq b/a \leq 5$, $2 \leq h/d \leq 10$.

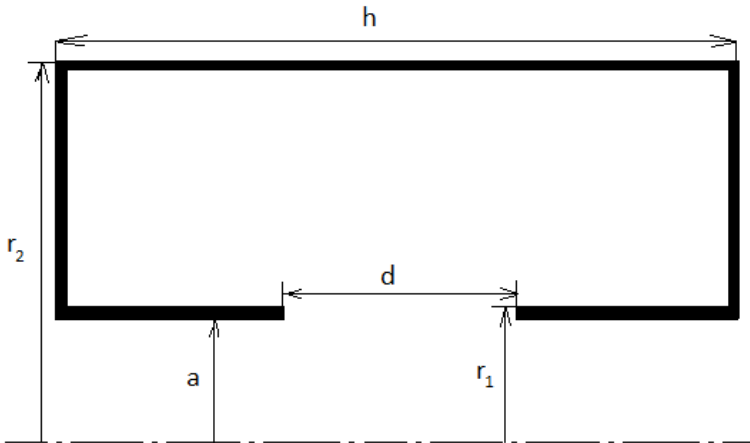


Fig. 2. Geometry shape of the cavity

In Katzman's book [3] (p. 339) more precise formulas are given for a similar resonator (see Fig. 2) with the parameters: length h , gap length d , radius of the drift tube a , external radius r_1 and internal one r_2 . The parameters of this resonator are calculated using the formulas

$$C = K \frac{r_1^2}{3.6d} + \frac{r_1}{1.8\pi} \left(1 + \ln \frac{2l_c}{d}\right), \quad (6)$$

$$L = 2h \ln \frac{r_2}{r_1}, \quad (7)$$

$$l_c = \frac{r_1}{4} \sqrt{\frac{h^2}{r_1^2} + 4 \left(\frac{r_2}{r_1} - 1\right)^2} \quad (8)$$

$$\lambda = \frac{2\pi c}{\omega} = 2\pi c \sqrt{LC} = \pi a \sqrt{\frac{2h}{d} \left(1 + 4 \frac{d}{a} \ln \frac{h}{d}\right)}, \quad (9)$$

$$\rho = Z_0 \sqrt{\frac{L}{C}} = Z_0 \sqrt{\frac{2h \ln \frac{r_2}{r_1}}{K \frac{r_1^2}{3.6d} + \frac{r_1}{1.8\pi} \left(1 + \ln \frac{2l_c}{d}\right)}} \sim Z_0 \sqrt{\frac{hd}{r_1^2}}. \quad (10)$$

Here coefficient K equals 1 for the gap with a grid or $a/r_1 \leq 0.4$ and K equals 0.75 for a gridless gap, $d/a = a/r_1 = 0.8$. When designing a resonator, one can select the values h , r_1 , d , and based on the given wavelength, determine r_2 . Substituting (6)-(8) into (9), we obtain the equation

$$\ln \frac{r_2}{r_1} = \frac{\lambda^2}{8\pi^2 h \left\{ \frac{r_1^2}{4d} K + \frac{r_1}{2\pi} \left[1 + \sqrt{\frac{h^2}{r_1^2} + 4 \left(\frac{r_2}{r_1} - 1\right)^2} \right] \right\}}. \quad (11)$$

This nonlinear equation is solved by an iterative method. By setting the initial approximation x_0 for $x = \frac{r_2}{r_1}$ and solving the equation $x_{n+1} = \exp[B(x_n)]$, where $B(x)$ is the right-hand side of equation (6).

Coefficient $k = \frac{\beta_e}{2\sqrt{\ln M}}$, where M coefficient of coupling of the electron beam

with the cavity, $M_i = m * M_{ab}$, $m = \frac{\sin \frac{\zeta_{d0}}{2}}{\frac{\zeta_{d0}}{2}}$, $\zeta_{d0} = \frac{\omega_i d_i}{V_z}$. Time-of-flight angle ζ_{d0} is

proportional to the product of the resonator frequency and the gap length, therefore, when these values are simultaneously changed by the same value of the scaling factor, it changes insignificantly, in connection with which the coefficient for the designed klystron can initially be taken as the same as for the original one, and refined in the process of calculating the new klystron after calculating the flight angle of all cavities.

Scaling of the lengths of the drift tubes is carried out on the basis of the proportion $\frac{l_1}{l_2} = \frac{f_2}{f_1}$, where indices 1 and 2 relate to the original and designed klystrons. A similar proportion is used when scaling the detuning frequencies of the grouping cavities $\frac{f_{i,1} - f_{0,1}}{f_{0,1}} = \frac{f_{i,2} - f_{0,2}}{f_{0,2}}$, where i is a number of cavity, and second index denotes the original and designed klystrons.

2.2. Scaling of parameters of klystron 5045 with an operating frequency of 2856 MHz to a frequency of 5712 MHz

The main geometric parameters of the original klystron resonators in mm are presented in the Table 1.

Table 1.

№	h	$2r_1$	$2r_2$	d
1	30.51	55.02	46.70	8.73
2	22.14	63.00	50.68	7.15
3	25.31	61.22	49.80	8.29
4	27.07	63.89	51.13	11.16
5	25.31	66.72	51.92	11.95
6	24.4	66.72	44.5	16.55

When scaling, the parameters h , d , r_1 were reduced by 2 times, and the value was calculated from equation (11). For the initial parameters of the 1st resonator, the ratio $X = r_2 / r_1 = 1.15$ equation (11) gives the value r_2 equal to 26.85 mm. The frequency value calculated by formula (9) is equal to 3592 МГц, which differs significantly from the initial value of 2856 MHz. This frequency is achieved according to the analytical model at $r_2 = 30.17$ mm. This fact indicates that the shape of the toroidal resonator presented in Katzman's book does not correspond well to the shape of the resonator of a real klystron, therefore, to calculate the klystron at 5712 MHz, numerical calculations of the parameters of all resonators are necessary. The calculations of the klystron according to the analytical model for the specified frequencies and lengths of the drift tubes gave the value of the output power of the klystron of 5.5 MW. Then the optimization program works with varying frequencies of passive cavities 2–5.

The result is: $P_{out} = 34.6$ MW for cavity frequencies $f_2=5685$, $f_3=5744$, $f_4=5733$, $f_5=5939$ [MHz]. This result can be improved if the lengths of the drift tubes are varied simultaneously, but such calculations cannot be considered sufficiently reliable until more reliable data on the parameters of the scaled resonators are obtained.

Examples of klystron frequency band calculations (work frequency $f_0=5712$ MHz, beam current $I=415$ A, accelerating voltage $U=350$ kV) using the KlyAnal program are shown in Fig. 3 and 4. It is evident that the scaling procedure gives very rough approximations for the resonator detuning frequencies. This is due to the fact that the procedure itself is a linear transformation, whereas in the last two cascades of the klystron, nonlinear effects are significant due to the high charge density of the bunches. After optimization with variation of the resonator frequencies, the klystron characteristics significantly improved in

terms of output power, gain, and efficiency of the device. By varying the frequencies of the resonators and drift tubes, the following optimal values were obtained: $f_2=5664$, $f_3=5631$, $f_4=5752$, $f_5=5995$ [MHz], $L_1=28.93$, $L_2=27.53$, $L_3=27.3$, $L_4=151.9$, $L_5=53.46$ [mm].

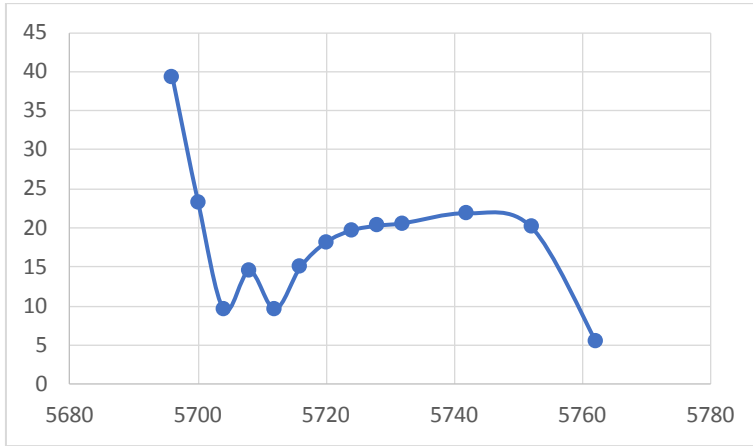


Fig. 3. Frequency band for a set of scaled resonator frequencies calculated by the Kly Anal code [5]

Fig. 4 shows the same output parameters of the optimized klystron with a current of 300 A, an accelerating voltage of 400 kV: $f_2 = 5641$, $f_3 = 5731$, $f_4 = 5734$, $f_5 = 6110$ [MHz], $L_1 = 28.39$, $L_2 = 27.48$, $L_3 = 27.50$, $L_4 = 131.10$, $L_5 = 46.39$ [mm].

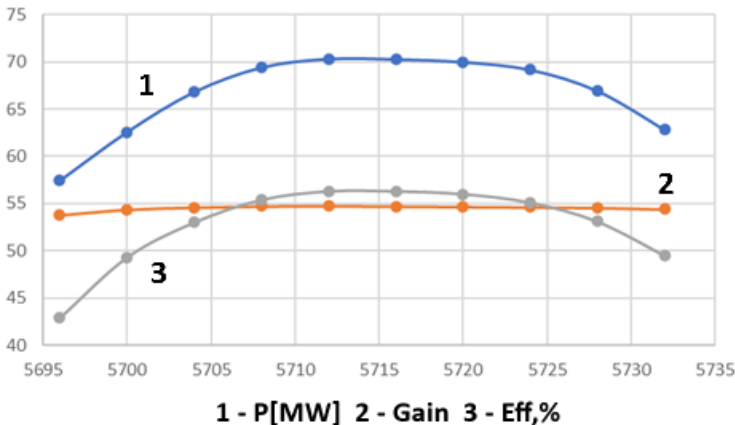


Fig. 5. Bandwidth for optimized resonator frequencies and drift tube lengths calculated by the KlyOptim code. Output power is blue, gain is orange, efficiency is gray

These data are in good agreement with the calculations of a more complete model using the CST Microwave Studio code, given below. Note that increasing

the beam radius from 5.1 mm to 6 mm and the drift tubes from 5.75 mm to 7.5 mm makes it possible to increase the klystron output power by more than 20%.

The one-dimensional model, in fact, allows predicting the maximum achievable output power of the klystron under the assumption that the beam particle trajectories are “frozen” into the magnetic field, i. e. in the absence of transverse beam pulsations. If these movements are taken into account, it is necessary to select a profile of the accompanying magnetic field at which the particle losses on the walls of the bunching channel would be minimal.

3. Conclusion

Calculations of the particle-in-cell bunching system show that the transverse phase volume of the beam is quite large due to shot noise. In this case, increasing the number of particles does not significantly decrease the emittance. According to Liouville’s theorem, the 6-dimensional phase volume cannot be reduced by changing the configuration of electromagnetic fields. When the intensity of the accompanying magnetic field is increased in order to reduce current deposition on the walls, the transverse phase volume is pumped into the longitudinal one, which worsens the bunching of the beam and leads to a decrease in the output power.

In this situation, the most acceptable would be to combine the use of the “current tube” method for calculating the beam in the gun and the “particles-in-cell” method for calculating the beam dynamics in the bunching system. This becomes possible by creating a software “combine” that combines the capabilities of the POISSON-2 code [2], based on the use of original algorithms of the integral equation method for calculating static fields and the current tube method for calculating relativistic beams, with the MAXWELL-T program [9], which implements calculations of the Maxwell system of equations by the finite difference method and the PIC method for relativistic beams of charged particles. Such a combination within a single program will allow calculations of klystrons from the cathode to the collector in a more efficient way than the CST Microwave Studio code does.

References

- [1] A. Levichev, A. Barnyakov, S. Samoylov, D. Nikiforov, [et al.], “Development of the S-band klystron at BINP SB RAS,” in *Proc. XXVIII Int. Conf. RuPac’23*, Novosibirsk, Russia, Sept. 11–15, 2023.
- [2] V. Ivanov, *Design algorithms and software for calculating multi-cavity klystrons*, preprint BINP 2023-03, Novosibirsk, Russia, 2023. (In Russ.).
- [3] Yu. A. Katzman, *RF Devices*, vol. 2, Moscow: Vyschaya Shkola, 1974. (In Russ.).
- [4] V. Ivanov, “Methods for solving multidimensional problems of optimizing the parameters of high-power klystrons,” in *Int. Asian School-Seminar Optimization Problem of Complex Systems (OPCS’23)*, pp. 36–39, Aug. 14–17, 2023.

- [5] V. Ivanov, A. Levichev, and A. Barnyakov, "Algorithms and tools for designing high-power klystrons," in *Proc. XII Russian Scientific Conf. "RF Electronics & Microelectronics"*, pp. 208–212, Saint-Petersburg, May 29 – June 2, 2023.
- [6] A. Levichev, A. Barnyakov, S. Samoylov, D. Nikiforov, [et al.], "Development and testing of high-power S-band klystron at BINP SB RAS," *Nuclear Science and Techniques*, vol. 35, no. 7, art. 117, 2024.
- [7] A. Andrianov, M. Arsentyeva, A. Barnyakov, D. Chekmenev, [et al.], "200 MeV Linac Development for the SKIF Light Source Injector," in *27th Russ. Part. Accel. Conf.*, Alushta, Crimea, Sept. 26 – October 2, pp. 68–70, 2021.
- [8] A. D. Grigoriev, *Electrodynamics & RF Techniks*, Moscow: Vyschaya Shkola, 1990. (In Russ.).
- [9] E. Colby, V. Ivanov, Z. Li, and C. Limborg, *Simulation Issues for RF Photoinjectors*. SLAC-PUB-11494, Sep 26, 2005.

Information about the author

Valentin Ya. Ivanov, Doctor of Physical and Mathematical Sciences, senior research fellow, Budker Institute of Nuclear Physics, Siberian Branch of RAS Novosibirsk, Russian Federation.

Применение алгоритмов масштабирования при проектировании мощных клистронов

Иванов В. Я.

*Институт ядерной физики им. Г. И. Будкера СО РАН
просп. Акад. Лаврентьева, д. 11, Новосибирск, 600090, Российская Федерация
Vivanov.48@mail.ru*

Получено: 28 марта 2025 г.

Отрецензировано: 31 марта 2025 г.

Принято к публикации: 31 марта 2025 г.

Аннотация: Успех в создании клистрона S-диапазона ИЯФ СО РАН с выходной мощностью 60 МВт поставил перед коллективом новую задачу по созданию клистрона C-диапазона, поскольку мировая практика создания современных ускорителей заряженных частиц имеет тенденцию к переходу на более высокие частоты. Разработанный клистрон C-диапазона имеет вдвое большую рабочую частоту — 5712 МГц. Использование опыта, накопленного при создании клистрона 2856 МГц, позволило существенно ускорить этап проектирования нового клистрона за счет использования процедуры масштабирования параметров прибора вместо полного цикла проектирования с последующим применением алгоритма оптимизации из-за нелинейности процессов группировки пучка.

Ключевые слова: мощные клистроны, алгоритмы проектирования, оптимизация параметров.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Иванов В. Я. Применение алгоритмов масштабирования при проектировании мощных клистронов // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2025. Т. 8, № 2. С. 223—233.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Иванов, В. Я. Применение алгоритмов масштабирования при проектировании мощных клистронов / В. Я. Иванов // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2025. — Т. 8, № 2. — С. 223—233.

Список литературы

1. Levichev A., Barnyakov A., Samoylov S., Nikiforov D. [et al.]. Development of the S-band klystron at BINP SB RAS. In : Proc. XXVIII Int. Conf. RuPac'23, Novosibirsk, Russia, Sept. 11–15, 2023.
2. Иванов В. Я. Проектные алгоритмы и программное обеспечение для расчета многорезонаторных клистронов, препринт ИЯФ 2023-03, Новосибирск, 2023. 36 с.
3. Кацман Ю. А. Приборы сверхвысоких частот. Теория, основы расчета и проектирования электронных приборов. Т. 2. М. : Высш. школа, 1973. 381 с.
4. Ivanov V. Methods for solving multidimensional problems of optimizing the parameters of high-power klystrons. In : Int. Asian School-Seminar Optimization Problem of Complex Systems (OPCS'23), Aug. 14–17, 2023. P. 36–39.

5. Иванов В., Левичев А., Барняков А. Алгоритмы и средства проектирования мощных клистронов. В сб. : Труды XII Российской научной конференции «РЧ-электроника и микроэлектроника», стр. 208–212, Санкт-Петербург, 29 мая – 2 июня 2023 г.
6. Levichev A., Barnyakov A., Samoylov S., Nikiforov D. [et al.]. Development and testing of high-power S-band klystron at BINP SB RAS // Nuclear Science and Techniques. 2024. Vol. 35, no. 7. Art. 117.
7. Andrianov A., Arsentyeva M., Barnyakov A., Chekmenev D. [et al.]. 200 MeV Linac Development for the SKIF Light Source Injector. In : 27th Russ. Part. Accel. Conf. Alushta, Crimea, Sept. 26 – October 2, 2021. P. 68–70.
8. Григорьев А. Д. Электродинамика и техника СВЧ. М. : Высшая школа, 1990. 335 с.
9. Colby E., Ivanov V., Li Z., Limborg C. Simulation Issues for RF Photoinjectors. In : SLAC-PUB-11494. Sep. 26, 2005.

Информация об авторе

Иванов Валентин Яковлевич, доктор физико-математических наук, старший научный сотрудник Института ядерной физики им. Г. И. Будкера СО РАН, г. Новосибирск, Российская Федерация.

Анализ методов бесконтактных измерений радиочастотных параметров абонентского оборудования 5G в диапазоне миллиметровых волн

^{1,2} Громоздин В. В., ^{1,2} Новикова Т. В., ^{1,2} Козуб М. С., ¹ Бартош А. Е.

¹ *Филиал НИЦ Телеком в г. Севастополе (ИЦ «Омега»)*

ул. Вакуленчука, д. 29, Севастополь, 299053, Российская Федерация
gromozdinvv@nic-t.ru, novikovatv@nic-t.ru, kozubms@nic-t.ru, bartoshae@nic-t.ru

² *Севастопольский государственный университет*

ул. Университетская, д. 33, Севастополь, 299053, Российская Федерация

Получено: 3 апреля 2025 г.

Отрецензировано: 10 апреля 2025 г.

Принято к публикации: 10 апреля 2025 г.

Аннотация: В статье проанализированы методы измерения радиочастотных параметров абонентского оборудования 5G в диапазоне миллиметровых волн для сценария автономного развертывания (SA) сети радиодоступа 5G RAN и показаны особенности этих измерений, связанные с необходимостью их проведения бесконтактными методами. Рассмотрены вопросы анализа тестируемых параметров, анализа методов бесконтактных измерений для тестирования абонентского оборудования 5G и усовершенствования бесконтактных методов тестирования.

Ключевые слова: оборудование 5G, миллиметровые волны, бесконтактные методы измерений, радиочастотные параметры, автономное развертывание, сети радиодоступа 5G RAN.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Громоздин В. В., Новикова Т. В., Козуб М. С., Бартош А. Е. Анализ методов бесконтактных измерений радиочастотных параметров абонентского оборудования 5G в диапазоне миллиметровых волн // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2025. Т. 8, № 2. С. 234—252.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Громоздин, В. В. Анализ методов бесконтактных измерений радиочастотных параметров абонентского оборудования 5G в диапазоне миллиметровых волн / В. В. Громоздин, Т. В. Новикова, М. С. Козуб, А. Е. Бартош // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2025. — Т. 8, № 2. — С. 234—252.

1. Введение

Развитие современных систем связи 5G и выше влечет за собой развитие как технических требований к параметрам оборудования, так и методик проведения их испытаний, что осуществляется совместными усилиями производителей оборудования систем связи и производителей измерительного/испытательного оборудования в рамках Партнерского проекта [1].

Кроме испытаний абонентского оборудования (АО, в англоязычной литературе *UE — User Equipment*) 5G на соответствие совместимости протоколов, эффективности радиointерфейса и управления радиоресурсами (*RRM*), важным направлением испытаний являются испытания радиочастотных параметров, целью которых является проверка соответствия радиочастотных параметров АО требованиям технических спецификаций *3GPP* в идеальных условиях, характеризующихся формированием передающей тестовой антенной плоской волны излучения в месте установки испытуемого устройства (ИУ) при его работе в режиме приема и формированием плоской волны излучения от ИУ при его работе в режиме передачи в месте расположения измерительной антенны.

Технические спецификации *3GPP* на испытания радиочастотных параметров АО включают технические требования к параметрам, процедуры и методы их измерения. Общие условия проведения испытаний, формы заявок на подтверждение соответствия, требования к радиочастотным параметрам и методы испытаний в частотном диапазоне *FR2* сформулированы в документах [7, 8], технические характеристики радиointерфейса при автономном развертывании сети (*SA*) представлены в [3], а соответствующие методы испытаний представлены в [4]. Отдельно следует отметить исследовательские отчеты *3GPP*, посвященные методам бесконтактных измерений, описывающие методологии бесконтактных испытаний (*Over-the-Air — OTA*), соответствующий бюджет неопределенности измерений и соответствующие допуски на испытания [5], усовершенствованные методы тестирования, расширяющие методологию радиочастотного тестирования *FR2* и количественно определяющие влияние методов на измеренные характеристики ИУ [6], а также методологию тестирования ИУ для приема нисходящей линии (*DL*) с несколькими приемными (R_x) цепями [10].

Все перечисленные выше документы описывают требования и методы испытаний радиointерфейса и, соответственно, требуют самостоятельного изучения, однако общим для них является переход работы оборудования в область более высоких частот, ведущий к интеграции антенных устройств в общую систему оборудования, к отказу от соединительных разъемов между антенной и остальной частью оборудования, и, соответственно, требующий

проведения измерений параметров исключительно бесконтактными методами. С учетом сложности существующих при этом физических ограничений требования и методы испытаний для ряда параметров не представлены в полной мере в существующих версиях документов, не говоря уже о версиях 18 и выше для развивающихся систем связи 5G Advanced и 6G.

Целью данной работы является анализ существующих и перспективных усовершенствованных бесконтактных методов испытаний в частотном диапазоне *FR2* при автономном режиме работы, что в дальнейшем представляется основой проведения испытаний пользовательского оборудования систем связи 5G Advanced и 6G.

2. Анализ тестируемых параметров

Полный перечень радиочастотных параметров пользовательского оборудования в миллиметровом диапазоне (*FR2* — до 71 ГГц) при автономном развертывании радиосети, подлежащих испытаниям и требования к значениям этих параметров приведен в [3].

Сценарии радиочастотного тестирования включают в себя проверку **параметров передатчика (T_x)**:

- мощность передачи и динамика выходной мощности (максимальная/минимальная эквивалентная изотропная излучаемая мощность *EIRP*, полная излучаемая мощность *TRP*, сферическое покрытие для *EIRP*, снижение максимальной излучаемой мощности, временная маска при включении/выключении передачи и т. д.);

- качество излучаемого сигнала (отклонение частоты, качество модуляции передачи — значение вектора ошибки *EVM*, утечка несущей, внутриполосные излучения и т. д.);

- спектр радиочастотного излучения (занимаемая полоса частот *OBW*, внеполосные и побочные излучения и т. д.)

- соответствие луча

и параметров приемника (R_x):

- соответствие приемника;

- эталонная чувствительность (эквивалентная изотропная чувствительность *EIS*, эталонная чувствительность *RefSens*);

- максимальный входной уровень;

- избирательность по соседнему каналу;

- характеристики блокирования;

- побочные излучения.

Испытания в миллиметровом диапазоне обуславливают их проведение исключительно бесконтактными методами. Абонентское оборудова-

ние в миллиметровом диапазоне имеет возможность создания узкой диаграммы направленности (ДН) излучения с возможностью ее сканирования в пространстве. Это обуславливает появление таких дополнительных параметров, как:

- эквивалентная изотропная излучаемая мощность $EIRP$;
- эквивалентная изотропная чувствительность EIS ;
- сферическое покрытие для $EIRP$ — минимальное значение $EIRP$ при заданном проценте значения интегральной функции распределения $EIRP$, измеренное по всей сфере вокруг ИУ;
- сферическое покрытие для EIS — минимальное значение EIS при заданном проценте значения интегральной функции распределения EIS , измеренное по всей сфере вокруг ИУ;
- полная излучаемая мощность TRP ;
- соответствие луча — способность ИУ выбирать подходящий луч для передачи в восходящем канале (UL), базируясь на измерениях в нисходящем канале (DL), с использованием или без использования развертки луча по UL .

Возможность формирования в миллиметровом диапазоне частот ДН с максимумами в нескольких направлениях обуславливает необходимость проведения испытаний при одновременном приходе тестового излучения с различных направлений или для излучений самим ИУ одновременных излучений в различных направлениях. Такие направления в спецификациях $3GPP$ называются углами прихода AoA (*Angle of Arrival*). В настоящее время существуют требования по использованию двух различных и одновременно работающих (активных) углов прихода в части радиочастотных параметров только для параметра сферического покрытия [3], однако, по мере выхода в свет обновленных версий документов следует ожидать, что измерение и других радиочастотных параметров должно будет проводиться с использованием двух (и более) углов прихода.

При этом, в отличие от диапазона $FR1$, в спецификациях [2], [6] в настоящее время не представлены такие параметры приемника, как побочные каналы приема и интермодуляция, что, вероятно, связано со сложностью создания высокого значения уровня тестовых сигналов.

В зависимости от измеряемого параметра, измерения производятся или в направлении максимума ДН ($EIRP$, EIS , качество излучаемого сигнала, эталонная чувствительность, максимальный входной уровень, избирательность по соседнему каналу, характеристики блокирования и т. д.), или определяются интегрированием или статистической обработкой измеренных значений по всей сфере (TRP , сферическое покрытие для $EIRP$ и

EIS, и т. д.). Так, например, внеполосные излучения передатчика или мощность побочных излучений приемника (мощность излучений, генерируемых или усиливаемых в приемнике) измеряются по всей сфере по той причине, что эти параметры определены в частотном диапазоне, значительно превышающем занимаемую полосу рабочих частот, где ДН антенн абонентского устройства не сохраняют своей формы. При этом следует отметить, что для определения максимума ДН, в котором следует проводить соответствующие измерения, необходимо предварительно определить это направление максимума ДН, что также проводится сканированием по всей сфере, в связи с чем с целью сокращения времени испытаний, измерения ряда параметров совмещаются.

Перечисленные параметры измеряются для основных режимов работы (с одной несущей *SC*, с агрегацией несущих *CA* и для режима *MIMO*), а также для ряда других дополнительных режимов: с измерительными зазорами *GAPs*, при снижении мощности в режиме *Power Boost* (увеличение допустимой выходной мощности до +55 дБм для класса мощности 1) и т. д. Однако на сами методы проведения измерений это принципиально не влияет.

Принципиальной особенностью проведения бесконтактных измерений является необходимость их проведения для двух ортогональных поляризации для θ - и ϕ -компоненты поля, суммарная мощность которых и определяет значение измеряемого параметра.

3. Анализ методов бесконтактных измерений для тестирования абонентского оборудования 5G

Спецификацией [7] допускается применение трех основных методов проведения таких измерений: прямое измерение в дальней зоне поля излучения (*DFF – Direct Far Field*), коллиматорный метод, т. е. измерение с имитацией дальней зоны излучения (*IFF – Indirect Far Field*), для которого используется также термин «компактный полигон» (*CATR – Compact Antenna Test Range*) и амплифазометрический (радиоголографический) метод, т. е. измерение при помощи преобразования поля в ближней зоне в поле в дальней зоне (*NFTF – Near Field to Far Field*).

При любом методе измерений ИУ располагается в тихой (регулярной) зоне (*QZ – Quiet Zone*), под которой понимается пространство внутри измерительной площадки (безэховой камеры), в которой электромагнитная волна может быть аппроксимирована плоской волной с уменьшением амплитуды менее 1 дБ при пульсациях менее 0,5 дБ и изменением по фазе ± 5 град. Эти значения выступают некоторым промышленным соглашением.

ем, которое стало почти универсальным, однако международным стандартом не является.

Размеры тихой зоны и ее параметры являются одной из наиболее важных характеристик любой испытательной системы бесконтактных измерений и указывается в ее технической документации.

Процедура проверки качества тихой зоны приведена в [5, прил. D.2] и является обязательной перед вводом испытательной системы в эксплуатацию для сертификационных испытаний и определяет характеристики тихой зоны безэховой камеры, в частности, влияние отражений внутри безэховой камеры, включая любые позиционеры и опорные конструкции, и одинаково применима к системам, использующим различные методы измерений.

Схемы указанных измерений изображены на рис. 1, где используются следующие обозначения: ИУ — испытуемое устройство, ИА — измерительная антенна, АС/ОС — антенна связи и опорного сигнала, PRU — модуль восстановления фазы, PC — компьютер, ПО NF – FF — программное обеспечение преобразования поля в ближней зоне в поле в дальней зоне.

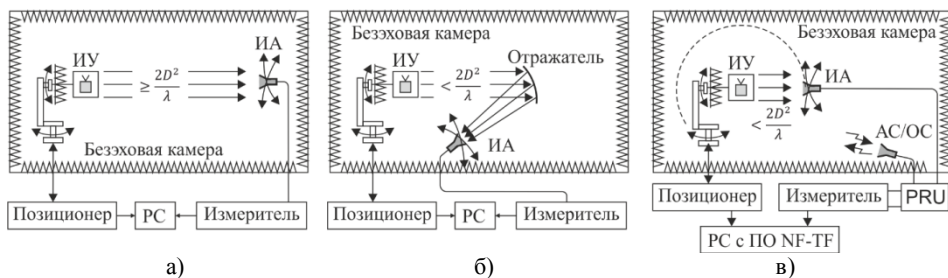


Рис. 1. Схемы бесконтактных методов измерения параметров:

- а) прямое измерение в дальней зоне излучения (DFF); б) коллиматорный метод (IFF);
в) амплифазометрический метод (NFTF).

Fig. 1. Schemes of OTA methods of measuring parameters:

- а) direct measurement in the far field of radiation (DFF); б) collimator method (IFF);
в) ampli-phase method (NFTF)

Из рис. 1 следует, что в общем случае это известные методы измерения параметров антенн [11], однако применительно к задачам измерений параметров АО 5G в миллиметровом диапазоне частот имеют некоторые особенности. Рассмотрим подробнее эти методы и их особенности.

1) Прямое измерение в дальней зоне излучения — DFF. Измерения проводятся в дальней зоне поля излучения, границей которого традиционно считается значение $2D^2/\lambda$ (где D — габариты испытуемого устройства или антенны, λ — длина волны излучения), определяемое по критерию допустимого отклонения набега фаз от различных частей излучающей антен-

ны для точного значения величины и для точки наблюдения на границе дальней зоны не более $\pi/8$.

Данный метод отличается простотой проведения измерений, при этом требуется одна измерительная антенна с позиционером. Никаких дополнительных преобразований измеренных значений поля не требуется, поэтому принципиально все требуемые радиочастотные параметры ИУ могут быть определены как в режиме передачи, так и в режиме приема.

Однако, поскольку граница дальней зоны поля излучения находится вдали от излучающей антенны (особенно в случае использовании подхода «черного ящика», когда производителем не указаны габариты и точное месторасположение антенной решетки (решеток) внутри ИУ, и за габарит антенны D требуется принимать весь габарит ИУ), потери на трассе распространения возрастают, что является существенной проблемой при испытаниях параметров, измеряемых вне полосы частот рабочего канала и вне основного направления ДН антенны ИУ, когда вносятся дополнительные частотные и пространственные ослабления тестового сигнала.

Кроме того, большое измерительное расстояние увеличивает требования к габаритам безэховой камеры, что увеличивает сложность ее реализации и стоимость. Особенно это проявляется при тестировании параметров, требующих одновременной работы с несколькими углами прихода AoA , что является отличительной особенностью АО 5G в миллиметровом диапазоне частот. Указанная проблема обуславливает применение других методов, сокращающих измерительное расстояние.

2) Коллиматорный метод — *IFF*. В данном методе участок плоского фронта волны формируется специальным отражателем, который чаще всего является зеркальной антенной. Коллиматор можно рассматривать в виде плоского синфазного раскрыва, формирующего пучок параллельных лучей, на размер сечения которого оказывают влияние ДН облучателя, форма краев, качество обработки поверхности зеркала и уровень переотражений в безэховой камере. Отношение сечения этого пучка плоскопараллельных лучей к габариту отражателя называется коэффициентом использования поверхности отражателя (КИПО). Для простого отражателя КИПО составляет порядка 30 %, для отражателя с зазубренными или закругленными краями КИПО возрастает до 50 %, для дальнейшего увеличения КИПО до 70—80 % применяют двухзеркальные системы.

Данный метод измерения требует дорогого специального оборудования в виде высокоточного позиционера, однако требования к габаритам (и, следовательно, к стоимости) безэховой камеры существенно снижаются.

Принципиально все требуемые радиочастотные параметры в режиме передачи и в режиме приема могут быть определены. При этом, в режиме

передачи ИУ, его диаграмму направленности можно рассматривать как суперпозицию плоских волн, распространяющихся в разных направлениях, а коллиматор является пространственным фильтром, выделяющим только ту плоскую волну, которая фокусируется в облучатель. Поскольку параболический отражатель концентрирует только плоские волны, идущие от испытуемого устройства (и, соответственно, формирует плоские волны в направлении испытуемого устройства), то потерями на трассе между отражателем и испытуемым устройством можно пренебречь, а сами потери на трассе для установки *IFF* зависят только от фокусного расстояния зеркала. Так как расстояние от отражателя до облучателя незначительно, соответственно обеспечение достаточного динамического диапазона измерений в общем случае не должно являться проблемой. Однако, в [4, п. 7.4.2] указано одно ограничение на применимость данного метода при измерении максимального входного уровня в режиме приема ИУ по причине недостижимости требуемого максимального уровня входного сигнала в тестовой установке *IFF*. Вероятно, это является общей проблемой всех рассматриваемых методов, т. к. в том же [4, п. 7.4.2] сказано, что другие тестовые установки не анализировались.

Основной отличительной особенностью метода *IFF* являются увеличенные габариты измерительной антенны, в качестве которой здесь выступает коллиматор с облучателем. Это, как и в методе *DFF*, проявляется при тестировании параметров, требующих одновременной работы с несколькими углами прихода *AoA*, но связано с другой причиной — с необходимостью предотвращения столкновений между различными измерительными антеннами (зондами). В то время как при методе *DFF* возможно достижение минимального углового расстояния между зондами в 5° , то при использовании метода *IFF* такое угловое расстояние составляет уже 30° . В связи с этим для совместимости методик измерений для *DFF* и *IFF* в спецификациях *3GPP* выбрано единое значение минимального углового разнеса между углами прихода *AoA* — 30° .

Метод *IFF* может быть реализован не только с помощью зеркальной антенны, но и с помощью линзовой антенны или на основе антенной решетки, способной аппроксимировать плоскую волну в пределах указанной тихой зоны (так называемый метод генерации плоской волны *PWG* — *Plane Wave Generator*). Настраивая фазу и амплитуду сигналов от элементов антенной решетки, в ближней зоне можно создать тихую зону, содержащую плоские волны в виде линейной суперпозиции сферических волн излучения. Как и в методе *IFF*, метод *PWG* позволяет создавать условия тестирования в дальней зоне на меньшем расстоянии, чем методы прямого дальнего поля *DFF*, однако основным ограничивающим фактором при

этом является ограниченная полоса пропускания из-за использования антенной решетки. Кроме того, в настоящее время технология этого метода недостаточно изучена для широкополосных и крупногабаритных ИУ, в связи с чем метод *PWG* не приводится в документах *3GPP* в качестве метода, допустимого к применению.

3) Амплифазометрический (радиоголографический) метод. Принцип метода заключается в том, что, зная распределение комплексного поля на некоторой поверхности пространства S , можно рассчитать поле в любой точке пространства вне поверхности S , в том числе и в дальней зоне, что напрямую следует из принципа Гюйгенса, согласно которому значения комплексного поля на некоторой поверхности рассматриваются как результат воздействия вторичных источников излучения.

Указанный метод обладает рядом достоинств, в частности:

- расстояние между ИА и ИУ достаточно мало, соответственно, потери на трассе незначительны и отсутствует проблема обеспечения требуемого динамического диапазона измерений;

- уровни переотраженных сигналов существенно ниже уровней измеряемых сигналов, соответственно, снижаются требования к дорогостоящей безэховой камере и можно ограничиться использованием радиопоглощающих поверхностей, расположенных только в определенных направлениях.

Однако применительно к задачам измерения параметров АО 5G данный метод имеет и существенные недостатки:

- требования к точности измерений и позиционированию намного выше, чем при измерениях в дальней зоне поля;

- измерение параметров приемника затруднительно по причине сложности получения значения фазы принимаемого сигнала с тестируемого приемника, особенно в случае использования в нем антенн *MIMO*. На сегодняшний день не существует решения *NFTF* для режима приема, позволяющего оценивать параметр *EIS*;

- отсутствует информация о том, как параметры ошибок модуляции *EVM* преобразуются через уравнения *NFTF*;

- учитывая полосу пропускания канала в 1 ГГц, разделенную на поднесущие по 15 кГц, разрешение по частоте, которое необходимо получить и преобразовать, становится завышенным;

- в миллиметровом диапазоне количество необходимых точек сетки, по которым должны проводиться измерения выборки, является значительным, что делает преобразование Фурье в методе *NFTF* трудоемким;

- влияние помех и переотражений возрастает.

Таким образом, метод *NFTF* подходит для стандартных трехмерных измерений диаграммы направленности антенны, калибровки антенн и пе-

редатчиков на этапах исследований и разработок. Согласно [6], метод испытаний *NFTF* применим только для ИУ категории 1 с одной излучающей апертурой $D \leq 5$ см и для категории 2 (более одной антенной апертуры $D \leq 5$ см без фазовой когерентности между одновременно активными апертурами). При этом метод все же приведен в документах *3GPP* в качестве допустимого, но с ограничениями по применимости.

В общем случае повышение рабочей частоты ИУ снижает требования к габаритам ИА и безэховых камер в целом, однако для случаев измерений при нескольких одновременно активных углах приема/излучения (*AoA*) снижение габаритов тестовых установок является актуальным, и в ряде тестовых случаев рассматривается применение некоторых упрощений и комбинаций способов *IFF* и *DFE*, как изображено на рис. 2.

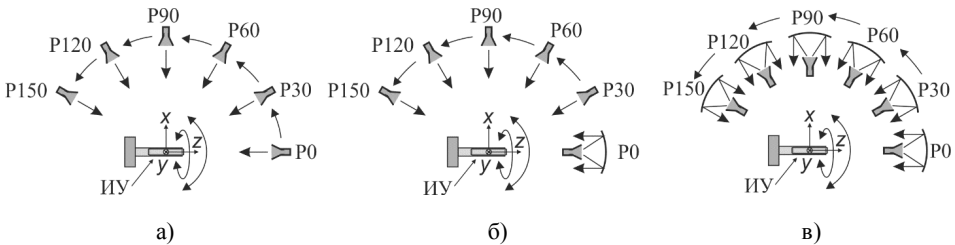


Рис. 2. Методы измерений для случая нескольких одновременно активных углов прихода (*AoA*): а) упрощенный *DFE*; б) комбинация *DFE*+*IFF*; в) расширенный *IFF*.

Fig. 2. Measurement methods for the case of several simultaneously active angles of arrival (*AoA*): а) simplified *DFE*; б) combination of *DFE*+*IFF*; в) extended *IFF*

Данные методы приведены в [10] для измерений параметров радиоресурсов, однако имеют возможность быть использованы и при тестировании радиоинтерфейса.

Упрощенный (*Simplification*) метод *DFE* комбинирует ИА с АС и ОС таким образом, чтобы единая антенна использовалась и для управления лучом, и для выполнения измерений, как изображено на рисунке 2-а). Метод *IFF*+*DFE* использует комбинацию метода *IFF* и зондов в *DFE* с двумя одновременно активными углами прихода *AoA*, как изображено на рисунке 2-б). Приведенный на рисунке 2-в) расширенный (*Enhanced*) метод *IFF* использует два или более параболических отражателя, и фактически упрощение обеспечивается только лишь отсутствием необходимости проведения измерений в дальней зоне поля.

Применимость указанных методов для испытаний пользовательского оборудования *5G* приведена в [4, прил. Л] и показана в таблице 1, в которой категорией 3 обозначено ИУ с крупной апертурой до 15 см).

Таблица 1. Применимость бесконтактных методов измерений.

Table 1. Applicability of Over-the-Air measurement methods

Тестируемый параметр абонентского оборудования	Допускаемые методы			
	Отсутствует декларация о конфигурации антенны («черный ящик»)	Присутствует декларация о конфигурации антенны («белый ящик»)		
		ИУ Категория 1	ИУ Категория 2	ИУ Категория 3
– <i>EIRP</i> – <i>TRP</i>	– <i>IFF</i> – Расширенный <i>IFF</i> – <i>DFF+IFF</i>	– <i>DFF</i> – Упрощенный <i>DFF</i> – <i>IFF</i> – Расширенный <i>IFF</i> – <i>DFF+IFF</i> – <i>NFTF</i>	– <i>DFF</i> – Упрощенный <i>DFF</i> – <i>IFF</i> – <i>DFF+IFF</i> – <i>NFTF</i>	– <i>IFF</i> – Расширенный <i>IFF</i> – <i>DFF+IFF</i>
– <i>EIS</i>; – Отклонение частоты; – Утечка мощности в соседнем канале; – Внутриполосные излучения; – <i>EVM</i>; – Занимаемая полоса частот <i>OBW</i>	– <i>IFF</i> – Расширенный <i>IFF</i> – <i>DFF+IFF</i>	– <i>DFF</i> – <i>DFF</i> – Упрощенный <i>IFF</i> – Расширенный <i>IFF</i> – <i>DFF+IFF</i>	– <i>DFF</i> – <i>IFF</i> – <i>DFF+IFF</i>	– <i>IFF</i> – Расширенный <i>IFF</i> – <i>DFF+IFF</i>

Как следует из ранее приведенного краткого анализа методов измерений и из таблицы 1, метод *NFTF* является допустимым в *3GPP*, однако имеет ограничения: не применяется для испытаний параметров приемника и ограничен параметрами *EIRP* и *TRP* для передатчика.

Методы измерения *DFF* и *IFF* и их комбинации позволяют проводить измерения всех требуемых параметров (с единственным ранее указанным ограничением при измерении максимального входного уровня в режиме приема ИУ). В зависимости от размера и веса испытуемого оборудования, соответственно от требований к размеру тихой зоны *QZ*, степени экранирования и безэховости камеры, а также требований к позиционеру, применяются различные методы измерений.

Основным методом в настоящее время считается измерение с имитацией дальней зоны *IFF* при помощи параболического отражателя (коллиматора) в *CATR* [4]. При этом, как при использовании *DFF*, так и в некоторых случаях и *IFF*, расстояние между передающей и приемной антеннами оказывается слишком большое, что приводит к невозможности из-

мерения сигналов, оказывающихся ниже отображаемого шума анализатора спектра или чувствительности приемника, и, соответственно, к необходимости комбинирования методов и необходимости разработки новых усовершенствованных методов, что рассмотрено в [6].

4. Усовершенствование бесконтактных методов тестирования

Проведение испытаний АО 5G и выше является достаточно дорогостоящим мероприятием, что определяет усовершенствование методов испытаний по двум основным направлениям: 1) снижение стоимости безэховой камеры и системы позиционирования за счет сокращения измерительного расстояния; 2) снижение затрат времени на проведение самих испытаний.

С целью снижения габаритов и стоимости безэховой камеры и системы позиционирования рассматриваются решения, смещающие измерительные расстояния в область промежуточной зоны излучения ИУ. Методы, рассмотренные в [6] не являются допустимыми с точки зрения [7] для тестирования всех параметров, приведенных в [3], однако применимы для некоторых из них. Эти тестовые методы (системы-кандидаты) ограничены решениями на основе ближнего поля (*NF*) и включают следующие решения:

- метод прямого ближнего поля (*DNF – Direct Near Field*) предполагает, что все измерения и настройки вызова выполняются с помощью измерительного зонда в ближней зоне излучения ИУ;

- комбинированная система дальнего/ближнего поля (*CFFNF – Combined Far-Field/Near-Field*) предполагает, что активация функции блокировки ДН ИУ (*UBF – UE Beamlock Function*) в направлении максимума ДН в дальней зоне излучения проводится на основе метода дальнего поля, а затем выполняются процедуры самого тестирования с помощью измерительных датчиков в ближней зоне излучения *NF* ИУ и пересчета в поле в дальней зоне излучения;

- комбинированная система дальнего поля/прямого ближнего поля (*CFFDNF*) предполагает, что активация функции блокировки ДН *UBF* выполняется в направлении максимума ДН на основе метода дальней зоны излучения, а затем выполняются тестовые процедуры на основе прямого метода ближнего поля *DNF*;

- комбинированная система дальнего поля/дельта-ближнего поля (*CFFdeltaNF*), использующая подход относительных измерений, предполагает, что активация функции блокировки ДН *UBF* выполняется в направлении максимума ДН на основе метода дальнего поля, тестирование выполняется как в дальней зоне, так и в ближней зоне излучения для получения и учета относительного поправочного коэффициента.

Во всех случаях предполагается, что активация блокировки ДН командой *UBF* гарантирует, что ИУ больше не меняет ДН своей антенны, и измерительный зонд в ближней зоне излучения используется для выполнения измерений со значительно меньшими потерями на трассе в свободном пространстве по сравнению с существующими системами *IFF*.

Данные методы допускают смещение расстояния тестирования в промежуточную зону излучения до $1/8$ расстояния Фраунгофера, не достигая при этом ближней реактивной зоны излучения, а преобразование поля, предлагаемое в этом методе, значительно менее сложно, чем традиционное преобразование ближнего поля в дальнее поле *NFTF*. Здесь следует обратить внимание на то, что значения чисто реактивной ближней зоны излучения (в пределах одной λ) и реактивно-излучающей ближней зоны излучения (в пределах от λ до 3λ), которые приведены в [12], не зависят от габаритов антенной решетки и ИУ, а определяются только лишь длиной волны λ .

Это преобразование не требует информации о фазе и трехмерного сканирования для тестовых случаев на основе *EIRP* и *EIS*, используя при этом результаты измерений мощности на двух (при подходе «черно-белого ящика» — без локального поиска направления пика луча в ближнем поле *NF*, поскольку его можно рассчитать) или трех (при подходе «черного ящика» — с локальным поиском вокруг пикового направления луча в дальнем поле *FF*) разных расстояниях в промежуточной зоне для экстраполяции результатов в дальнее поле *FF* [8]. Эти методы в иностранной литературе также иногда называют методами среднего поля (*MF* – *Middle Field*) [9] или подходом асимптотического разложения для *CFFNF* [6].

Подробное описание данного метода приведено в [6]. Здесь же ограничимся кратким описанием его принципа.

Основой метода является предположение, что в ИУ используются антенные решетки, а расстояния измерения находятся в пределах дальней зоны каждого элемента решетки, общая мощность излучения антенной решетки, относящаяся к измерительному расстоянию d , может быть построена с использованием линейной суперпозиции излучений от каждого элемента на основе физической оптики. Соответственно, при увеличении измерительного расстояния разность хода лучей от различных элементов решетки в направлении максимума ДН решетки будет уменьшаться и зависимость $P(d) = EIRP(d)/(EIRP(FF))$ будет возрастать, как показано на рисунке 3-а) для решетки 4×2 с расстоянием $\lambda/2$ между антенными элементами, где $FF = 2D^2/\lambda$ — расстояние границы дальней зоны излучения.

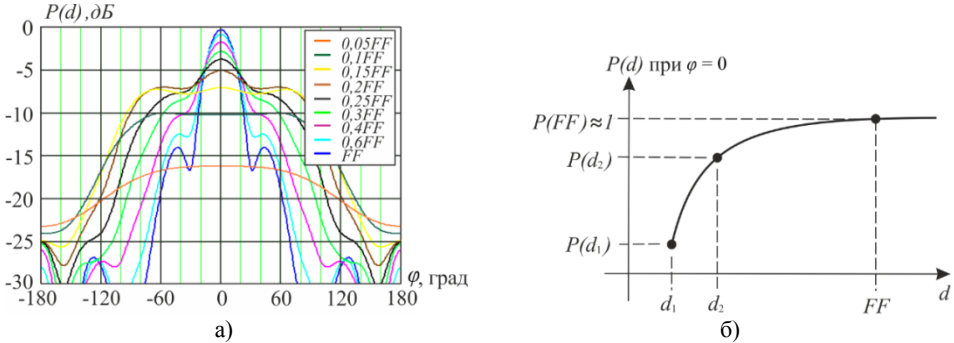


Рис. 3. Иллюстрация концепции усовершенствований методологии тестирования и ее реализации: а) вид зависимости $P(d)$ от угла φ для решетки 4×2 при различных расстояниях d , выраженных в долях FF ; б) вид зависимости $P(d)$ в максимуме излучения.

Fig. 3. Illustration of the concept of improvements to the testing methodology and its implementation: а) the dependence of $P(d)$ on the angle φ for a 4×2 array at different distances d , expressed in fractions of FF ; б) the dependence of $P(d)$ at the radiation maximum.

Асимптотическое представление зависимости $P(d)$, показанной на рисунке 3-б), позволяющее оценивать $EIRP$ и EIS по результатам измерений на более коротких расстояниях, приведено в [6]:

$$P(d) = -0,5b_1d^{-2} + b_2. \quad (1)$$

где d_1 и d_2 — коэффициенты асимптотического разложения, для оценки которых используются два измерения в одном направлении на расстояниях d_1 и d_2 .

Поскольку наименьшее расстояние d_1 в промежуточной зоне излучения для подхода «черного ящика» неизвестно, возможно потребуются проведение нескольких предварительных измерений $EIRP$ для определения первого расстояния d_1 .

Следует отметить, что вышеприведенное преобразование основано только на измерениях амплитуды, не требует фазовых измерений и преобразования ближнего поля NF в дальнее поле FF и дает хорошие оценки параметров эффективной изотропно-излучаемой мощности $EIRP$ и эффективной изотропной чувствительности EIS [6], однако применение такого подхода для измерения других параметров не исследовано.

Основными направлениями снижения затрат времени на проведение испытаний является оптимизация количества точек измерительной сетки (точек, в которых должны быть проведены измерения по обеим поляризациям сигнала) и оптимизация пути перемещения зонда.

Тестирование сферического покрытия по нисходящим линиям (DL — Down Link), в том числе с несколькими углами приема сигнала, основан-

ное на отсутствии предварительной информации о характеристиках и направленности луча какой-либо антенной решетки, сопряжены со значительными сложностями. Испытания сферического покрытия для любой конфигурации измерительного комплекса с несколькими углами приема сигнала потребует теста сферического покрытия с $N*(N-1) \approx N^2$ комбинаций углов расположения антенн. Здесь N — минимальное количество точек сетки сферического покрытия. Так, например, если при минимальном количестве контрольных точек сферического покрытия для одного угла приема сигнала $N = 200$, общее количество тестируемых точек одновременно для двух углов приема сигнала уже составляет 39800. Усовершенствованные методологии тестирования для поддержки режимов *MIMO*, включая одновременный прием *DL* с несколькими цепями приема с различных направлений, рассматривается в отчете *3GPP* [10]. Значительное количество точек измерений определяет сложность и стоимость процедуры измерений, что с учетом необходимости поддержки общей стоимости тестирования на приемлемом уровне, по-видимому, и определяет тот факт, что методы испытаний, поддерживающие более двух одновременных углов приема (излучения) сигнала, в настоящее время не рассматриваются.

5. Заключение

Методы проведения бесконтактных испытаний радиочастотных параметров АО *5G* и выше в миллиметровом диапазоне являются достаточно сложными и для измерения различных параметров требующие различных подходов. При использовании *DFP*, а в некоторых случаях и *IFF*, расстояние между передающей и приемной антеннами оказывается слишком большое, что приводит к невозможности измерения уровней сигнала, оказывающихся ниже внутреннего шума анализатора спектра или чувствительности приемника. Это в определенных случаях приводит к необходимости комбинирования различных способов. Отдельно малоизученным вопросом является измерение параметров при нескольких углах приема (излучения) сигнала. В настоящее время частично освоены только испытания для двух направлений прихода (излучения). Даже при этом сложность и стоимость измерительной установки существенна. Для трех и более углов прихода решений пока нет. Учитывая связанное с этим значительное количество точек измерений, становятся актуальными вопросы оптимизации количества точек сетки измерений и их геометрического расположения на сфере, чему посвящен ряд исследований, но конечных решений также пока нет. С переходом в область более высоких частот возрастает проблема потерь передачи испытательного сигнала в свободном пространстве, что обуславливает актуальность изучения усовершенствованных ме-

тодов тестирования при допущении некоторого снижения точности проводимых при этом измерений.

Рассмотренные в данной работе вопросы измерений радиочастотных параметров пользовательского оборудования связаны с их проведением бесконтактными методами, однако требуют отдельных исследований и вопросы, связанные с организацией каналов управления, синхронизацией измерительного и испытательного оборудования, а также вопросы автоматизации существующих и предполагаемых тестовых моделей. Подводя итог, можно сказать, что бесконтактные измерения радиочастотных параметров, являющиеся единственным способом проведения испытаний в миллиметровом диапазоне частот для абонентского оборудования систем связи 5G, 5GA (в перспективе и 6G), требуют дальнейшего глубокого изучения и практического освоения.

Список литературы

1. Интернет-ресурс: <https://www.3gpp.org/>
2. 3GPP TS 38.101-1 V18.3.0 (2023-09); User Equipment (UE) radio transmission and reception; Part 1: Range 1 Standalone. (Release 18).
3. 3GPP TS 38.101-2 V18.3.0 (2023-09); User Equipment (UE) radio transmission and reception; Part 2: Range 2 Standalone. (Release 18).
4. 3GPP TS 38.521-2 V18.0.0 (2023-09); User Equipment (UE) conformance specification; Radio transmission and reception; Part 2: Range 2 Standalone. (Release 18).
5. 3GPP TR 38.810 V16.7.0 (2023-06); Study on test methods; (Release 16).
6. 3GPP TR 38.884 V18.2.0 (2022-09); Study on enhanced test methods for FR2 NR UEs. (Release 18).
7. 3GPP TS 38.508-1 V18.0.0 (2023-09); User Equipment (UE) conformance specification; Part 1: Common test environment. (Release 18).
8. 3GPP TS 38.508-2 V18.0.0 (2023-09); User Equipment (UE) conformance specification; Part 2: Common Implementation Conformance Statement (ICS) proforma. (Release 18).
9. Hh Fan W., Kyosti P., Jing Y., Wang Z. Over-The-Air Testing Metrology of 5G Radios. In : T. H. Loh (Ed.), Metrology for 5G and Emerging Wireless Technologies. Institution of Engineering and Technology, 2021. P. 285–326).
10. 3GPP TR 38.871 V1.0.0 (2023-12); Study on NR frequency range 2 (FR2) Over-the-Air (OTA) testing enhancements; (Release 18).
11. Методы измерения характеристик антенн СВЧ / Л. И. Захарьев, А. А. Леманский, В. И. Турчин [и др.]; под ред. Н. М. Цейтлина. М. : Радио и связь, 1985. 368 с.
12. Рекомендация МСЭ-Т К.61 (09/2003). Серия К: Защита от помех. Руководство по измерению и численному прогнозу электромагнитных полей установок электросвязи на соответствие нормам воздействия на человека

Информация об авторах

Громоздин Валентин Владимирович, кандидат технических наук, заместитель директора по техническому развитию филиала НИЦ Телеком в г. Севастополе (ИЦ «Омега»), г. Севастополь; доцент кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации» Севастопольского государственного университета, г. Севастополь, Российская Федерация.

Новикова Татьяна Викторовна, заместитель начальника отдела менеджмента качества филиала НИЦ Телеком в г. Севастополе (ИЦ «Омега»); доцент кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации» Севастопольского государственного университета, г. Севастополь, Российская Федерация.

Козуб Максим Сергеевич, заместитель начальника отдела испытаний филиала НИЦ Телеком в г. Севастополе (ИЦ «Омега»); старший преподаватель кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации» Севастопольского государственного университета, г. Севастополь, Российская Федерация.

Бартош Андрей Евгеньевич, начальник центра освоения новых технологий филиала НИЦ Телеком в г. Севастополе (ИЦ «Омега»), г. Севастополь, Российская Федерация.

Analysis of Methods for Over-the-Air Measurements of Radio Frequency Parameters of 5G Subscriber Equipment in the Millimeter Wave Range

V. V. Gromozdin^{1,2}, T. V. Novikova^{1,2}, M. S. Kozub^{1,2}, and A. E. Bartosh¹

¹*Branch of the National Research Centre for Telecommunications in Sevastopol
(TC “Omega”)*

29, Vakulenchuk str., Sevastopol, 299053, Russian Federation
gromozdinvv@nic-t.ru, novikovatv@nic-t.ru, kozubms@nic-t.ru, bartoshae@nic-t.ru

²*Sevastopol State University*
33, Universitetskaya str., Sevastopol, 299053, Russian Federation

Received: April 3, 2025

Peer-reviewed: April 10, 2025

Accepted: April 10, 2025

Abstract: *The article analyzes the methods for measuring the radio frequency parameters of 5G subscriber equipment in the millimeter wave range for the scenario of autonomous deployment (SA) of the 5G RAN radio access network and shows the features of these measurements associated with the need to carry out them using Over-the-Air methods. The issues of analyzing the parameters being tested, analyzing the methods of Over-the-Air measurements for testing 5G subscriber equipment and improving contactless testing methods are considered.*

Keywords: *5G equipment, millimeter waves, non-contact measurement methods, radio frequency parameters, autonomous deployment, 5G RAN radio access networks.*

For citation (IEEE): V. V. Gromozdin, T. V. Novikova, M. S. Kozub, and A. E. Bartosh, “Analysis of Methods for Over-the-Air Measurements of Radio Frequency Parameters of 5G Subscriber Equipment in the Millimeter Wave Range,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 8, no. 2, pp. 234–252, 2025, doi: 10.21227/rk01-mn83. (In Russ.).

References

- [1] Internet resource: <https://www.3gpp.org/>
- [2] 3GPP TS 38.101-1 V18.3.0 (2023-09); User Equipment (UE) radio transmission and reception; Part 1: Range 1 Standalone. (Release 18).
- [3] 3GPP TS 38.101-2 V18.3.0 (2023-09); User Equipment (UE) radio transmission and reception; Part 2: Range 2 Standalone. (Release 18).
- [4] 3GPP TS 38.521-2 V18.0.0 (2023-09); User Equipment (UE) conformance specification; Radio transmission and reception; Part 2: Range 2 Standalone. (Release 18).
- [5] 3GPP TR 38.810 V16.7.0 (2023-06); Study on test methods; (Release 16).
- [6] 3GPP TR 38.884 V18.2.0 (2022-09); Study on enhanced test methods for FR2 NR UEs. (Release 18).

- [7] 3GPP TS 38.508-1 V18.0.0 (2023-09); User Equipment (UE) conformance specification; Part 1: Common test environment. (Release 18).
- [8] 3GPP TS 38.508-2 V18.0.0 (2023-09); User Equipment (UE) conformance specification; Part 2: Common Implementation Conformance Statement (ICS) proforma. (Release 18).
- [9] W. Hh Fan, P. Kyosti, Y. Jing, and Z. Wang, “Over-The-Air Testing Metrology of 5G Radios,” in T. H. Loh (ed.), *Metrology for 5G and Emerging Wireless Technologies*. Institution of Engineering and Technology, pp. 285–326, 2021.
- [10] 3GPP TR 38.871 V1.0.0 (2023-12); Study on NR frequency range 2 (FR2) Over-the-Air (OTA) testing enhancements; (Release 18).
- [11] Methods for measuring microwave antenna characteristics / L. I. Zakharyev, A. A. Leman-sky, V. I. Turchin [et al.]; ed. by N. M. Zeitlin. Moscow: Radio i svyaz, 1985. (In Russ.).
- [12] ITU-T Recommendation K.61 (09/2003). Series K: Protection against disturbances – Guide to the measurement and numerical prediction of electromagnetic fields from telecommunica-tion installations for compliance with human exposure limits. (In Russ.).

Information about the authors

Valentin V. Gromozdin, PhD (Engineering), Deputy Director for Technical Development, Branch of the National Research Centre for Telecommunications in Sevastopol (TC “Omega”); Associate Professor, Department of Radio Electronics and Telecommunications, Sevastopol State University, Sevastopol, Russian Federation.

Tatyana V. Novikova, Deputy Head of Quality Management Department, Branch of the National Research Centre for Telecommunications in Sevastopol (TC “Omega”); Associate Professor, Department of Radio Electronics and Telecommunications, Sevastopol State University, Sevasto-pol, Russian Federation.

Maksim S. Kozub, Deputy Head of Testing Department, Branch of the National Research Centre for Telecommunications in Sevastopol (TC “Omega”); Senior Lecturer, Department of Radio Elec-tronics and Telecommunications, Sevastopol State University, Sevastopol, Russian Federation.

Andrey E. Bartosh, Head of the Center for Development of New Technologies, Branch of the National Research Centre for Telecommunications in Sevastopol (TC “Omega”), Sevastopol, Russian Federation.

Радиолокационный поляризационно-фазовый метод определения угла крена летательного аппарата

Гулько В. Л., Мещеряков А. А.

*Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
пр. Ленина, 40, г. Томск, 634050, Российская Федерация
Gulkovl@rts.tusur.ru*

Получено: 3 апреля 2025 г.

Отрецензировано: 10 апреля 2025 г.

Принято к публикации: 10 апреля 2025 г.

Аннотация: *Предлагается радиолокационный метод определения угла крена летательного аппарата (ЛА) по пассивному радиомаяку в виде радиолокационно-поляризационно-анизотропного трехгранного уголкового отражателя (УО) с треугольной формой отражающих граней и с горизонтальной собственной поляризацией. Для определения угла крена в бортовой РЛС используются зондирующие импульсные радиосигналы с линейной плоскостью поляризации, совпадающей с поперечной осью ЛА. Прием отраженных импульсных радиосигналов от пассивного радиомаяка осуществляется на борту ЛА в круговом поляризационном базисе. Оценка угла крена осуществляется по одному отраженному радиоимпульсу на выходе СВЧ двухканального приемного устройства по измеренной разности фаз между ортогонально поляризованными по левому и правому кругу составляющими принятого сигнала радиомаяка.*

Ключевые слова: *пассивный радиомаяк, уголкового отражатель, разность фаз, матрица Джонса, круговой поляризационный базис.*

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Гулько В. Л., Мещеряков А. А. Радиолокационный поляризационно-фазовый метод определения угла крена летательного аппарата // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2025. Т. 8, № 2. С. 253—264.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Гулько, В. Л. Радиолокационный поляризационно-фазовый метод определения угла крена летательного аппарата / В. Л. Гулько, А. А. Мещеряков // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. — 2025. — Т. 8, № 2. — С. 253—264.

1. Введение

В практической навигации для измерения навигационных элементов полета, таких как крен и тангаж, характеризующих положение строительных осей летательного аппарата (ЛА) в пространстве, используются инерциальные средства навигации, в частности гироскопические системы ориентации [1]. В [2, 3] был предложен новый, основанный на другом принципе действия, радиолокационный метод измерений. Суть метода заключается в том, что в точке с известными координатами располагают пассивный радиомаяк, представляющий собой радиолокационный поляризационно-анизотропный трехгранный уголкового отражатель (УО) с треугольной формой отражающих граней и с горизонтальной собственной поляризацией, при которой эффективная поверхность рассеяния (ЭПР) УО максимальна. Для определения крена ЛА радиолокационным методом предлагалась в бортовых РЛС использовать зондирующие импульсные радиосигналы, линейная плоскость поляризации которых вращалась с некоторой частотой. Оценка крена производилась на выходе СВЧ одноканального приемного устройства по фазе спектральной составляющей на удвоенной частоте вращения плоскости поляризации, содержащейся в спектре огибающей принятых импульсных радиосигналов. В [3] приводятся результаты экспериментальной проверки метода, подтверждающие его эффективность. Метод обладает низким быстродействием, поскольку для оценки угла крена ЛА требуется на периоде поляризационной модуляции сигнала принять последовательность отраженных от пассивного радиомаяка радиоимпульсов. С целью повышения быстродействия измерений угла крена ЛА в [4, 5] был предложен более совершенный моноимпульсный метод измерений. Суть метода заключается в том, что в точке с известными координатами располагают пассивный радиомаяк, состоящий из двух пространственно разнесенных в горизонтальной плоскости радиолокационных поляризационно-анизотропных трехгранных УО с горизонтальной и вертикальной собственными поляризациями соответственно. Для определения крена ЛА предлагается в бортовых РЛС использовать зондирующие импульсные радиосигналы с фиксированной поляризацией, угол ориентации плоскости поляризации которых составляет угол $\pi/4$ с поперечной осью ЛА. Оценка крена ЛА осуществляется в линейном поляризационном базисе по одному отраженному от пассивного радиомаяка радиоимпульсу на выходе СВЧ двухканального приемного устройства по измеренному отношению амплитуд ортогонально линейно поляризованных составляющих принятого сигнала радиомаяка. Реализация предложенного радиолокационного моноимпульсного метода измерений угла

крена предполагает использование более сложной конструкции пассивного радиомаяка.

Целью настоящей работы является разработка радиолокационного поляризационно-фазового метода оценки угла крена ЛА по пассивному радиомаяку в виде одного поляризационно-анизотропного трехгранного УО с горизонтальной собственной поляризацией. Информация о крене ЛА содержится в разности фаз между ортогонально поляризованными составляющими принятого сигнала радиомаяка в круговом поляризационном базисе.

Использование поляризационных характеристик зондирующих импульсных радиосигналов, а также использование поляризационных характеристик сигналов радиомаяка как «носителя» навигационной информации о крене ЛА обуславливает необходимость их рассмотрения в определенных поляризационных базисах и в различных системах координат, связанных с радиомаяком и ЛА. При этом выбор опорной системы координат (ОСК), связанной с радиомаяком собственной системы координат (ССК), связанной со строительными осями ЛА, и выбор поляризационного базиса, в котором осуществляются измерения крена ЛА, а также выбор алгоритмов поляризационной обработки принятых сигналов радиомаяка определяются как особенностями решаемой технической задачи, так и удобством анализа радиолокационного канала.

2. Матрица рассеяния пассивного радиомаяка с поляризационно-анизотропными характеристиками рассеяния

Пассивный радиомаяк, представляет собой радиолокационный поляризационно-анизотропный трехгранный УО с равными треугольными отражающими гранями (рис. 1).

Известно [2—6], что для придания поляризационно-изотропному трехгранному УО с треугольными гранями поляризационно-анизотропных свойств с горизонтальной собственной поляризацией, при которой ЭПР УО максимальна (σ_m) в направлении нормали ON , необходимо в раскрыве УО разместить вертикально ориентированную поляризационную решетку (ПР) из параллельных металлических проводников с шагом A и диаметром проводников B (рис. 1).

Параметры A и B ПР выбираются такими [6], чтобы составляющая вектора напряженности электрического поля падающей электромагнитной волны $\vec{E}_i$, плоскость поляризации которой ортогональна металлическим проводникам ПР, «проходила» через ПР практически не изменяясь, и после трехкратного отражения от треугольных граней УО распространялась

в направлении, обратном направлению падения. При этом отраженная электромагнитная волна будет всегда горизонтально поляризована и ее вектор $\vec{E}_s$ всегда будет находиться в горизонтальной плоскости XOZ независимо от ориентации плоскости поляризации падающей $\vec{E}_i$ электромагнитной волны, и ее фазовый центр рассеяния будет находиться в вершине УО в точке O [6] (рис. 1).

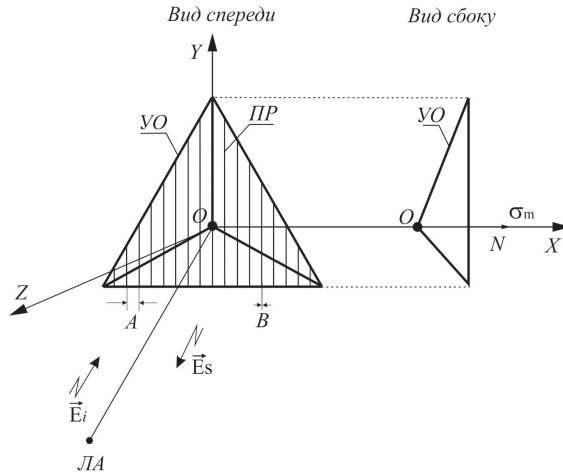


Рис. 1. Пояснение к радиолокационному поляризационно-фазовому методу определения угла крена ЛА.

Fig. 1. Explanation of the radar polarization-phase method for determining the roll angle of an aircraft

В то же время составляющая, плоскость поляризации которой параллельна металлическим проводникам ПР, полностью отражается от нее как от плоской металлической пластины [2—6]. Таким образом, трехгранный УО с размещенной в плоскости раскрыва вертикально ориентированной ПР эквивалентен поляризационно-анизотропному объекту с горизонтальной собственной поляризацией. Матрица рассеяния (МР) $[S]$ такого поляризационно-анизотропного УО в линейном поляризационном базисе, опуская временную зависимость, может быть представлена в виде [2—6]

$$[S] = \sqrt{\sigma_m} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (1)$$

где σ_m — максимально возможная ЭПР поляризационно-анизотропного УО при облучении его горизонтально поляризованной электромагнитной волной.

Из (1) следует, что МР поляризационно-анизотропного УО с горизонтальной собственной поляризацией эквивалентна МР горизонтально расположенному вибратору в плоскости XOZ .

Внешний вид поляризационно-анизотропного УО представлен на рис. 2.

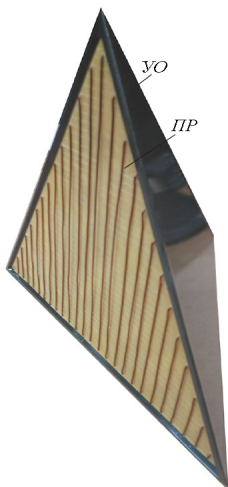


Рис. 2. Внешний вид поляризационно-анизотропного углового отражателя.

Fig. 2. Appearance of polarization-anisotropic corner reflector

3. Описание радиолокационного поляризационно-фазового метода определения угла крена ЛА

Суть радиолокационного поляризационно-фазового метода заключается в следующем.

Расположим в точке O с известными координатами пассивный радиомаяк, выполненный в виде радиолокационного поляризационно-анизотропного трехгранного УО с треугольной формой отражающих граней (рис. 3а). Введем декартову ОСК, оси OX и OZ которой находятся в горизонтальной плоскости XOZ , а ось OY перпендикулярна ей. Поместим начало ОСК в точку O , которая является вершиной поляризационно-анизотропного трехгранного УО и представляет собой фазовый центр рассеяния УО. Там же показано на оси OX положение вектора напряженности электрического поля отраженной от УО горизонтально поляризованной электромагнитной волны $\vec{E}_s$, который всегда находится в горизонтальной плоскости XOZ не зависимо от ориентации плоскости поляризации падающей $\vec{E}_i$ электромагнитной волны.

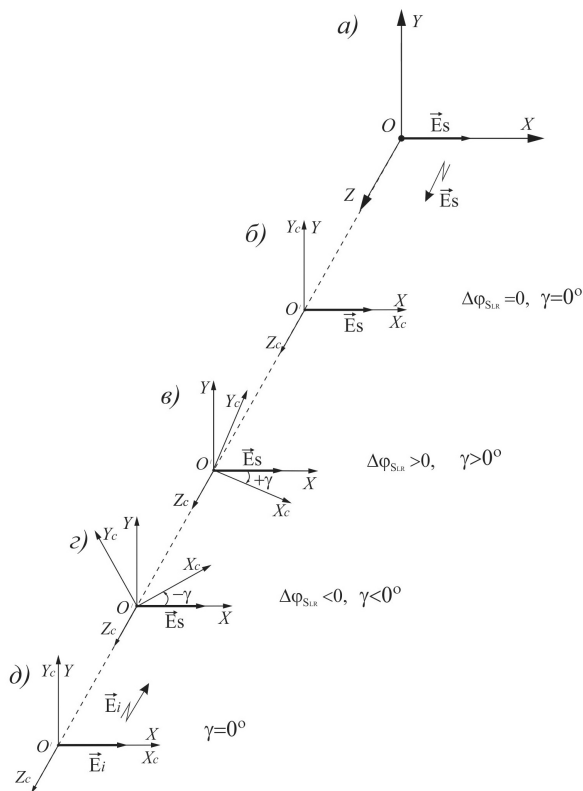


Рис. 3. Пояснение к радиолокационному поляризационно-фазовому методу определения угла крена ЛА.

Fig. 3. Explanation of the radar polarization-phase method for determining the roll angle of an aircraft

Пусть ЛА находится в точке O' и движется в направлении на пассивный радиомаяк (рис. 3б). Определим ССК, связанную с корпусом ЛА, как подвижную декартову систему координат $X_c O' Y_c$, образованную поперечной $O' X_c$, вертикальной $O' Y_c$ и продольной $O' Z_c$ строительными осями ЛА. Начало ее поместим в точку O' , совпадающую с центром масс ЛА. Тогда угол крена γ ЛА будет равен углу поворота осей $O' X_c$ и $O' Y_c$ ССК в плоскости XOY , перпендикулярной оси OZ относительно OX и OY ОСК. Очевидно, когда крен γ ЛА отсутствует, направление поперечной оси $O' X_c$ и OX совпадают, а также совпадают с вектором напряженности электрического поля отраженной от УО электромагнитной волны $\vec{E}_s$ и

находятся в горизонтальной плоскости XOZ (см. рис. 3б.). В случае появления крена поперечная ось $O'X_c$ будет повернута в ту или другую сторону в плоскости XOY , а угол между вектором отраженной (всегда горизонтально поляризованной) электромагнитной волны $\vec{E}_s$ и направлением поперечной оси $O'X_c$ составит величину, равную углу крена γ ЛА, что и определяет физическую основу его измерения. Положительный крен $+\gamma$ показан на рис. 3в, отрицательный крен $-\gamma$ — на рис. 3г.

Предположим, что бортовая РЛС облучает пассивный радиомаяк с МР (1) линейно поляризованными импульсными радиосигналами, плоскость поляризации $\vec{E}_i$ которых совпадает с поперечной $O'X_c$ осью ЛА (рис. 3д). Тогда в отсутствии крена ЛА, когда поперечная ось $O'X_c$ совпадает с горизонтальной плоскостью XOZ , излучаемые импульсные радиосигналы будут горизонтально поляризованы и их вектор Джонса [7] может быть записан, опуская временную зависимость, в линейном поляризационном базисе в виде

$$\vec{E}_i = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (2)$$

Прием отраженных пассивным радиомаяком горизонтально поляризованных импульсных радиосигналов на борту ЛА будем производить в круговом поляризационном базисе [7].

Для описания взаимодействия излучаемых и принимаемых на борту ЛА импульсных радиосигналов с элементами СВЧ-тракта приемопередающей бортовой антенны воспользуемся формализмом векторов и матриц Джонса [7].

Пусть ЛА имеет в общем случае крен $\pm\gamma$. Тогда вектор Джонса $\vec{E}_{s_{LR}}$, определяемый своими проекциями — ортогонально поляризованными составляющими по левому $\dot{E}_{s_L}$ и правому $\dot{E}_{s_R}$ кругу на орты кругового поляризационного базиса, может быть найден на борту ЛА, опуская временную зависимость, в виде

$$\vec{E}_{s_{LR}} = \begin{bmatrix} \dot{E}_{s_L} \\ \dot{E}_{s_R} \end{bmatrix} = C[Q][R(\mp\gamma)][S][R(\pm\gamma)]\vec{E}_i, \quad (3)$$

где $\vec{E}_i = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}$ — вектор Джонса излученных горизонтально поляризованных импульсных радиосигналов, определенный в линейном поляризационном базисе;

$[R(\pm\gamma)] = \begin{bmatrix} \cos \gamma & \pm \sin \gamma \\ \mp \sin \gamma & \cos \gamma \end{bmatrix}$ — прямой оператор поворота [7] на угол крена $\pm\gamma$,

« $+\gamma$ » — положительный угол крена, когда поперечная ось $O'X_c$ ЛА или его правое крыло находится ниже горизонтальной плоскости XOZ (рис. 3в);

« $-\gamma$ » — отрицательный угол крена, когда поперечная ось $O'X_c$ ЛА или его правое крыло находится выше горизонтальной плоскости XOZ (рис. 3г);

$[S] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$ — МР пассивного радиомаяка в виде поляризационно-

анизотропного трехгранного УО с горизонтальной собственной поляризацией, определенная в линейном поляризационном базисе;

$[R(\mp\gamma)] = \begin{bmatrix} \cos \gamma & \mp \sin \gamma \\ \pm \sin \gamma & \cos \gamma \end{bmatrix}$ — обратный оператор поворота [7] на угол

крена $\pm\gamma$;

$[Q] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & j \\ 1 & -j \end{bmatrix}$ — оператор перехода из линейного поляризационного

базиса в круговой поляризационный базис [7];

C — постоянная величина, учитывающая потенциал передатчика, расстояние от передатчика до поляризационно-анизотропного УО и обратно, его максимально возможную ЭПР σ_m и чувствительность приемника.

После вычислений (3) получим

$$\vec{\dot{E}}_{S_{LR}} = \begin{bmatrix} \dot{E}_{S_L} \\ \dot{E}_{S_R} \end{bmatrix} = C \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \cos^2 \gamma \pm j \sin \gamma \cos \gamma \\ \cos^2 \gamma \mp j \sin \gamma \cos \gamma \end{bmatrix}. \quad (4)$$

С учетом (4) выражения для ортогонально поляризованных по кругу составляющих $\dot{E}_{S_L}$ и $\dot{E}_{S_R}$ сигналов непосредственно на входах СВЧ двухканального приемника будут иметь вид:

$$\dot{E}_{S_L} = C \frac{1}{\sqrt{2}} (\cos^2 \gamma \pm j \sin \gamma \cos \gamma), \quad (5)$$

$$\dot{E}_{S_R} = C \frac{1}{\sqrt{2}} (\cos^2 \gamma \mp j \sin \gamma \cos \gamma). \quad (6)$$

С учетом (5) и (6) найдем амплитуды A_{S_L} и A_{S_R} , а также фазы φ_{S_L} и φ_{S_R} составляющих $\dot{E}_{S_L}$ и $\dot{E}_{S_R}$, и установим их связь с углом крена γ .

$$A_{S_L} = C \frac{1}{\sqrt{2}} \cos \gamma, \quad \varphi_{S_L} = \pm \arctg \left\{ \frac{\sin \gamma}{\cos \gamma} \right\} = \pm \gamma; \quad (7)$$

$$A_{S_R} = C \frac{1}{\sqrt{2}} \cos \gamma, \quad \varphi_{S_R} = \mp \arctg \left\{ \frac{\sin \gamma}{\cos \gamma} \right\} = \mp \gamma. \quad (8)$$

Откуда следует, что отношение амплитуд A_{S_L} / A_{S_R} составляющих $\dot{E}_{S_L}$ и $\dot{E}_{S_R}$ равно

$$\frac{A_{S_L}}{A_{S_R}} = 1. \quad (9)$$

Разность фаз $\Delta\varphi_{S_{LR}} = \varphi_{S_L} - \varphi_{S_R}$ с учетом (7) и (8) связана с углом крена γ соотношением

$$\gamma_{[pa\partial]} = \pm \frac{\Delta\varphi_{S_{LR}}}{2}, \quad (10)$$

где «+» — положительный угол крена, «-» — отрицательный.

Из анализа (9) и (10) следует, что отношение амплитуд A_{S_L} / A_{S_R} не зависит от крена γ , в тоже время разность фаз $\Delta\varphi_{S_{LR}}$ ортогонально поляризованных по левому и правому кругу составляющих $\dot{E}_{S_L}$ и $\dot{E}_{S_R}$ принятых сигналов радиомаяка определяется только креном γ ЛА, что и определяет физическую основу его измерения.

4. Заключение

1. Предлагаемый радиолокационный поляризационно-фазовый метод определения угла крена ЛА допускает его моноимпульсную оценку. Отраженный радиоимпульс от пассивного поляризационно-анизотропного радиомаяка содержит на борту ЛА полную информацию о его крене за счет использования фиксированной поляризации излучаемых импульсных радиосигналов и их СВЧ двухканального приема в круговом поляризационном базисе.

2. Описанный метод может быть дополнением в системах ориентации ЛА при инструментальном заходе на посадку по пассивному радиомаяку, не требующим источников электропитания и технического обслуживания.

Благодарности

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования РФ, проект FEWM-2023-0014.

Список литературы

1. Пельпор Д. С., Ягодкин В. В. Гироскопические системы. М. : Высшая школа, 1988. 216 с.
2. Гулько В. Л. Пат. 2537384 (РФ). Поляризационно-модуляционный способ радиолокационного измерения угла крена летательного аппарата и устройство для его реализации. Опубл. в Б. И., 2015. № 1.
3. Gulko V. L., Mescheryakov A. A., Blinkovsky N. K. Radar Method for Determining the Roll Angle of an Aircraft // Instruments and Experimental Techniques. 2022, iss. 65(3), P. 500–508.
4. Гулько В. Л., Мещеряков А. А. Радиолокационный метод оценивания углового положения летательного аппарата на основе использования векторных свойств зондирующих сигналов // Радиоэлектроника. Наносистемы. Информационные технологии. 2024. Т. 15, № 4. С. 465—472.
5. Гулько В. Л., Луц О. Я., Мещеряков А. А. Радиолокационный поляризационно-амплитудный метод определения угла крена летательного аппарата // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии. 2024. № 6. С. 14—15.
6. Кобак В. О. Радиолокационные отражатели. М. : Сов. радио, 1975. 248 с.
7. Аззам Р., Башара Н. Эллипсометрия и поляризованный свет. М. : Мир, 1981. 583 с.

Информация об авторах

Гулько Владимир Леонидович, кандидат технических наук, ведущий научный сотрудник НИИ РТС ТУСУР, г. Томск, Российская Федерация.

Мещеряков Александр Алексеевич, кандидат технических наук, заведующий лабораторией радиолокации НИИ РТС ТУСУР, г. Томск, Российская Федерация.

Radar Polarization-Phase Method of Aircraft Roll Angle Determination

V. L. Gulko and A. A. Mescheryakov

Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics
40, Lenin ave., Tomsk, 634050, Russian Federation
GulkoVL@rts.tusur.ru

Received: April 3, 2025

Peer-reviewed: April 10, 2025

Accepted: April 10, 2025

Abstract: *We propose a radar method for determining the roll angle of an aircraft using a passive beacon in the form of a radar polarization-anisotropic trihedral corner reflector (CR) with a triangular shape of reflecting edges and with horizontal intrinsic polarization. To determine the roll angle, the onboard radar uses probing pulsed radio signals with a linear plane of polarization coinciding with the transverse axis of the aircraft. Reception of reflected pulse radio signals from the passive beacon is carried out on board the aircraft in a circular polarization basis. Roll angle estimation is performed by one reflected radio pulse at the output of the UHF dual-channel receiver according to the measured phase difference between the orthogonally polarized left and right circular components of the received beacon signal.*

Keywords: *passive beacon, corner reflector, phase difference, Jones matrix, circular polarization basis.*

For citation (IEEE): V. L. Gulko and A. A. Mescheryakov, "Radar polarization-phase method of aircraft roll angle determination", *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 8, no. 2, pp. 253–264, 2025, doi: 10.21227/g2v7-5k42. (In Russ.).

References

- [1] D. S. Pel'por and V. V. Yagodkin, *Giroskopicheskie sistemy*. Moscow: Vysshaya shkola Publ., 1988. (In Russ.).
- [2] V. L. Gulko, Pat. 2537384 (RU). Polarization-modulation method of radar measurement of aircraft roll angle and a device for its realization. January 10, 2015.
- [3] V. L. Gulko, A. A. Mescheryakov, and N. K. Blinkovsky, "Radar Method for Determining the Roll Angle of an Aircraft," *Instruments and Experimental Techniques*, vol. 65, no. 3, pp. 500–508, 2022.
- [4] V. L. Gulko and A. A. Mescheryakov, "Radar method of aircraft angular position estimation based on the use of sounding signals vector properties," *Radioelectronics. Nanosystems. Information Technologies*, 2024, vol. 16, no. 4, pp. 465–472. (In Russ.).
- [5] V. L. Gulko, O. Ya. Luts, A. A. Mescheryakov, "Radar polarization-amplitude method of aircraft roll angle determination," *Microwave and telecommunication technology*, no. 6, pp. 14–15, 2024. (In Russ.).

- [6] V. O. Kobak, *Radiolokacionniye otrazhateli*. Moscow: Sov. Radio Publ., 1975. (In Russ.).
- [7] R. M. A. Azzam and N. M. Bashara, *Ellipsometry and polarised light*, New York, Amsterdam and Oxford: North-Holland, 1977.

Information about the authors

Vladimir L. Gulko, PhD in Technical Sciences, Leading Researcher, RTS Research Institute, TUSUR, Tomsk, Russian Federation..

Alexander A. Mescheryakov, PhD in Technical Sciences, Head of the Radiolocation Laboratory, RTS Research Institute, TUSUR, Tomsk, Russian Federation.

Метод повышения помехоустойчивости систем передачи информации

Дегтярев А. Н., Афонин И. Л., Зеленкевич Д. Ю.

Севастопольский государственный университет
ул. Университетская, 33, Севастополь, 299053, Российская Федерация
degtyaryov1966@yandex.ru

Получено: 11 апреля 2025 г.

Отрецензировано: 18 апреля 2025 г.

Принято к публикации: 18 апреля 2025 г.

Аннотация: Обосновывается метод ортогонализации линейно независимых функций, основанный на определении веса ортогональности. Форма ортогональных функций не отличается от формы исходных функций. Синтез оптимальных приемников проводится на основе критерия минимума дисперсии помехи на выходе приемника при фиксированном отсчетном значении полезного сигнала. В случае небелой помехи оптимальные приемники имеют конечный во всей рабочей частотной полосе коэффициент усиления. Для борьбы с межсимвольной интерференцией и межканальными помехами при минимизации дисперсии помехи учитываются условия ортогональности с весом соседних с принимаемым канальным символом канальных символов основного и соседних каналов. В качестве нелинейного оптимального приемника применяется коррелятор с дискретным опорным сигналом. Критерием оптимальности нелинейного приемника также является критерий минимума дисперсии помехи на выходе приемника при фиксированном отсчетном значении полезного сигнала.

Ключевые слова: ортогонализация, ортогональность с весом, оптимальный приемник, коррелятор, согласованный фильтр, критерий оптимальности, минимизация дисперсии, межсимвольная интерференция, межканальные помехи.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Дегтярев А. Н., Афонин И. Л., Зеленкевич Д. Ю. Метод повышения помехоустойчивости систем передачи информации // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2025. Т. 8, № 2. С. 265—280.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Дегтярев, А. Н. Метод повышения помехоустойчивости систем передачи информации / А. Н. Дегтярев, И. Л. Афонин, Д. Ю. Зеленкевич // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. — 2025. — Т. 8, № 2. — С. 265—280.

1. Введение

Системы передачи информации (СПИ) должны работать со скоростями, близкими к предельным. Скорость передачи информации СПИ ограничивается помехами в канале связи. Если помеха является белым шумом, то оптимальные приемники строят в виде согласованных фильтров и корреляторов. Оптимальные приемники — это устройства, оптимальные по критерию максимального отношения сигнал/шум на выходе в отсчетный момент времени. При наличии в канале небелых помех на входе согласованного фильтра или коррелятора включают «обеляющий» фильтр, т. е. структура приемника усложняется.

В теории связи принята модель, согласно которой сигнал имеет конечные длительность и ширину спектра [1]. Это положение противоречит свойствам прямого и обратного преобразований Фурье [2] и приводит к возникновению систематических погрешностей в виде межсимвольной интерференции (МСИ) и межканальных помех (МКП).

МКП возникают в результате того, что сигналы, передаваемые в соседних каналах связи, из-за неидеальности амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) каналов перестают быть ортогональными. МСИ является следствием потери ортогональности канальными символами.

Для снижения уровня МСИ используют эквалайзеры; устройства, работающие по алгоритму Витерби, и т. д. [3]. Для снижения уровня МКП вводят защитный частотный интервал.

Использование алгоритма Витерби для снижения уровня МСИ приводит к повышению вычислительной нагрузки приемника, а подключение к согласованным фильтрам и корреляторам дополнительных устройств может нарушить условие оптимальности приемника. Введение защитного частотного интервала снижает частотную эффективность СПИ.

Кроме того, одновременное снижение уровней МСИ и МКП с помощью существующих методов ортогонализации невозможно, т.к. эти методы искажают форму канальных символов [4—7].

Таким образом, существует противоречие, которое заключается в следующем:

- с одной стороны, существует необходимость в передаче информации со скоростями, близкими к предельным скоростям, но ее не могут обеспечить имеющиеся системы связи;

- с другой стороны, отсутствуют результаты теоретических исследований, связанные с применением физически реализуемых каналоформирующих устройств в системах передачи информации, а существующие теоретические положения не способны дать методологию их разработки.

Цель работы состоит в разработке теоретических основ и прикладных методов анализа процессов передачи сигналов, обеспечивающих повышение помехоустойчивости многоканальных систем передачи информации.

Необходимо решить следующие задачи:

- разработка и обоснование метода ортогонализации линейно независимых функций, который позволяет сохранить форму исходных функций;
- разработка методов повышения помехоустойчивости СПИ, основанных на разработанном методе ортогонализации;
- разработка методов синтеза приемников, обеспечивающих высокую помехоустойчивость СПИ.

2. Метод ортогонализации

Теорема 1 [8]. Пусть заданы системы линейно независимых функций $\varphi_1(t)$, $\varphi_2(t)$, ..., $\varphi_N(t)$ и $l_1(t)$, $l_2(t)$, ..., $l_k(t)$, определенных на интервале изменения аргумента от t_1 до t_2 , тогда, если система из $K = N(N+1)/2$ уравнений:

$$\left\{ \begin{array}{l} b_1 \int_{t_1}^{t_2} \varphi_1^2(t) l_1(t) dt + \dots + b_k \int_{t_1}^{t_2} \varphi_1^2(t) l_k(t) dt = 1, \\ b_1 \int_{t_1}^{t_2} \varphi_1(t) \varphi_2(t) l_1(t) dt + \dots + \\ + b_k \int_{t_1}^{t_2} \varphi_1(t) \varphi_2(t) l_k(t) dt = 0, \\ \dots \dots \dots \\ b_1 \int_{t_1}^{t_2} \varphi_N^2(t) l_1(t) dt + \dots + b_k \int_{t_1}^{t_2} \varphi_N^2(t) l_k(t) dt = 1. \end{array} \right.$$

имеет решение относительно b_i , то функция:

$$\rho_\varphi(t) = \sum_{i=1}^K b_i l_i(t)$$

является весом ортогональности функций $\varphi_1(t), \varphi_2(t), \dots, \varphi_N(t)$.

Алгоритм ортогонализации, вытекающий из теоремы 1, неудобен тем, что для определения веса ортогональности N функций $\varphi_1(t), \varphi_2(t), \dots, \varphi_N(t)$

необходимо вводить $k = N(N+1)/2$ функций $l_1(t), l_2(t), \dots, l_k(t)$, составляющих этот вес. Введем понятие энергия веса ортогональности:

$$E_p = \int_{t_1}^{t_2} \rho_\varphi^2(t) dt.$$

Теорема 2 [8]. Вес ортогональности, оптимальный по условию минимума энергии, представляет собой квадратичную форму от ортогонализуемых функций:

$$\rho_\varphi(t) = \lambda_1 \varphi_1^2(t) + \lambda_2 \varphi_1(t) \varphi_2(t) + \dots + \lambda_N \varphi_2^2(t) + \dots + \lambda_K \varphi_N^2(t),$$

где λ_j — коэффициенты веса ортогональности, которые определяются из условий ортогональности:

$$\int_{t_1}^{t_2} \varphi_n(t) \varphi_k(t) \rho_\varphi(t) dt = \begin{cases} 1, n = k, \\ 0, n \neq k. \end{cases}$$

Если система линейно независимых функций составлена из эквидистантных функций вида $\varphi_k(t) = \varphi(t + \alpha \cdot k)$, ($k = 0, 1, 2, \dots$), α — интервал смещения функций $\varphi_k(t)$, то вес ортогональности имеет вид периодической функции, период которой равен α [8].

В работе [8] вес ортогональности, оптимальный по условию минимума энергии, вычисляется для полиномов Чебышева и Эрмита. В [8] показано, что этот вес ортогональности совпадает с известным весом ортогональности этих полиномов.

В качестве ортогонального базиса для технических предложений будем использовать смещенные на интервал времени, кратный α , импульсные характеристики физически реализуемых фильтров, т. е. $\varphi_k(t) = g_k(t) = g(t + \alpha \cdot k)$. В [8] показано, что, если порядок фильтра равен N , то для N таких импульсных характеристик выполняются условия:

$$\int_{-\infty}^{\infty} g(t) g_k(t) \rho_\varphi(t) dt = \begin{cases} 1, n = k, \\ 0, n \neq k, \end{cases} \quad (1)$$

где ($k = 0, 1, 2, \dots, N$).

Т. е. базис, составленный из таких импульсных характеристик, является квазиортогональным.

3. Снижение уровней межсимвольной интерференции и межканальных помех

Рассмотрим метод снижения уровней МСИ и МКП на примере СПИ с импульсно-кодовой модуляцией (ИКМ), рис. 1. Кодер модуляционного

кода (КМК) на k -м тактовом интервале вырабатывает число a_{ik} , которое определяет уровень дельта-импульса $\delta(t)$. В этом случае канальный символ $s_{ik}(t)$, вырабатываемый формирующим фильтром на k -м тактовом интервале, равен:

$$s_{ik}(t) = a_{ik} g(t - kT), \quad (2)$$

где $k = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$; T — тактовый интервал, $g(t)$ — импульсная характеристика формирующего фильтра.

Сигнал тактовой частоты в приемнике вырабатывается устройством тактовой синхронизации (ТС).

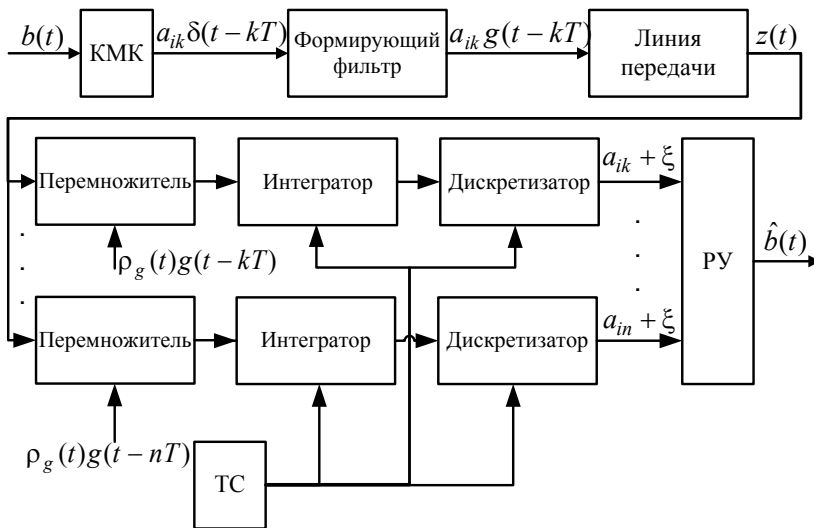


Рис. 1. Структурная схема системы передачи информации методом ИКМ с ортогонализацией канальных символов.

Fig. 1. Structural diagram of the information transmission system using the PCM method with orthogonalization of channel symbols

На выходе линии передачи, которая не изменяет форму сигнала, имеет место аддитивная смесь $z(t) = s_{ik}(t) + n(t)$ сигнала и аддитивной помехи $n(t)$. Для исключения МСИ проведем ортогонализацию канальных символов (2) путем определения веса ортогональности $\rho_g(t)$. Уровень МСИ оценивается согласно E -критерию [9]:

$$E_{\text{рМСИ}}^2 = \frac{1}{B_{\text{gp}}^2(0)} \sum_{\substack{k=-\infty \\ k \neq 0}}^{\infty} B_{\text{gp}}^2(kT),$$

где $B_{gp}(kT) = \int_{-\infty}^{\infty} g(t)g(t-kT)\rho_g(t)dt$.

Отношение сигнал/шум на выходе интегратора в отсчетный момент времени равно [9]:

$$q_{p\text{МСИ}} = \frac{\sqrt{2}h_{\delta}}{\sqrt{2h_{\delta}^2 E_{p\text{МСИ}}^2 + \frac{B_g(0)}{B_{gp}^2(0)} H}},$$

где

$$H = \int_{-\infty}^{\infty} g(t)^2 \rho_g^2(t) dt, \quad (3)$$

$h_{\delta} = \sqrt{E_{\delta} / N_0}$, $N_0 / 2$ — спектральная плотность мощности белого гауссовского шума, $E_{\delta} = a_{i0}^2$ — энергия бита.

Вероятность ошибки бита равна:

$$P_{\delta p\text{МСИ}} = Q(q_{p\text{МСИ}}),$$

где $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-\frac{t^2}{2}} dt$.

В классическом случае вероятность ошибки бита в условиях МСИ имеет вид

$$P_{\delta\text{МСИ}} = Q(q_{\text{МСИ}}),$$

где

$$q_{\text{МСИ}} = \frac{\sqrt{2}h_{\delta}}{\sqrt{1 + 2h_{\delta}^2 E_{\text{МСИ}}^2}}, E_{\text{МСИ}}^2 = \frac{1}{B_g^2(0)} \sum_{\substack{k=-\infty \\ k \neq 0}}^{\infty} B_g^2(kT), B_g(kT) = \int_{-\infty}^{\infty} g(t)g(t-kT)dt.$$

При бесконечном отношении сигнал/шум имеем [9]:

$$P_{\delta p\text{МСИ}} = Q(1/E_{p\text{МСИ}}), P_{\delta\text{МСИ}} = Q(1/E_{\text{МСИ}}).$$

Так как $1/E_{p\text{МСИ}} > 1/E_{\text{МСИ}}$, то при некотором значении $h_{\delta} > h_{\delta\text{окр}}$ вероятность ошибки в случае приема сигналов с ортогонализацией канальных символов становится меньше вероятности ошибки для случая, когда прием ведется классической системой, при этом [9]:

$$h_{\delta\text{окр}} = \sqrt{\frac{B_g(0)H - B_{gp}^2(0)}{2B_{gp}^2(0)(E_{\text{МСИ}}^2 - E_{p\text{МСИ}}^2)}}.$$

Т. к. $B_{gp}(0)=1$ по условиям ортогональности $g(t-kT)$, а $B_g(0)$ определяется видом формирующего фильтра, то для снижения значения $h_{\text{окр}}$ необходимо минимизировать величину H . Минимизация величины H (3) при условиях (1) дает оптимальный вес ортогональности в виде [9]:

$$\rho_{\text{gopt}}(t) = \frac{1}{2} \frac{\sum_{n=-\infty}^{\infty} \lambda_n g(t+nT)}{g(t)}. \quad (4)$$

Подстановка (4) в (1) приводит к условиям ортогональности в виде:

$$\int_{-\infty}^{\infty} g(t+nT) \sum_{m=-\infty}^{\infty} \lambda_m g(t+mT) dt = \begin{cases} 1, n=0, \\ 0, n \neq 0. \end{cases}$$

Тогда $H_{\min} = \lambda_0$.

На рис. 2—4 в логарифмическом масштабе показаны графики вероятностей ошибки для классических случаев: p_0 — при отсутствии МСИ и $p_{\text{оМСИ}}$ — при наличии МСИ, а также вероятности ошибки $p_{\text{орМСИmin}}$ для случая ортогонализации канальных символов путем определения веса ортогональности, минимизирующего величину H . Графики представлены для случая формирующего фильтра в виде нормированного фильтра Баттерворта 4-го порядка.

В многоканальной СПИ с частотным разделением каналов, кроме МСИ, возникает МКП. Оценим уровень МКП с помощью E -критерия

$$E_{\Sigma p}^2 = E_{\text{МКП}p}^2 + E_{\text{МСИ}p}^2,$$

где $E_{\text{МКП}p}^2 = E_{\text{МКП1}p}^2 + E_{\text{МКП2}p}^2$, $E_{\text{МКП1}p}^2$ и $E_{\text{МКП2}p}^2$ — составляющие квадрата E -критерия, обусловленные межканальными помехами, вызванными влиянием первого и второго соседних каналов приема соответственно, $E_{\text{МСИ}p}^2$ — составляющая квадрата E -критерия, обусловленная действием МСИ в основном канале приема. Для снижения уровня E -критерия используем ортогонализацию канальных символов с весом $\rho(t)$. Тогда:

$$E_{\text{МКП1}p}^2 = \frac{1}{B_{K2p}^2(0)} \sum_{k=-\infty}^{\infty} B_{K12p}^2(kT_2), \quad E_{\text{МКП2}p}^2 = \frac{1}{B_{K2}^2(0)} \sum_{k=-\infty}^{\infty} B_{K32}^2(kT_2),$$

$$E_{\text{МСИ}p}^2 = \frac{1}{B_{K2p}^2(0)} \sum_{k=-\infty}^{\infty} B_{K2p}^2(kT_2), \quad B_{K12p}(kT_2) = \int_{-\infty}^{\infty} g_{K2}(t) g_{K12}(t+kT_2) \rho(t) dt,$$

$$B_{K32p}(kT_2) = \int_{-\infty}^{\infty} g_{K2}(t) g_{K32}(t+kT_2) \rho(t) dt, \quad B_{K2p}(kT_2) = \int_{-\infty}^{\infty} g_{K2}(t) g_{K2}(t+kT_2) \rho(t) dt,$$

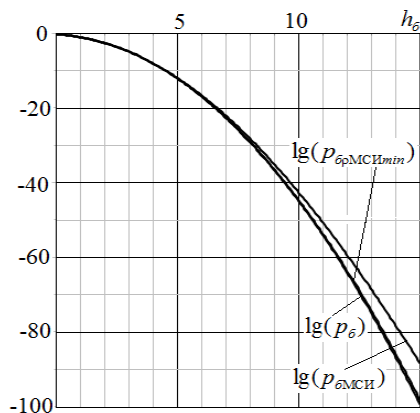


Рис. 2. Графики зависимостей вероятностей ошибок от отношения сигнал/шум при $T = \pi$.

Fig. 2. Graphs of the dependence of the error probabilities on the signal-to-noise ratio at $T = \pi$

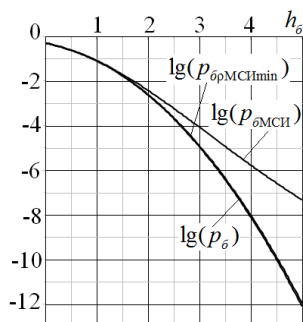


Рис. 3. Графики зависимостей вероятностей ошибок от отношения сигнал/шум при $T = 9\pi/8$.

Fig. 3. Graphs of the dependence of error probabilities on the signal-to-noise ratio at $T = 9\pi/8$

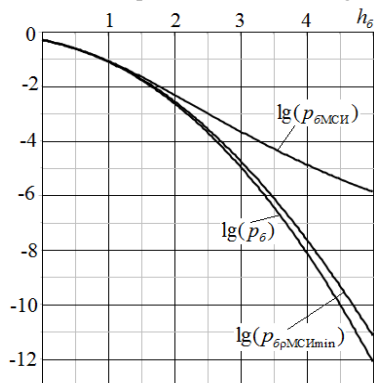


Рис. 4. Графики зависимостей вероятностей ошибок от отношения сигнал/шум при $T = 8\pi/9$.

Fig. 4. Graphs of the dependence of the error probabilities on the signal-to-noise ratio at $T = 8\pi/9$

T_2 — тактовый интервал в основном канале приема, $g_{K2}(t)$ — импульсная характеристика основного канала приема, $g_{K12}(t)$, $g_{K32}(t)$ — импульсные характеристики каналов приема, образованных передатчиками первого и второго соседних каналов и приемником основного канала.

Пусть соседние каналы приема имеют одинаковые формирующие фильтры передатчиков, несущие частоты этих каналов симметрично разнесены относительно несущей частоты основного канала, во всех каналах используется тактовый интервал T_2 , тогда для определения веса ортогональности используется система уравнений:

$$\begin{cases} B_{K2p}(kT_2) = \int_{-\infty}^{\infty} g_{K2}(t)g_{K2}(t+kT_2)\rho(t)dt = \\ = \begin{cases} B_{K2p}(0) = 1, k = 0, \\ 0, k = -N_{OK}/2, \dots, -2, -1, 1, 2, \dots, N_{OK}/2, \end{cases} \\ B_{K12p}(kT_2) = B_{K32p}(kT_2) = \\ = \int_{-\infty}^{\infty} g_{K2}(t)g_{K12}(t+kT_2)\rho(t)dt = 0, k \in \left[-\frac{N_{ПК}}{2}, \frac{N_{ПК}}{2}\right]. \end{cases}$$

Вероятность ошибки при приеме одного бита сообщения определяется выражением:

$$p_{\bar{\sigma}_p} = Q\left(\sqrt{2}h_{\bar{\sigma}} / \sqrt{2h_{\bar{\sigma}}^2 E_{\Sigma p}^2 + \frac{B_{K2}(0)}{B_{K2p}^2(0)} H}\right),$$

где $H = \int_{-\infty}^{\infty} g_{K2}(t)^2 \rho^2(t) dt$.

Вероятность ошибки при приеме одного бита сообщения в классическом случае:

$$p_{\bar{\sigma}} = Q\left(\frac{\sqrt{2}h_{\bar{\sigma}}}{\sqrt{1 + 2h_{\bar{\sigma}}^2 E_{\Sigma}^2}}\right),$$

где E_{Σ}^2 — квадрат E -критерия, обусловленный действием МСИ и МКП:

$$E_{\Sigma}^2 = E_{МСИ}^2 + E_{МКП}^2, \quad E_{МСИ}^2 = \frac{1}{B_{K2}^2(0)} \sum_{\substack{k=-\infty \\ k \neq 0}}^{\infty} B_{K2}^2(kT_2),$$

$$E_{МКП}^2 = \frac{1}{B_{K2}^2(0)} \left(\sum_{k=-\infty}^{\infty} B_{K12}^2(kT_2) + \sum_{k=-\infty}^{\infty} B_{K32}^2(kT_2) \right),$$

$B_{K2}(t)$ — автокорреляционная функция импульсной характеристики основного канала, $B_{K12}(t)$ и $B_{K32}(t)$ — взаимные корреляционные функции импульсной характеристики основного канала и импульсных характеристик каналов, образованных передатчиками первого и второго соседних каналов приема и приемника основного канала приема соответственно.

Вычислим критическое значение отношения сигнал/шум, при котором $p_{\text{опр}} = p_{\text{о}}^*$:

$$h_{\text{опр}} = \sqrt{\frac{B_{K2}(0)H - B_{K2p}^2(0)}{2B_{K2p}^2(0)(E_{\Sigma}^2 - E_{\Sigma p}^2)}}.$$

Графики зависимости вероятностей ошибок от отношения сигнал/шум в логарифмическом масштабе для случая, когда формирующие фильтры всех каналов связи выполнены в виде нормированного фильтра Баттерворта нижних частот 2-го порядка, показаны на рисунке 5 ($T = \pi$). Кривая 1 соответствует классическому случаю в условиях МСИ и МКП; кривая 2 — прием с ортогонализацией в условиях МСИ и МКП; кривая 3 — классический случай в условиях отсутствия МСИ и МКП.

4. Оптимальный приемник в условиях действия небелого шума

Критерий оптимизации состоит в обеспечении минимума среднего квадратического отклонения помехи на выходе приемника при заданном отсчетном значении A выходного сигнала приемника [10]. Ограничим наше рассмотрение задачей обнаружения сигнала $s(t)$ на интервале времени $[0, T]$. Запишем аддитивную смесь $z(t)$ сигнала $s(t)$ с небелым шумом $n(t)$, спектральная плотность которого $W_n(\omega)$ известна в виде $z(t) = s(t) + n(t)$.

Комплексный коэффициент передачи фильтра (ККП) имеет вид [10]

$$K(j\omega) = \frac{C \cdot S^*(j\omega) e^{-j\omega T}}{W_n(\omega)}, \quad (5)$$

где $S^*(j\omega)$ — спектральная плотность, комплексно сопряженная спектральной плотности сигнала $s(t)$,

$$C = \frac{2\pi A}{\int_{-\infty}^{\infty} \frac{S^2(\omega)}{W_n(\omega)} d\omega}. \quad (6)$$

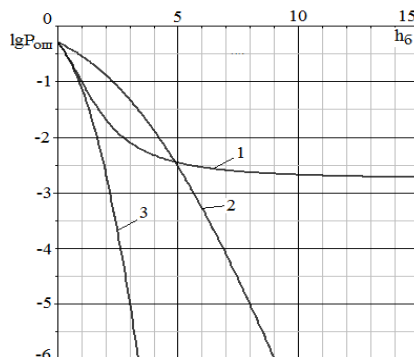
Рис. 5. Зависимости вероятностей ошибки от отношения сигнал/шум $T = \pi$.

Fig. 5. Dependences of error probabilities on signal-to-noise ratio

Дисперсия шума в отсчетный момент времени на выходе фильтра равна [10]:

$$D_p = \frac{2\pi A^2}{\int_{-\infty}^{\infty} \frac{S^2(\omega)}{W_n(\omega)} d\omega}. \quad (7)$$

Отношение сигнал/шум в отсчетный момент времени на выходе фильтра равен [10]:

$$q_0 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{S^2(\omega)}{W_n(\omega)} d\omega}.$$

Спектральную плотность мощности $W_n(\omega)$ помехи, действующей в полосе $\pm \Delta\omega/2$ вокруг центральной частоты ω_0 , представим в виде:

$$W_n(\omega) = W(\omega) \cdot \lim_{x \rightarrow \infty} \left[1 \left(\omega - \omega_0 + \frac{\Delta\omega}{2} + \infty - x \right) - 1 \left(\omega - \omega_0 - \frac{\Delta\omega}{2} - \infty + x \right) \right], \quad (8)$$

где $W(\omega)$ — функция, отличная от нуля во всем диапазоне частот и совпадающая с $W_n(\omega)$ в полосе $\pm \Delta\omega/2$, $1(x)$ — функция Хевисайда.

Подстановка (8) в (5—7) и вычисление предела дает:

$$K(j\omega) = \frac{2\pi A}{\int_{-\infty}^{\infty} \frac{S^2(\omega)}{W(\omega)} d\omega} \cdot \frac{S^*(j\omega) e^{-j\omega T}}{W(\omega)},$$

$$D_p = \frac{1}{2\pi} \int_{\omega_0 - \Delta\omega/2}^{\omega_0 + \Delta\omega/2} W(\omega) K^2(\omega) d\omega .$$

Т. е. включать обесцвечивающий фильтр на входе согласованного фильтра или коррелятора не требуется.

5. Нелинейный оптимальный прием

Техническая реализация оптимального приемника (рис. 1) сопряжена со сложностью настройки аналоговой аппаратуры. Рассмотрим приемник в виде коррелятора с дискретным опорным сигналом:

$$y(t) = \sum_{k=-M}^N \lambda_k \delta(t - T_k) ,$$

где $\delta(t)$ — дельта-функция, T_k — моменты взятия отсчетов принимаемой аддитивной смеси сигнала и помехи (заметим, что T_k могут не зависеть от интервала дискретизации входной смеси), λ_k — коэффициенты составляющих опорного сигнала. Величины T_k и λ_k вычисляются при решении уравнений, полученных на основании критерия оптимальности коррелятора. Число N коэффициентов λ_k с положительными индексами и число коэффициентов M с отрицательными индексами выбирается на этапе оптимизации коррелятора.

Отсчетное значение выходного сигнала коррелятора равно:

$$S = \sum_{k=-M}^N \lambda_k s(T_k) . \quad (9)$$

Дисперсия выходного шума имеет вид:

$$D_z = \sum_{k=-M}^N \sum_{m=-M}^N \lambda_m \lambda_k B_n(T_m - T_k) , \quad (10)$$

где $B_n(t, \tau)$ — корреляционная функция входного шума.

Отношение сигнал/шум на выходе коррелятора:

$$q_0 = \frac{\sum_{k=-M}^N \lambda_k s(T_k)}{\sqrt{\sum_{k=-M}^N \sum_{m=-M}^N \lambda_m \lambda_k B_n(T_m - T_k)}} .$$

Оптимизация коррелятора производится путем минимизации (10) при условии, что (9) равно некоторому заданному значению.

При минимизации (10), можно учесть условия ортогональности соседних с принимаемым сигналом канальных символов, что позволит снизить уровень МСИ.

5. Заключение

Синтез оптимальных приемников проводится на основе критерия минимума дисперсии помехи на выходе приемника при фиксированном отсчетном значении полезного сигнала.

Для борьбы с МСИ и МКП при минимизации дисперсии помехи учитываются условия ортогональности с весом соседних с принимаемым канальным символом канальных символов основного и соседних каналов. Нелинейный оптимальный прием реализуется с помощью коррелятора с дискретным опорным сигналом. Указанный коррелятор также является приемником, оптимальным по указанному критерию.

Список литературы

1. Шеннон К. Э. Математическая теория связи. В сб. : Работы по теории информации и кибернетике. М. : Изд-во иностранной литературы, 1963. С. 243—332.
2. Залманзон Л. А. Преобразование Фурье, Уолша, Хаара и их применение в управлении, связи и других областях. М. : Наука, 1989. 496 с.
3. Хабаров Е. О. Анализ характеристик ряда алгоритмов демодуляции в каналах с межсимвольной интерференцией // Электросвязь. 2008. № 5. С. 50—54.
4. Березин И. С., Жидков Н. П. Методы вычислений. Т. 2. М. : Государственное изд-во физико-математической литературы, 1960. 620 с.
5. Никифоров А. Ф., Уваров В. Б. Основы теории специальных функций. М. : Наука, 1974. 304 с.
6. Пугачев В. С. Теория случайных функций. М. : Физматгиз, 1960. 883 с.
7. Петров Д. А. Синтез хорошо-локализованных конечномерных базисов Вейля — Гейзенберга и их применение для построения высокоэффективных алгоритмов обработки сигналов: дис. ... д-ра физ.-мат. наук. М., 2010. 144 с.
8. Дегтярев А. Н. Ортогонализация функций и повышение помехоустойчивости высокоскоростных систем передачи информации : монография. М. : ИНФРА-М, 2015. 152 с.
9. Дегтярев А. Н., Конева С. А. Минимизация вероятности ошибки при взвешенном приеме сообщения с двухпозиционной импульсно-кодовой манипуляцией в условиях межсимвольной интерференции // Журнал радиоэлектроники. 2024. № 6. URL: <http://jre.cplire.ru/jre/jun24/1/text.pdf> (дата обращения: 23.09.2024).
10. Оптимальный приемник, обеспечивающий максимальное отношение сигнал-помеха в условиях действия небелого негауссова шума / А.Н. Дегтярев [и др.] // Журнал радиоэлектроники. 2024. № 7. URL: <http://jre.cplire.ru/jre/jul24/1/text.pdf> (дата обращения: 23.09.2024).

Информация об авторах

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

Афонин Игорь Леонидович, доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой «Радиоэлектроника и телекоммуникации» Института радиоэлектроники и интеллектуальных технических систем Севастопольского государственного университета, г. Севастополь, Российская Федерация.

Зеленкевич Дмитрий Юрьевич, аспирант кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации» Института радиоэлектроники и интеллектуальных технических систем Севастопольского государственного университета, г. Севастополь, Российская Федерация.

The Method of Increasing for the Noise Immunity of Information Transmission Systems

A. N. Degtyaryov, I. L. Afonin, and D. Yu. Zelenkevich

Sevastopol State University

33, Universitetskaya st., Sevastopol, 299053, Russian Federation

andegtyarev@mail.sevsu.ru

Received: April 11, 2025

Peer-reviewed: April 18, 2025

Accepted: April 18, 2025

Abstract: *The paper substantiates the method of orthogonalization of linearly independent functions based on the calculation of the orthogonality weight. The form of orthogonal functions does not differ from the form of the original functions. Synthesis of optimal receivers is carried out based on the criterion of minimum noise variance at the receiver output for a fixed reference value of the useful signal. In the case of non-white noise, optimal receivers have a finite gain in the entire operating frequency band. To combat intersymbol interference and interchannel interference when minimizing the interference variance, the orthogonality conditions with the weight of channel symbols of the main and adjacent channels adjacent to the received channel symbol are taken into account. A correlator with a discrete reference signal is used as a nonlinear optimal receiver. The criterion of optimality of a nonlinear receiver is also the criterion of minimum interference variance at the receiver output for a fixed reference value of the useful signal.*

Keywords: *orthogonalization, weighted orthogonality, optimal receiver, correlator, matched filter, optimality criterion, dispersion minimization, intersymbol interference, interchannel interference.*

For citation (IEEE): A. N. Degtyaryov, I. L. Afonin, and D. Yu. Zelenkevich. "The Method of Increasing for the Noise Immunity of Information Transmission Systems," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 8, no. 2, pp. 265–280, 2025, doi: 10.21227/bdc0-sw34. (In Russ.).

References

- [1] C. L. Shannon and W. Weaver, *The mathematical theory of communication*, Urbana: University of Illinois Press, 1949.
- [2] L. A. Zalmanzon, *Fourier, Walsh, and Haar Transformations and Their Application in Control, Communications, and Other Areas*, Moscow : Nauka, 1989. (In Russ.).
- [3] E. O. Khabarov, "Studying characteristics of series of algorithms in intersymbol interference channels," *Elektrosvyaz*, vol. 5, pp. 50–54, 2008. (In Russ.).
- [4] I. S. Berezin and N. P. Zhidkov, *Calculation Methods*, vol. 2, Moscow: Fizmatgiz, 1960. (In Russ.).
- [5] A. F. Nikiforov and V. B. Uvarov, *Fundamentals of the Theory of Special Functions*, Moscow: Nauka, 1974. (In Russ.).

- [6] V. S. Pugachev, *Theory of Random Functions*, Moscow: Fizmatgiz, 1960. (In Russ.).
- [7] D. A. Petrov, *Synthesis of Well-Localized Finite-Dimensional Weyl-Heisenberg Bases and Their Application for Constructing Highly Efficient Signal Processing Algorithms: diss. ... doct. physico-mathematical sciences*, Moscow, 2010. (In Russ.).
- [8] A. N. Degtyarev, *Orthogonalization of Functions and Increasing the Noise Immunity of High-Speed Information Transmission Systems*, Moscow: INFRA-M, 2015. (In Russ.).
- [9] A. N. Degtyarev, S.A. Koneva, "Minimizing error probability during weighed reception of a message with a two-level pulse-code modulation under conditions of inter-symbol interference", *Journal of Radio Electronics*, vol. 6, 2024, URL: <http://jre.cplire.ru/jre/jun24/1/text.pdf> (accessed: 23.09.2024) (In Russ.).
- [10] A. N. Degtyarev, I. L. Afonin, V. G. Slezkin, and G. V. Slezkin, "Optimal receiver ensuring maximum signal-to-noise ratio when affected by non-white non-gaussian noise," *Journal of Radio Electronics*, no. 7, 2024, URL: <http://jre.cplire.ru/jre/jul24/1/text.pdf> (accessed: 23.09.2024) (In Russ.).

Information about the authors

Andrey N. Degtyarev, Candidate of Technical Sciences, Associate Professor of the Department of Radio Electronics and Telecommunications of the Institute of Radio Electronics and Smart Technical Systems of Sebastopol State University, Sebastopol, Russian Federation.

Igor L. Afonin, Doctor of Technical Sciences, Professor, Head of the Department of Radio Electronics and Telecommunications of the Institute of Radio Electronics and Smart Technical Systems of Sebastopol State University, Sebastopol, Russian Federation.

Dmitriy Yu. Zelenkevich, Graduate student of the Department of Radio Electronics and Telecommunications of the Institute of Radio Electronics and Smart Technical Systems of Sebastopol State University, Sebastopol, Russian Federation.

Модель для анализа метода сокращения измерительного расстояния при тестировании эквивалентной изотропной излучаемой мощности в диапазоне FR2

^{1,2} Громоздин В. В., ^{1,2} Новикова Т. В., ^{1,2} Ерисов А. А., ¹ Бартош А. Е.

¹ Филиал НИЦ Телеком в г. Севастополе (ИЦ «Омега»)

ул. Вакуленчука, д. 29, Севастополь, 299053, Российская Федерация
gromozdinvv@nic-t.ru, novikovatv@nic-t.ru, erisovaa@nic-t.ru, bartoshae@nic-t.ru

² Севастопольский государственный университет

ул. Университетская, д. 33, Севастополь, 299053, Российская Федерация

Получено: 21 апреля 2025 г.

Отрецензировано: 28 апреля 2025 г.

Принято к публикации: 28 апреля 2025 г.

Аннотация: В работе предложена математическая модель расчета нормированной эквивалентной изотропной излучаемой мощности, позволяющая анализировать применимость асимптотического приближения, предлагаемого в отчете 3GPP TR 38.884, как допустимого метода сокращения измерительного расстояния при определении эквивалентной изотропной излучаемой мощности оборудования систем связи 5G и выше в частотном диапазоне FR2.

Ключевые слова: оборудование 5G, бесконтактный метод измерения, тестирование, дальняя зона излучения, ближняя зона излучения, плотность потока мощности, эквивалентная изотропная излучаемая мощность, асимптотическое приближение, антенная решетка.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Громоздин В. В., Новикова Т. В., Ерисов А. А., Бартош А. Е. Модель для анализа метода сокращения измерительного расстояния при тестировании эквивалентной изотропной излучаемой мощности в диапазоне FR2 // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2025. Т. 8, № 2. С. 281—299.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Громоздин, В. В. Модель для анализа метода сокращения измерительного расстояния при тестировании эквивалентной изотропной излучаемой мощности в диапазоне FR2 / В. В. Громоздин, Т. В. Новикова, А. А. Ерисов, А. Е. Бартош // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2025. — Т. 8, № 2. — С. 281—299.

1. Введение

Высокая стоимость проведения испытаний оборудования систем связи 5G и выше в числе прочих факторов определяется стоимостью безэховой камеры, обеспечивающей возможность проведения измерений в дальней зоне поля излучения, определяя ее минимальные габариты.

С целью снижения габаритов и стоимости безэховой камеры и системы позиционирования в настоящее время рассматриваются решения, смещающие измерительное расстояние в область промежуточной зоны тестируемого устройства [1, 2]. Данные методы не являются допустимыми с точки зрения спецификации 3GPP [3] для тестирования всех параметров, приведенных в [4], однако могут быть применимы для тестирования эквивалентной изотропной излучаемой мощности (ЭИИМ — *EIRP*).

В [2] указано, что возможно смещение расстояния тестирования в промежуточную зону до $1/8$ расстояния Фраунгофера FF , определяемого, как:

$$FF = 2D^2/\lambda, \quad (1)$$

где D — максимальный габаритный размер антенны, λ — длина волны.

Требуемое при этом преобразование поля для экстраполяции полученных результатов в значения *EIRP* и *EIS* в дальней зоне является значительно менее сложным, чем традиционное преобразование ближнего поля в дальнее поле (*NFTF*) [1]. Также не требуется трехмерного сканирования и наличия информации о фазе электромагнитного поля в точках измерения, при этом можно использовать результаты измерений на двух (при подходе «черно-белого ящика» — без локального поиска направления пика луча в ближнем поле (*NF*), поскольку его можно рассчитать) или трех (при подходе «черного ящика» — с локальным поиском вокруг пикового направления луча в дальнем поле (*FF*)) различных расстояниях в промежуточной зоне.

Основой метода, предлагаемого в [1, 2] является предположение, что в тестируемом устройстве используются антенные решетки, а измерительные расстояния находятся в пределах дальней зоны каждого элемента решетки и, учитывая, что фазовые центры поля от каждого элементарного излучателя не совпадают с центром координат антенны в целом, суммарная мощность излучения антенной решетки на некотором измерительном расстоянии $d_{изм}$ может быть определена с использованием суперпозиции излучений от каждого элемента на основе физической оптики. При увеличении измерительного расстояния разность хода лучей от различных элементов решетки в направлении максимума диаграмм направленности (ДН)

решетки будет уменьшаться и при компенсации потерь в свободном пространстве $L(d_{изм})[\text{дБ}] = 20\lg(d_{изм}/r)$, как показано в [1], нормализованная мощность $P_{норм}(d_{изм})$ будет возрастать

$$P_{норм}(d_{изм})[\text{дБм}] = P(d_{изм})[\text{дБм}] + L(d_{изм})[\text{дБ}], \quad (2)$$

приходя к своему предельному значению, как показано на рисунке 1-а) для решетки 8×2 с расстоянием $\lambda/2$ между антенными элементами [2]. Здесь $P(d_{изм})$ — мощность на выходе измерительной антенны минус ее коэффициент усиления и плюс совокупные потери тракта передачи, определяемые при калибровке [1]. В [1] также приведено асимптотическое приближение для зависимости нормализованной мощности от $d_{изм}$:

$$P_{норм}(d_{изм}) \cong -0,5b_1d_{изм}^{-2} + b_2. \quad (3)$$

где b_i — коэффициенты асимптотического разложения, для оценки которых используются два измерения в одном направлении на расстояниях d_1 и d_2 .

На рисунке 1-б) приведено графическое представление этой зависимости, где измерительное расстояние $d_{изм}$ выражено в долях от границы дальней зоны излучения FF , определяемой в соответствии с (1):

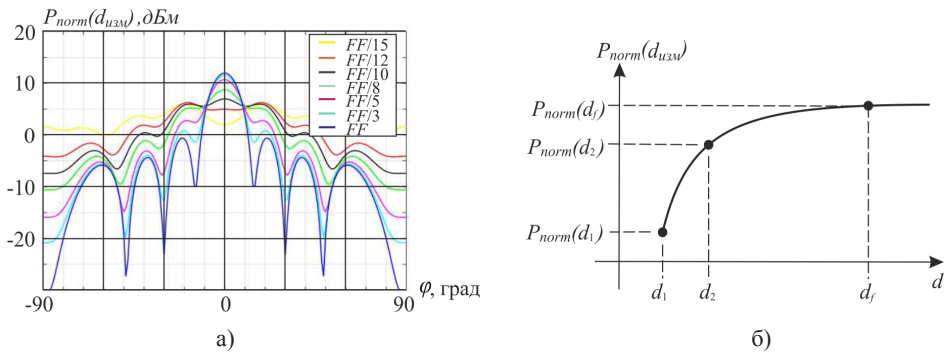


Рис. 1. Иллюстрация метода смещения расстояния тестирования в промежуточную зону в соответствии с [1]: а) нормализованная $P_{норм}(d_{изм}, \varphi, \theta = \pi/2)$ решетки 8×2 при различных d ; б) зависимость нормализованной мощности $P_{норм}(d_{изм}, \varphi = 0, \theta = \pi/2)$.

Fig. 1. Illustration of the method of shifting the testing distance to the intermediate zone in accordance with [1]: а) normalized $P_{норм}(d_{изм}, \varphi, \theta = \pi/2)$ 8×2 array for different d ; б) dependence of the normalized power $P_{норм}(d_{изм}, \varphi = 0, \theta = \pi/2)$

В данном случае использован термин «нормализованная мощность», как это приведено в первоисточниках [1, 2], однако для большей общности

дальнейших рассуждений удобно представить ее через плотность потока мощности, пронормировав к ее максимальному значению в дальней зоне на расстоянии d_{FF} , что, соответственно, можно представить в виде:

$$\frac{P(d_{изм}) \cdot d_{изм}^2}{P(d_{FF}) \cdot d_{FF}^2} = \frac{\Pi(d_{изм}) \cdot 4\pi \cdot d_{изм}^2}{\Pi(d_{FF}) \cdot 4\pi \cdot d_{FF}^2} = \frac{EIRP(d_{изм})}{EIRP(d_{FF})} = EIRP_{норм}(d_{изм}), \quad (4)$$

где $\Pi(d_{изм})$ и $\Pi(d_{FF})$ — плотность потока мощности на измерительном $d_{изм}$ и на расстоянии в дальней зоне d_{FF} соответственно. Расстояние d_{FF} может принимать значения от $FF = 2D^2/\lambda$ до бесконечности.

Для определенной выражением (4) функции в дальнейшем будем использовать термин нормированной ЭИИМ $EIRP_{норм}$, которая является функцией безразмерной и значения которой лежат в пределах от 0 до 1.

Целью настоящей работы является получение математического выражения или системы таких выражений, описывающих зависимость нормированной ЭИИМ $EIRP_{норм}$ от измерительного расстояния $d_{изм}$ с целью анализа применимости экстраполяции вида (3) для оценки $EIRP$ при смещении расстояния тестирования в промежуточную зону для различных антенных решеток, используемых в оборудовании систем связи 5G и выше.

2. Расчетные соотношения для нормированной ЭИИМ

Плотность потока мощности Π связана с напряженностью поля E через волновое сопротивление свободного пространства:

$$\Pi = \frac{E^2}{120\pi} = \frac{E_\theta^2 + E_\varphi^2 + E_r^2}{120\pi}, \quad (5)$$

где E — среднеквадратичное значение напряженности электрического поля;

E_θ — θ -компонента вектора напряженности электрического поля;

E_φ — φ -компонента вектора напряженности электрического поля;

E_r — радиальная компонента вектора напряженности электрического поля;

Учитывая, что измерительные расстояния находятся в пределах дальней зоны каждого элемента решетки, радиальной E_r -компонентой поля можно пренебречь и волну от каждого элемента считать плоской. При этом следует отметить, что наличие элементов решетки на различных расстояниях по оси Y , отличных от $Y = 0$, приближение точки измерения M к центру расположения анализируемой антенны приводит к появлению

радиальной составляющей суммарного поля и в общем случае для промежуточной зоны пренебрежение радиальной составляющей не является строго обоснованным, однако, как следует из последующих рассуждений, для данной задачи не является принципиальным.

Также в дальнейшем для упрощения формул выбрано такое расположение относительно центра сферических координат (рис. 2) и такие геометрические конфигурации анализируемых антенн (антенных решеток), чтобы E_φ -компонентой вектора напряженности электрического поля можно было пренебречь.

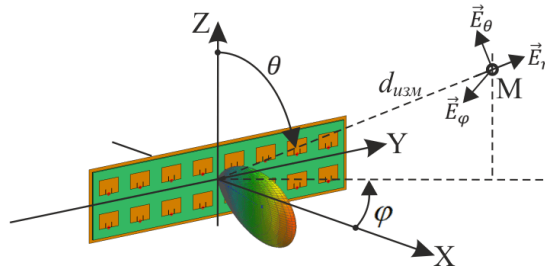


Рис. 2. Расположение анализируемой антенны в сферической системе координат.

Fig. 2. Location of the analyzed antenna in the spherical coordinate system

Учитывая вышеизложенное, преобразуем (4) к виду:

$$EIRP_{норм}(d_{изм}) \approx \frac{|E_\theta^2(d_{изм})|}{|E_\theta^2(d_{FF})|} \cdot \left(\frac{d_{изм}}{d_{FF}} \right)^2 \quad (6)$$

В дальнейшем можно будет уточнить полученные результаты, учтя все компоненты поля (в том числе и радиальную) при произвольном расположении анализируемой антенны относительно центра сферической системы координат.

3. Геометрические конфигурации анализируемых антенных решеток

В работе анализируются плоские антенные решетки размерностей 2×2 , 4×2 , 8×2 и 16×2 , внешний вид которых и вид ДН с направления оси Z в дальней зоне приведены на рис. 3, при этом расстояние между антенными элементами решетки по осям Y и Z составляет $\lambda/2$. Для анализа выбрана рабочая частота 29 ГГц.

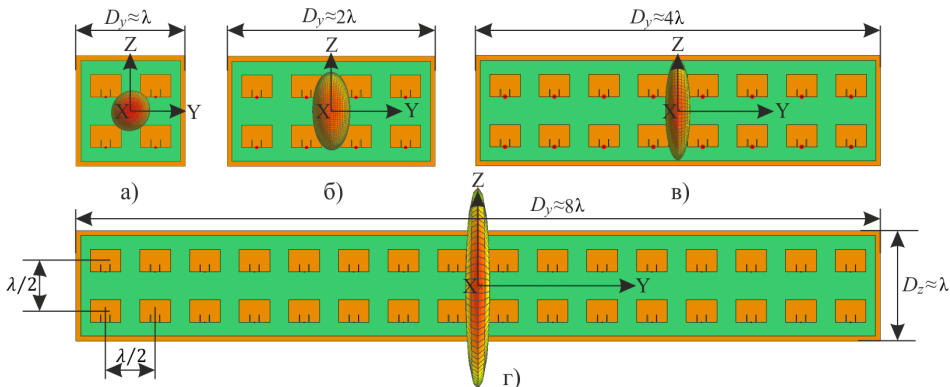


Рис. 3. Геометрические конфигурации антенных решеток: а) 2×2; б) 4×2; в) 8×2; г) 16×2.

Fig. 3. Geometrical configurations of antenna arrays: a) 2×2; b) 4×2; c) 8×2; d) 16×2

Анализ пространственного распределения поля проводится путем моделирования в пакете электродинамического моделирования *FEKO* для указанных выше конфигураций антенных решеток на полосковых (*patch*) излучателях при толщине подложки 1,5 мм с диэлектрической проницаемостью $\varepsilon = 4,5$. При этом габариты рассматриваемых антенных решеток с учетом размеров заземляющего металлического экрана и соответствующие расстояния дальней зоны *FF* составляют:

- конфигурация 2×2: $D_y = \lambda$; $D_z = \lambda$; $FF_{Ant2 \times 2} = 2\lambda$;
- конфигурация 4×2: $D_y = 2\lambda$; $D_z = \lambda$; $FF_{Ant4 \times 2} = 8\lambda$;
- конфигурация 8×2: $D_y = 4\lambda$; $D_z = \lambda$; $FF_{Ant8 \times 2} = 32\lambda$;
- конфигурация 16×2: $D_y = 8\lambda$; $D_z = \lambda$; $FF_{Ant16 \times 2} = 128\lambda$.

Для антенной решетки 2×2 граница дальней зоны располагается в пределах ближней зоны единичного элемента, где проводить измерения в общем случае не имеет смысла, соответственно, рассматривать задачу сокращения измерительного расстояния в еще меньшую сторону тем более нецелесообразно. Однако для общности рассуждений для всех конфигураций антенных решеток расстояния дальней зоны выбраны, как указано выше.

На основании расчетов, проведенных в *FEKO* для рассматриваемых конфигураций антенн, на рис. 4 приведены зависимости $EIRP_{норм}(d_{изм})$ от угла φ и зависимости $EIRP_{норм}(d_{изм})$ от измерительного расстояния $d_{изм}$ в направлении $\varphi = 0$, где измерительные расстояния выражены в долях от расстояния дальней зоны излучения *FF* соответствующей решетки.

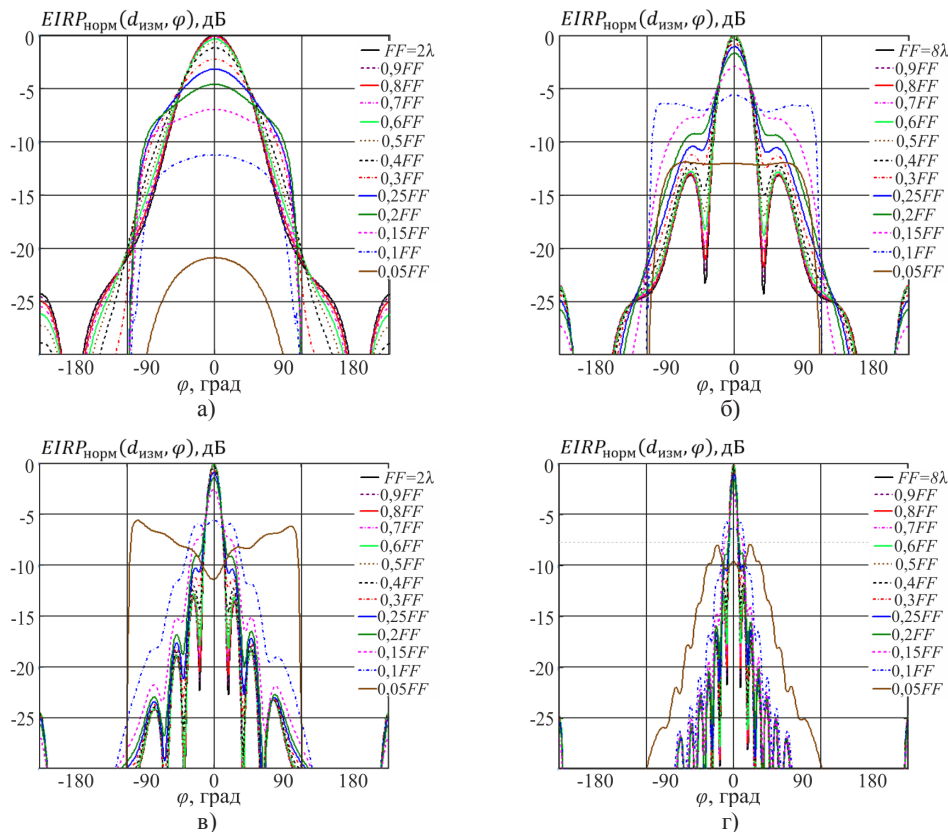


Рис. 4. Зависимости $EIRP_{\text{норм}}(d_{\text{изм}})$ от угла φ при различных относительных измерительных расстояниях FF для конфигураций: а) 2×2 ; б) 4×2 ; в) 8×2 ; г) 16×2 .

Fig. 4. Dependences $EIRP_{\text{норм}}(d_{\text{изм}})$ on the angle φ for different relative measuring distances FF for configurations: а) 2×2 ; б) 4×2 ; в) 8×2 ; г) 16×2

На рис. 5 приведены соответственно зависимости $EIRP_{\text{норм}}(d_{\text{изм}})$ от измерительного расстояния $d_{\text{изм}}$ в направлении $\varphi = 0$, где измерительные расстояния также выражены в долях от расстояния дальней зоны излучения FF соответствующей решетки.

Из приведенных зависимостей следует, что при увеличении количества элементов антенной решетки зависимости $EIRP_{\text{норм}}(d_{\text{изм}})$ приближаются к некоторой своей предельной форме кривой, которая с дальнейшим увеличением количества излучающих элементов по оси Y практически не изменяется. Экстраполяция данного вывода на решетки еще больших размер-

ностей затруднено по причине необходимости значительных вычислительных ресурсов для расчета таких антенных решеток.

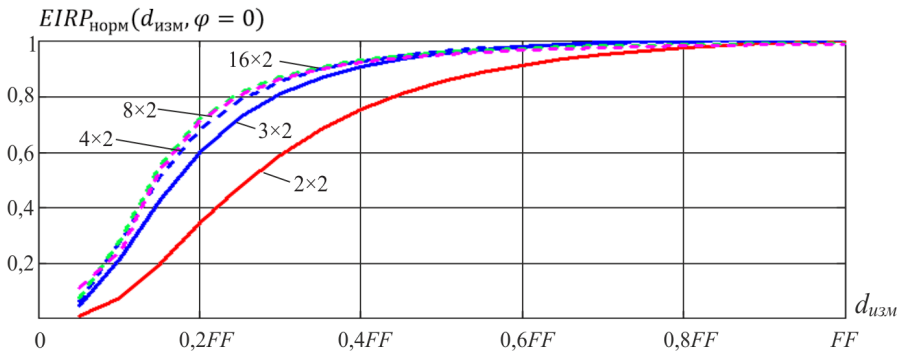


Рис. 5. Зависимости $EIRP_{\text{норм}}(d_{\text{изм}})$ при $\varphi = 0$ для различных конфигураций антенн.

Fig. 5. Dependencies $EIRP_{\text{норм}}(d_{\text{изм}})$ at $\varphi = 0$ for different antenna configurations

ся к некоторой своей предельной форме кривой, которая с дальнейшим увеличением количества излучающих элементов по оси Y практически не изменяется. Экстраполяция данного вывода на решетки еще больших размеров затруднено по причине необходимости значительных вычислительных ресурсов для расчета таких антенных решеток.

4. Модель для анализа $EIRP_{\text{норм}}(d_{\text{изм}})$ антенных решеток больших апертур

Для преодоления указанной выше трудности предлагается воспользоваться представлением антенных решеток с дискретным распределением источников в виде непрерывного раскрыва, в котором предполагается непрерывное заполнение поверхности излучателями и суммирование полей элементарных излучателей заменяется интегрированием по поверхности излучения, как это описано в [6].

При этом, исходя из геометрической конфигурации используемых полосковых излучателей, поле элементарного патч-излучателя представим четырехвибраторной моделью, представленной на рис. 6.

Анализ предложенной модели приведен в [7] с учетом всех составляющих электромагнитного поля для E_θ -й компоненты i -того элементарного электрического вибратора модели, приведенной в [8]:

$$E_{\theta i}(d_{\text{изм}}, y, z) = \frac{B \cdot \sin \theta_i(d_{\text{изм}}, y, z) e^{-j k d_i(d_{\text{изм}}, y, z)}}{k} \cdot \left[\frac{-j}{d_i^3(d_{\text{изм}}, y, z)} + \frac{1}{d_i^2(d_{\text{изм}}, y, z)} + \frac{j}{d_i(d_{\text{изм}}, y, z)} \right], \quad (7)$$

где B — амплитудный множитель, который с учетом рассмотрения нормированных соотношений принимается равным единице, $d_{изм}$ — измерительное расстояние, $k = 2\pi/\lambda$ — волновое число, $\theta_i(d_{изм}, y, z)$ — угол θ i -го элементарного излучателя с координатами y и z в его собственной сферической системе координат, $d_i(d_{изм}, y, z)$ — расстояние от элементарного излучателя с координатами y и z до точки измерения, находящейся на расстоянии $d_{изм}$ от центра решетки.

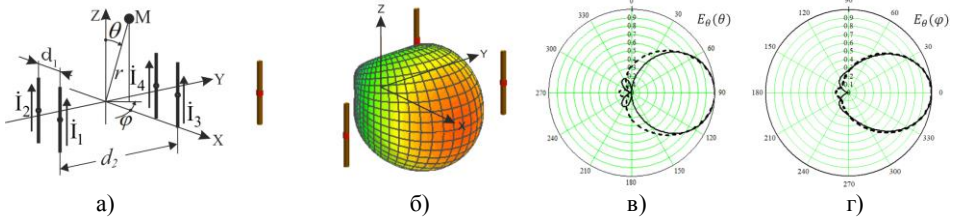


Рис. 6. Нормированные ДН по E_θ в E - и H -плоскостях для модели: а) геометрия расположения вибраторов; б) объемная нормированная ДН по компоненте E_θ ;

в) нормированные ДН по E_θ в E -плоскости; г) нормированные ДН по E_θ в H -плоскости. Пунктирная линия — для патч-излучателя, сплошная линия — для предложенной модели.

Fig. 6. Normalized radiation patterns E_θ in the E - and H -planes for the model: а) geometry of the vibrators; б) volumetric normalized radiation pattern for the component E_θ ; в) normalized on E_θ radiation patterns in the E -plane; г) normalized radiation patterns on E_θ in the H -plane.

The dotted line is for the patch emitter, the solid line is for the proposed model

При направлении максимума излучения и, соответственно, расположении точки измерения вдоль оси x , расстояние $d_i(d_{изм}, y, z)$ и угол $\theta_i(d_{изм}, y, z)$ для каждого i -го элементарного излучателя в этом случае будет определяться формулами:

$$\begin{cases} d_1(d_{изм}, y, z) = \sqrt{(d_{изм} - d_1/2)^2 + (y - d_1/2)^2 + z^2} \\ d_2(d_{изм}, y, z) = \sqrt{(d_{изм} + d_1/2)^2 + (y - d_1/2)^2 + z^2} \\ d_3(d_{изм}, y, z) = \sqrt{(d_{изм} - d_1/2)^2 + (y + d_1/2)^2 + z^2} \\ d_4(d_{изм}, y, z) = \sqrt{(d_{изм} + d_1/2)^2 + (y + d_1/2)^2 + z^2} \end{cases} \quad (8)$$

$$\begin{cases} \theta_1(d_{изм}, y, z) = \arctg\left(\sqrt{(d_{изм} - d_1/2)^2 + (y - d_1/2)^2} / z\right) \\ \theta_2(d_{изм}, y, z) = \arctg\left(\sqrt{(d_{изм} + d_1/2)^2 + (y - d_1/2)^2} / z\right) \\ \theta_3(d_{изм}, y, z) = \arctg\left(\sqrt{(d_{изм} - d_1/2)^2 + (y + d_1/2)^2} / z\right) \\ \theta_4(d_{изм}, y, z) = \arctg\left(\sqrt{(d_{изм} + d_1/2)^2 + (y + d_1/2)^2} / z\right) \end{cases} \quad (9)$$

Численные значения параметров модели элементарного излучателя в соответствии с [7]: $d_1 = \lambda/4$, $d_2 = 1,5\lambda/4$, разность фаз токов возбуждения I_1' и I_1'' (соответственно и между I_2' и I_2'') $\Delta\phi I = \pi/4$.

Нормированную ЭИИМ $EIRP_{норм}(d_{изм})$ в таком случае можно представить в виде:

$$EIRP_{норм}(d_{изм}) \approx \left(\frac{d_{изм}}{d_{FF}} \right)^2 \cdot \frac{\left| \sum_{i=1}^4 \int_{-d_y/2}^{d_y/2} \int_{-d_z/2}^{d_z/2} E_{\theta_i}(d_{изм}, y, z) dydz \right|^2}{\left| \sum_{i=1}^4 \int_{-d_y/2}^{d_y/2} \int_{-d_z/2}^{d_z/2} E_{\theta_i}(d_{FF}, y, z) dydz \right|^2}, \quad (10)$$

где d_{FF} — нормирующее расстояние, которое, в принципе, может быть любым, превышающим расстояние границы дальней зоны излучения FF , определяемое формулой (1). При стремлении $d_{FF} \rightarrow \infty$ знаменатели в (4) стремятся к константе. В дальнейших расчетах принимается $d_{FF} = 100FF$, где FF определяется индивидуально для каждой рассматриваемой решетки, как указано выше.

Учитывая, что модель элементарного излучателя, приведенная на рис. 6, не в полной мере соответствует модели патч-излучателя, т. к. компоненты ближнего поля в значительно большей степени сконцентрированы в промежутке между излучающей пластиной и экраном, то далее также рассмотрено представление E_{θ} -й компоненты элементарного излучателя без учета составляющих 2-го и 3-го порядка ближнего поля, т. е.:

$$E_{\theta_i}(d_{изм}, y, z) = j \frac{B \cdot \sin \theta_i(d_{изм}, y, z) e^{-jk d_i(d_{изм}, y, z)}}{k \cdot d_i(d_{изм}, y, z)}. \quad (11)$$

В качестве количественной оценки степени применимости (достоверности) предложенных моделей для рассматриваемых решеток используется отношение значений $EIRP_{норм}(d_{изм})$ в направлении ($\varphi = 0; \theta = \pi/2$), рассчитанных для предлагаемой модели решетки по (6—11) при использовании модели единичного излучателя с учетом всех составляющих (7) и без учета составляющих электромагнитного поля 2-го и 3-го порядка (11) к аналогичным значениям $EIRP_{норм}(d_{изм})$, рассчитанным на основе результатов расчетов поля, проведенных в *FEKO*:

$$\delta EIRP_{\text{норм}}(d_{\text{изм}}) = EIRP_{\text{норм}}^{\text{Модель}}(d_{\text{изм}}) / EIRP_{\text{норм}}^{\text{FEKO}}(d_{\text{изм}}). \quad (12)$$

На рисунках 7-а)...7-д) приведены $\delta EIRP_{\text{норм}}(d_{\text{изм}})$ [дБ] при использовании модели элементарного излучателя с учетом всех составляющих и без учета составляющих 2-го и 3-го порядка электромагнитного поля. Для сравнения также приведены $\delta EIRP_{\text{норм}}(d_{\text{изм}})$ при использовании модели элементарного излучателя в виде единичного электрического диполя (т. е. без учета направленных свойств патч-излучателя) с учетом и без учета составляющих электромагнитного поля 2-го и 3-го порядка.

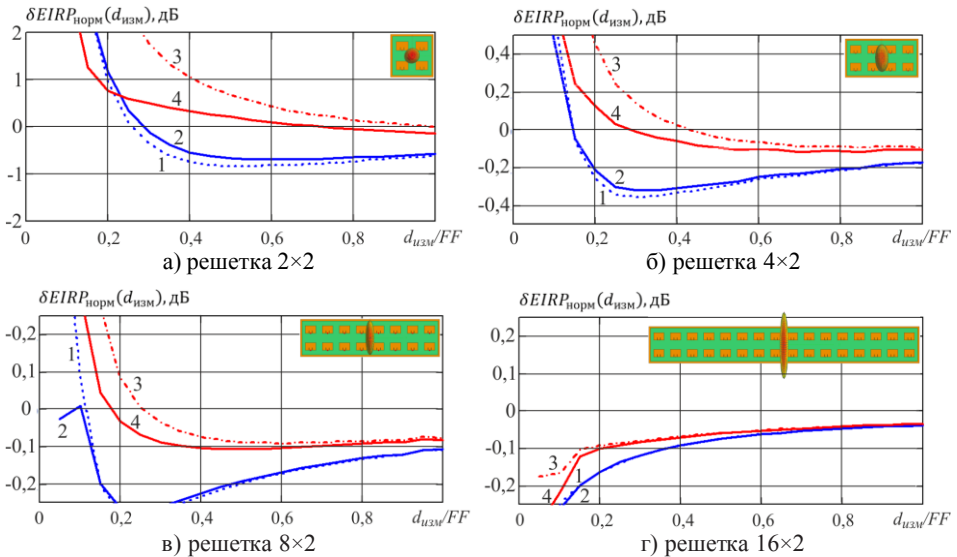


Рис. 7. Зависимости $\delta EIRP_{\text{норм}}(d_{\text{изм}})$ в направлении $(\varphi=0; \theta=\pi/2)$ при:

- 1) одновибраторной модели с учетом всех составляющих поля; 2) одновибраторной модели без учета составляющих 2-го и 3-го порядка поля; 3) четырехвибраторной модели с учетом всех составляющих поля; 4) четырехвибраторной модели без учета составляющих поля 2-го и 3-го порядка.

Fig. 7. Dependencies $\delta EIRP_{\text{норм}}(d_{\text{изм}})$ in the direction for:

- 1) a single-shot model taking into account all field components; 2) a single-shot model without taking into account the 2nd and 3rd order field components; 3) a four-shot model taking into account all field components; 4) a four-shot model without taking into account the 2nd and 3rd order field components

Из приведенных на рис. 7 зависимостей следуют следующие выводы:

— $\delta EIRP_{\text{норм}}(d_{\text{изм}})$ уменьшается с увеличением размерности решетки, соответственно, увеличением ее относительных размеров;

— $\delta EIRP_{\text{норм}}(d_{\text{изм}})$ уменьшается с увеличением измерительного расстояния относительно границы дальней зоны излучения FF ;

— $\delta EIRP_{\text{норм}}(d_{\text{изм}})$ имеет меньшее значение при использовании четырехвибраторной модели единичного излучателя;

— $\delta EIRP_{\text{норм}}(d_{\text{изм}})$ уменьшается при учете всех составляющих поля при решетках малых относительных размеров, что объясняется приближением измерительных расстояний к ближней зоне единичных излучателей, где составляющие 2-го и 3-го порядка поля имеют больший вклад;

— при использовании уравнений (6—10) для расчета $EIRP_{\text{норм}}(d_{\text{изм}})$ предложенная модель обеспечивает совпадение результатов с результатами расчета, проведенными на основе *FEKO*:

- для конфигурации 2×2 — в пределах ± 1 дБ, начиная с $d_{\text{изм}} \approx 0,4FF$;

- для конфигурации 4×2 — в пределах $\pm 0,2$ дБ, начиная с $d_{\text{изм}} \approx 0,3FF$;

- для конфигурации 8×2 — в пределах $\pm 0,1$ дБ начиная с $d_{\text{изм}} \approx 0,2FF$;

- для конфигурации 16×2 — в пределах $\pm 0,1$ дБ начиная с $d_{\text{изм}} \approx 0,15FF$;

— при использовании уравнений (6), (8—11) для расчета $EIRP_{\text{норм}}(d_{\text{изм}})$ предложенная модель обеспечивает совпадение результатов с результатами расчета, проведенными на основе *FEKO*:

- для конфигурации 2×2 — в пределах ± 1 дБ, начиная с $d_{\text{изм}} \approx 0,2FF$;

- для конфигурации 4×2 — в пределах $\pm 0,2$ дБ, начиная с $d_{\text{изм}} \approx 0,2FF$;

- для конфигурации 8×2 — в пределах $\pm 0,15$ дБ, начиная с $d_{\text{изм}} \approx 0,15FF$;

- для конфигурации 16×2 — в пределах $\pm 0,1$ дБ, начиная с $d_{\text{изм}} \approx 0,2FF$.

Данные значения погрешностей свидетельствуют о достаточной для инженерных расчетов степени соответствия расчетов по предложенной модели решетки (с четырехвибраторной моделью единичного излучателя) расчетам, выполняемым с помощью *FEKO*.

В патч-элементах реактивное поле ближней зоны в значительно большей степени сконцентрировано в промежутке между излучающей пластиной и экраном, чем в вибраторах, поэтому учет компонент поля 2-го и 3-го порядка формулой (6) при приближении точки наблюдения к самим элементам решетки снижает достоверность модели. С увеличением размерностей решеток и, соответственно, с увеличением измерительного расстояния $d_{изм}$, отличие применения формул (6) или (11) становится пренебрежимо мало и использование (6) не имеет смысла.

Приведенные выводы, соответственно, дают основание предположить, что предложенную модель для расчета $EIRP_{норм}(d_{изм})$ можно распространить и на решетки других конфигураций, в частности, на квадратные. На рисунке 8-а) приведены результаты расчетов нормированной ЭИИМ $EIRP_{норм}(d_{изм})$ от измерительного расстояния $d_{изм}$ в направлении $\varphi = 0$ по предложенной модели для конфигураций решеток 2×2 , 3×3 , 4×4 , 8×8 , 16×16 и 32×32 элемента.

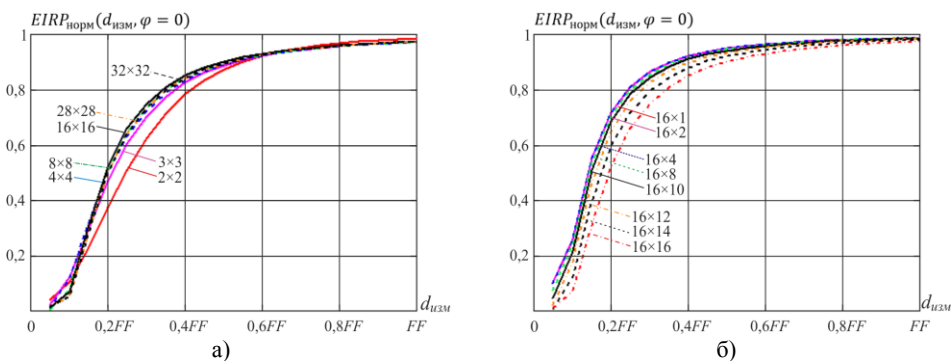


Рис. 8. Зависимости $EIRP_{норм}(d_{изм})$ при $\varphi = 0$: а) для квадратных конфигураций антенн; б) для решетки $16 \times X$, где $X = 1 \dots 16$.

Fig. 8. Dependencies $EIRP_{норм}(d_{изм})$ at $\varphi = 0$: а) for square antenna configurations; б) for a $16 \times X$ array, where $X = 1 \dots 16$

Из графиков, приведенных на рисунке 8-а), следует аналогичный вывод, как и для прямоугольных решеток, рассмотренных выше — при увеличении количества элементов антенной решетки вид зависимости $EIRP_{норм}(d_{изм})$ приближаются к некоторой своей предельной форме, которая с дальнейшим увеличением количества излучающих элементов практически не изменяется. При этом вид кривых для квадратных и прямоугольных решеток несколько отличается. Анализ степени отличия зависи-

мостей $EIRP_{\text{норм}}(d_{\text{изм}})$ при изменении формы решетки от линейной до квадратной можно провести по графикам на рисунке 8-б), где приведены нормированные ЭИИМ $EIRP_{\text{норм}}(d_{\text{изм}})$ для решеток с размерностями 16×1 , 16×2 , 16×4 , 16×8 , 16×10 , 16×12 , 16×14 и 16×16 . Расстояния дальней зоны FF одинаковые и составляют 32λ .

Оценить степень соответствия проведенных расчетов $EIRP_{\text{норм}}(d_{\text{изм}})$ в направлении ($\varphi = 0; \theta = \pi/2$), рассчитанных для предлагаемой модели решетки по (6—11), и расчетов, выполненных на основе расчетов поля в $FEKO$, не представляется возможным при причине отсутствия требуемых вычислительных ресурсов для расчета антенных решеток таких размерностей, собственно, что и являлось причиной создания предложенной выше модели нормированной ЭИИМ.

Из графиков, приведенных на рис. 8, также можно сделать общий вывод о том, что изменение размерности решетки влияет на форму зависимости $EIRP_{\text{норм}}(d_{\text{изм}})$, при этом с увеличением количества элементов решетки зависимости $EIRP_{\text{норм}}(d_{\text{изм}})$ становятся все более единообразными. С точки зрения практической важности сокращение измерительного расстояния актуально для решеток больших размеров, т. к. для решеток малых размеров сами измерительные расстояния незначительны.

Учитывая, что в случае больших решеток зависимости $EIRP_{\text{норм}}(d_{\text{изм}})$ приближаются к некоторой своей предельной форме, то зная саму форму этой кривой и считая ее постоянной вне зависимости от размерности решетки, эквивалентную изотропно-излучаемую мощность $EIRP$ и эквивалентную изотропную чувствительность EIS можно определить непосредственно по одному измерению:

$$EIRP = EIRP(d_{FF}) = \frac{EIRP(d_{\text{изм}})}{EIRP_{\text{норм}}(d_{\text{изм}})}. \quad (14)$$

Отсутствие же знания точного вида зависимости $EIRP_{\text{норм}}(d_{\text{изм}})$ приводит к появлению дополнительных погрешностей, что в еще большей степени проявляется при тестировании устройств вида «черный ящик», т. е. в тех случаях, когда производитель оборудования не указывает не только геометрические размеры антенн, но и их месторасположение внутри испытуемого устройства. Это приводит к необходимости предположения, что антенны, используемые в данном испытуемом устройстве, занимают весь его габарит, и определение границы дальней зоны FF проводить

исходя из общего габарита испытываемого устройства. Данная проблема иллюстрируется рис. 9, где на рисунке 9-а) изображено тестируемое устройство с различными габаритами антенн и, соответственно, с различными их границами дальней зоны FF , а на рисунке 9-б) приведены нормированные ЭИИМ $EIRP_{норм}(d_{изм})$ при их нормировке к измерительному расстоянию антенны с максимальным габаритом. Для примера выбрана конфигурация абонентского оборудования с крупной апертурой диаметром 15 см и, соответственно, максимальный габарит антенны при частоте 29 ГГц составляет 14λ (решетка 28×2) с границей дальней зоны $FF_{Ант28 \times 2} = 392\lambda = 4,05\text{ м}$.

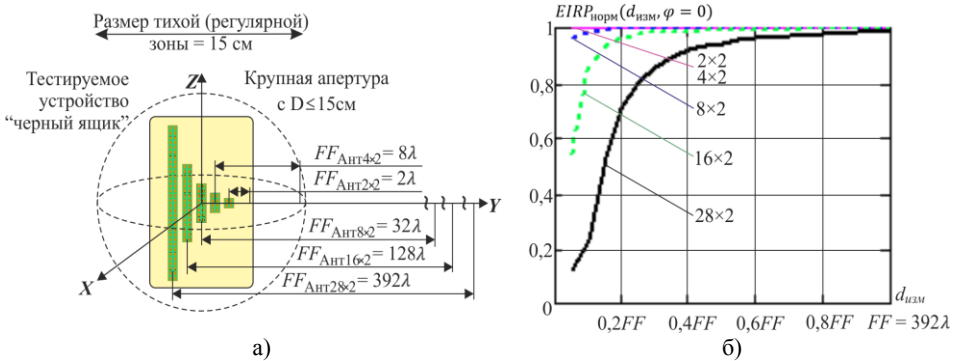


Рис. 9. а) тестируемое устройство с различными габаритами антенн; б) нормированные ЭИИМ $EIRP_{норм}(d_{изм})$ при их нормировке к расстоянию $FF_{Ант28 \times 2} = 392\lambda = 4,05\text{ м}$.

Fig. 9. а) tested device with different antenna dimensions;
 б) normalized $EIRP_{норм}(d_{изм})$ when normalized to the distance $FF_{Ант28 \times 2} = 392\lambda = 4,05\text{ м}$

Для случая априорной неизвестности точного вида зависимости $EIRP_{норм}(d_{изм})$ и особенно для случаев тестирования устройств вида «черный ящик» и предлагается использование асимптотического приближения для $EIRP_{норм}(d_{изм})$ по формуле (3), а для анализа возникающих при этом погрешностей для реальных антенных решеток при выборе различных измерительных расстояний и их допустимых значений предлагается использование предложенной в данной работе модели, представленной формулами (6—11). Как следует из рисунка 9-б), сокращение измерительного расстояния актуально именно для больших апертур тестируемых устройств, где непосредственное измерение в дальней зоне ограничено размерами используемых безэховых камер. Повышенные относительные погрешности для решеток малых размеров, присущие предложенной модели и приведенные на рис. 7, в данном случае влияют совершенно незна-

чительно, т.к. по отношению к ним возможные измерительные расстояния оказываются значительно выше их границы дальней зоны и сокращение измерительного расстояния является неактуальным. Непосредственно проведение анализа возможных погрешностей применения аппроксимации вида (3) при различных случаях реализации тестируемого устройства выходит за рамки данной работы.

5. Заключение

В данной работе предложена модель и система математических выражений для расчета зависимости нормированной ЭИИМ $EIRP_{норм}$ от измерительного расстояния $d_{изм}$, позволяющая анализировать применимость метода сокращения измерительного расстояния путем смещения измерительного расстояния бесконтактного тестирования оборудования систем связи 5G в промежуточную зону с последующим прогнозированием (экстраполяцией) значения параметра $EIRP$, предлагаемого в отчете 3GPP [1], а также возникающие при этом погрешности. Предложенная модель представляет антенную решетку в виде непрерывного раскрыва с множителем в виде четырехвибраторной модели, учитывающей направленные свойства элементарного излучателя, и исключает необходимость проведения расчетов поля излучения (приема) антенн испытуемого устройства в пакетах электродинамического моделирования, зачастую требующих значительных вычислительных ресурсов.

Список литературы

1. 3GPP TR 38.884 V18.2.0 (2022-09); Study on enhanced test methods for FR2 NR UEs. (Release 18).
2. Hh Fan W., Kyosti P., Jing Y., Wang, Z. Over-The-Air Testing Metrology of 5G Radios. In : T. H. Loh (Ed.), Metrology for 5G and Emerging Wireless Technologies. 2021. P. 285–326. Institution of Engineering and Technology. [Online]. Available: <https://vbn.aau.dk/ws/portalfiles/portal/408691932/Sample.pdf>.
3. 3GPP TS 38.508-1 V18.0.0 (2023-09); User Equipment (UE) conformance specification; Part 1: Common test environment. (Release 18).
4. 3GPP TS 38.101-2 V18.3.0 (2023-09); User Equipment (UE) radio transmission and reception; Part 2: Range 2 Standalone. (Release 18).
5. 3GPP TS 38.521-2 V18.1.0 (2023-12); User Equipment (UE) conformance specification; Radio transmission and reception; Part 2: Range 2 Standalone (Release 18).
6. Марков Г. Т., Сазонов Д. М. Антенны. Учебник для студентов радиотехнических специальностей вузов. Изд. 2-е, перераб. и доп. М. : Энергия, 1975. 528 с.
7. Громоздин В. В., Бартош А. Е., Беликов Д. Н., Новикова Т. В. Анализ вибраторной модели патч-излучателя с целью смещения измерительного расстояния в промежуточную зону // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2024. Том 7, № 1. С. 106—116.

8. Айзенберг Г. З., Ямпольский В. Г., Терешин О. Н. Антенны УКВ. Под ред. Г. З. Айзенберга. В 2-х ч. Ч. 1. М.: Связь, 1977. 384 с.

Информация об авторах

Громоздин Валентин Владимирович, кандидат технических наук, заместитель директора по техническому развитию филиала НИЦ Телеком в г. Севастополе (ИЦ «Омега»), г. Севастополь, Российская Федерация; доцент кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации» Севастопольского государственного университета, г. Севастополь, Российская Федерация.

Новикова Татьяна Викторовна, заместитель начальника отдела менеджмента качества филиала НИЦ Телеком в г. Севастополе (ИЦ «Омега»), г. Севастополь, Российская Федерация; доцент кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации» Севастопольского государственного университета, г. Севастополь, Российская Федерация.

Ерисов Александр Александрович, начальник отдела технического и метрологического обеспечения филиала НИЦ Телеком в г. Севастополе (ИЦ «Омега»), г. Севастополь, Российская Федерация; доцент кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации» Севастопольского государственного университета, г. Севастополь, Российская Федерация.

Бартош Андрей Евгеньевич, начальник центра освоения новых технологий филиала НИЦ Телеком в г. Севастополе (ИЦ «Омега»), г. Севастополь, Российская Федерация.

Model for Analyzing the Method of Reducing the Measuring Distance in Testing the Equivalent Isotropic Radiated Power in the FR2 Range

V. V. Gromozdin^{1,2}, T. V. Novikova^{1,2}, A. A. Erisov^{1,2}, and A. E. Bartosh¹

¹*Branch of the National Research Centre for Telecommunications in Sevastopol (TC “Omega”)*

29, Vakulenchuk str., Sevastopol, 299053, Russian Federation
gromozdinvv@nic-t.ru, novikovatv@nic-t.ru, erisovaa@nic-t.ru, bartoshae@nic-t.ru

²*Sevastopol State University*

33, Universitetskaya str., Sevastopol, 299053, Russian Federation

Received: April 21, 2025

Peer-reviewed: April 28, 2025

Accepted: April 28, 2025

Abstract: The paper proposes an analytical model for calculating the normalized equivalent isotropic radiated power, which allows analyzing the applicability of the asymptotic approximation proposed in the 3GPP TR 38.884 report as an acceptable method for reducing the measuring distance when determining the equivalent isotropic radiated power of 5G and higher communication system equipment in the FR2 frequency range.

Keywords: 5G equipment, Over-the-Air measurement method, testing, far field radiation, near field radiation, power flux density, equivalent isotropic radiated power, asymptotic approximation, antenna array.

For citation (IEEE): V. V. Gromozdin, T. V. Novikova, A. A. Erisov, and A. E. Bartosh, “Model for Analyzing the Method of Reducing the Measuring Distance in Testing the Equivalent Isotropic Radiated Power in the FR2 Range,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 8, no. 2, pp. 281–299, 2025, doi: 10.21227/y27j-5425. (In Russ.).

References

- [1] 3GPP TR 38.884 V18.2.0 (2022-09); Study on enhanced test methods for FR2 NR UEs. (Release 18)
- [2] Hh Fan, W., Kyosti, P., Jing, Y., & Wang, Z. (2021). Over-The-Air Testing Metrology of 5G Radios. In T. H. Loh (Ed.), *Metrology for 5G and Emerging Wireless Technologies* (pp. 285-326). Institution of Engineering and Technology. [Online]. Available: <https://vbn.aau.dk/ws/portalfiles/portal/408691932/Sample.pdf>.
- [3] 3GPP TS 38.508-1 V18.0.0 (2023-09); User Equipment (UE) conformance specification; Part 1: Common test environment. (Release 18).
- [4] 3GPP TS 38.101-2 V18.3.0 (2023-09); User Equipment (UE) radio transmission and reception; Part 2: Range 2 Standalone. (Release 18).
- [5] 3GPP TS 38.521-2 V18.1.0 (2023-12); User Equipment (UE) conformance specification; Radio transmission and reception; Part 2: Range 2 Standalone (Release 18).

- [6] G. T. Markov and D. M. Sazonov, *Antennas. Textbook for students of radio engineering specialties of higher education institutions*. Moscow, Energiya, 1975.
- [7] V. V. Gromozdin, A. E. Bartosh, D. N. Belikov, and T. V. Novikova, "Analysis of the vibrator model of a patch emitter in order to shift the measuring distance to the intermediate zone," *Infocommunications and radio technologies*, vol. 7, no. 1, pp. 106–116, 2024.
- [8] G. Z. Aizenberg, V. G. Yampolsky, and O. N. Tereshin, *VHF Antennas*. Ed. by G. Z. Aizenberg. Part 1. Moscow: Svyaz, 1977.

Information about the authors

Valentin V. Gromozdin, PhD (Engineering), Deputy Director for Technical Development, Branch of the National Research Centre for Telecommunications in Sevastopol (TC "Omega"); Associate Professor, Department of Radio Electronics and Telecommunications, Sevastopol State University, Sevastopol, Russian Federation.

Tatyana V. Novikova, Deputy Head of Quality Management Department, Branch of the National Research Centre for Telecommunications in Sevastopol (TC "Omega"); Associate Professor, Department of Radio Electronics and Telecommunications, Sevastopol State University, Sevastopol, Russian Federation.

Aleksandr A. Erisov, Head of the Technical and Metrological Support Department, Branch of the National Research Centre for Telecommunications in Sevastopol (TC "Omega"), Sevastopol, Russian Federation; Associate Professor of the Department of Radio Electronics and Telecommunications, Sevastopol State University, Sevastopol, Russian Federation.

Andrey E. Bartosh, Head of the Center for Development of New Technologies, Branch of the National Research Centre for Telecommunications in Sevastopol (TC "Omega"), Sevastopol, Russian Federation.

Радиолампы Гарольда Донле

Пестриков В. М.

Санкт-Петербургский государственный институт кино и телевидения

ул. Правды, 13, Санкт-Петербург, 191119, Российская Федерация

pvm205@yandex.ru

Получено: 9 декабря 2024 г.

Отрецензировано: 9 декабря 2024 г.

Принято к публикации: 15 декабря 2024 г.

Аннотация: Рассмотрены натриевые ламповые триоды детекторы конструкции американского радиотехника Гарольда Донле. Сделан анализ принципа работы натриевого детектора. Приведен патент Донле на конструкцию натриевого детектора. Подробно представлена первая конструкция натриевой детекторной лампы, в которой в качестве анода использовалась емкость с жидким металлическим натрием. Указаны причины отказа от дальнейшего использования этой конструкции детекторной лампы. Уделено внимание второму улучшенному варианту лампового детектора *Sodion S-13* с использованием небольшой капли натрия размером со спичечную головку. Даны схемы радиоприемников с использованием натриевого детектора.

Ключевые слова: *Гарольд Донле, натриевый детектор, натриевый ламповый триод, ламповый детектор Sodion S-13, Sodion D21, Bristol детектор B-6.*

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Пестриков В. М. Радиолампы Гарольда Донле // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2025. Т. 8, № 2. С. 300—316.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Пестриков, В. М. Радиолампы Гарольда Донле / В. М. Пестриков // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. — 2025. — Т. 8, № 2. — С. 300—316.

1. Патент Донле на натриевый триод

Примерно до 1925 года Ли де Форест довольно жестко контролировал производство триодных электронных ламп посредством своих патентов. Он энергично подавал в суд на любого, кто был уличен в нарушении его законного рынка, поэтому многие специалисты пытались придумать какую-нибудь схему, чтобы обойти патенты.

Патент *US879532A* де Фореста на вакуумный триод на самом деле представлял собой два связанных между собой изобретения, то есть касался двух конструкций трехэлектродных электронных ламп с различным типом управляющих электродов. Патент *US841387A*, в котором управляющим электродом является плоская пластина, фактически распространялся на натриевую лампу Донле! Однако патентные эксперты этого не заметили.

Несколько патентов де Фореста существенно ограничивали любые практические реализации вакуумного триода другими. Таким образом, в любой новой конструкции лампы должно было быть что-то фундаментально новое, чтобы сделать ее жизнеспособной для получения патента. Причиной того, что инженеры патентного бюро могли пропустить патентную заявку Донле, явилось отсутствие анализа разработки, который не был сделан.

2. Натриевый детектор

5 августа 1922 г. американский радиотехник Гарольд Донле¹ (*Harold Potter Donle*, 04.03.1888—29.11.1942) подал заявку на получение патента на изобретение «Электронное устройство» (англ. *Electron device*) [1]. Основной целью изобретения явилась разработка системы обнаружения и усиления беспроводных сигналов, достаточно стабильной в работе и отличающейся высокой чувствительностью с точки зрения реагирования на слабые сигнальные импульсы радиотелеграфии или телефонии. В заявке Донле отмечает, что путем модификации конструкции трехэлектродной вакуумной лампы можно добиться существенного повышения ее чувствительности. Действие этой лампы зависит от ионизации, производимой электронами, испускаемыми нитью накала.

В патенте Донле записано, что он изготовил и успешно испытал натриевую лампу. В экспериментах натриевая лампа (рис. 1. *Fig.1, Fig.2*), содержала стеклянную вакуумированную оболочку, внутри которой в верхней ее части было установлено два электрода (нить накала 8 и коллектор 15). Третий электрод — анод 16 представлял собой слой чистого металлического натрия диаметром около 19 мм и толщиной 1,59 мм, который располагался на расстоянии около 6,35 мм от катода. От указанных электродов наружу оболочки сделаны выводы для подключения лампы в радиоустройство. Анод из натрия в условиях использования может стать жидким, поэтому во время работы лампа должна находиться в вертикальном

¹ Главный инженер Телефонной и электрической компании Коннектикута (*Connecticut Telephone and Electric Company*), отвечавший за исследовательскую деятельность в области радиосвязи. «Лампа Донле — *Sodium*» — один из его вкладов в радиоэлектронику.

положении. В лампе никакой сетки в прямом смысле этого слова нет, а ее место занимает U-образный «коллектор» 15, рис. 1. При прослушивании приемника телефоны включаются в анодную цепь (чаша жидкого натрия).

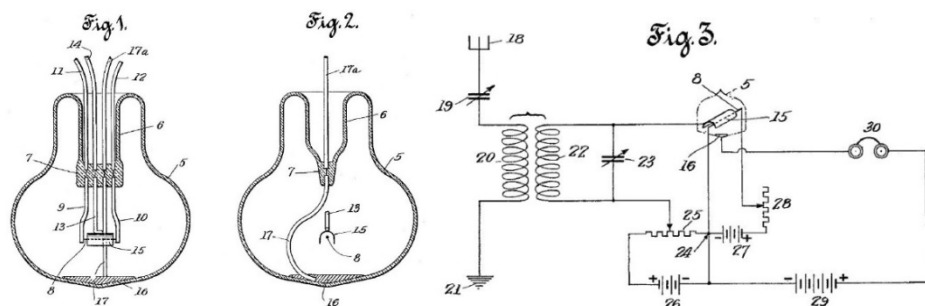


Рис. 1. Устройство натриевого лампового детектора (Fig.1, Fig.2) согласно патенту Донле US1701840A с приоритетом от 5 августа 1922 г. Принципиальная схема радиоприемника на натриевом ламповом детекторе [1].

Fig. 1. The device of a sodium tube detector (Fig.1, Fig.2) according to the Donle US1701840A with priority dated August 5, 1922. Schematic diagram (Fig.3) of a radio receiver based on a sodium tube detector [1]

Натриевый ламповый детектор по мнению автора изобретения желательно эксплуатировать в холодных условиях, поскольку при твердом аноде лампу можно устанавливать в любом положении. Натрий является особенно предпочтительным металлом для электронных ламп, использующих эффект усиления сигнала, но эксперименты показали, что можно использовать для анода также калий и его соединения (например, натрий и калий в равных пропорциях).

Эксперименты Донле показали, что в усиливающих лампах этого типа должно присутствовать контролируемое количество ионов натрия или эквивалентных ионов и что эти ионы должны образовываться на аноде, а не в результате столкновения электронов с катода с молекулами натрия или аналогичного пара в точках, удаленных от анода. Натрий и калий являются металлами так называемой щелочной группы и обладают высокими электроположительными характеристиками. Другие металлы, такие как цезий или рубидий, могут служить для той же цели, что натрий и калий, однако, натрий более доступен и сравнительно дешев.

На натриевый триод (рис. 1) Донле получил, кроме американского патента US1701840A, еще и британский патент GB201893A.

Через 4 месяца, 1 декабря 1922 года, Донле запатентовал усовершенствованный вариант натриевого триода, несколько отличный от приведенного в патенте US1701840A, рис. 2 (Fig.1, Fig.2, Fig.3). Отличие состоит в том, что в этой конструкции лампы в ее основании 36 установлена

металлическая спираль 32 для постоянного подогрева раствора натрия. На эту конструкцию натриевого детектора Донле получил в США патент US1712032A [2], а также в Великобритании GB207818A.

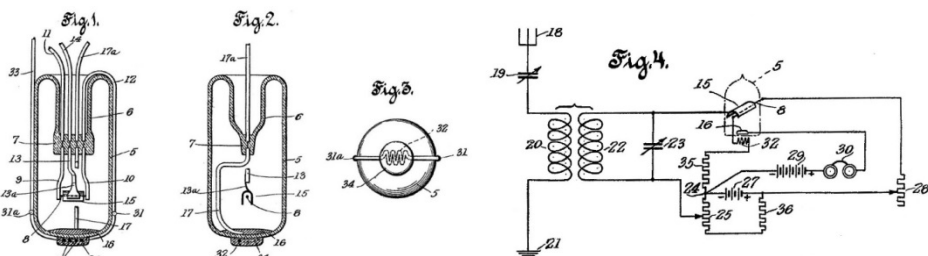


Рис. 2. Устройство натриевого лампового детектора (Fig. 1, Fig. 2, Fig. 3) согласно патенту Донле US1712032A с приоритетом от 1 декабря 1922 г. Принципиальная схема радиоприемника на натриевом ламповом детекторе с жидким анодом (Fig. 4) [2].

Fig. 2. The device of a sodium tube detector (Fig. 1, Fig. 2, Fig. 3) according to the Donle patent US1712032A with priority dated December 1, 1922. Schematic diagram of a radio receiver based on a sodium tube detector with a liquid anode (Fig. 4) [2]

Цепь нити накала 8 включает в себя (рис. 2 Fig. 4) постоянный резистор 35 сопротивлением 0,67 Ом, спираль нагревателя 32 сопротивлением 0,64 Ом, накальную батарею 27 напряжением 6 В и потенциометр 26 для регулировки тока нагрева нити. Анодная батарея 29 имеет Э.Д.С. от 10 до 30 вольт.

3. Помехоустойчивый детектор

20 декабря 1922 года Гарольд Донле выступил в Институте радиоинженеров (IRE) с докладом «Новый помехоустойчивый детектор» (*New Non-Interfering Detector*) и показал в работе экспериментальный образец нового натриевого детектора [3]. В выступлении содержалась информация о новой конструкции лампового детектора, который автор назвал натриевой лампой. Новый тип натриевого детектора отличался от конструкции детектора, представленного в патенте US1712032A некоторыми конструктивными элементами.

В докладе Донле отметил: «В течение нескольких лет мы проводили эксперименты со многими различными типами детекторов, и особенно с детекторами, использующими ионизацию металлических атомов. Это наиболее перспективное направление развития, поскольку было обнаружено, что такая ионизация легко контролируется и стабильна.

В результате этой работы мы разработали настоящую лампу, которая является логическим результатом экспериментальной работы, проделанной нами в этом направлении. Эта новая лампа лишена недостатков

упомянутых выше регенеративных и газовых детекторных систем. Принцип функционирования этой лампы включает в себя множество интересных явлений, которые радикально отличаются от тех, которые происходят в других лампах» [4].

В новой детекторной лампе также использовался жидкий натриевый электрод, но для поддержания всего его объема в нагретом состоянии металлическая спираль подогрева была закреплена по всей стеклянной поверхности основания лампы, рис. 3.

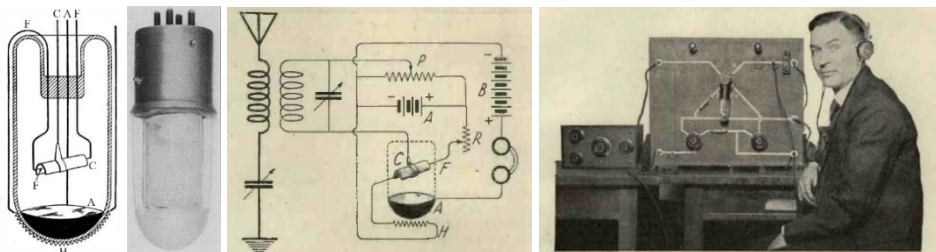


Рис. 3. Устройство натриевого лампового триода с жидким анодом (A — анод, C — коллектор, F — нить накала, H — нагревательная спираль) и его экспериментальный образец (1922 г.). Принципиальная схема детекторного приемника на натриевом ламповом триоде. Гарольд Донле.

Fig. 3. Sodium tube triode device with liquid anode and its experimental sample (1922).
Schematic diagram of a sodium tube triode detector receiver. Harold P. Donle

Было обнаружено, что чувствительность приемника значительно увеличивается при использовании такого трехэлектродного натриевого детектора, если он собран по регенеративной схеме. Если регенерация осуществлялась за пределами определенной точки, то происходит значительное искажение сигнала. При такой схеме настройки оказываются очень критичными и могут привести к возникновению больших помех для других приемных станций.

Одним из серьезных практических недостатков ранней конструкции натриевой лампы было наличие жидкого анода, из-за которого ее приходилось удерживать только в одном вертикальном положении. Кроме того, оказалось необходимым время от времени изменять нейтрализующий потенциал, что также было нежелательно.

Донле постоянно работал над совершенствованием натриевого детектора, конструкция лампы менялась почти каждые шесть месяцев. Изменения касались лишь конструктивных деталей самой лампы. Нужно отметить, что Донле, прежде чем принять окончательный вариант разработанной лампы, проводил обширные научно-исследовательские работы, включающие в себя построение и изучение экспериментальных образцов

ламп, а также анализ коэффициента усиления каждой лампы по снятому полному набору эксплуатационных характеристик.

4. Натриевая лампа *Sodion S-13*

Примерно к началу 1923 года натриевый детектор был существенно модифицирован. 10 октября 1923 года Гарольд Донле выступил в Институте радиоинженеров (*IRE*) в Нью-Йорк с новым докладом «Новые применения натриевого детектора» (*New applications of the sodion detector*) [5]. Представленная новая конструкция детектора под названием *Sodion S-13* была большим шагом вперед по сравнению с натриевым детектором, представленным год назад. В этой модели детектора жидкость была заменена обычным твердым анодом или пластиной, а атмосфера натрия получалась путем введения небольшого количества паров натрия в лампу перед ее вакуумированием. Лампу нельзя было использовать для усиления радиосигналов. В этой модели натриевого детектора, как и предыдущих, использовалась та же форма накала и *U*-образный электрод-коллектор. При этом катушка нагревателя наматывалась на стеклянный баллон лампы и включалась последовательно с нитью накала. Во время доклада Донле продемонстрировал две работающие модели радиоприемников, собранных на натриевом детекторе типа *S-13*.

Новая модель лампового детектора *Sodion S-13* имела стандартный четырехконтактный цоколь. Это было значительное улучшение по сравнению с первой моделью натриевого детектора, которую приходилось использовать в перевернутом вертикальном положении.

На рис. 4 показан изготовленный Донле экспериментальный вариант натриевого детектора типа *Sodion S-13*, который по размерам немного больше, чем промышленный триод *RCA UV-199*, габариты которого 84×25 мм. Лампа *Sodion S-13* работала от трех сухих элементов и потребляла ток накала менее 0,25 А.

Лампа детектор *Sodion-13* была опробована. Ее чувствительность в простом приемнике заявлена как немного выше, чем у хорошего полноценного регенеративного приемника на триоде *UV201*. Также утверждает, что при работе натриевого детектора не возникают радиопомехи, которые бы мешали другим радиоприемникам.

Для работы новой лампы Донле использовал ионы натрия. Лампа имела анод и нить накала, как и обычные трехэлектродные лампы. У нее не было сетки, вместо этого элемента в лампе использовался металлический полуцилиндр (коллектор), помещенным за нитью накала, а не между нитью и пластиной. Лампа откачивалась до максимально возможного ва-

куума, а затем ее заполняли парами натрия. Чтобы сохранить этот натрий в газообразном состоянии во время работы лампы, а также для облегчения ионизации атомов натрия, лампа нагревается небольшой нагревательной спиралью, включенной последовательно с нитью накала, которая намотана вокруг стеклянного баллона лампы. Снаружи имелась вторая стеклянная колба, которая защищала нагревательный элемент и предотвращала его охлаждение воздухом.



Рис. 4. Устройство лампы-детектора *Sodion S-13*:
A — анод, C — коллектор, F — нить накала, H — нагревательная спираль.

Fig. 4. The structure of the Sodion S-13 detector tube:
A – anode, C – collector, F – filament, H – heating coil

Компания *Connecticut Telephone and Electric Co.* наладила мелкосерийное производство натриевых детекторов типа S-13 и их рекламу, рис. 5. На основе триода S-13 компания *ContelCo* в конце 1922 года начала изготовление и продажу радиоприемников типа *Sodion DR-6 Battery Radio*.

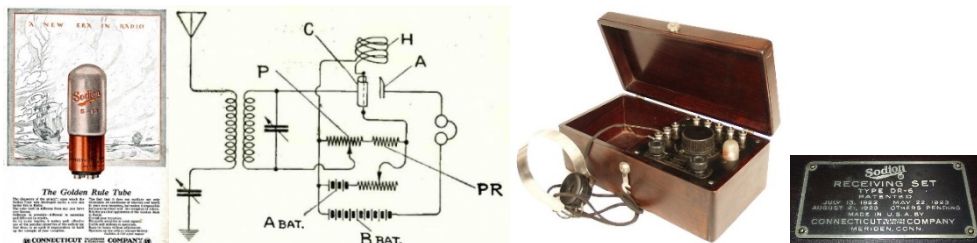


Рис. 5. Реклама натриевого детектора *Sodion S-13*. Вверху плаката написано «*Sodion S-13* — новая эра в радио». Принципиальная схема радиоприемника *Sodion DR-6 Battery Radio*.

Общий вид радиоприемника *Sodion DR-6 Battery Radio*.

Шильдик с крышки корпуса радиоприемника.

Fig. 5. Advertisement for sodium detector *Sodion S-13*. At the top of the poster, it says “*Sodion S-13* a new era in radio”. Schematic diagram of the *Sodion DR-6 Battery Radio*.

General view of the *Sodion DR-6 Battery Radio*. Nameplate from the radio housing cover

Новая натриевая лампа *Sodion S-13* Донле представляла собой лишь детектор. Лампа не могла генерировать электрические сигналы и вообще

не обладала способностью реагировать на одиночный радиочастотный импульс. Время, занимаемое одним радиочастотным циклом, слишком мало, чтобы повлиять на лампу. Но время волны звуковой частоты намного больше, и это влияет на лампу, поэтому лампа ее обнаруживает. Утверждалось, что лампа Донле обладает многими преимуществами перед кристаллическим детектором и диодной лампой и позволяет избежать некоторых недостатков этих устройств обнаружения, а также является наиболее чувствительной из известных то время детекторов.

На рис. 6 показана одна из наиболее интересных характеристик любого детектора — зависимость выходной звуковой мощности от мощности входного радиосигнала [6]. Для *Sodion S-13* эта характеристика представляет собой прямую линию, что является желательным соотношением для воспроизведения высококачественной речи и музыки по радио.



Рис. 6. Зависимость выходной звуковой мощности от мощности входного радиосигнала для детекторной лампы *Sodion S-13*. Упаковка детекторной лампы *Sodion S-13*.

Fig. 6. Dependence of output sound power on the power of the input radio signal for the Sodion S-13 detector tube. Packaging of Sodion S-13 detector tube

Одной из особенностей при использовании натриевого детектора *Sodion S-13* является отсутствие визгов и свистов во время настройки. Детектор невозможно заставить колебаться на приемной частоте в обычных схемах и, следовательно, он не может создавать помех. Вторым отличием этой лампы является четкость радиотелефонного воспроизведения. Такое высокое качество обнаружения речи и музыки во многом обусловлено «прямолинейной» характеристикой лампы, ее выходная мощность прямо пропорциональна входной мощности сигнала.

5. Последняя разработка Донле в компании *ContelCo*.

В 1924 году появился новейший тип натриевого детектора. Общее представление о лампе можно получить по прилагаемой фотографии,

рис. 7. Новейшая модель *Sodion*, или, как ее еще называли, модель *Sodion D21*, еще больше напоминала стандартную трехэлектродную лампу.

Натриевая лампа *D21*, в отличие от своей предшественницы *S-14* (которая пришла на смену *S-13*), представляет собой колебательную лампу, и поэтому может работать в регенеративном контуре. Ее можно использовать только в качестве детектора.

Главным преимуществом *D21*, исходя из результатов исследований Донле, является более высокая чувствительность в качестве детектора, чем у триодов *UV200* и *C300* (которые считаются вершиной чувствительности), потребляемый ток всего 0,25 ампера и плавное управление регенерацией. В отличие от двух упомянутых ламп, эта натриевая лампа позволяет слышать сигналы при широком выборе настройки катушки обратной связи или другого элемента управления регенерацией.

Лампа *D21* явилась последней разработкой Донле в компании *ContelCo*. Последующие его разработки были в *Donle-Bristol Corporation*.

На рис. 7 представлен общий вид лампы *D21* и расположение электродов в ее баллоне.

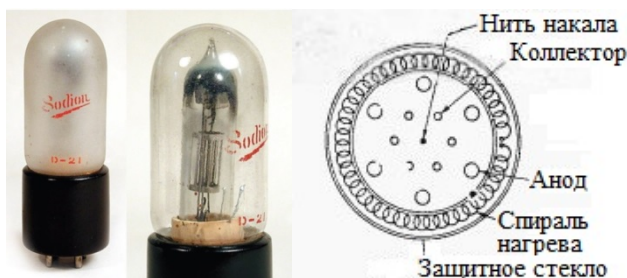


Рис. 7. Общий вид и устройство натриевого детектора *Sodion D21*.
Вид сверху на электроды детектора.

Fig. 7. General view and design of the Sodion D21 sodium detector.
Top view of the detector electrodes

В лампе *Sodion D21* используется центральная вертикальная нить накала, вокруг которой расположены 6 коллекторов и 6 анодов в виде двух концентрических цилиндров из параллельных проволок. Эти цилиндры напоминают форму «беличьей клетки». В лампе создают максимальное разряжение воздуха и вводят небольшое количество натрия, а спираль нагревателя приклеивают к внешней стороне баллона лампы. Для поддержания постоянной рабочей температуры лампа закрыта экраном (баллоном) из матового стекла, что делает ее невосприимчивой к внешним воздействиям. Этот стеклянный экран герметичен, он просто приклеен к цоколю лампы. Спираль нагревателя и нить накала потребляют примерно 0,25 А при напряже-

нии 5 В. *Sodion D21* имел крутизну около $S = 0,26$ мА/В, внутреннее сопротивление $R_i = 51000$ Ом и коэффициент усиления $\mu = 22$.

Интересно отметить, что нить накала *D21* изготовлена из тантала, а не из вольфрама, как обычно. Обе ранние модели натриевого детектора требовали потенциометра для получения подходящего нейтрализующего потенциала на коллекторе. В модели *Sodion D21* это исключено за счет подключения непосредственно к нити накала, которая подключена к катушке нагревателя, так что потенциал на нем можно использовать в полной мере. *Sodion D21* применим в качестве генератора, чего нельзя сделать с *S-13*. Согласно статьям того периода, *D21* считался хорошим детектором, но плохим усилителем.

Эффективный двухкаскадный радиоприемник можно построить, используя в первом каскаде усиление радиочастоты на обычном ламповом триоде, а во втором — детектор *Sodion* с регенеративной схемой. Из-за низкого входного сопротивления *Sodion* нельзя получить большую селективность в цепи настроенного анода или в какой бы то ни было форме связи из-за существующего высокого затухания, и, соответственно, вся селективность должна быть получена от схемы антенного входа или предыдущих ступеней усиления радиочастоты с использованием обычных ламп.

На рис. 8 приведена схема рефлексного лампового радиоприемника с использованием натриевого детектора *Sodion D21* [7]. На схеме обращает на себя внимание условно-графическое обозначение натриевого детектора в виде уголка с буквой «С», которое было принято в американской радиотехнической литературе 30-х годов XX века.

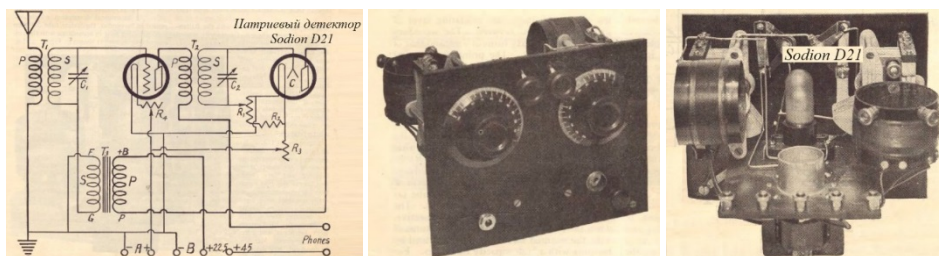


Рис. 8. Принципиальная схема рефлексного лампового радиоприемника с использованием натриевого детектора *Sodion D21* [7]. Вид шасси приемника с *Sodion D21*.

Внешний вид лицевой панели приемника.

Fig. 8. Schematic diagram of a reflex tube radio receiver using a Sodion D21 sodium detector [7]. View of the receiver chassis with Sodion D21. Receiver front panel appearance

Натриевый триод Донле благодаря своей простоте конструкции и стабильности в работе имеет интересные возможности для проведения

различных научных исследований. Одно из применений лампы является весьма полезным в радиофизике. Это упомянутый Донле факт того, что ток в цепи накал — коллектор точно пропорционален слышимости сигнала на приемной станции. Наблюдения за замираниями могут быть легко выполнены с помощью чрезвычайно простого оборудования, требующего только наличия обычного микроамперметра в коллекторной цепи. К ее клеммам может быть приложен небольшой потенциал через сопротивление с целью уменьшения тока через микроамперметр, чтобы можно было использовать шкалу, например, 100 микроампер, что даст отличные результаты. При такой конструкции показания изменения тока коллектора (которые, как было сказано, пропорциональны слышимости) можно легко снимать каждые несколько секунд в течение определенного периода времени. Типичный набор наблюдений, сделанных таким образом во время приема *WGY* в Мерилене, и аналогичный набор для сигнала от *WJZ* в Нью-Йорке показан на рис. 9.

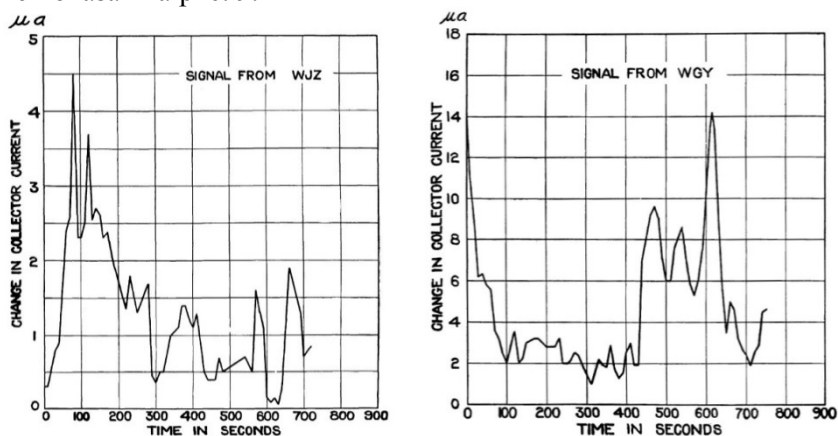


Рис. 9. Характеристики зависимости величины тока в коллекторной цепи натриевого триода от времени замирания радиосигнала от радиостанций *WGY* в Мерилене [5, p.172] и *WJZ* в Нью-Йорке [5, p. 173].

Fig. 9. Characteristics of the dependence of the current value in the collector circuit of the sodium triode on the fading time of the radio signal from radio stations *WGY* in Meriden [5, p.172] and *WJZ* in New York [5, p. 173]

Эту систему наблюдений можно легко расширить, подключив к одной и той же антенне несколько различных схем, каждая со своим детектором и микроамперметром, как описано выше. Это позволит проводить наблюдения за замираниями одновременно с нескольких разных направлений и расстояний. Такое расположение вполне практично, поскольку между несколькими цепями не может быть никаких помех.

Изменение коллекторного тока сигнала, обеспеченного вышеописанными явлениями, при приспособлении к телефонному приему очень велико, а изменение энергии в коллекторной цепи почти равно изменению энергии в анодной цепи.

Некоторые значения максимального изменения тока коллектора для различных сигналов вещания приведены в табл. 1. Все они были сняты в одинаковых условиях на небольшую антенну в Меридене, штат Коннектикут, США [5, p. 172].

Табл. 1. Максимальные изменение тока коллектора натриевой лампы *Sodion S-13* для радиосигналов от различных станций радиовещания [5, p. 172].

Table 1. Maximum changes in the collector current of a *Sodion S-13* sodium tube for radio signals from various broadcasting stations [5, p. 172]

Радиостанция Station	Изменение тока коллектора Change in collector current
WHAM, Rochester, New York	5,25 мкА
WEAF, New York	6,00 мкА
WGY, Schenectady, New York	14,00 мкА
WJZ, New York	4,5 мкА
WDAP, Chicago, Illinois	5,00 мкА
KDKA, Pittsburgh, Pennsylvania	8,50 мкА

Результаты исследований по затуханию радиосигналов, проведенные Донле, использовались как профессиональными радистами, так и радиолюбителями, так что появление новой лампы Донле оказалось очень кстати для радиофизики.

6. Разработки Донле в компании *Donle Bristol Corporation*

В 1925 году Донле покинул *Connecticut Telephone & Electric Co.*, чтобы основать свою собственную компанию *Donle Bristol Corporation* в Меридене² (*Meriden*). В этот период времени использовалось несколько типов «чувствительных» детекторов, но только два из них оказались достаточно удовлетворительными, чтобы стать популярными. Это, во-первых, газовые лампы типа *UV-200* и, во-вторых, детектор щелочного металла, известный как *Sodion*. Все детекторы, в которых используется такой газ, как аргон, требуют критических настроек и часто большого тока накала. Критическая настройка детектора этого типа является главным недостатком, поскольку на обычном радиоприемнике производить эти настройки непрактично. По разным причинам детектор *Sodion* был снят с

² Мериден — небольшой город в штате Коннектикут, США. От Меридена до Нью-Йорка расстояние 151 км, поездка на поезде занимает примерно 2 ч 28 мин.

продажи, так как не дал того качества сигналов, которое должно было быть обеспечено при правильной его настройке.

В Меридене Донле разработал новый детектор *Bristol*, который соответствовал удовлетворительным результатам в любых условиях. Этот детектор более чувствителен, чем любой детектор, использовавшийся ранее, не требовал критических настроек и давал тот пространственный, полный звук, который так желателен при приеме. Регулировки этого детектора настолько универсальны, что его можно было использовать в любом стандартном приемном комплекте, ранее работавшим с жестким триодом, даже без переделки реостата накала. Фактически в этой новой лампе *Bristol* регулировка реостата является фактором второстепенного значения и может быть полностью устранена, особенно если значение потенциала «В», приложенного к лампе, правильно отрегулировано.

Конструкция этой новой лампы *Bristol* очень проста и очень похожа на структуру любой трехэлектродной лампы, как показано на рис. 10. Основные части и их расположение, как уже говорилось, совершенно обычные. Предельная чувствительность и качество сигналов, получаемых от этой лампы, зависят не столько от конструкции, сколько от газа в ее баллоне. В лампе содержится новый газ, название которого Донле держал в секрете. Детектор *Donle B-6* не нуждался в регулировке тока накала, но был очень чувствителен к напряжению на аноде, рис. 10. При использовании *Donle B-6* можно не устанавливать резистор утечки сетки и конденсатор. В названии детекторов *Bristol* отражено название новой компании Донле в виде буквы «В».

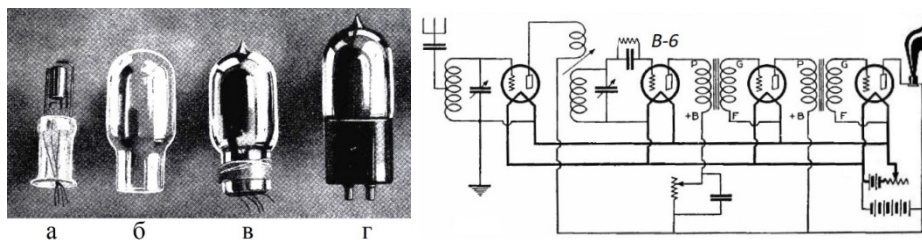


Рис. 10. Устройство детекторной лампы Донле типа B-6: а — стеклянная трубка с электродами триода, б — стеклянная колба, в — стеклянная колба с намотанной нитью нагрева лампы, г — детектор в сборе. Принципиальная схема приемника, в котором используется детекторная лампа *Donle B-6*. Обратите внимание на реостат в цепи пластины для изменения напряжения [8].

Fig. 10. Structure of a Donle detector tube type B-6: а — glass tube with triode electrodes, б — glass flask, в — glass flask with a wound tube heating filament, г — detector assembly.

The circuit diagram of a receiver in which is incorporated the Donle B-6 detector tube.

Notice the rheostat in the plate circuit to vary the voltage [8]

В новых детекторах типа *Bristol* Донле отказался от конструкции ранее использованной в *Sodion*. Детектор *Bristol* представлял собой обычную газонаполненную трехэлектродную лампу (триод) с нагреваемой спиралью для подогрева газа в баллоне, которая намотана на цоколь. Спираль нагрева *Bristol*, как и в *Sodion*, подключалась последовательно с нитью накала. Статическая характеристика детектора *Bristol* во многом аналогична характеристикам любого другого триода, особенно того, в котором существует ионизация.

На рис. 11 показана экспериментальная зависимость выходного сигнала детектора *B-6* от интенсивности приходящих сигналов и ее сравнение с обычным «жестким» триодом в режиме детектора [8]. Эти кривые показывают очень большое усиление слабых сигналов, которое уменьшается по мере увеличения сигнала до тех пор, пока обе лампы не дадут практически одинаковые результаты при самых сильных сигналах. Однако момент, когда характеристики этих ламп становятся почти равными, приходится на интенсивность сигнала при практическом насыщении ламп. Насыщение происходит в «чувствительном» детекторе *B-6* при немного меньшем сигнале, чем на «жестком» детекторе. *Bristol B-6* дает больший выходной сигнал в значительной части диапазона, чем обычная «жесткая» лампа-детектор. Некоторые типы радиоламп, производившихся *Connecticut Telephone & Electric Co.* представлены на рис. 11. Донле детектор *Bristol* продавался по 5 долларов, в то время как лампа *RCA Cleartron* стоила 3 доллара.

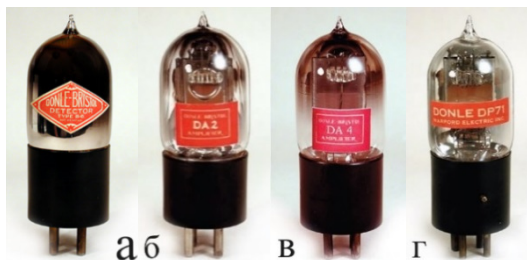
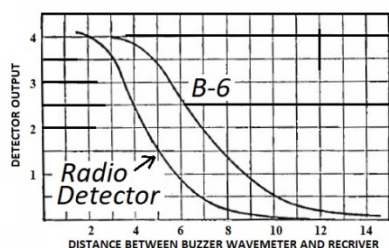


Рис. 11. Зависимости выходного сигнала от интенсивности приходящих сигналов для детектора *B-6* и «жесткого» триода. Некоторые типы радиоламп, производившихся *Connecticut Telephone & Electric Co.*: а — *Donle-Bristol detector type B-6* (1926 г.), б — *Donle-Bristol type DA2* (1927 г.), в — *Donle-Bristol type DA4* (1927 г.), г — *Donle DP71* (1927 г.).

Fig. 11. Dependence of the output signal on the intensity of incoming signals for the *B-6* detector and the “hard” triode. Some types of radio tubes produced by *Connecticut Telephone & Electric Co.*: а — *Donle-Bristol detector type B-6* (1926), б — *Donle-Bristol type DA2* (1927), в — *Donle-Bristol type DA4* (1927), г — *Donle DP71* (1927)

В деятельности *Connecticut Telephone & Electric Company*, в перерывах между войнами, происходили как большие неудачи, так и большие

успехи. Одним из главных вкладов компании в области радиотехники стало изобретение Гарольдом П. Донле детектора натрия, который был брендом *Contel Co.* в течение ряда лет. Позже патенты были проданы за 300000 долларов Радиокорпорации Америки (*RCA*). Донле также изобрел двухполупериодный выпрямитель, который позволил отказаться от батареек и использовать домашний переменный ток для работы радиоприемников, рис. 12.

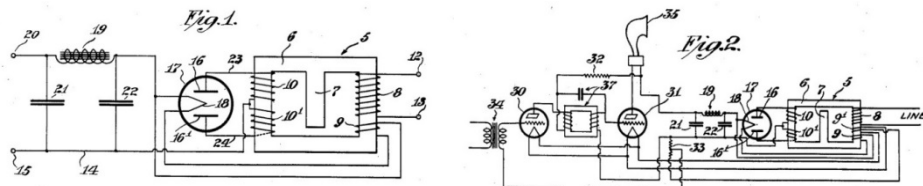


Рис. 12. Принципиальная схема двухполупериодного выпрямителя (Fig.1) и его использование для питания усилителя звуковой частоты (Fig.2).

Рисунки из патента US1696880A Г. Донле с приоритетом от 19 февраля 1927 г.

Fig. 12. Schematic diagram of a full-wave rectifier (Fig.1) and its use to power an audio amplifier (Fig.2). Drawings from patent US1696880A by G. Donle with priority dated February 19, 1927

Достижения компании, однако, были в значительной степени сведены на нет финансовыми и управленческими трудностями. До 1938 года она переходила от одной управляющего поручателя (*receiver ship*) к другому, пока не была реорганизована в подразделение *Great American Industries*, которое контролировало ее вплоть до продажи в 1956 году. Во время Второй мировой войны штат завода увеличился с примерно 100 сотрудников до почти 2500 человек.

7. Заключение

В натриевой лампе добавление металлического натрия внутрь стеклянного баллона позволило создать «проводящий газ с особыми свойствами», который улучшал работу лампы. Несмотря на то, что расположение электродов в корне нарушало патент де Фореста, включая его патент на газовый триод, добавление натрия было сочтено достаточным для новой реализации, чтобы позволить Донле получить отдельный патент. Однако вся конструкция вызвала много спорных утверждений из-за характеристик лампы, которые тогда были плохо изучены, а также трудностей измерений характеристик любыми доступными в то время приборами.

В первой конструкции натриевой лампы в качестве анода использовалась емкость с жидким металлическим натрием. От этого вскоре отказались, так как было практически невозможно удерживать натрий в нижней половине лампы, что приводило к выходу из строя лампы из-за того, что

объем жидкого металлического натрия перемещался в оболочке во время манипуляций, вызывая повреждение других электродов.

Во втором варианте в лампы *Sodion S-13* использовалось меньшее количество натрия: небольшая капля натрия размером со спичечную головку, содержащаяся в небольшом сеточном корпусе. Фиксация металла препятствовала его распылению по всему объему лампы, что было очень важно. Это была только одна проблема с лампой. Чтобы натрий расплавился, необходимо было нагреть его до температуры плавления, которая составляет примерно 200°F (фактическая около 98°C). Для этого на оболочку лампы была наматывалась нагревательная спираль, которая питалась от источника нити накаливания для нагрева лампы.

Натриевая лампа смогла обойти патенты де Фореста, но из-за особенностей характеристик она так и не сумела закрепиться на рынке продаж. Было выпущено всего несколько радиоприемников с ее использованием. Газовый триод *UX200* производства *General Electric Co.* был широко доступен в то время и имел гораздо лучшие характеристики [9].

Список литературы

1. Donle H. P. Electron device. Patent US1701840A. Patented February. 12, 1929. Application filed, August 5, 1922.
2. Donle H. P. Electron discharge device. Patent US1712032 A. Patented May 7, 1929. Application filed December 1, 1922.
3. Donle H. P. A New Non-Interfering Detector // The Proceedings of Institute Radio Engineers. 1923. Vol. 11, No. 2. P. 97–109.
4. Donle H. P. New Noninterfering Detector // Radio World. January 13, 1923. No. 42. P. 7.
5. Donle H. P. New applications of the sodion detector // The Proceedings of Institute Radio Engineers. April, 1924. Vol. 12, No. 2. P. 159.
6. New Applications of the Sodion Detector // Radio World. October 27, 1923. Vol. 4, No. 5. P. 6.
7. The sodion tube and our “knock-out” reflex // Radio Broadcast. April, 1924. Vol. 4, No. 6. P. 488–492.
8. Donle H. P. The New B-6 Donle Detector // Radio review and radio listeners’ guide and call book. 1926. No. 9. P. 141–143.
9. Soyland R. The sodion tube : Scamming Around the De Forest Patents.
URL: <http://hvra.org/index.php/2018/03/16/the-sodion-tube-scamming-around-the-de-forest-patents> (24.02.2024).

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.

Harold Donle Radio Tubes

V. M. Pestrikov

*St. Petersburg State University of Film and Television
13, Pravda st., St. Petersburg, 191119, Russian Federation
pvm205@yandex.ru*

Received: December 9, 2024

Peer-reviewed: December 15, 2024

Accepted: December 15, 2024

Abstract: Sodium tube triode detectors designed by the American radio engineer Harold Donle are considered. An analysis of the operating principle of the sodium detector has been made. Donle's patent for the design of a sodium detector is presented. The first design of a sodium detector lamp, in which a container of liquid metal sodium was used as the anode, is presented in detail. The reasons for refusing further use of this detector lamp design are indicated. Attention is paid to the second improved version of the Sodion S-13 lamp detector using a small drop of sodium the size of a match head. Diagrams of radio receivers using a sodium detector are given.

Keywords: Harold Donle, sodium detector, sodium tube triode, Sodion S-13 tube detector, Sodion D21, Bristol detector B-6.

For citation (IEEE): V. M. Pestrikov, "Harold Donle Radio Tubes," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 8, no. 2, pp. 300–316, 2025, doi: 10.21227/x6zd-2z29. (In Russ.).

References

- [1] H. P. Donle, "Electron device," Patent US1701840A," patented February, 12, 1929, application filed August 5, 1922.
- [2] H. P. Donle, "Electron discharge device," Patent US1712032 A, patented May 7, 1929, application filed December 1, 1922.
- [3] H. P. Donle, "A New Non-Interfering Detector," *The Proceedings of Institute Radio Engineers*, vol. 11, no. 2, pp. 97–109, 1923.
- [4] H. P. Donle, "New Noninterfering Detector," *Radio World*, no. 42, p. 7, January 13, 1923.
- [5] H. P. Donle, "New applications of the sodion detector," *The Proceedings of Institute Radio Engineers*, vol. 12, no. 2, p. 159, April, 1924.
- [6] "New Applications of the Sodion Detector," *Radio World*, vol. 4, no. 5, p. 6, October 27, 1923.
- [7] "The sodion tube and our 'knock-out' reflex," *Radio Broadcast*, vol. 4, no. 6. pp. 488–492, April, 1924.
- [8] H. P. Donle, "The New B-6 Donle Detector," *Radio review and radio listeners' guide and call book*, no. 9, pp. 141–143, 1926.
- [9] R. Soyland, "The sodion tube: Scamming Around the De Forest Patents." URL: <http://hvra.org/index.php/2018/03/16/the-sodion-tube-scamming-around-the-de-forest-patents> (24.02.2024).

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.

История исследований по распространению радиоволн и физических параметров полей и сред в Крыму и на Черноморском флоте

Ермолов П. П.

Севастопольский государственный университет
ул. Университетская, 33, Севастополь, 299053, Российская Федерация
ppermolov@mail.sevsu.ru

Получено: 24 марта 2025 г.

Отрецензировано: 31 марта 2025 г.

Принято к публикации: 31 марта 2025 г.

Аннотация: С целью снижения размерности (уменьшения числа признаков объекта исследования) в статье использована методология «компендиум — таблица — инфографика». Рассмотрены три проекта, связанные с исследованием распространения радиоволн в Крыму и на Черноморском флоте (1914, 1928 и 1954—1955 гг.), а также исследования физических параметров полей и сред (гидроакустических и магнитных полей, радиолокационных, тепловых и лазерных характеристик надводных кораблей, сейсмических и сейсмоакустических волн).

Ключевые слова: солнечное затмение, Феодосийский залив, Первая мировая война, И. В. Бренев, А. И. Берг, В. В. Татаринов, А. Я. Усиков, М. Т. Грехова, А. П. Александров, И. В. Курчатова, Е. А. Штагер, лента времени (timeline).

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Ермолов П. П. История исследований по распространению радиоволн и физических параметров полей и сред в Крыму и на Черноморском флоте // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2025. Т. 8, № 2. С. 317—333.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Ермолов, П. П. История исследований по распространению радиоволн и физических параметров полей и сред в Крыму и на Черноморском флоте / П. П. Ермолов // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. — 2025. — Т. 8, № 2. — С. 317—333.

1. Введение

Современные компьютерные технологии формируют у человека новые способы восприятия информации, в котором основное место уделяется визуальным образам. Появляется потребность в новых методах визуа-

лизации потоков информации. Одним из таких методов является инфографика. Вместе с тем в области историографии науки и техники, в особенности в объемных исследованиях, инфографика используется редко. Так, например, в монографии А. А. Глущенко [2], объем которой составляет более 850 страниц, инфографика вообще отсутствует, что затрудняет восприятие материала монографии.

Рассматриваемые в статье события рассредоточены в различных источниках, перечень которых приведен как в разделе Список литературы, так и в сносках. Для обобщения информации об этих событиях применена методология «компендиум — таблица — инфографика» (КТИ) [1].

2. История исследований по распространению радиоволн

Одним из фундаментальных направлений исследований, связанных с построением эффективно работающих радиотехнических средств, является исследование условий распространения радиоволн. В открытой печати есть информация о трех таких исследовательских проектах: 1914, 1928 и 1954 гг.

2.1. Не состоявшиеся в Феодосии опыты во время солнечного затмения 1914 г.

8-го августа 1914 года (21-го августа по новому стилю) на территории Российской империи можно было наблюдать солнечное затмение. Вот что писала об этом явлении газета «Курская Быль»¹: «Въ нынешнее затменіе солнца полоса земли (шириною 140—170 верстъ), где будетъ видимо полное затменіе, идетъ у насъ въ Россіи отъ Риги черезъ Кіевъ въ Крымъ къ Феодосіи и дальше по Черному морю въ Турцію и Персію. Къ востоку и западу отъ этой полосы будетъ только частное затменіе, и чѣмъ дальше, темъ меньше».

Над Феодосийским заливом солнечное затмение ожидалось самым продолжительным: залив в течение 2 минут 16 секунд должен был быть покрыт полной тенью [1]. Это обстоятельство явилось поводом для обращения 21 апреля² 1914 г. заведующего Центральной станцией гидрометеорологической службы Черного и Азовского морей М. Сарандинаки к начальнику Одесского почтово-телеграфного округа с просьбой о содействии по устройству в Феодосии радиостанции для производства «опытов над передачей радиотелеграмм»³.

¹ Поповъ П. Солнечное затменіе. (Отъ Семёновской обсерваторіи) // Курская Быль. № 175. От субботы, 2 августа 1914.

² Все даты, не сопровождаемые переводом, приведены по старому стилю.

³ РГИА (Российский государственный исторический архив). Ф. 1289. Оп. 12. Д. 1845. Л. 1—59. Цит. по [2].

В оставшееся время построить радиостанцию в Феодосии было невозможно (требовалось длительное согласование), поэтому ГУПиТ⁴ ограничилось тем, что добилось разрешения министра внутренних дел внести на рассмотрение Междуведомственного радиотелеграфного комитета (МРК) вопрос о желательности постановки опытов по радиосвязи в Феодосии³. Таким образом, МРК стал одним из центров по подготовке научных исследований по радиосвязи в условиях солнечного затмения 8 августа 1914 г. Кроме этого, были организованы еще два центра: один — при Академии наук во главе с директором Главной физической обсерватории кн. Б. Б. Голицыным (разработкой организационных и технических вопросов руководил профессор Морской академии А. А. Петровский), другой — при Русском физико-химическом обществе под руководством управляющего Главной палатой мер и весов проф. Н. Г. Егорова (здесь в основном планировалось проведение астрономических и физических наблюдений, а наблюдения по радиосвязи рассматривались в постановочном плане)⁵.

Кроме России, аналогичные работы велись в других странах, и для достижения максимального результата исследований была организована международная комиссия, в которую вошли ученые Англии, Франции, Германии, Бельгии и других стран. Комиссией был разработан план исследований по выяснению влияния на радиопередачу «промежуточной среды», в котором в качестве передающих планировалось использовать станции Петербурга, Бобруйска, Норддейча (или Науэна) и Парижа. Разработанный международной комиссией план наблюдений, предусматривающий работу значительно удаленных друг от друга радиостанций, мог приблизить ответ на ряд важных вопросов о природе распространения радиоволн.

Для осуществления международной кооперации потребовался пересмотр ряда методик, разработанных российской стороной и ориентированных на исследования в полосе затмения и в непосредственной близости от нее. В первой половине июня эта работа была завершена, и 20 июня были утверждены все необходимые для проведения исследований документы.

Планируемые эксперименты могли существенно продвинуть теорию распространения радиоволн в атмосфере. Однако этого не произошло: начавшаяся 17 июля Первая мировая война сорвала проведение экспериментов. Российские радиостанции, осуществлявшие прием сигналов мощных станций, не регистрировали их работу. В связи с этим начальник ГУПиТ В. Б. Похвиснев 16 августа 1914 г. сообщил кн. Б. Б. Голицыну, что «вследствие военных событий наблюдения над передачей радиотеле-

⁴ ГУПиТ — Главное управление почт и телеграфов Министерства внутренних дел Российской империи.

⁵ РГИА Ф. 95. Оп. 11. Д. 2683. Л. 440—452. Цит. по [2].

графных сигналов радиостанциями почтово-телеграфного ведомства во время солнечного затмения 8 августа не производились»³.

2.2. Исследования 1928 г.

Вот что оставил в своих воспоминаниях проф. И. В. Бренев, до 1928 г. преподававший в радиошколе Черноморского флота.

«В СССР исследованием свойств коротких волн начала заниматься Нижегородская радиолaborатория с весны 1924 г. К началу 1925 г.... накопился значительный опыт применения коротких волн. В связи с этим на 1925 г. было намечено проведение испытаний в большом масштабе. Для этого был создан... в Москве достаточно мощный передатчик (10—15 кВт), работавший на волнах порядка 80 м. Работа этого передатчика была хорошо слышна почти во всем мире. Одновременно на волнах длиной 20—30 м велись испытания коротковолновой радиосвязи между Москвой и Ташкентом, а на волнах длиной 27,5 и 17,5 м — между Москвой и Томском. По инициативе А. И. Берга были задуманы опыты того же плана и на Черном море <...>

Ранней весной 1928 г. во дворе Учебного отряда МСЧМ⁶ можно было видеть прибывших из Нижегородской радиолaborатории проф. В. В. Татарина и его помощников, а также представителей Секции связи и навигации Научно-Технического Комитета МС РККА: А. И. Берга... и Г. Г. Мидина — слушателя Военно-Морской Академии... Они должны были приступить к проведению первых опытов по использованию на флоте коротких волн. Вся необходимая для этого аппаратура была доставлена из Нижнего Новгорода <...>

Через два-три дня после приезда в Севастополь руководителей испытаний во дворе Учебного отряда были возведены две мачты и подвешена антенна. В одном из помещений первого этажа здания штаба отряда был установлен... передатчик, и опыты по связи на коротких волнах начались. Радиоприемник находился на специально выделенном корабле, совершавшем переходы по Черному морю. Опыты дали положительные результаты. Позже некоторые сведения были опубликованы М. А. Бонч-Бруевичем... В статье⁷ даны графики суточного прохождения радиоволн длиной 50, 60, 70, 80 м от Севастополя до районов, близких к Ялте, Феодосии, Керчи, Николаеву, Одессе и Новороссийску. Так в Севастополе и на Черном море с участием представителей Нижегородской радиолaborатории и флота родилась военно-морская коротковолновая радиосвязь»⁸.

⁶ МСЧМ — Морские силы Черного моря.

⁷ Бонч-Бруевич М. А. Коротковолновая связь на близких расстояниях. Собрание трудов. М. — Л. : Изд-во АН СССР, 1956. С. 308—311.

⁸ Бренев И. В. Нижегородская радиолaborатория им. В. И. Ленина и работы по радиосвязи на военно-морском флоте СССР в 20-х гг. // Из истории энергетики, электроники и связи. 1981. Вып. 12. С. 62—73.

2.3. Исследования 1954—1955 гг.

В 1954—1955 гг. Институт радиофизики и электроники (ИРЭ) АН УССР выполнил фундаментальную НИР по разработке вакуумных приборов и измерительной аппаратуры 6-, 4- и 2-мм диапазонов радиоволн, а также по исследованию распространения над морской поверхностью радиоволн 32-, 8-, 15-, 6,1-, 4,1- и 2,7-мм диапазонов. Возглавлял эту работу академик АН УССР А. Я. Усиков. Исследования проводились в основном на Черном море, в районе Феодосии. ИРЭ АН УССР взял на себя проведение исследований по методике, аналогичной использовавшейся ранее Научно-исследовательским морским радиолокационным институтом (НИМРИ) во время предварительных измерений с установкой на корабле ферменной мачты с откосом, по которому вертикально перемещалась тележка с приемниками 32-, 8-, 6-, 4- и 2-мм диапазонов и с поимпульсной записью уровня принимаемых сигналов. Макеты радиолокаторов 6- и 4-мм диапазонов, разработанные ИРЭ АН УССР, устанавливались на подъемниках, перемещающихся по двум мачтам высотой по 15 м на пляже в районе поселка Козы⁹ в Крыму. Руководителем этих исследований был кандидат технических наук Я. Шамфаров. Передатчики и РЛС НИМРИ располагались рядом, на отдельной мачте с платформой.

Корабль с приемниками выходил на заданную дистанцию и после подготовки приемной аппаратуры следовал на удаление, фиксируя уровень сигналов с отметкой времени. Одновременно на берегу записывалась дистанция до корабля. Здесь же на берегу была установлена мачта с датчиками температуры и влажности, распределенными по высоте. Кроме того, на пляже размещалась мачта НИМРИ (высота 16 м) с радиолокаторами 3-см и 8-мм диапазонов и передатчиками 6-, 4- и 2-мм диапазонов, предназначенными для измерений коэффициентов отражения на постоянной трассе при различном волнении, а также влияния рефракции на дальность обнаружения макетов перископов (отрезки металлической трубы на притопленных плотиках), расставленных на различных дистанциях. Регистрация вертикальных разрезов проводилась фотографированием экрана калиброванных индикаторов с разверткой «высота — сигнал». Для измерений в 2-мм канале трассу пришлось укоротить до 2 км, размещая передатчик на автомашине, выезжавшей к урезу береговой черты в район санатория «Крымское приморье». Постоянная трасса измерений пролегла между полигоном (пос. Козы) и территорией Карадагской биостанции (у подножия горы Карадаг). На территории биостанции был оборудован приемный пункт, на полуострове установлена мачта с подъемником, на кото-

⁹ В настоящее время — пос. Солнечная Долина.

ром размещались приемники 32-, 8-, 6-, 4- и 2,7-мм диапазонов. В палатке размещались индикаторы с фотоаппаратами. Для питания аппаратуры был установлен 50-киловаттный дизель-генератор. Протяженность трассы через бухту составляла 8 км (по берегу расстояние между точками было примерно 12—15 км). В 1955 г. исследования были завершены и высоко оценены комиссией, принимавшей работу¹⁰.

Основные сведения об испытаниях по распространению радиоволн в Крыму и на Черноморском флоте приведены в таблице 1, инфографика — на рис. 1.

Таблица 1. Сведения об испытаниях по распространению радиоволн в Крыму и на Черноморском флоте.

Table 2. Information on radio wave propagation tests in Crimea and the Black Sea Fleet

№ п/п	Год испытаний	Место испытаний	Максимальная дальность обнаружения, км	λ	Основные особенности
1	1914	Феодосия, Петербург, Бобруйск, Норддейч, Париж	н/д	н/д	Испытания не состоялись ввиду военных событий
2	1928	Севастополь, Ялта, Феодосия, Керчь, Николаев, Одесса, Новороссийск	См. ⁷	50, 60, 70, 80 м	Использовалось оборудование Нижегородской радиолaborатории
3	1954 — 1955	Феодосия	8 км	32, 8, 15, 6, 1, 4, 1, 2, 7 мм	Исполнитель — Институт радиофизики и электроники (ИРЭ) АН УССР

3. История исследования физических параметров полей и сред

3.1. Гидроакустические поля и измерения¹¹

Осенью 1924 г. на Севастопольском рейде Черного моря сотрудники акустической лаборатории Государственного экспериментального электротехнического института (ГЭЭИ) под руководством Н. Н. Андреева провели опыты с «подслушиванием» подводных шумов. Результаты экспериментальных исследований показали, что для правильного конструирования гидрофонов необходимо знать спектральный состав подводных шумов. Секция связи и навигации научно-технической комиссии Мини-

¹⁰ Радиолокационное вооружение Военно-Морского Флота России : сборник статей / Под ред. И. И. Тынякина и В. Ф. Измайлова. М. : Научтехлитиздат, 2005. 446 с.

¹¹ Захаров И. С. Развитие отечественных гидроакустических средств : начало 20-х годов — конец 50-х годов XX века : дис. ... д-ра техн. наук : 07.00.10. СПб, 2004. — 390 с.

стерства судостроения отпустила для выполнения работ по созданию спектроанализатора в интересах исследования спектрального состава подводного шума необходимые средства (в сумме 1087 р. 50 коп.). Однако работы по созданию спектроанализатора для исследования подводных шумов в ГЭИ не были завершены в связи с переездом в феврале 1926 г. Н. Н. Андреева в Ленинград.

22 июля — 1 сентября 1931 г. Центральная радиолaborатория-завод (ЦРЛЗ) произвела опыты, целью которых было произвести запись шумов различного типа кораблей и исследовать распространение ультразвука пучка лучей на больших глубинах. Этими опытами на Черном море руководил С. Я. Соколов, начальник акустического отдела ЦРЛЗ. С. Я. Соколов доложил А. И. Бергу о результатах этих исследований: «В настоящее время в лаборатории физической акустики представляется возможным продемонстрировать принципиальное устройство, работающее на принципе инфразвуковых колебаний, дающих возможность выделить эти колебания из очень сложного звукового спектра, создаваемого различными искусственными помехами».

Разработка корабельных гидроакустических измерителей скорости звука началась в 1949—1950 гг. В 1952 г. в Горьковском научно-исследовательском радиофизическом институте (НИРФИ) под руководством М. Т. Греховой была выполнена НИР «Звук», в результате которой наметились пути создания гидроакустического измерителя скорости звука, основанном на фазовом методе. На основе результатов, полученных в НИРФИ, в ОКБ завода «Водтрансприбор» в 1952—1955 гг. под руководством А. Г. Евтюхова были проведены ОКР «Звук-1» и «Звук-2», в 1956 г. — НИР «Градиент», в ходе которых были созданы и испытаны в морских условиях первые экспериментальные образцы отечественных корабельных гидроакустических измерителей скорости звука. Результаты работ по темам «Звук» и «Градиент» были положены в основу ОКР «Береста», которая была завершена в 1958 г. Опытный образец аппаратуры «Береста» был установлен на ПЛ и успешно прошел испытания на Черном море. В 1959 г. аппаратура «Береста» передана в серийное производство на завод «Водтрансприбор». Одновременно с аппаратурой «Береста» в серийное производство передано калибровочное устройство, позволявшее производить измерения скорости звука в диапазоне 1400—1600 м/с с предельной погрешностью $\pm 0,3$ м/с.

3.2. Магнитные поля

Работа в Севастополе над проблемой защиты от магнитных мин во время Великой Отечественной войны известных впоследствии академиков

А. П. Александрова и И. В. Курчатова стала предметом исследования многих историков науки и техники. Выделим из этих исследований две работы [3, 4], опубликованные в журнале «Вопросы истории естествознания и техники» с интервалом в два года.

В первой из этих статей [3], посвященной 100-летию юбилею А. П. Александрова, автор, в 70-е гг. — начальник Севастопольского высшего военно-морского инженерного училища (СВВМИУ), повествует об истории перипетиях сооружения в Севастополе памятного знака, посвященного названному выше исследованию.

Автор вспоминает: «Воодушевление личного состава училища, вызванное успехом такого... начинания, было столь велико, что возникло желание на открытие памятника пригласить и самого “отца” корабельной атомной энергетики... Я послал Анатолию Петровичу приглашение, но, зная о его занятости, не очень рассчитывал на согласие. Тем больше была наша радость, когда в ответ на приглашение пришло его согласие <...> Как потом выяснилось, Александров ради этого даже уклонился от встречи с Индирой Ганди, сказавшись больным...»

Далее автор [3] коротко останавливается на истории разработки технологий размагничивания. «За пять лет до начала войны, в 1936 г., по заданию Военно-Морского Флота страны А. П. Александров — в те годы совсем еще молодой ученый — занимался разработкой метода компенсации вертикальной составляющей магнитного поля корабля с помощью временной обмотки его корпуса кабелем, через который проходит ток заранее выбранных параметров. Это делалось с целью обезопасить корабль при прохождении через минные заграждения. Большая часть мин, применявшихся в то время, были чувствительны к приближению цели по возмущениям магнитного поля, создаваемым металлическим корпусом корабля. Источник этих магнитных полей — геомагнитное поле вокруг нашей планеты, вызывающее остаточную намагниченность в корпусе корабля. Если ее периодически снимать, т. е. размагничивать, то корабль станет значительно менее уязвим. Однако, как это нередко случается в жизни, теория в этом вопросе сильно опередила практику, и разработанный Александровым метод долго был не востребован <...> Поначалу работы велись на Балтике. Но 9 августа 1941 г. ... А. П. Александров вместе со своим неизменным помощником профессором И. В. Курчатовым прибыл на Черноморский флот для организации в Севастополе базы по размагничиванию кораблей. Задачу предстояло решить нелегкую: оборудовать контрольную площадку (и этим уже занимались несколько его сотрудников), подготовить необходимые приборы, определить приемы измерения магнитного поля, разработать правила размагничивания кораблей и обучить этим пра-

вилам флотских специалистов. В конечном итоге успешное решение этой задачи позволило сохранить во время войны десятки кораблей и тысячи жизней моряков. На оборудованной площадке первым прошел размагничивание лидер «Ташкент», за ним два тральщика. Вместе с этими размагниченными кораблями из-за срочной необходимости на боевое задание был послан тральщик, не прошедший размагничивание, что привело к трагедии: при выходе с базы в строю кильватера он подорвался на mine. После этого случая командование флота запретило выходы в море неразмagnиченным кораблям и судам».

Вторая статья [4] посвящена вопросам взаимодействия и сотрудничества в вопросах размагничивания между СССР и Великобританией, которая ввиду своего островного расположения первой ощутила угрозы этого вида оружия: уже в сентябре 1939 г. Германия приступила к планомерному осуществлению морской блокады этой страны с помощью магнитных мин. Великобритания поставляла в СССР необходимую контрольно-измерительную аппаратуру, неконтактные магнитные тралы и методическую документацию. Начиная с 1971 г., стали появляться отечественные статьи и монографии по истории размагничивания кораблей. Одни заявляли о приоритете, другие — о более высокой эффективности советских методов размагничивания. В статье [4] приведено детальное сопоставление советских и британских публикаций, выявлены их несоответствия и противоречия.

В 1956 г. на Черном море проходила испытания электромагнитная станция «Единорог». Она представляла собой уложенные на дне кабельные линии протяженностью до 10 км, соединенные с регистрирующими приборами на береговом посту. При пересечении линий кораблем или подводной лодкой они воздействовали на них своим магнитным полем, вызывая срабатывание регистрирующих приборов на берегу. Несмотря на простоту и высокую надежность станции, она не нашла широкого применения из-за ряда недостатков — невозможности определения места пересечения рубежа, отсутствия режима классификации целей, малой чувствительности, не позволявшей применять ее на больших глубинах, и низкой помехозащищенности¹².

5.3. Полигон для измерения радиолокационных, тепловых и лазерных характеристик надводных кораблей

Задачу построения удовлетворительно работающих радиолокационных средств в значительной степени определяют два фундаментальных

¹² Попов Г. П., Старцев Г. В. Радиоэлектроника на флоте вчера и сегодня. М. : Воениздат, 1993. 240 с.

научных направления. Первое из них — условия распространения радиоволн в той среде, где по своему назначению будет работать радиолокатор. И второе — свойства отражения (рассеяния) радиоволн от целей, которые по своему назначению должен обнаруживать и распознавать данный радиолокатор. От ясного понимания этих двух научных проблем зависит выбор диапазона радиоволн РЛС и большинства его технических характеристик, таких, как оптимизация приемного тракта, селекция целей и т. д. [5].

Севастопольский полигон для измерения радиолокационных, тепловых и лазерных характеристик надводных кораблей был создан в 1979—1980 гг. Черноморским филиалом (ЧФ) ЦНИИ им. академика А. Н. Крылова на базе берегового научно-технического комплекса ЧВВМУ им. адмирала П. С. Нахимова. Руководителем работ был начальник сектора ЧФ ЦНИИ им. Крылова, к. т. н. Б. А. Тóпор, научным руководителем — начальник сектора ЦНИИ, д. ф-м. н. Е. А. Штагер. Севастопольский полигон был создан с целью отработки методов стелс-технологии и оценки ее эффективности. Поэтому первой НИР на полигоне была работа по сравнительной оценке радиолокационной заметности кораблей со средствами стелс-технологии и без них.

Для количественных оценок средств защиты требовалось создание полигона с радиолокационным измерительным комплексом, системой эталонирования и средствами ЦВМ. После создания первой очереди полигона в 1981 г. были проведены работы на двух крупных кораблях. На первом из них было нанесено 1200 кг радиопоглощающего покрытия, а второй был контрольным. Сравнительные измерения кораблей были проведены с помощью радиолокационного измерительного комплекса на полигоне в г. Севастополе. Было установлено, что радиолокационная заметность большого надводного корабля с РПП, по сравнению с контрольным, уменьшилась в 2—3 раза.

Следующая очередь строительства полигона включала создание трехчастотного радиолокационного измерительного комплекса, который был введен в действие в 1985 г. В дальнейшем были созданы радиолокационные комплексы (РЛК) измерений блуждания центра отражения корабля, измерений его радиолокационных портретов и других характеристик. За 10 лет непрерывного функционирования РИКов была создана большая база радиолокационных характеристик (РЛХ) кораблей разных классов, средств их защиты и радиолокационных ловушек. Однако, как отмечается в [6], база измеренных РЛХ кораблей осталась без публикации, обобщения и анализа. Одна из них состоит в том, что все программы обработки принимаемых сигналов разрабатывались сотрудниками ЦНИИ в РФ, в то время как вся аппаратура создавалась ЧФ ЦНИИ, находящемся

ныне в Украине (цитируемый доклад был сделан в 2009 г.). Ввиду важности сохранения базы данных и передачи ее в распоряжение исследователей в области морской радиолокации была предпринята попытка ее систематизации. Однако этому помешал разразившийся в обеих странах кризис и отсутствие финансирования.

Первые в СССР опыты по радиомаскировке кораблей были проведены в Севастополе в 70-х гг. Сначала, в 1975 г. на десантный корабль было нанесено 200 кв. м. радиопоглощающего покрытия. Затем корабль обнаруживался береговыми РЛС и было зафиксировано снижение его радиолокационной заметности. Нанесение радиопоглощающих покрытий (РПП) было выполнено на одном из заводов Севастополя. Листы РПП были изготовлены в Ленинграде в НИИРПе под руководством проф. Алексеева А. Г.

Следующие опыты с радиомаскировкой кораблей были проведены в 1981 г. на Севастопольском полигоне, располагавшимся в районе бухты Стрелецкая. Теперь уже РПП было нанесено на боевой корабль «Красный Крым» в количестве 1200 кв. м. Операция нанесения РПП состоялась на судостроительном заводе в Севастополе. После этого два корабля — «Красный Крым» с РПП и «Червона Украина» (без РПП) — были испытаны на акватории полигона. Корабли поочередно занимали исходную точку на акватории и совершали циркуляции. Измерения проводились с берега с помощью первого радиолокационного измерительного комплекса (РИК) под руководством д. ф.-м. н. Штагера Е. А. Результаты испытаний позволили количественно оценить радиомаскировку кораблей с помощью РПП.

Первые опыты по измерению радиолокационных портретов кораблей проводились от Константиновского равелина сотрудниками Института радиофизики и электроники АН УССР (г. Харьков) в 1975—1979 гг. Испытаниями руководил Б. Д. Замараев. Впервые в СССР был получен радиолокационный портрет корабля с высоким разрешением по двум координатам [6].

В [7] отмечается, что по состоянию Севастопольского полигона на конец прошлого века он нуждается в реорганизации. Ранее полигон был ориентирован на задачи кораблестроения СССР. В докладе рекомендуется переориентация полигона на предоставление услуг организациям из разных стран содружества, а также объединить результаты наработок в разных странах с тем, чтобы создать современный Севастопольский полигон.

5.4. Длиннопериодические сейсмические и сейсмоакустические волны

В конце 80-х годов по инициативе лаборатории проблемных исследований Президиума Академии наук СССР (начальник лаборатории —

Таблица 2. Сведения об исследованиях физических параметров полей и сред.
Table 2. Information on research of physical parameters of fields and environments

№ п/п	Наименование	Год испытаний	Место испытаний, предмет испытаний, оборудование, носитель	Диапазон измерения, погрешность	Исполнители, особенности
1	Гидроакустические поля и измерения	1924	Севастопольский рейд, исследование спектрального состава подводных шумов	—	Государственный экспериментальный электротехнический институт (ГЭЭИ)
		1931	Запись шумов различного типа кораблей, исследование распространения ультраакустического пучка лучей на больших глубинах	—	Центральная радиолаборатория-завод (ЦРЛЗ)
		1958	Измерения скорости звука, «Береста», п/л ЧФ	1400—1600 м/с, $\pm 0,3$ м/с	Горьковский НИ радиофизический институт (НИРФИ)
2	Магнитные поля	1941	Севастополь, защита кораблей от магнитных мин	См. [4]	А. П. Александров, И. В. Курчатов
		1956	Электромагнитная станция «Единорог»	—	Не нашла широкого применения (невозможность определения места пересечения рубежа, отсутствие режима классификации целей, низкая чувствительность и помехозащищенность)
3	Радиолокационные, тепловые, лазерные х-ки кораблей	1975 — 1985	б. Стрелецкая, корабли «Красный Крым» и «Червона Украина»	—	Институт радиофизики и электроники АН УССР, ЦНИИ им. акад. А. Н. Крылова
4	Сейсмические и сейсмоакустические волны	Конец 1980-х	Береговой научно-технический комплекс ЧВВМУ им. П. С. Нахимова	н/д	Лаборатория проблемных исследований Президиума АН СССР

проф. Соболевич Л. Е.) на базе берегового научно-технического комплекса ЧВВМУ им. адмирала П. С. Нахимова были также развернуты исследования в области длиннопериодических сейсмических и сейсмоакустических волн, создаваемых кораблями и судами. Было принято решение о создании сейсмоакустического экспериментального стенда. В работах приняли участие специалисты Института физики Земли АН СССР, ЧВВМУ и Симферопольского государственного университета. В подземелье бывшей береговой батареи были установлены сейсмодатчики, в специальных колодцах установлены гидрофоны. Регистрирующая аппаратура была установлена в лабораторном корпусе. Руководителем работ по созданию стенда был полковник, к. т. н. Пырх В. В. От ЧВВМУ в этой работе приняли участие преподаватели кафедры 32: полковник, к. т. н. Агеев В. С., капитан 1 ранга, к. т. н. Баранов А. Н. и др. Более детальной информации об этих исследованиях в открытой печати не обнаружено. Вероятнее всего, в связи с событиями начала 90-х гг. исследования были остановлены¹³.

Основные сведения об исследованиях физических параметров полей и сред приведены в таблице 2, инфографика — на рис. 1.

6. Заключение

В статье с использованием методологии «компендиум — таблица — инфографика» в научный оборот введены сведения об истории исследований по распространению радиоволн и физических параметров полей и сред в Крыму и на Черноморском флоте.

Список литературы

1. Ермолов П. П. Методология «компендиум — таблица — инфографика» (КТИ) в историографии науки и техники // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2025. Т. 8, № 1. С. 124—151.
2. Глущенко А. А. Место и роль радиотехники в модернизации России (1900—1917 гг.). СПб : НИИХ СПбГУ, 2002. 852 с.
3. Саркисов А. А. Памятник неутонувшим кораблям // Вопросы истории естествознания и техники. 2003. № 2. С. 26—33.
4. Семенов В. Г. Две истории размагничивания кораблей // Вопросы истории естествознания и техники. 2005. № 1. С. 63—98.
5. Баскаков Г. С., Плахотников В. Д., Фрейман И. И. Основные направления деятельности Научно-исследовательского морского радиолокационного института ВМФ. В сб. : Радиолокационное вооружение Военно-Морского Флота России. М. : Научтехлитиздат, 2005. С. 65—79.

¹³ Барабанщиков В. Ф., Вилор М. Ю. 35 лет береговому научно-техническому комплексу Академии военно-морских сил им. П. С. Нахимова // Збірник наукових праць Академії військово-морських сил ім. П. С. Нахімова. 2010. Вип. 3 (3). С. 236—244.

6. Ермолов П. П., Пустовойтенко В. В. Севастопольский полигон для измерений радиолокационных, тепловых и лазерных характеристик надводных кораблей (1979—1991 гг.). В сб. : 19-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2009) : материалы конф. В 2 т. (Севастополь, 14—18 сент. 2009). Севастополь : Вебер, 2009. Т. 1. С. 36—39.
7. Штагер Е. А., Ермолов П. П. Полигон ЧВВМУ им. П. С. Нахимова : история развития и перспективы использования. В сб. : 24-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2014) : материалы конф. в 2 т. (Севастополь, 7—13 сент. 2014). Севастополь : Вебер, 2014. Т. 1. С. 30—32.

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.

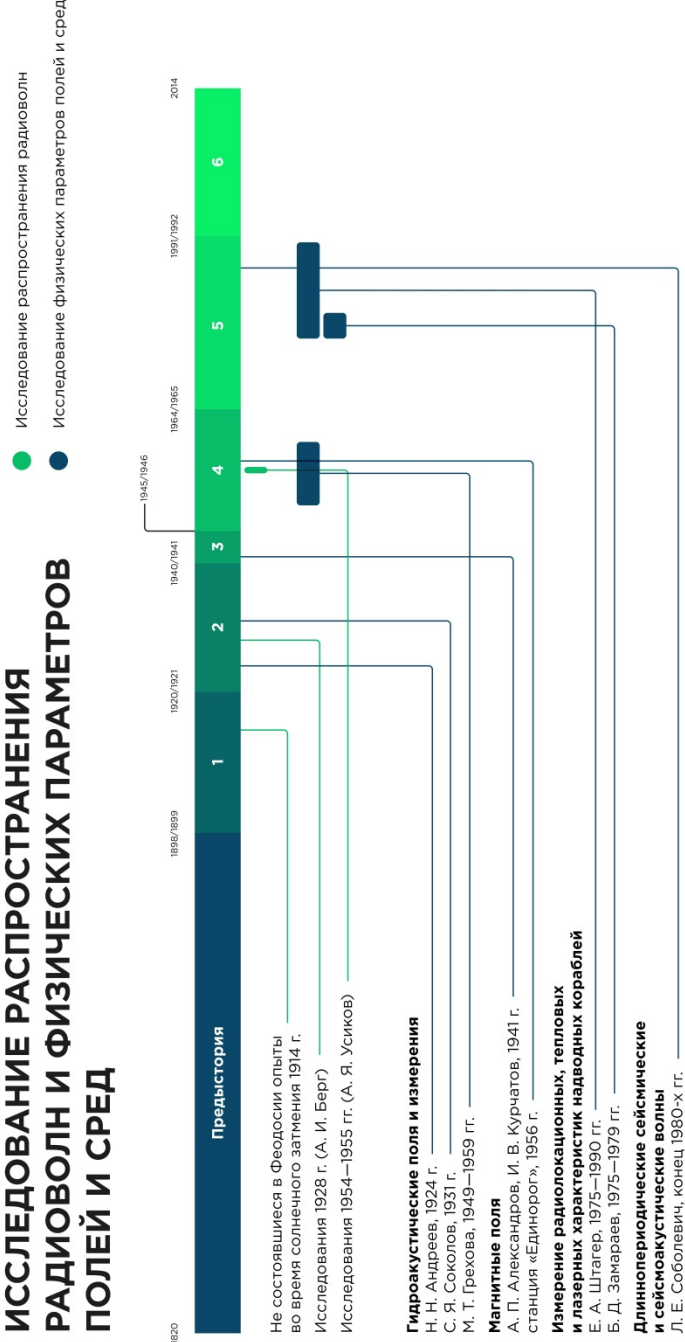


Рис. 1. – Fig. 1.

History of Research on the Propagation of Radio Waves and Physical Parameters of Fields and Environments in Crimea and the Black Sea Fleet

P. P. Yermolov

Sevastopol State University

33 Universitetskaya St., Sevastopol, 299053, Russian Federation

ppyermolov@mail.sevsu.ru

Received: March 24, 2025

Peer-reviewed: March 31, 2025

Accepted: March 31, 2025

Abstract: *In order to reduce the dimensionality (reduce the number of features of the object of study), the article uses the methodology of “compendium–table–infographics”. Three projects related to the study of radio wave propagation in the Crimea and the Black Sea Fleet (1914, 1928 and 1954–1955), as well as studies of the physical parameters of fields and environments (hydroacoustic and magnetic fields, radar, thermal and laser characteristics of surface ships, seismic and seismoacoustic waves) are considered.*

Keywords: *solar eclipse, Feodosia Gulf, World War I, I. V. Brenev, A. I. Berg, V. V. Tatari-nov, A. Ya. Usikov, M. T. Grekhova, A. P. Aleksandrov, I. V. Kurchatov, Ye. A. Shtager, timeline.*

For citation (IEEE): P. P. Yermolov, “History of Research on the Propagation of Radio Waves and Physical Parameters of Fields and Environments in Crimea and the Black Sea Fleet,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 8, no. 2, pp. 317–333, 2025, doi: 10.21227/52rm-mb75. (In Russ.).

References

- [1] P. P. Yermolov, “The Compendium–Table–Infographics (CTI) Methodology in the Historiography of Science and Technology,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 8, no. 1, pp. 124–151, 2025.
- [2] A. A. Sarkisov, “Monument to Unsunk Ships,” *Studies in the History of Science and Technology*, no. 2, pp. 26–33, 2003. (In Russ.).
- [3] V. G. Semenov, “Two Stories of Ship Demagnetization,” *Questions of the History of Natural Science and Technology*, no. 1, pp. 63–98, 2005. (In Russ.).
- [4] G. S. Baskakov, V. D. Plakhotnikov, and I. I. Freiman, “Main areas of activity of the Naval Research Radar Institute of the Russian Navy,” in *Radar weapons of the Russian Navy*, Moscow: Nauchtekhlitizdat, pp. 65–79, 2005. (In Russ.).
- [5] P. P. Yermolov and V. V. Pustovoytenko, “Sevastopol test site for measuring radar, thermal and laser characteristics of surface ships (1979–1991),” in *19th Int. Crimean Conf. “Microwave and Telecommunication Technology” (CriMiCo’2009)*, Sevastopol, September 14–18, 2009, pp. 36–39, Sevastopol: Weber, 2009. (In Russ.).

- [6] Ye. A. Shtager and P. P. Yermolov, "The P. S. Nakhimov ChVVMU testing ground: history of development and prospects of use," in *24th Int. Crimean Conf. "Microwave and Telecommunication Technology" (CriMiCo '2014)*, Sevastopol, September 7–13, 2014, Sevastopol: Weber, pp. 30–32, 2014. (In Russ.).

Information about the authors

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.

УДК 621.396(091)

Крымские радиолюбители — путешественники

Пузанков Л. А.

*Российский телеграфный клуб
Симферополь, Крым, Российская Федерация
r7ka@mail.ru*

Получено: 21 февраля 2025 г.

Отрецензировано: 21 марта 2025 г.

Принято к публикации: 21 марта 2025 г.

Аннотация: Понятие «радиопутешественники» знакомо не многим. Этим людям свойственны все качества путешественников: стремление побывать в интересных, иногда труднодоступных, местах с необыкновенным ландшафтом, природой, горами, морем. Во-вторых, и это главное: достигнув цели, они продолжают путешествия, но уже в радиолюбительском эфире! Для этого участники устанавливают антенны, подключают к ним радиолюбительскую КВ и УКВ аппаратуру и проводят двусторонние радиосвязи. Желающих провести с такими радиостанциями связи достаточно много. Особенно, если радиопутешественник работает в рамках какой-нибудь радиолюбительской дипломной программы. Наиболее популярные в России программы: RDA — Russian Districts Award, направленная на проведение и подтверждение радиосвязей с наибольшим количеством условных районов России; RFF — Российская флора и фауна, RCFA — замки и крепости России, RLHA — маяки России, RAZA — аномальные зоны России и др. В статье отмечены активные крымские участники — любители радиопутешествий, названо используемое ими оборудование. Приведены фото 1956—2001 гг.

Ключевые слова: клуб AYAN-DX-TEAM, Мартыничук Н. А., Ромм Н. Е., Семенов В. И., Ершов И. Ю., Федотов А. Н., Богомолов В. Б., 144 МГц, 432 МГц, 1296 МГц.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Пузанков Л. А. Крымские радиолюбители — путешественники // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2025. Т. 8, № 2. С. 334—349.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Пузанков, Л. А. Крымские радиолюбители — путешественники / Л. А. Пузанков // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. — 2025. — Т. 8, № 2. — С. 334—349.

1. Введение

Появлению в Крыму наиболее активных радиопутешественников способствовало создание 9 июня 2012 года группой энтузиастов в Крыму

клуба *AYAN-DX-TEAM*¹ [1] (рис. 1). Реально радиопутешественники в Крыму появились с 1956 года, когда Центральный радиоклуб СССР стал проводить в первые выходные дни в июле соревнования «Полевой день». (рис. 2) Наиболее активные радиолюбители старались выезжать из городов в горы (и не только) для проведения дальних радиосвязей в УКВ диапазоне. Кстати, в эти же дни проводятся обычно и международные соревнования на УКВ «Полевые и горные дни». Одним из важных условий и требований в таких соревнованиях было использование аппаратуры с автономным питанием от батарей и аккумуляторов, а также умформеров. Позднее для питания аппаратуры стали применяться маломощные генераторы переменного тока. Многие радиолюбители в течение года готовили аппаратуру и антенны для таких соревнований. Накануне соревнований участники загружали все оборудование, антенны, палатки, спальники, матрацы на автомашины и выезжали в горы. Крымские горы не очень высокие и по горным дорогам можно на автомобилях (не обязательно вездеходах) взобраться на плоскогорья (яйлы) и некоторые вершины. К счастью, Крымские горы расположены в южной части полуострова, что дает некоторое преимущество для спортсменов Крыма занимать наиболее отстоящие от мест дислокации других участников соревнований, большинство из которых для нас находятся с северной стороны. В последние годы для использования этого преимущества в Крым на период соревнований «Полевой день» приезжают радиоспортсмены из других областей России.

Часто с участниками соревнований стали выезжать на такие мероприятия и члены семей участников (жены, дети, внуки). С 1957 года автор настоящей статьи работал на Крымском областном радиоцентре. Руководство радиоцентра благосклонно относилось к увлечению радиолюбительством сотрудников, выделяло для выезда команды в горы грузовую автомобиль. В команде от радиоцентра были увлекающиеся радиолюбительством сотрудники: главный инженер Николай Александрович Мартынчук (*RB5AGO-SK*²), участник Великой Отечественной войны 1941—1945 гг. (освобождал Австрию), сменный инженер вещательной радиостанции РВ-73 Николай Ефимович Ромм (*RB5AGP-SK*), также участник боевых действий в ВОВ. На соревнования выезжал и автор настоящей статьи (*UB5TN*). Излюбленным местом нашей команды в период соревнований стала территория вблизи метеостанции на Караби-яйле. К слову, на метеостанции жил и работал радистом участник ВОВ Виктор Иванович Семенов (*UB5SS-SK*). Иногда нам удавалось забираться со своей аппаратурой

¹ Аян — один из крупнейших источников пресной воды в Крыму.

² *SK* – *silent key* («умолкнувший ключ»).

для радиосвязей на УКВ (144 и 420 МГц) на гору Кара-Тау, расположенную вблизи метеостанции. Трудно передать ту радость, которую испытали мы, впервые связавшись в соревнованиях на УКВ с дальней любительской радиостанцией из Полтавской области Украины (н. п. Опосня).

Позднее радиолюбители с Крымского радиоцентра стали выезжать на соревнования в горы с радиоспециалистом с предприятия «Фиолент» Игорем Юрьевичем Ершовым (*UB5JMZ*). Для поездок предприятие «Фиолента» выделяло автомобиль с КУНГом. Излюбленным местом для нас стала гора Тырке (рис. 3, рис. 4).

2. Команда радиопутешественников предприятия «Фотон»

Говоря о радиопутешественниках Крыма, хочется выделить радиолюбителей Симферопольского завода телевизоров «Фотон». Основной костяк команды радиопутешественников на соревнованиях на УКВ «Полевой день» составляли специалисты ПО «Фотон». Команда ежегодно участвовала в соревнованиях «Полевой день», неоднократно занимая призовые места [2]. Излюбленным и постоянным в течение многих лет местом дислокации на период соревнований являлась гора Коль-баир высотой 817 метров. Конечно, это далеко не самая высокая вершина Крыма, однако возможность взобраться на нее даже на легковых автомашинах, близость леса и источника воды сделали выбор в ее пользу.

В этом районе крымских гор в период оккупации Крыма немецко-фашистскими захватчиками находился штаб партизанского соединения. Благодарными потомками здесь был создан мемориальный комплекс и установлены памятники погибшим в период Великой Отечественной войны партизанам.

Основной состав команды ПО «Фотон» составляли специалисты самого предприятия. Среди них Владимир Шкарун (*UU2JD*), Валентин Белов (*UU1JU-SK*), Александр Кущик (*UU0JQ*), Александр Попов (*UU5JCK*), Владимир Ревва (*ex RB5JO-SK*), Юрий Шкарупо (*UU4JK*) и др. Постоянным организатором команды ПО «Фотон» являлся один из старейших радиолюбителей Крыма Александр Николаевич Федотов, *UU3JC* (*ex UB5CDF, UB5SJ*). Задолго до начала соревнований в частном доме у А. Н. Федотова проводились сборы участников соревнований, на которых конкретизировались задачи каждому участнику, уточнялись планы материального, технического и продовольственного обеспечения мероприятия. Проверялась аппаратура и антенны для радиосвязей на диапазонах 144 МГц, 432 МГц и 1296 МГц.

Так как на приглянувшееся место в горах Крыма команда ПО «Фотон» выезжала много лет подряд, то места установки основных рабочих

палаток, мачт для антенн были определены и размечены на местности заранее. Анкеры для такелажа мачт и оттяжек палаток забиты в грунт и забетонированы. Поэтому установка палаток и мачт с собранными антеннами занимала не очень много времени (рис. 5).

Выезд в горы обычно назначался на утро в пятницу. Как правило, погрузка аппаратуры, антенн, палаток, снаряжения, продуктов питания затягивалась до обеда. Наконец-то все погружено на грузовую автомашину с будкой и прицепом, и вместе с легковыми автомобилями (чаще всего ЗАЗ) мы выезжали из города. Хотя место нашей стоянки расположено всего в 25 километрах от Симферополя, на дорогу уходит 2-3 часа. Горные дороги после дождей часто становятся труднопроходимыми, поэтому приходилось выбирать наиболее оптимальный путь, чтобы не застрять в колеях дороги. Наконец-то мы на месте. До наступления темноты нам необходимо поставить палатки, провести электросеть от бензоагрегата (АБ-1 или др.) и подготовиться к ночевке. Соревнования проходят в течение 24 часов с субботы на воскресенье. Обычно летом в горах частые дожди и туманы. Были случаи, когда неожиданно начинался дождь, который заливал все палатки, матрацы и проч. После дождя приходилось сушить одежду, матрацы и обувь у костра. А во время сильных туманов к нам в лагерь иногда прибывались одиночные туристы, потерявшие основную группу и мы начинали спасательную операцию, собирая их вместе.

Освещением обеспечивалась и импровизированная кухня и столовая под открытым небом. Кстати сказать, с приездом на гору параллельно с установкой палаток начиналось приготовление горячей пищи. Руководил этим и непосредственно сам участвовал в этом наш талантливый «шеф-повар» Виктор Славгородский (*UU4JOK*), Мастер спорта Украины. Благодаря высочайшему кулинарному мастерству Виктора Петровича в течение всех дней экспедиции в горы участники обеспечиваются изысканными блюдами (грибы в соусе, шашлык, плов, борщ, различные супы, компоты). В приготовлении пищи активное участие принимает весь женский персонал: члены семей спортсменов и ветеран радиоспорта, Мастер спорта СССР Светлана Александровна Яровенчук (*UU0JF-SK*). Ночью во время соревнований, благодаря заботе наших «кормильцев», для членов команды всегда были горячий кофе и бутерброды.

Вершина нашей горы, как и большинство других гор Крыма, безлесая, что является удобным для установки антенн и палаток. Для поддержания огня в костре нам приходилось опускаться с горы в лощину собирать сухие деревья, ветки и подвозить их с помощью грузовой автомашины в лагерь.

Этой же машиной мы привозили и воду, за которой приходилось опускаться вниз к роднику. У родника поставлен памятник партизанам с проникновенными словами на стеле: «Глотка живой воды его хватало им на подвиги немеркнувшей славы...». Это — «партизанский родник».

После окончания работы в соревнованиях на частотах УКВ диапазона на 144, 432 и 1296 МГц все участники экспедиции фотографировались на память (рис. 6), дружно собирали аппаратуру, демонтировали антенные устройства, разбирали палатки и погружали все устройства, мачты, оборудование и личные вещи в автомашины. Уставшие но довольные все возвращались в Симферополь с мыслями проанализировать результаты, составить и отправить отчеты в судейскую коллегию и вновь готовиться к следующему выезду в горы.

3. Новое поколение радиопутешественников

В последние годы появилась наиболее активная группа радиолюбителей, работающих вне дома и на коротких волнах. Следует сразу выделить лидера этой группы — Валерия Борисовича Богомолова (*R7KFF*, ex *UU1JN*, *EO5JFF*) (рис. 7), являющегося активным членом клуба радиопутешественников России. К слову, членом клуба радиопутешественников России в свое время был и автор настоящей статьи, активно участвовавший с 1957 года в ежегодных «полевых днях» на УКВ с выездом в Крымские горы с активацией в 2014 году нового района Крыма на КВ по программе *RDA* (*R7KA/P*, *RK-23*), за что был награжден плакеткой *Winner RDAC-2014*.

В свое время радиопутешествиями увлекались и другие члены клуба *AYAN-DX-TEAM*, в том числе Анатолий Залатов (*UU5JA*), Николай Кушнир (*UU5JC-SK*), Роман Бородай (*UY7IQ*) и др., а также члены радиолюбительской аварийной службы Крыма при Контрольно-спасательной службе Крыма [3].

Валерий Богомолов является первым покорителем и активатором 100 крымских горных вершин общей высотой более 100 км. Он же активировал 30 маяков Крыма, 30 крымских древних крепостей и более 30 заповедных крымских территорий. Все достижения в этой деятельности подтверждены золотыми наградными плакетками. Валерий — обладатель высшего рейтинга российской дипломной программы *RAZA* 2023 года. В течение пяти лет (с 2019 года по 2024 год, за исключением 2020 года) В. Б. Богомолов является обладателем высшего рейтинга дипломной программы России *RFF* (Российская флора и фауна). Он же в 2022 году отмечен как лучший активатор дипломной программы «Замки и крепости России» (*RCFA*).

Кроме Валерия Богомолова в радиопутешествия часто выезжали также Александр Власов (*UU2JW*), Владимир Клименко (*UU3JS*), Виктор Ткаченко (*UU7AX*), Сергей Волошин из Феодосии (*UU4JIM*). В июне 2013 года в покорении самой высокой вершины Крымских гор — горы Роман-Кош участвовал и автор этой статьи Леонид Пузанков (*UU2JA*). Более детально об этом радиопутешествии — в следующем разделе.

4. Покорение самой высокой горы Крымских гор

В качестве примера радиопутешествий приведем краткую информацию о таком событии в 2013 году. К автору этой статьи — в прошлом любителю туристических путешествий по Крыму — в конце июня обратились крымские радиолюбители и предложили составить им компанию в походе на самую высокую вершину крымских гор — Роман-Кош (высота 1453 м над уровнем моря). К своему глубокому сожалению, за весь немалый период жизни в Крыму мне не пришлось побывать на этой горной вершине, расположенной в зоне государственного заповедника. Поэтому без всяких раздумий мной было дано согласие участвовать в походе. В поход на Роман-Кош отправились радиолюбители-энтузиасты Валерий Богомолов, Виктор Ткаченко, Александр Власов, Владимир Клименко и Сергей Волошин (рис. 8). Рано утром 29 июня мы стартовали из Симферополя на двух легковых автомашинах. Основной маршрут экспедиции проходил по Романовской дороге, пролегающей по территории Крымского государственного заповедника.

Погрузив в машины аппаратуру и антенны, мы направились в сторону Южного берега Крыма. По дороге в Алушту заехали в управление Крымского природного заповедника, где нам выделили сопровождающего сотрудника заповедника Валерия. После проезда населенного пункта Изобильное начинается подъем по горной дороге. Наш путь лежал в одно из живописных мест Крыма — Центральную котловину. Здесь, в диком живописном ущелье между Бабуган-яйлой и хребтом Синнап-Даг, находится Косьмо-Дамиановский монастырь.

Это было незабываемое путешествие с изучением по дороге большого числа достопримечательностей. Среди них особое место занимает часовня Косьмо-Дамиановского монастыря с целебным источником Савлах-Су («здоровая вода»). Как рассказал нам Валерий, монастырь был построен в XIX веке в честь 300-летия дома Романовых. В монастыре часто бывали члены царской фамилии. Так, 25 октября 1911 года, монастырь посетил российский император Николай II. Здание часовни пережило без капитального ремонта землетрясения в Крыму 1927 года и период оккупации

немецко-фашистскими захватчиками, пытавшимися дважды взорвать его. Как свидетельствует легенда, после трагической гибели в горах братьев-бессребренников Космы и Дамиана, живших в Крыму, на территории монастыря забил источник целебной воды с высоким содержанием ионов серебра и цинка. Следует заметить, что из всех зданий мужского монастыря в настоящее время сохранилась лишь эта каменная часовня (рис. 9), в которой хранится икона святых Космы и Дамиана с частичками их мощей.

Установив мачту и развернув антенны у основания вершины самой высокой горы Крыма Роман-Кош (согласно правилам посещения заповедника выход на саму вершину горы Роман-Кош запрещен), мы провели около двухсот радиосвязей на коротких волнах с заинтересованными радиолюбителями. Так как приближалась гроза, мы быстро все демонтировали, собрались и, выпив воды из святого источника, отправились в обратный путь. Возвращались домой через Грушевый кордон на Массандру (Ялта). Далее отправились домой в Симферополь по шоссе через Алушту.

Это было интересное, увлекательное путешествие, которое надолго останется у нас в памяти. В горах Крыма проведено награждение отличившихся радиопутешественников (рис. 10).

5. О достижениях команды Валерия Богомолва

Валерий Богомолв увлекся радиолюбительством, посещая с 15 лет радиокружок при городской станции юных техников (руководитель — Виталий Грыжебальский (*UB5SL-SK*)). В этом же кружке Валерий начал изучать азбуку Морзе. Молодой кружковец активно участвовал в областных и республиканских юношеских соревнованиях, занимая призовые места. В соревнованиях по радиомногоборью Валерий Богомолв — шестикратный чемпион Крыма, чемпион и серебряный призер Украины. Любимым видом модуляции при проведении радиосвязей для Богомолва В.Б. является телеграф (*СИ*). После окончания высшего учебного заведения Валерий Борисович многие годы работал в СКБ завода «Фиолент». Несмотря на пенсионный возраст продолжает трудовую деятельность и поныне.

В последние годы стабильным составом радиопутешественников Крыма являются Валерий Богомолв (*R7KFF*), Александр Власов (*RA7KW*), Виктор Ткаченко (*RA7K*) и Андрей Товма (*R7KTA*).

Обладая высокими организаторскими способностями, Валерий Богомолв часто брал на себя обязанность получения в соответствующих инстанциях разрешений на посещение закрытых объектов и заказников в Крыму для организации активации того или иного намеченного объекта.

Валерий Богомолов продолжает вести в интернете свой сайт <http://cqdx.su>, который имеет много разделов по интересующей всех радио-путешественников тематике. Валерий систематически обновляет страницы сайта, помещая материалы по организации различных экспедиций, отчеты о проведенных мероприятиях, планы на будущие радиоэкспедиции, а также положения о дипломах для радиолюбителей — охотников за дипломами.

В своих разработках он внес около 50 различных дополнений в российские программы дипломов по тематике радиопутешествий (*RFF*, *RCFA*, *RAZA*) и учредил положения и условия дипломов, касающихся Крыма: дипломные программы «Храмы и монастыри», «Крымская флора и фауна», «Крымские горы», «Маяки Крыма», «Древние крепости Крыма». Появились на сайте положения дипломов:

- *CRLA (Crimean Lighthouses award)*;
- *CRMA (Crimean Mountains award)*;
- *CRFF (Crimean Flora Fauna award)*.

Следует заметить, что заповедных мест на территории Крыма, где можно заехать на автомашине, подключиться к промышленной электросети 220 вольт, установить эффективные антенны и провести не менее 44 радиосвязей для зачета активации выбранного объекта, не так уж много! В большинстве случаев в заповедных территориях приходилось добираться пешком с рюкзаком с полным комплектом радиоаппаратуры и антенн.

6. Техническое оснащение крымских радиопутешественников

В результате многолетней практики радиопутешествий участники остановились на использовании следующей радиоаппаратуры и оборудования:

1. Надежный носимый коротковолновый трансивер *Icom-703*. Масса около 2 кг. Мощность передатчика 10 ватт. При работе с антенной *Inverned-V* с горных вершин удавалось проводить более 120 радиосвязей за 2 часа.

2. Аппарат *Yaesu FT-817 ND* (вес 1,2 кг). Кроме КВ-диапазонов имеет УКВ 145 и 430 МГц. Выходная мощность до 5 ватт. Используется в качестве резервного трансивера и для параллельной работы в других программах.

3. *Elitcraft KX-3* (вес 0,8 кг) — экономичный и подходящий для целей радиопутешествий трансивер. Недостатком аппарата является слабая адаптация его для сложных метеорологических условий.

Важнейшим элементом в радиопутешествиях являются антенны. Антенна должна быть легкой в переноске и быстро собираться на местности. Как показала практика радиопутешествий, желательно, чтобы антенну мог собрать и установить один человек. Такую антенну разработал и скон-

струировал один из активных участников мероприятий Виктор Ткаченко (RA7K). Это антенна *Inverted-V*. В качестве центральной мачты используются пластиковые удильща. На верхней части мачты закрепляется наиболее высокочастотная часть антенны (рис. 11). С переходом на более низкочастотные диапазоны подключаются симметрично отрезки проводов и увеличивается длина фидера с помощью соответствующих перемычек и ВЧ-разъемов. В качестве растяжек для мачты используется капроновый шнур. Позднее Валерием Богомоловым (R7KFF) была создана упрощенная *Inverted-V* антенна на базе одного шестиметрового удильща.

В полевых условиях питание вышеперечисленной аппаратуры осуществляется в последнее время от современных литий-железо-фосфатных (LiFePo_4) аккумуляторов напряжением 12 В и емкостью 12 А ч.

При тех же весовых характеристиках эти аккумуляторы имеют в 2,5 раза большую емкость и в 10 большее количество циклов заряда-разряда, чем гелиевые аккумуляторы.

Полностью заряженный аккумулятор обеспечивает непрерывную работу трансивера *Icom-703* в режиме *CW* с полной выходной мощностью в 10 ватт в течение 4,5 часов. За этот период удастся провести, как правило, более 100 радиосвязей, необходимых для зачета активации объекта.

В экспедициях при работе телеграфом высокие требования предъявляются к ключу-манипулятору. Удобство в работе, надежность, малые габариты удовлетворяет манипулятор конструкции радиолюбителя Анатолия Минко (*UU5JLW-SK*). При работе в полевых условиях такой манипулятор крепится к папке аппаратного журнала обыкновенной канцелярской прищепкой для бумаг.

Для работы в радиоэкспедициях часто возникает необходимость в точном определении своего местоположения. Этим необходимым требованиям удовлетворяет туристический *GPS*-навигатор *Garmin Trex 30*. В отличие от моделей «10» и «20» этот навигатор имеет и высотомер, что бывает крайне важно для точного определения вершины горы.

7. Заключение

В настоящей статье в научный оборот введены факты и события, касающиеся истории развития крымских радиопутешествий.

Список литературы

1. Пузанков Л. А. Покорители вершин крымских гор // Радиомир. КВ и УКВ. 2014. № 3. С. 24—27.
2. Пузанков Л. А. «Полевой день-2000» в горах Крыма // Радиолюбитель. КВ и УКВ. 2001. № 2. С. 5—6.

3. Пузанков Л. А. История радиолюбительского движения и радиоспорта в Крыму.
Симферополь : изд-во «Форма», 2023. 236 с.

Информация об авторе

Пузанков Леонид Александрович, член Российского телеграфного клуба, Симферополь, Крым, Российская Федерация.



Рис. 1. Валерий Богомоллов (UU1JN) и Виктор Ткаченко (UU7AX) с флагом EO5JFF.

Fig. 1. Valery Bogomolov (UU1JN) and Viktor Tkachenko (UU7AX) with the flag EO5JFF



Рис. 2. Владислав Шевченко (061019) и Релен Осмоловский на Полевом дне. 1956 г.

Fig. 2. Vladislav Shevchenko (061019) and Relen Osmolovsky at Field Day. 1956



Рис. 3. Полевой день 1982 г., г. Тырке, Крымские горы.

Fig. 3. Field day 1982, Tyrke, Crimean mountains

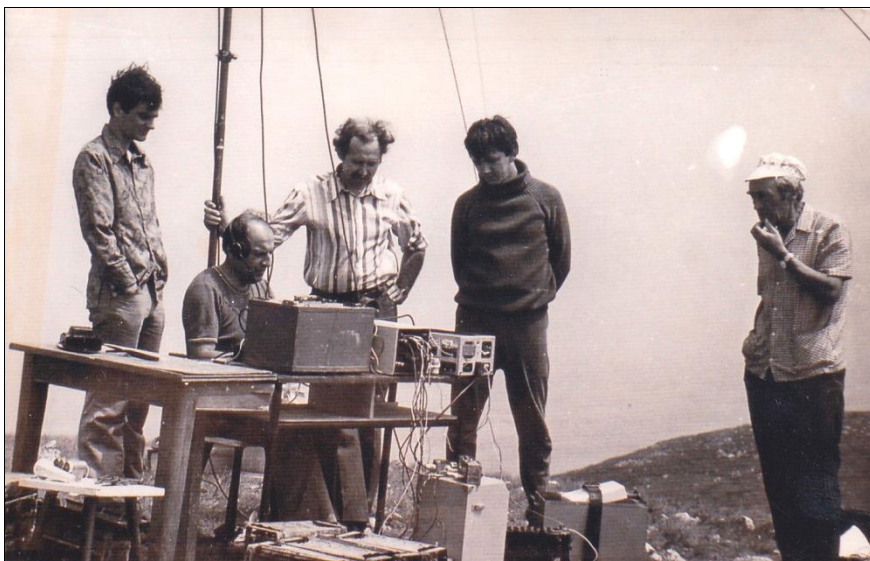


Рис. 4. Полевой день 1983 г., г.Тырке. Леонид Пузанков (*UB5TN*) проверяет аппаратуру. Слева — Дмитрий Пузанков (*UB5JDS*), крайний справа — Николай Мартычук (*RB5JBQ*).

Fig. 4. Field day 1983, Tyrke. Leonid Puzankov (*UB5TN*) checks the equipment. Left – Dmitry Puzankov (*UB5JDS*), far right – Nikolay Martynchuk (*RB5JBQ*)



Рис. 5. Полевой день в горах Крыма.
Команда ПО «Фотон» устанавливает антенну на 1296 МГц.

Fig. 5. Field day in the Crimean mountains.
Photon PO team installs 1296 MHz antenna



Рис. 6. Участники Полевого дня 2001 г. от ПО «Фотон».

Fig. 6. Participants of Field Day 2001 from PO Foton



Рис. 7. Валерий Богомолов (UU1JN) в горах Крыма.

Fig. 7. Valery Bogomolov (UU1JN) in the Crimean mountains



Рис. 8. Путешествие к вершине г. Роман Кош: Владимир Клименко (UU3JS), Александр Власов (UU2JW), Виктор Ткаченко (UU7AX), Валерий Богомолов (UU1JN), Сергей Волошин (UU4JIM), Леонид Пузанков (UU2JA) у дорожного знака «Никитский перевал».

Fig. 8. Journey to the top of Mount Roman Kosh: Vladimir Klimenko (UU3JS), Alexander Vlasov (UU2JW), Viktor Tkachenko (UU7AX), Valery Bogomolov (UU1JN), Sergey Voloshin (UU4JIM), Leonid Puzankov (UU2JA) at the road sign "Nikitsky Pass"



Рис. 9. Часовня Святых Космы и Дамиана.

Fig. 9. Chapel of Saints Cosmas and Damian



Рис. 10. Александр Власов (UU2JW), Валерий Богомолов (UU1JN), Владимир Клименко (UU3JS) и Виктор Ткаченко (UU7AX) с наградами за радиопутешествия.

Fig. 10. Alexander Vlasov (UU2JW), Valery Bogomolov (UU1JN), Vladimir Klimenko (UU3JS) and Viktor Tkachenko (UU7AX) with awards for radio travels

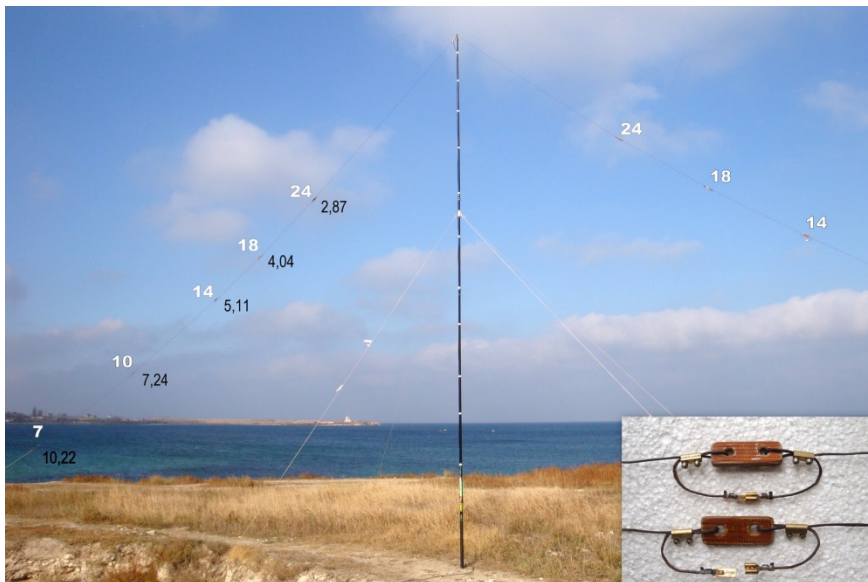


Рис. 11. Антенна конструкции Виктора Ткаченко (UU7AX)
для работы в полевых условиях на КВ.

Fig. 11. Antenna designed by Viktor Tkachenko (UU7AX)
for field operation on HF

Crimean Radio Amateurs – Travelers

L. A. Puzankov

*Russian Telegraph Club
Simferopol, Crimea, Russian Federation
r7ka@mail.ru*

Received: February 21, 2025

Peer-reviewed: March 21, 2025

Accepted: March 21, 2025

Abstract: *The concept of “radio travelers” is not familiar to many. These people have all the qualities of travelers: the desire to visit interesting, sometimes hard-to-reach places with an unusual landscape, nature, mountains, sea. Secondly, and this is the main thing: having reached the goal, they continue traveling, but already on the radio amateur air! To do this, participants install antennas, connect amateur radio HF and VHF equipment to them and conduct two-way radio communications. There are quite a lot of people willing to conduct communications with such radio stations. Especially if the radio traveler works within the framework of some amateur radio diploma program. The most popular programs in Russia are: RDA – Russian Districts Award, aimed at conducting and confirming radio communications with the largest number of conventional regions of Russia; RFF – Russian flora and fauna, RCFA – castles and fortresses of Russia, RLHA – lighthouses of Russia, RAZA – anomalous zones of Russia, etc. The article notes active Crimean participants – amateurs of radio travels, and names the equipment they use. Photos from 1956–2001 are provided.*

Keywords: *AYAN-DX-TEAM club, Martynchuk N. A., Romm N. Ye., Semenov V. I., Yershov I. Yu., Fedotov A. N., Bogomolov V. B., 144 MHz, 432 MHz, 1296 MHz.*

For citation (IEEE): L. A. Puzankov, “Crimean Radio Amateurs – Travelers,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 8, no. 2, pp. 334–349, 2025, doi: 10.21227/c4nr-js03. (In Russ.).

References

- [1] L. A. Puzankov, “Conquerors of the Crimean Mountain Peaks,” *Radiomir. HF and VHF*, no. 3, pp. 24–27, 2014. (In Russ.).
- [2] L. A. Puzankov, “Field Day-2000 in the Crimean Mountains,” *Amateur Radio. HF and VHF*, no. 2, pp. 5–6, 2001. (In Russ.).
- [3] L. A. Puzankov, *The history of the amateur radio movement and radio sports in the Crimea*. Simferopol : Forma publ. house, 2023. (In Russ.).

Information about the author

Leonid A. Puzankov, member of the Russian Telegraph Club, Simferopol, Crimea, Russian Federation.