

ISSN 2587-9936
eISSN 0000-0000

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

**Infocommunications
and
Radio Technologies**

**Том 8
№ 1**

**Vol. 8
No. 1**

2025

ИНФОРМАЦИОННЫЕ и РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ

2025

Том 8

№ 1

Журнал основан в 2018 г.
Выходит 4 раза в год

Почетный главный редактор

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

Главный редактор

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

Заместитель главного редактора

Ермолов Павел Петрович — кандидат технических наук, профессор кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации» Института радиоэлектроники и информационной безопасности федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования «Севастопольский государственный университет» (Севастополь, Россия)

Редакционная коллегия

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

Руденко Константин Васильевич — доктор физико-математических наук, руководитель лаборатории физики и технологий приборов наноэлектроники НИЦ «Курчатовский институт» — ФТИАН им. К. А. Валиева, профессор НИУ МФТИ (Москва, Россия)

Совлуков Александр Сергеевич — доктор технических наук, профессор, главный научный сотрудник Института проблем управления им. В. А. Трапезникова РАН (Москва, Россия)

Старостенко Владимир Викторович — доктор физико-математических наук, профессор кафедры радиофизики и электроники Физико-технического института Крымского федерального университета им. В. И. Вернадского» (Симферополь, Россия)

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

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

Международный редакционный совет

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

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

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

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

Содержание

Физические науки (1.3)

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

О пространственной зависимости влияния процесса подготовки
землетрясения 6 февраля 2023 года в восточной части Турции
на статистические свойства измерений магнитного поля 1

Парашук Н. С., Курилов А. Д., Бонюшкин Ю. Е., Стахарный С. А.,

Нуриев А. В., Морозов А. А., Чаусов Д. Н.

Современные тренды развития прозрачных электродов
для дисплейных технологий 16

Электроника, фотоника, приборостроение и связь (2.2)

Болдырев Н. А., Косов Д. В., Нечунаев В. В., Григорьев Е. В., Мазин А. С.

Сравнение электродинамических свойств проводящих металлизированных и
углеродных наноструктурных пленок 45

Дубченко Н. И., Малышев И. В., Паршина Н. В.

Особенности каскадных размещений поверхностных
гаммаионных структур в линиях передачи полоскового типа
для управления селективными свойствами 59

Обухов И. А.

Сверхбыстродействующая электроника с низким энергопотреблением 72

Дегтярёв А. Н., Афонин И. Л.

Согласованная фильтрация оптимальных сигналов 94

Зюзин В. Д.

Вероятностный анализ перехвата и оценка безопасности маршрутов
в одноранговых сетях с двухшаговой передачей данных 112

История науки и техники (5.6.6)

Ермолов П. П.

Методология «компендиум — таблица — инфографика» (КТИ)
в историографии науки и техники 124

Пестриков В. М.

Зарождение промышленных радиоламповых технологий в Германии 152

Ермолов П. П., Обжерин Ю. Е.

Ученый в области механики разрушения и историк науки и техники
(к 75-летию профессора В. М. Пестрикова) 183

INFOCOMMUNICATIONS and RADIO TECHNOLOGIES

2025

Vol. 8

No. 1

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>

Contents

Physical sciences

L. P. Kogan, A. E. Volvach, L. N. Volvach, A. G. Aronov, and G. A. Aronov On the Spatial Dependence of the Influence of the Preparation Process of the February 6, 2023 Earth-Quake in Eastern Turkey on the Statistical Properties of Magnetic Field Measurements	1
N. S. Parashchuk, A. D. Kurilov, Yu. Ye. Bonyushkin, S. A. Stakharny, A. V. Nuriev, A. A. Morozov, and D. N. Chausov Modern Trends in the Development of Transparent Electrodes for Display Technologies	16

Electronics, photonics, instrumentation and communications

N. A. Boldyrev, D. V. Kosov, V. V. Nechunaev, E. V. Grigoriev, and A. S. Mazinov Comparison of Electrodynamics Properties of Conducting Metallized and Carbon Nanostructured Films	45
N. I. Dubchenko, I. V. Malyshev, and N. V. Parshina Features Cascade Placements of Surface Gammadion Structures in Strip-Type Transmission Lines for Controlling Selective Properties	59
I. A. Obukhov Ultra-High-Speed Low-Power Electronics	72
A. N. Degtyaryov and I. L. Afonin Matched Filtering of the Optimal Signals	94
V. D. Zyuzin Probabilistic Analysis of Interception and Security Assessment of Routes in Peer-to-Peer Networks with Two-Step Data Transmission	112

History of science and technology

P. P. Yermolov The Compendium–Table–Infographics (CTI) Methodology in the Historiography of Science and Technology	124
V. M. Pestrikov The Origin of Industrial Radio Tube Technologies in Germany	152
P. P. Yermolov and Yu. Ye. Obzherin Scientist in the Field of Fracture Mechanics and Historian of Science and Technology (on the 75th Anniversary of Professor V. M. Pestrikov)	183

УДК 550.343

О пространственной зависимости влияния процесса подготовки землетрясения 6 февраля 2023 года в восточной части Турции на статистические свойства измерений магнитного поля

^{1,2} Коган Л. П., ¹ Вольвач А. Е., ¹ Вольвач Л. Н.,
³ Аронов А. Г., ³ Аронов Г. А.

¹ Отдел радиоастрономии и геодинамики,
Крымская астрофизическая обсерватория РАН
Ялта, 298688, Российская Федерация
volvach@bk.ru

² Нижегородский государственный архитектурно-строительный университет,
Ильинская ул., д. 65, Нижний Новгород, 603000, Российская Федерация

³ Центр геофизического мониторинга НАН Беларуси
ул. Купревича, д. 1/3, Минск, 220084, Беларусь

Получено: 5 февраля 2025 г.

Отрецензировано: 12 февраля 2025 г.

Принято к публикации: 12 февраля 2025 г.

Аннотация: Исследовано изменение статистических свойств измерений Z -составляющей магнитного поля Земли, проведенных на взаимно удаленных магнитометрах в течение 15 суток перед землетрясением 6 февраля 2023 года на востоке Турции. Проанализированы отличия соответствующих статистик, связанные как с различием направлений на точку эпицентра, так и с существенным отличием расстояний до азимутально близких магнитометров.

Ключевые слова: Земля, магнитное поле, землетрясение, точка эпицентра, Турция.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): О пространственной зависимости влияния процесса подготовки землетрясения 6 февраля 2023 года в восточной части Турции на статистические свойства измерений магнитного поля / Л. П. Коган [и др.] // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2025. Т. 8, № 1. С. 1—15.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): О пространственной зависимости влияния процесса подготовки землетрясения 6 февраля 2023 года в восточной части Турции на статистические свойства измерений магнитного поля / Л. П. Коган, А. Е. Вольвач, Л. Н. Вольвач [и др.] // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2025. — Т. 8, № 1. — С. 1—15.

1. Введение

Сложность решения задачи прогнозирования землетрясений обусловлена крайне высокой сложностью и нелинейностью процессов их подготовки. Главная проблема в данном случае сводится к отсутствию повторяемости наблюдаемых предвестников сейсмических событий. Поэтому, во-первых, является исключительно высокой актуальность выявления одного или нескольких феноменов, которые бы с большой вероятностью возникали бы перед сейсмическими событиями высокой магнитуды. И во-вторых, требуется подтверждение изменения интенсивности проявления таких физических эффектов в зависимости от расстояния до точки будущего эпицентра.

Прогнозирование землетрясений играет важную роль для России, учитывая ее географическое расположение и наличие регионов с повышенной сейсмической опасностью, таких как Кавказ и Дальний Восток. Особенно это актуально, поскольку значительная часть населения страны проживает в зонах с высоким риском землетрясений, где расположены атомные электростанции и крупные промышленные объекты. Разработка эффективных методов предсказания и мер предосторожности может существенно уменьшить ущерб и сохранить жизни людей.

Сейсмически активные зоны встречаются по всему миру. Среди них можно выделить Тихоокеанское огненное кольцо, южные регионы США, Турцию, Японию, Италию, Индонезию, Иран и др. В России к таким зонам относятся Кавказ и Дальний Восток.

Сейсмoeлектромагнитные явления представляют собой электромагнитные сигналы, возникающие в результате землетрясений и вулканической активности. Они включают изменения магнитных и электрических полей, а также появление электрических токов в земной коре. Изучение этих процессов помогает установить связь между сейсмической активностью и электромагнитными сигналами, что способствует разработке более точных методов прогнозирования землетрясений.

В этой статье на основании подхода, развитого в [1—8], исследуются свойства статистического функционала, характеризующего уровень энтропии исследуемого физического поля, от совокупности измерений X -, Y - и Z -компонент геомагнитного поля. Соответствующие измерения были проведены с 22 января по 6 февраля 2024 года, то есть на протяжении 15 суток перед трагическим землетрясением 6.02.2023 (01:17:35 UTC) магнитудой 7,8 в центральной Турции, а также в день данного события. Рассматриваются свойства совокупности данных, полученных на двух магнитотовариационных станциях, расположенных в Белоруссии и Крыму (соответственно магнитометры *SEC* и *SIM*). Два этих магнитометра были вы-

браны с учетом того, что магнитометр *SIM* расположен фактически в то же плоскости, которая проходит через станцию *SEC*, центр Земли и точку гипоцентра. Этот факт дает возможность оценить возможное изменение уровня интенсивности влияния процесса подготовки землетрясения как функции от расстояния до точки эпицентра предстоящего землетрясения.

2. Математический аппарат, применяемый при решении задачи

Повторяя логику [1—8], будем считать, что любое физическое (а также биофизическое [2]) поле $x(t)$, связанное влиянием процессов в зоне подготовки землетрясения, пусть даже и расположенной в географически удаленном регионе, может быть записано как сумма вида:

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

Здесь первое слагаемое $x_1(t)$ есть случайная величина (СВ), обусловленная действием обычно наблюдаемых случайных процессов, в том числе шумовыми характеристиками самой измерительной аппаратуры. При этом второй элемент $x_2(t)$ в правой части (1) рассматриваем как случайную компоненту, вызванную фактором разлома литосферных плит в области будущего гипоцентра приближающегося землетрясения в период его «итоговой подготовки». Последний термин означает совокупность сейсмических явлений, которые имеют место в период порядка трех—семи суток перед сейсмическим событием. По аналогии с указанными работами в роли главной гипотезы в этой статье вводится предположение о статистической независимости (или слабой зависимости) присутствующих в (1) двух указанных случайных слагаемых.

Согласно [10], плотность вероятности $\rho_x(w)$ для суммы (1) двух независимых случайных величин может быть записана с помощью интегральной свертки вида

$$\rho_x(w) = \int_{-\infty}^{\infty} \rho_{x_1}(w') \rho_{x_2}(w - w') dw'. \quad (2)$$

Поскольку общее число проводимых измерений является конечным, то плотность вероятности фоновых шума $\rho_{x_1}(w)$ будет содержать недетерминированную компоненту в виде мелкомасштабных случайных флуктуаций. Такие возмущения можем полагать своими для любого рассматриваемого отрезка реализации. Принципиально важно, что если ширина вероятностного распределения $\rho_{x_2}(w)$, определяемая интенсивностью процесса подготовки приближающегося землетрясения, станет хотя бы в несколько раз превосходить период указанных флуктуаций зависимости

$\rho_{x_1}(w)$, то в результате выполнения интегрирования вида (2) произойдет их усреднение, и с высокой вероятностью будет уметь место уменьшение их амплитуды. Эта амплитуда определяется как величина эффективного отклонения от нулевого уровня соответствующих флуктуаций, то есть от неизвестного «идеального» распределения $\rho_{x_1}(w)$, которое отвечало бы произвольно большому числу измерений за неограниченно большое время, то есть ситуации абсолютного хаоса.

С целью пояснения приведен рис. 1. На рис. 1а широкая «изрезанная» кривая $\rho_1(w)$ схематически соответствует плотности вероятности совокупности значений случайного процесса $x_1(t)$ на заданном локальном отрезке реализации. Приведенные здесь мелкомасштабные флуктуации обусловлены ограниченным числом отсчетов и демонстрируют отклонение от неизвестного «идеального» распределения. Эффективный период таких флуктуаций определяется шириной h интервала дискретизации, одной и той же для всех отрезков реализации. На этом же рисунке также приведена схематическая «узкая» кривая $\rho_2(w)$. Она отвечает плотности вероятности для совокупности случайных величин $x_2 = x_2(t)$, связанных с влиянием процесса подготовки приближающегося землетрясения. В целях большей наглядности функции $\rho_1(w)$ и $\rho_2(w)$ изображены непрерывными кривыми.

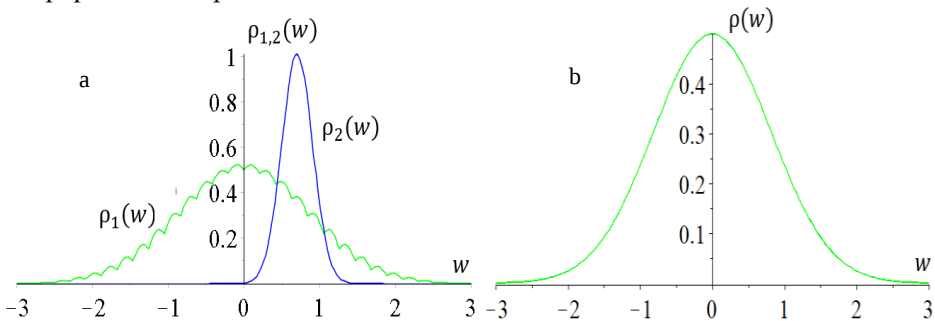


Рис. 1. Схематический вид зависимостей $\rho_{1,2}(w)$ (а), а также схематический вид плотности вероятности $\rho(w)$ при существовании в (1) независимого случайного слагаемого $x_2(t)$ (б).

Fig. 1. (a) Schematic view of the dependencies $\rho_{1,2}(w)$ (a), as well as a schematic view of the probability density $\rho(w)$ in the presence of an independent random term $x_2(t)$ in (1) (b)

Подчеркнем, что значение ширины h интервала дискретизации задается при расчетах и, в частности, может быть выбрано настолько малым, что будет справедливым соотношение

$$2\sigma_2 \geq (2 \div 3)h. \quad (3)$$

В (3) значение σ_2 есть стандарт флуктуаций случайного процесса $x_2(t)$, а $2\sigma_2$ — ширина его вероятностного распределения.

На рис. 1b также схематически в виде непрерывной кривой изображена «суммарная» плотность вероятности $\rho(w)$ для значений случайного процесса (1). При этом предполагается выполнение (3), в результате чего с высокой вероятностью будет иметь место существенное уменьшение эффективной амплитуды мелкомасштабных флуктуаций, отвечающих зависимости $\rho_1(w)$ на рис. 1a.

Следовательно, существование в (1) случайного слагаемого $x_2(t)$, независимого от фонового шума, приводит к эффекту «естественной регуляризации» свойств статистики проводимых измерений; такой феномен интенсивно проявляется именно в период «итоговой подготовки» предстоящего землетрясения. Соответствующее изменение амплитуды случайных флуктуаций вероятностного распределения и в целом свойств статистики измеряемого поля вполне может быть выявлено, в частности, с помощью математических методов наподобие применения характеристической или структурной функций.

Отметим также, что существование независимого случайного процесса $x_2(t)$, на длительном, от трех суток до нескольких недель, интервале времени с высокой вероятностью может быть связано только с сейсмическими процессами. Поскольку все другие природные явления (магнитные бури, тайфуны и т. д.) обладают существенно меньшей длительностью.

Далее подобно [1—8] с целью выявления краткосрочных предвестников исследуемого землетрясения, связанных с существованием в (1) независимого слагаемого $x_2(t)$, проведем разделение интервала наблюдений на отдельные отрезки реализации, равные по длительности и отвечающие одному и тому же числу отсчетов. Каждому подобному отрезку ставим в соответствие значение статистического функционала

$$L(n) = \frac{A}{M} \sum_{l=n-M+1}^n |\mathcal{L}_l|, \quad \mathcal{L}_l = \sum_{m=0}^{N-1} (-1)^m P_{m,l}. \quad (4)$$

Здесь аргумент n соответствует моменту времени завершения отрезка реализации с этим номером, множитель A введен для перехода к удобной для анализа области значений зависимости $L(n)$, знаменатель M задает ширину интервала усреднения по совокупности из M последовательных отрезков реализации от $l = n - M + 1$ до $l = n$, сомножитель $P_{m,l}$ во второй сумме есть вероятность попадания значений функции $\sin[x(t)]$ для отрезка реализации номер l в m -й интервал области значений вида

$$\sin[x(t)]_{\min} + mh \leq \sin[x(t)] < \sin[x(t)]_{\min} + (m + 1)h, \quad (5)$$

$$0 \leq m \leq N - 1.)$$

В (5) полагаем, что ширина интервала дискретизации $h = 0,1$, общее число которых определяется как $N = 2/h = 20$. Статистика (5) соответствует последовательно анализируемым далее измерениям X -, Y - и Z -компонент исследуемого геомагнитного поля. Статистика (5) отвечает переходу к рассмотрению случайной величины $\sin[x(t)]$ вместо непосредственно измеряемых магнитометром (в нанотеслах) значений $x(t)$ составляющих геомагнитного поля. Такой переход обусловлен существованием интегрируемых особенностей отвечающей функции $\sin[x]$ плотности вероятности вида $\rho_{\sin[x]}(w) \sim (1 - w^2)^{-1/2}$ в точках $w \rightarrow \pm 1$. Из проведенных вычислений следует, что влияние этих особенностей с большой вероятностью приведет к усилению различия (вблизи точек $w \rightarrow -1$ и $w \rightarrow 1$) значений амплитуды рассматриваемых мелкомасштабных флуктуаций для тех отрезков реализации, для которых существует слагаемое $x_2(t)$ (при условии, что ширина его вероятностного распределения h удовлетворяет (4)), по сравнению с теми отрезками, для которых оно относительно мало или отсутствует. В первом случае указанные флуктуации с высокой вероятностью будут существенно меньше, чем во втором.

Как несложно понять, увеличение или, наоборот, уменьшение эффективной области значений случайного процесса $x_2(t)$ с высокой вероятностью приводит к убыванию или, соответственно, к возрастанию значений функционала $L(n)$. Отсюда следует, что при увеличении уровня сдвигания блоков литосферных плит в зоне гипоцентра на этапе «итоговой подготовки» приближающегося землетрясения с существенной вероятностью будет происходить уменьшение значений функционала $L(n)$. Тогда как при локальном ослаблении такого сдвигания (это феномен может быть обусловлен, в частности, уменьшением механической прочности блоков земной коры из-за появления новых сетей трещин и разломов, что приводит к спаду сейсмического сдвигания в течение ограниченного времени) — к возрастанию значений функционала $L(n)$.

Согласно [9] область влияния зоны подготовки сильных землетрясений высокой магнитуды составляет до 1000 и более километров от точки будущего эпицентра. И во всей этой области с большой вероятностью будут иметь место характерные изменения свойств статистики измерений геомагнитного поля и других физических [5] и биофизических [2] полей. Далее это утверждение верифицируется по данным измерений Z -компоненты геомагнитного поля для магнитовариационных станций, расположенных в Беларуси и Крыму (соответственно магнитометры *SEC* и

SIM), см. рис. 2а. Эти станции были выбраны с учетом того фактора, что указанные магнитометры *SEC* и *SIM* расположены на разных расстояниях от точки эпицентра, но при почти совпадающих азимутальных углах на нее, см. рис. 1. Поэтому выбор двух рассматриваемых магнитометров позволяет исследовать и пространственные свойства влияния процессов, связанных с подготовкой предстоящего сильного землетрясения.

На рис. 2а приведены точки эпицентров изучаемого землетрясения магнитудой 7,8, начало которого имело место 6 февраля года в 01:17:35 UTC поблизости от города Шехиткамиль в восточной части Турции, а также произошедшего через 9 часов сильного афтершока с почти такой же магнитудой 7,5 (красная и соответственно бирюзовая звездочки). Места расположения магнитометров *SEC* и *SIM* выделены желтыми кружками. Красной пунктирной прямой отмечены почти совпадающие направления от эпицентра основного землетрясения на указанные магнитометры. На рис. 2b изображены ось зоны подготовки события (синий пунктир) и наиболее вероятное направление токов между краями локальных разломов, возникающих на последнем этапе его подготовки (красный пунктир со стрелкой).

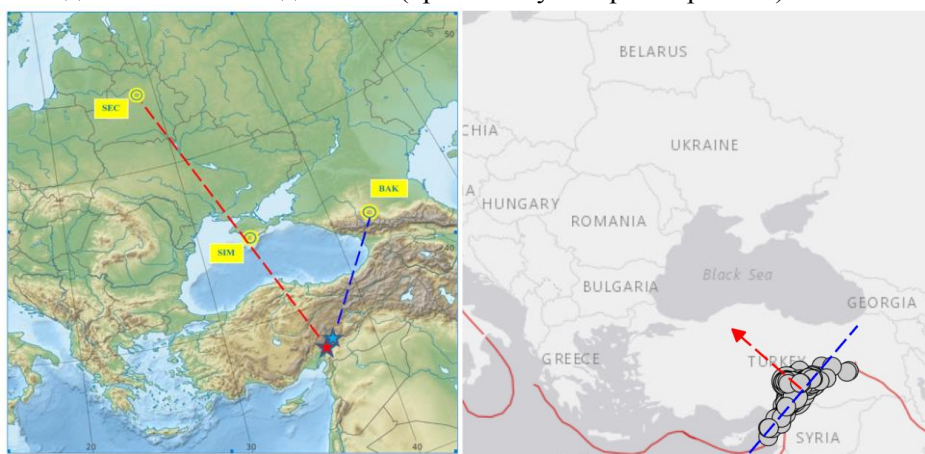


Рис. 2. (а) Расположение эпицентра землетрясения и рассматриваемых магнитовариационных станций. (б) Ось зоны подготовки землетрясения (синий пунктир) и наиболее вероятное направление токов между берегами трещин, возникающих непосредственно перед событием (красный пунктир со стрелкой).

Fig. 2. (a) Location of the earthquake epicenter and the magnetovariation stations under consideration. (b) Axis of the earthquake preparation zone (blue dotted line) and the most probable direction of currents between the banks of cracks that arise immediately before the event (red dotted line with arrow)

Укажем также, что ось зоны подготовки землетрясения ориентирована в северо-восточном направлении, см. рис. 2b. Поэтому электрические

токи между краями возникающих в ней локальных трещин должны быть ориентированы в основном на юго-запад, то есть под достаточно большим углом к направлению на оба рассматриваемых магнитометра. Это означает их относительно большое влияние на Z -составляющую измеряемого магнитного поля. Тогда как влияние на эту компоненту со стороны горизонтальных токов, которые могли бы протекать между берегами теоретически возможных горизонтальных разломов, в местах расположения двух данных магнитовариационных станций будет достаточно слабым с учетом малой кривизны земной поверхности, см. рис. 2а. Именно этими фактами вызван выбор для расчетов измерений Z -компоненты геомагнитного поля.

3. Результаты

На рис. 3—5 синяя и соответственно зеленая кривые 1 и 2 отвечают зависимостям $L(n)$ для измерений Z -компоненты геомагнитного поля, проведенных на магнитометрах *SEC* и соответственно *SIM* в период времени 00:00:00 22 января и заканчивая 23:59:59 6 февраля 2023 года. Здесь в (4) множитель $A = 1000$, по оси абсцисс указано время в часах, отсчитываемое от 00:00:00 22 января. Каждая точка зависимости $L(n)$ соответствует усреднению по $M = 60$ отрезкам реализации, см. (5).

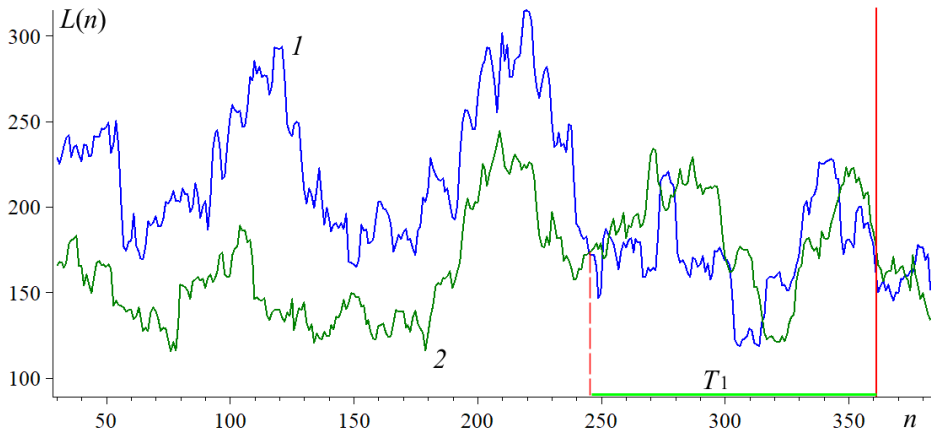


Рис. 3. Зависимости $L(n)$ для измерений Z -компоненты геомагнитного поля по данным магнитометров *SEC* и *SIM* (синяя и зеленая кривые 1 и соответственно 2).

Период усреднения $M = 60$ час.

Fig. 3. $L(n)$ dependencies for measurements of the Z -component of the geomagnetic field based on *SEC* and *SIM* magnetometer data (blue and green curves 1 and 2, respectively).

Averaging period $M=60$ hours

Здесь и далее каждый подобный отрезок отвечает интервалу времени в 1 час и включает в себя 3600 последовательных измерений магнитного поля, проводимых с интервалом в 1 секунду. Другими словами, на рис. 3 любая точка кривой $L(n)$ отвечает 216000 последовательным измерениям Z -составляющей магнитного поля. Момент начала землетрясения на этом и всех следующих рисунках отмечен вертикальной сплошной красной линией. Интервал времени от момента первого пересечения кривых 1 и 2 и до момента начала землетрясения составляет $T_1 = 116$ часов.

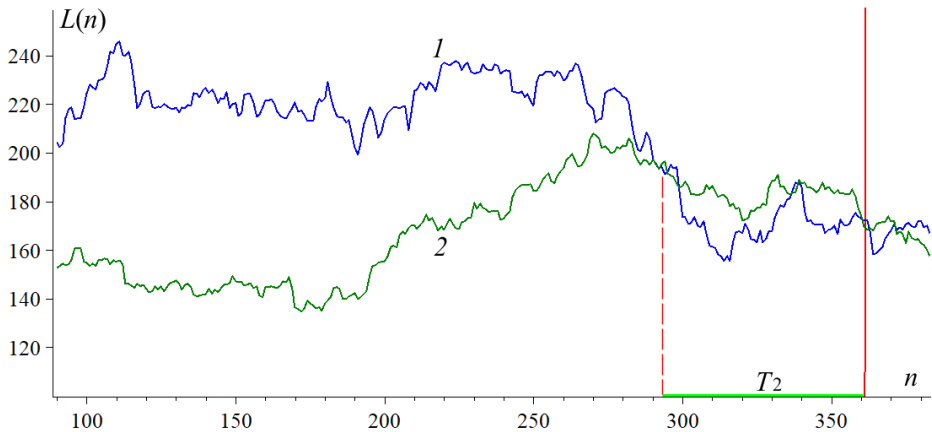


Рис. 4. Зависимости $L(n)$ для измерений Z -компоненты геомагнитного поля по данным магнитометров SEC и SIM (синяя и зеленая кривые 1 и соответственно 2).
 Период усреднения $M = 90$ час.

Fig. 4. $L(n)$ dependencies for measurements of the Z -component of the geomagnetic field based on SEC and SIM magnetometer data (blue and green curves 1 and 2, respectively).
 Averaging period $M=90$ hours.

На рис. 4 зависимости 1 и 2 отвечают измерениям Z -компоненты геомагнитного поля по данным магнитометров SEC и SIM при усреднении по $M = 90$ отрезкам реализации. Интервал времени от момента первого пересечения указанных зависимостей и до момента начала землетрясения составляет $T_2 = 68$ часов.

На рис. 5 зависимости 1 и 2 отвечают измерениям Z -компоненты геомагнитного поля по данным магнитометров SEC и SIM при усреднении по $M = 120$ отрезкам реализации. Интервал времени от момента первого пересечения указанных зависимостей и до момента начала землетрясения составляет $T_3 = 49$ часов.

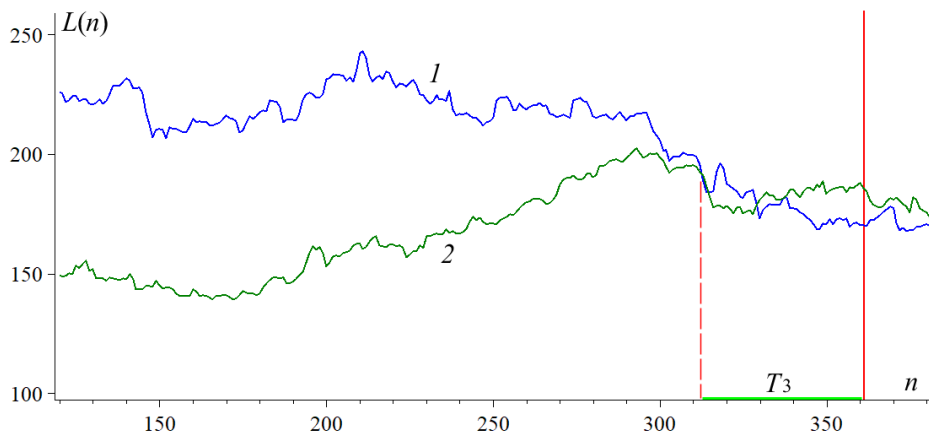


Рис. 5. Зависимости $L(n)$ для измерений Z-компоненты геомагнитного поля по данным магнитометров SEC и SIM (синяя и зеленая кривые 1 и соответственно 2).

Период усреднения $M = 49$ час.

Fig. 5. $L(n)$ dependencies for measurements of the Z-component of the geomagnetic field based on SEC and SIM magnetometer data (blue and green curves 1 and 2, respectively).

Averaging period $M=49$ hours

4. Дискуссия и выводы

При анализе рис. 1 и 2 приходим к следующим выводам. С учетом рассмотренного выше статистического смысла функционала $L(n)$, значения которого с высокой вероятностью убывают при возрастании независимого слагаемого $x_2(t)$ в (1), этот факт позволяет говорить о намного большем уровне воздействия процесса подготовки землетрясения на турецкую станцию *IZN* по сравнению с российской *BAK*. При этом из анализа рис. 1 следует, что области относительно малых значений $x_2(t)$, в которой оказалась станция *BAK*, отвечает весьма малый угловой диапазон, отсчитываемый от направления на точку будущего эпицентра. Поскольку измерениям географически близких к *BAK* станций *SIM* и *GLK* соответствуют существенно меньшие по значениям кривые $L(n)$. Согласно проведенным выше расчетам, это факт может быть интерпретирован как существенно большие значения $x_2(t)$, содержащиеся в измерениях магнитного поля на магнитовариационных станциях *SIM* и *GLK*.

Проводя анализ рис. 3—5, приходим к следующим выводам.

1. В период от 300 до 120 часов перед началом рассматриваемого землетрясения кривая 1 на этих рисунках, построенная по измерениям белорусского магнитометра *SEC*, проходит существенно выше кривой 2, ко-

торая отвечает измерениям крымского магнитометра *SIM*. С учетом свойств функционала $L(n)$ это свидетельствует о значительно меньшем влиянии независимого от $x_1(t)$ случайного слагаемого $x_2(t)$ в (1) для станции *SEC* по сравнению с магнитометром *SIM*. Физически такой эффект объясняется на основании значительно большего, по сравнению с крымским магнитометром, удаления белорусской магнитовариационной станции от очага готовящегося землетрясения. Следствием чего является значительно меньшее влияние возникающих в нем токов применительно к *SEC* по сравнению со станцией *SIM*. Поскольку согласно теореме Био — Савара — Лапласа амплитуда создаваемого ими магнитного поля убывает как

$$B \sim \frac{1}{R^2}, \quad (6)$$

где R — расстояние до будущего эпицентра.

2. Здесь следует отметить, что расстояния до станции *SEC* от точки эпицентра являются приблизительно в два раза большими, чем в случае магнитометра *SIM*. Однако значения отвечающей *SEC* кривой 2 на рассматриваемом интервале времени в среднем не в четыре, как это должно следовать из (6), а всего лишь в полтора раза больше значений кривой 1, построенной по измерениям *SIM*. Этот факт может быть объяснен тем, что вместо исходного измеряемого поля $x(t)$ при расчете статистического функционала $L(n)$ в данной работе рассматриваются значения функции $\sin[x(t)]$. В результате, как это указано выше, возникает возможность увеличить различие между амплитудой случайных мелкомасштабных флуктуаций вероятностного распределения фонового шума для отрезков реализации, где в (1) отсутствует (или является очень малым) независимый от фонового шума $x_1(t)$ случайный процесс $x_2(t)$ по сравнению с отрезками, где он существует. В результате значительно усиливается чувствительность применяемой методики. Однако при этом резко возрастает роль области $w \rightarrow \pm 1$, где плотность вероятности $\rho_{\sin[x]}(w)$ интегрируемым образом стремится к бесконечности. Следствием такого математического эффекта является уменьшения влияния изменения ширины вероятностного распределения значений $x_2(t)$ на уменьшение соответствующих значений зависимости $L(n)$. Именно этим обстоятельством может быть объяснен феномен меньшего, чем это следует из (6), взаимного отличия значений зависимостей $L(n)$ для магнитометров *SEC* и *SIM*.

3. Как следует из рис. 3—5, на интервале времени порядка от 120 и менее часов от момента землетрясения и вплоть до его начала происходит резкое взаимное сближение зависимостей 1 и 2. Таким образом, при весь-

ма разных параметрах расчета функционала $L(n)$ можем констатировать существенное сближение свойств статистики измерений Z -компоненты магнитного поля на двух рассматриваемых магнитометрах.

4. Этот феномен может быть объяснен следующим образом.

(а) На первом промежутке времени, от 300 до 120 часов, размеры очага готовящегося события еще малы как по сравнению с расстоянием до ближайшего к нему магнитометра *SIM*, так и, тем более, до станции *SEC*. Поэтому зависимость (6) является актуальной применительно к магнитному полю, создаваемому токами в очаге будущего землетрясения.

(б) На втором рассматриваемом интервале, порядка 120—50 часов перед началом события, происходит резкое увеличение области сетей разломов. Как видно из рис. 2, общий масштаб области подготовки землетрясения составил порядка 750 км. Кроме того, диаметр области сильного сдавливания литосферных блоков, вызывающего эффекты наподобие пьезоэлектрических, может быть оценен величиной в полтора-два раза большей. В результате общий размер зоны, генерирующей вариации магнитного поля, связанные с подготовкой данного землетрясения, за время порядка от пяти до двух с половиной суток перед его началом стал соизмеримым с расстоянием до обоих магнитовариационных станций. Это обстоятельство объясняет указанный эффект взаимного сближения кривых 1 и 2 на рис. 3—5.

5. На основании проведенных расчетов приходим к выводу, что указанный эффект быстрого и существенного сближения зависимостей $L(n)$, которые соответствуют измерениям, проведенных на пространственно разнесенных магнитовариационных станциях, может рассматриваться как предвестник предстоящего в регионе землетрясения высокой магнитуды. Как следует из результатов данной статьи, следует подчеркнуть, что измерения геомагнитного поля, производимые на территории Беларуси, являются принципиально важными именно с учетом ее достаточной удаленности от сейсмоактивных областей на стыке Евразийской, Африканской и Аравийской литосферных плит.

6. Отметим, что подобно [1—8] в рамках предлагаемого подхода удастся сформулировать язык, на котором оказываются «читаемыми» феномены, регистрируемые при длительных измерениях магнитного поля и связанные с приближением предстоящего землетрясения.

Список литературы

1. Вольвач А. Е., Коган Л. П., Канониди К. Х. Пат. 2778972 (РФ). Способ определения вероятности возникновения землетрясений на основе выявления феноменов с высоким уровнем детерминированности. Оpubл. в БИ, 2022, № 7.

2. Volvach A. E., Kogan L. P., Kanonidi K. H. [et al.]. Changes in the properties of the statistics of physical and biophysical fields as earthquake precursor // *Communications in Non-linear Science and Numerical Simulation*. 2022. Vol. 108. Art. 106200.
3. Kogan L. P., Bubukin I. T., Shtenberg V. B. To the question of calculating the probability of strong earthquakes in real time // *Chaos, Solitons and Fractals*. 2021. Vol. 145. Art. 110807.
4. Volvach A. E., Kogan L. P., Kanonidi K. H. [et al.]. A Possible Relationship between the Sets of Quasi-Linear Local Trends Statistically Detected in the Variations of the Magnetic Field Parameters before Earthquakes in Seismically Active Zones of the Black Sea, Caucasus, and Western Asia // *Geodynamics & Tectonophysics*. 2022. Vol. 13, no. 5. Art. 0680.
5. Volvach A. E., Kogan L. P., Kanonidi K. H. [et al.]. Statistical precursors of a strong earthquake on April 6, 2009 on the Apennine Peninsula // *Heliyon*. 2022. Vol. 8, no. 8. Art. e10200.
6. Volvach A., Kogan L., Kanonidi K. [et al.]. About Statistical Precursor Earthquakes on October 12, 2021 with a Magnitude of 6.4 on the Island of Crete // *Romanian Journal of Physics*. 2023. Vol. 68. Art. 801.
7. Volvach A. E., Kogan L. P., Kanonidi K. H. [et al.]. On a comparison of the properties of a statistical functional from measurements of the magnetic field in the mid of the Russian continental platform and in a seismically active region // *Geomagnetism and Aeronomy*. 2023. Vol. 63, no. 2. P. 224–238.
8. Volvach A. E., Kogan L. P., Volvach L. N., [et al.]. The group of statistical precursors of 7.3 and 6.6 magnitude earthquakes in the region of Indonesia // *Natural Hazards*. 2024. Vol. 120, no. 6. P. 5601–5616.
9. Добровольский И. П. Математическая теория подготовки и прогноза тектонического землетрясения. М. : Физматлит, 2010. 237 с.

Информация об авторах

Коган Лев Петрович, кандидат физико-математических наук, доцент, Нижегородский государственный архитектурно-строительный университет, г. Нижний Новгород, Россия.

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

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

Аронов Аркадий Гесселевич, доктор физико-математических наук, Центр геофизического мониторинга НАН Беларуси, Минск, Беларусь.

Аронов Геннадий Аркадьевич, кандидат физико-математических наук, доцент, Центр геофизического мониторинга НАН Беларуси, Минск, Беларусь

On the Spatial Dependence of the Influence of the Preparation Process of the February 6, 2023 Earth-Quake in Eastern Turkey on the Statistical Properties of Magnetic Field Measurements

L. P. Kogan^{1,2}, A. E. Volvach¹, L. N. Volvach¹,
A. G. Aronov³, and G. A. Aronov³

¹Radio Astronomy and Geodynamics Department,
Crimean Astrophysical Observatory, Yalta, 298688, Russian Federation
volvach@bk.ru

²Nizhny Novgorod State University of Architecture and Civil Engineering
65, Ilyinskaya st., Nizhny Novgorod, 603000, Russian Federation

³Center for Geophysical Monitoring of the National Academy of Sciences of Belarus
1/3, Kuprevicha st., Minsk, 220084, Belarus

Received: February 5, 2025

Peer-reviewed: February 12, 2025

Accepted: February 12, 2025

Abstract: The article studies the change in the statistical properties of measurements of the Z-component of the Earth's magnetic field, carried out on mutually distant magnetometers during 15 days before the earthquake of February 6, 2023 in eastern Turkey. The differences in the corresponding statistics associated with both the difference in directions to the epicenter and the significant difference in distances to azimuthally close magnetometers are analyzed.

Keywords: Earth, magnetic field, earthquake, precursors, Türkiye.

For citation (APA): Kogan, L. P., Volvach, A. E., Volvach, L. N., Aronov, A. G., and Aronov, G. A. (2025). On the Spatial Dependence of the Influence of the Preparation Process of the February 6, 2023 Earth-Quake in Eastern Turkey on the Statistical Properties of Magnetic Field Measurements. *Infocommunications and Radio Technologies*, 8(1), 1–15, doi: 10.21227/axsb-3759.

References

- [1] A. E. Volvach, L. P. Kogan, and K. H. Kanonidi, Pat. 2778972 (RF). Method for Determining the Probability of Earthquakes Based on Identifying Phenomena with a High Level of Determinism, 2022. (In Russ.).
- [2] A. E. Volvach, L. P. Kogan, K. H. Kanonidi, [et al.], “Changes in the properties of the statistics of physical and biophysical fields as earthquake precursor,” *Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation*, vol. 108, art. 106200, 2022.

- [3] L. P. Kogan, I. T. Bubukin, and V. B. Shtenberg, "To the question of calculating the probability of strong earthquakes in real time," *Chaos, Solitons and Fractals*, vol. 145, art. 110807, 2021.
- [4] A. E. Volvach, L. P. Kogan, K. H. Kanonidi, [et al.], "A Possible Relationship between the Sets of Quasi-Linear Local Trends Statistically Detected in the Variations of the Magnetic Field Parameters before Earthquakes in Seismically Active Zones of the Black Sea, Caucasus, and Western Asia," *Geodynamics & Tectonophysics*, vol. 13, no. 5, art. 0680, 2022.
- [5] A. E. Volvach, L. P. Kogan, K. H. Kanonidi, [et al.], "Statistical precursors of a strong earthquake on April 6, 2009 on the Apennine Peninsula," *Heliyon*, vol. 8, no. 8, art. e10200, 2022.
- [6] A. Volvach, L. Kogan, K. Kanonidi, [et al.], "About Statistical Precursor Earthquakes on October 12, 2021 with a Magnitude of 6.4 on the Island of Crete," *Romanian Journal of Physics*, vol. 68, art. 801, 2023.
- [7] A. E. Volvach, L. P. Kogan, K. H. Kanonidi, [et al.], "On a comparison of the properties of a statistical functional from measurements of the magnetic field in the mid of the Russian continental platform and in a seismically active region," *Geomagnetism and Aeronomy*, vol. 63, no. 2, pp. 224–238, 2023.
- [8] A. E. Volvach, L. P. Kogan, L. N. Volvach, [et al.], "The group of statistical precursors of 7.3 and 6.6 magnitude earthquakes in the region of Indonesia," *Natural Hazards*, vol. 120, no. 6, pp. 5601–5616, 2024.
- [9] I. P. Dobrovolsky, *Mathematical theory of preparation and forecast of tectonic earthquakes*. Moscow: Fizmatlit, 2010.

Information about the authors

Lev P. Kogan, Candidate of Physical and Mathematical Sciences, Associate Professor, Nizhny Novgorod State University of Architecture and Civil Engineering, Nizhny Novgorod, Russia.

Alexandr E. Volvach, Dr. Sci., FSBSI "Crimean Astrophysical Observatory of RAS", Nauchni, Crimea, Russian Federation.

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

Arkady G. Aronov, Doctor of Physical and Mathematical Sciences, Leading Researcher, Center for Geophysical Monitoring of the National Academy of Sciences of Belarus, Minsk, Belarus.

Gennady A. Aronov, Candidate of Physical and Mathematical Sciences, Associate Professor, Center for Geophysical Monitoring of the National Academy of Sciences of Belarus, Minsk, Belarus.

Современные тренды развития прозрачных электродов для дисплейных технологий

^{1,2} Паращук Н. С., ¹ Курилов А. Д., ¹ Бонюшкин Ю. Е.,
³ Стахарный С. А., ³ Нуриев А. В., ³ Морозов А. А., ¹ Чаусов Д. Н.

¹ Институт общей физики им. А. М. Прохорова РАН
ул. Вавилова, д.38, г. Москва, 119991, Российская Федерация
d.chausov@yandex.ru

² Московский финансово-промышленный университет «Синергия»
ул. Измайловский вал, д. 2, г. Москва, 105318, Российская Федерация

³ Центральный научно-исследовательский институт «ЦИКЛОН»
Щелковское шоссе, д. 77, г. Москва, 107207, Российская Федерация

Получено: 27 ноября 2024 г.

Отрецензировано: 2 декабря 2024 г.

Принято к публикации: 2 декабря 2024 г.

Аннотация: В основе данного исследования лежит анализ текущего состояния и основных тенденций в областях проектирования, синтеза и применения различных прозрачных электродов, среди которых прозрачные токопроводящие полупроводниковые оксиды, металлические ультратонкие пленки, структуры с частичным заполнением и многослойные оксид/металл/оксид-структуры. В частности, определены границы применимости каждого типа прозрачных электродов и показано, что наиболее подходящим типом прозрачных электродов для катодов в OLED с верхним прозрачным катодом являются металлические структуры, нанесенные с использованием предварительных слоев, а также структуры оксид/металл/оксид. Установлены основные закономерности влияния конфигурации, материалов и параметров синтеза структур на их результирующие микроструктурные свойства.

Ключевые слова: СВЧ, прозрачные электроды, токопроводящие полупроводниковые оксиды, упорядоченные сетчатые структуры, хаотичные нанопроволочные структуры, оксид/металл/оксид.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Современные тренды развития прозрачных электродов для дисплейных технологий / Н. С. Паращук [и др.] // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2025. Т. 8, № 1. С. 16—44.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Современные тренды развития прозрачных электродов для дисплейных технологий / Н. С. Паращук, А. Д. Курилов, Ю. Е. Бонюшкин [и др.] // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2025. — Т. 8, № 1. — С. 16—44.

1. Введение

С момента обнаружения электролюминесценции в ряде органических веществ [1] и по настоящее время наблюдается активное развитие технологий, позволяющих применять данный эффект в устройствах отображения информации, а именно — в дисплеях на основе органических светодиодов. Распространенность данных устройств привела не только к возможности создания гибких и растяжимых энергоэффективных дисплеев, но и масштабирования размера дисплеев без потери разрешения изображения. Так, микродисплеи, отличительной особенностью которых являются размер и, одновременно, высокая плотность пикселей, активно применяются в системах виртуальной и дополненной реальностей, носимой умной электронике, медицинской технике, навигационном оборудовании и прочих вариациях приложений, что дополнительно повышает спрос на микродисплеи [2].

Одной из глобальных проблем микродисплеев на основе органических светодиодов является необходимость использования схемы изготовления, предполагающей использование прозрачного катода сверху, что обусловлено технологическим ограничением, предполагающим установку управляющего драйвера на полупроводниковые кремниевые подложки [3]. В отличие от более распространенных схем изготовления, предполагающих использование прозрачного анода снизу, верхний прозрачный катод в микродисплеях наносится на чувствительные к температурному и атмосферному воздействию инжекционные и эмиссионные органические слои и структуры, что не позволяет использовать в качестве верхнего катода наиболее популярные материалы в сфере прозрачных электродов, а именно — полупроводниковые оксиды, требующие использования высокотемпературного отжига и инертной атмосферы для достижения удовлетворительных электрооптических свойств, определяющих эффективность прозрачного электрода.

Решением данных проблем может являться использование других типов прозрачных электродов, среди которых можно выделить металлические ультратонкие пленки, структуры с частичным заполнением и многослойные структуры вида оксид/металл/оксид. Наиболее интересным решением можно считать структуры оксид/металл/оксид, в которых одновременно используются полупроводниковые оксиды, нанесенные без использования высокотемпературных процессов и инертных газов, а также тонкие металлические пленки, придающие данной структуре повышенную электропроводность.

Таким образом, целью данной работы является установление влияния конфигурации и параметров синтеза прозрачных электродов на их результирующие оптоэлектронные и микроструктурные свойства посредством анализа и обобщения литературных данных.

2. Тенденции в области разработки тонкопленочных оптоэлектронных устройств

В настоящее время наблюдается тенденция активного роста рынка микроэлектронной промышленности (рис. 1), в частности — электротехнических устройств, принцип работы которых основан на использовании оптически прозрачных токопроводящих тонкопленочных покрытий, которые являются прозрачными электродами (далее — ПЭ).

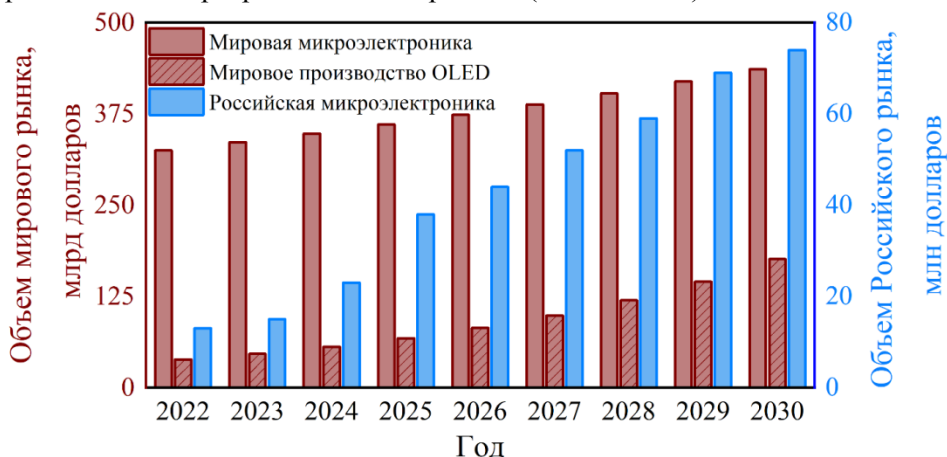


Рис. 1. Прогноз роста объемов мирового и российского рынков микроэлектронной промышленности по версии издательства *Precedence Research*.

Fig. 1. Forecast of growth in the volumes of the global and Russian microelectronics industry markets according to *Precedence Research*

Тенденция роста рынка обусловлена не только повышением спроса на использование устройств данного типа, но и значительным расширением спектра их применения. Так, помимо традиционных дисплеев на основе органических светодиодов (далее — *OLED*) [4—6] и солнечных панелей [7, 8], ПЭ находят применение в прозрачных нагревателях [9, 10], конденсаторах [11], антеннах [12, 13], носимых умных медицинских датчиках [14, 15] и всевозможных сенсорах [14].

Во всех вышеописанных устройствах обобщенным показателем эффективности ПЭ общепринято считать расчетный оценочный параметр *FoM* (1). Научным сообществом сформулировано множество вариаций данного параметра, среди которых наиболее эффективным считается [16]:

$$FoM = \frac{T}{\sqrt[10]{R_{sheet}}}, \quad (1)$$

где T — усредненное пропускание в оптическом диапазоне длин волн, R_{sheet} — поверхностное сопротивление электрода. Из выражения (1) очевидно, что высококачественные ПЭ характеризуются высокими значениями FoM , однако данный показатель эффективности не является единственным и обобщающим в сравнении ПЭ, применяющихся в катодах *OLED* с верхним прозрачным катодом.

Так как одной из задач данной работы является разработка ПЭ для использования в качестве катода в *OLED* с верхним прозрачным катодом, стоит подробнее обсудить принцип работы *OLED* в целом. В *OLED* (рис. 2) органические светоизлучающие и инжекционные слои расположены между двумя электродами, один из которых является прозрачным, а другой — отражающим. Фундаментально все *OLED* можно классифицировать на две основные группы: *OLED* с нижним прозрачным анодом и *OLED* с верхним прозрачным катодом (рис. 2).

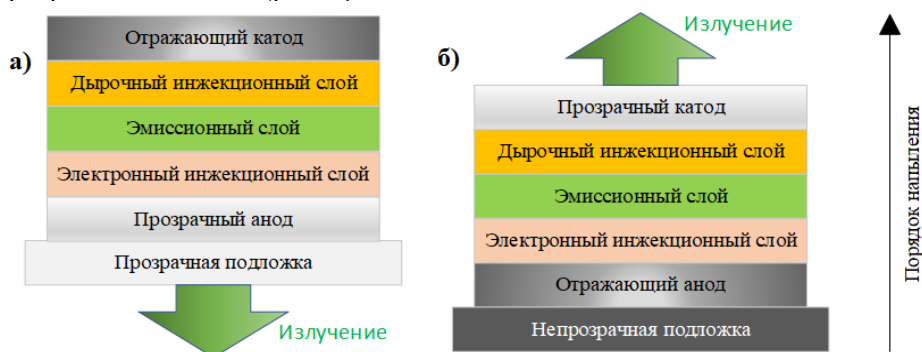


Рис. 2. а — *OLED* с нижним прозрачным анодом, б — *OLED* с верхним прозрачным катодом.
 Fig. 2. а — *OLED* with a lower transparent anode, б — *OLED* with an upper transparent cathode

В *OLED* с верхним прозрачным катодом свет излучается в направлении «от подложки», что обеспечивает возможность интегрировать электронную микросхему драйвера управления на непрозрачной кремниевой подложке, однако ограничивает спектр применения возможных ПЭ в прозрачном катоде [17]. Это обусловлено тем, что прозрачный катод должен быть нанесен на органическую структуру, деградирующую как от температурного воздействия, так и от присутствия инертных газов. Вследствие этого появляется задача по разработке ПЭ, не требующего применения инертных газов и последующей температурной обработки и, при этом, имеющего эффективность, сравнимую с популярными решениями мирового производства ПЭ, среди которых можно выделить однослойные полупроводниковые структуры, металлические ПЭ, ПЭ с частичным заполнением и многослойные структуры оксид/металл/оксид.

3. Однослойные полупроводниковые структуры

Наиболее используемыми материалами для прозрачных электродов можно считать прозрачные токопроводящие полупроводниковые оксиды (далее — ПТПО), а одной из первых работ по данной теме можно считать [18], в которой методом термического напыления Cd и его последующего окисления был получен первый ПЭ CdO . Спустя 70 лет с помощью методов ионно-лучевого осаждения и магнетронного распыления были получены поликристаллические и аморфные ПЭ из полупроводникового оксида индия-олова (далее — ITO) [19]. Данный материал, благодаря уникальным электрооптическим характеристикам, до сих пор является эталонным материалом для ПЭ.

Образование ITO происходит за счет допирования In_2O_3 примесями олова Sn , замещающими катионы индия в кубической решетке биксбита In_2O_3 . При окислении примесей олова электроны выделяются в зону проводимости ITO , что приводит к увеличению плотности носителей заряда в зоне проводимости материала и приводит к повышению его электрической проводимости, а, следовательно, Sn можно рассматривать как донор n -типа оксида индия [20]. Допирование приводит к высокой электропроводимости $\sim 10^4 \text{ См} \cdot \text{см}^{-1}$ и высокой концентрации носителей зарядов $\sim 10^{21} \text{ см}^{-3}$, а благодаря ширине запрещенной зоны $\sim 4,5 \text{ эВ}$ ITO может иметь высокое оптическое пропускание в видимом диапазоне длин волн [17].

подавляющее большинство других ПТПО также относятся к полупроводникам n -типа [21], однако в данный момент ведутся активные разработки в области применения полупроводников p -типа [22], которые на данный момент не применяются в промышленных электротехнических устройствах. Среди подходов к попыткам замены ITO можно выделить как уменьшение индия в содержании ПЭ, так и использование оксидов других металлов [23]. В целом, данные подходы возможно подразделить на три основные группы.

К первой группе можно отнести ПТПО на основе $Ga-In-Sn-O$ ($GITO$), $Zn-In-Sn-O$ ($ZITO$), $Ga-In-O$ (GIO) и $Zn-In-O$ (ZIO). Системы ZIO и GIO обладают сравнительно малой электрической проводимостью порядка нескольких сотен $\text{См} \cdot \text{см}^{-1}$, а $GITO$ и $ZITO$, при нанесении методом химического осаждения из паровой фазы, могут иметь проводимость вплоть до $\sim 10^4 \text{ См} \cdot \text{см}^{-1}$, что сопоставимо с проводимостью ITO . Кроме того, ПЭ на основе $GITO$ и $ZITO$ имеют более низкое, чем ITO , поглощение в видимом диапазоне при более высоких значениях работы выхода от 5,4 эВ ($GITO$) до 6,1 эВ ($ZITO$), сопоставимыми с работой выхода в металлах (для $Au \sim 5,4 \text{ эВ}$, для $Pt \sim 5,7 \text{ эВ}$). К примеру, в работах [24, 25] аморф-

ные пленки *ZITO* показали сравнимые с *ITO* R_{sheet} и T . Однако варьирование содержания In в составах данных оксидов показало, что проводимость данных систем увеличивается с увеличением содержания In_2O_3 , из чего следует то, что *ITO* проявляет наибольшую проводимость.

Ко второй группе можно отнести ПТПО на основе Ti , находящегося в фазе октаэдрита. Так, пленки на основе TiO_2 , легированного F , Nb , Ta или W , показывают проводимость $\sim 10^3 \text{ См}\cdot\text{см}^{-1}$ при оптической прозрачности $\sim 95\%$ [26]. Несмотря на высокие электрооптические характеристики данных ПТПО, их производство требует использования метода эпитаксиального выращивания [27], что делает их слишком дорогими для масштабного применения.

К третьей группе можно отнести ПТПО на основе ZnO . ZnO проявляет хорошие электрооптические свойства, а при легировании Al или Ga (*AZO* или *GZO* соответственно) может иметь концентрации носителей заряда вплоть до $\sim 10^{21} \text{ см}^{-3}$, что сопоставимо с *ITO*. К тому же данные материалы можно наносить как химическим осаждением из паровой фазы, так и напылением, пиролизом и золь-гель методами. Наиболее популярным вариантом нанесения ZnO и *AZO* является магнетронное напыление вследствие возможности получения поликристаллической структуры в случае ZnO и большое количество поликристаллических зерен Al в случае *AZO*. К примеру, в работах [28, 29] *AZO* имеет сравнимые с *ITO* R_{sheet} и T , а при изготовлении *OLED* с данными электродами выясняется, что ионы Zn диффундируют из анода в эмиссионный слой, что сравнимо с диффузией ионов In из *ITO*. Работа выхода ZnO сравнительно низкая $\sim 4,3 \text{ эВ}$ в сравнении с *ITO*, что обуславливает барьеры ввода для большинства материалов в органических электротехнических устройствах, в том числе — в *OLED*. Из этого следует необходимость обработки ZnO для изменения его работы выхода, а чувствительность ZnO к температурному и атмосферному воздействиям приводит к быстрой деградации данных ПЭ.

Таким образом, по совокупности вышеописанных факторов именно *ITO* является самым популярным материалом для ПТПО ПЭ. Характеристики наиболее популярных методов нанесения *ITO* приведены в таблице 1, а наиболее предпочтительным методом является магнетронное напыление, так как оно позволяет наносить *ITO* равномерно на подложки большой площади при относительно низких температурах и высоких скоростях осаждения [30], что делает его совместимым с промышленным нанесением на органические материалы, в частности — *OLED* [4—6] и солнечными панелями [7, 8].

Таблица 1. Сравнение методов нанесения ИТО [31, 32].

Table 1. Comparison of ITO deposition methods [31, 32]

Метод нанесения	Преимущества	Недостатки
Термическое напыление	• высокая скорость осаждения ИТО • высокая кристалличность ИТО • высокая химическая чистота ИТО	• сложная геометрия ИТО • необходимость создания высокого уровня вакуума
Магнетронное напыление	• высокая скорость осаждения ИТО • возможность осаждения ИТО на большие подложки • воспроизводимость метода • высокие концентрации носителей зарядов в ИТО • высокая химическая чистота ИТО • низкое электрическое сопротивление ИТО	• низкая эффективность использования мишени (большой расход материала) • необходимость строгого контроля плазмы во время напыления
Химическое осаждение из газовой фазы	• не требует высокого уровня вакуума • нанесение ИТО на сложные формы подложек • низкое электрическое сопротивление ИТО • высокий оптический коэффициент пропускания ИТО	• принципиальная сложность синтеза многокомпонентных (в том числе — многослойных) ПЭ
Импульсное лазерное напыление	• высокая химическая чистота ИТО • универсальность метода • высокая скорость осаждения ИТО	• высокая стоимость изготовления ИТО • низкая подвижность носителей зарядов • небольшая площадь подложки • наличие большого количества дефектов в ИТО

При соблюдении определенных параметров нанесения [33, 34] и последующей обработки, в частности — термического отжига при температурах $\sim 400\text{ }^{\circ}\text{C}$ [35, 36] ИТО может обладать отличной прозрачностью $T \sim 90\%$ и относительно низким поверхностным сопротивлением $R_{\text{sheet}} \sim 10\text{ Ом}/\square$ [32, 37], что является одним из наилучших показателей среди ПТПО, полимерных и наноструктурных ПЭ (рис. 3).

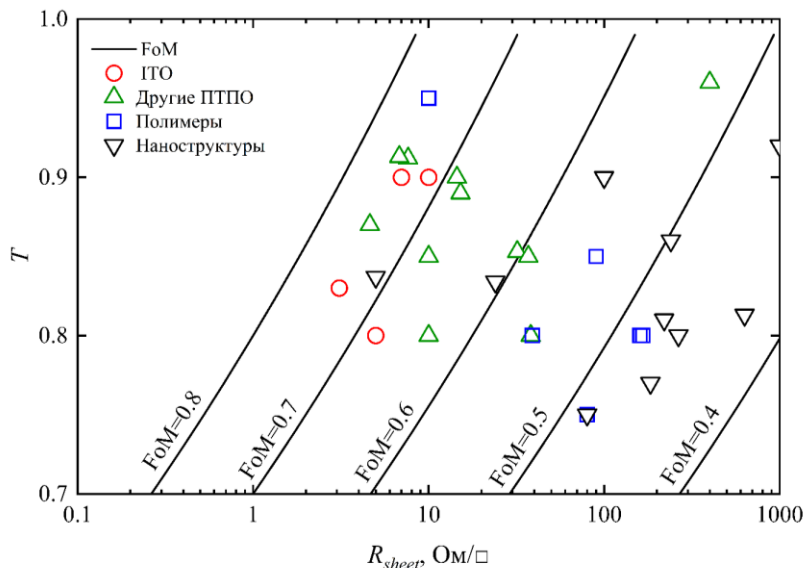


Рис. 3. Сравнение различных типов ПЭ из ПТПО, наноструктур и полимеров по данным [37—39].

Fig. 3. Comparison of different types of transparent electrodes made of transparent conductive semiconductor oxides, nanostructures and polymers according to data [37–39]

Основной проблемой *ITO* ПЭ является необходимость проведения высокотемпературного отжига и необходимость использования инертного газа O_2 , что не позволяет применять данный тип ПЭ в *OLED* с верхним прозрачным катодом.

Таким образом, в научном сообществе возникла необходимость поиска альтернативных типов ПЭ, отвечающих новым физическим и коммерческим требованиям *OLED* с верхним прозрачным катодом. Основными альтернативами *ITO* можно считать углеродные наноматериалы (рис. 3), проводящие полимеры (рис. 3), а также различные металлические наноструктуры (разделы 4, 5 и 6). Из данных альтернатив ПЭ самыми перспективными считают металлические наноструктуры по причинам высокой электропроводности, возможности достижения оптической прозрачности за счет конфигурирования наноструктуры и высокой механической устойчивости [40].

4. Ультратонкие металлические пленки

Фундаментальными свойствами металлов, обуславливающими повышенный интерес к металлическим наноструктурам, являются высокая плотность носителей зарядов $\sim 10^{22} \text{ см}^{-3}$, сохраняющаяся даже при сверх-

малых толщинах (порядка единиц нм) металлических ПЭ, а также высокая электрическая проводимость $\sim 10^5 \text{ См} \cdot \text{см}^{-1}$ [40]. В то же время металлы обладают крайне плохим пропусканием оптических волн, поэтому оптически прозрачными можно считать только тонкие металлические пленки с толщинами порядка 10 нм и менее.

Основной проблемой данного типа ПЭ является формирование пленки на подложке по механизму Вольмера — Вебера [41] из-за того, что взаимодействие между соседними атомами напыляемого вещества сильнее взаимодействия с подложкой. Согласно данному механизму на поверхности подложки образуется не сплошная пленка, как в случае с ПТПО, а отдельные островки, также называемые зародышами. По мере роста толщины островки расширяются и сходятся в сплошную пленку после достижения пороговой толщины перколяции [42]. К тому же электропроводность пленки экспоненциально снижается вплоть до порога перколяции, после которого проводимость имеет линейную зависимость от толщины пленки [43].

При толщинах меньших пороговой перколяции металлические ПЭ имеют высокую шероховатость, к примеру — среднеквадратическая шероховатость $RMS \sim 6 \text{ нм}$ для пленки Ag , имеющей толщину 15 нм [44]. Следствием этого является уменьшение прозрачности вследствие рассеяния света и плазмонных резонансов на поверхности пленки, вызывающих паразитное поглощение световых волн, а также снижение электропроводности вследствие рассеяния электронов на границах зародышей [45]. После достижения порога перколяции пленка становится электропроводящей и при этом оптически непрозрачной. Таким образом, основной целью при разработке данного типа ПЭ является снижение порога перколяции и получение очень тонкой сплошной гладкой металлической пленки, а в иностранной литературе фигурирует формулировка «осуществление перехода от трехмерного к двумерному росту металлических пленок» [46]. Этого можно достичь за счет увеличения адгезии между напыляемым материалом и подложкой. На данный момент научным сообществом в достаточной степени сформулированы три основных способа достижения данной цели. Сравнение данных способов приведено в нижеописанных абзацах и на рис. 4.

Первым способом повышения адгезивных свойств является использование неинертных газов [48—50] или других металлов в качестве легирующих добавок [51]. Поскольку при изготовлении катодов для *OLED* с верхним прозрачным катодом нельзя применять неинертные газы, будем рассматривать только легирование целевого металла другими металлами. Данный процесс также называют «сонапылением», поскольку легирующие добавки в виде других металлов напыляют одновременно с целевым веще-

ством. ПЭ, изготовленные с использованием данного подхода, имеют наихудший относительно следующих методов FoM . Это обусловлено нарушением однородности материала в объеме результирующего ПЭ, что снижает общую прозрачность пленки из-за возникновения паразитных оптических поглощений [46]. По этой причине данный способ не получил широкого распространения в изготовлении металлических ПЭ, однако данный подход находит применение при создании предварительных поверхностно-го-активных веществ [47, 52], о которых пойдет речь в третьем способе.

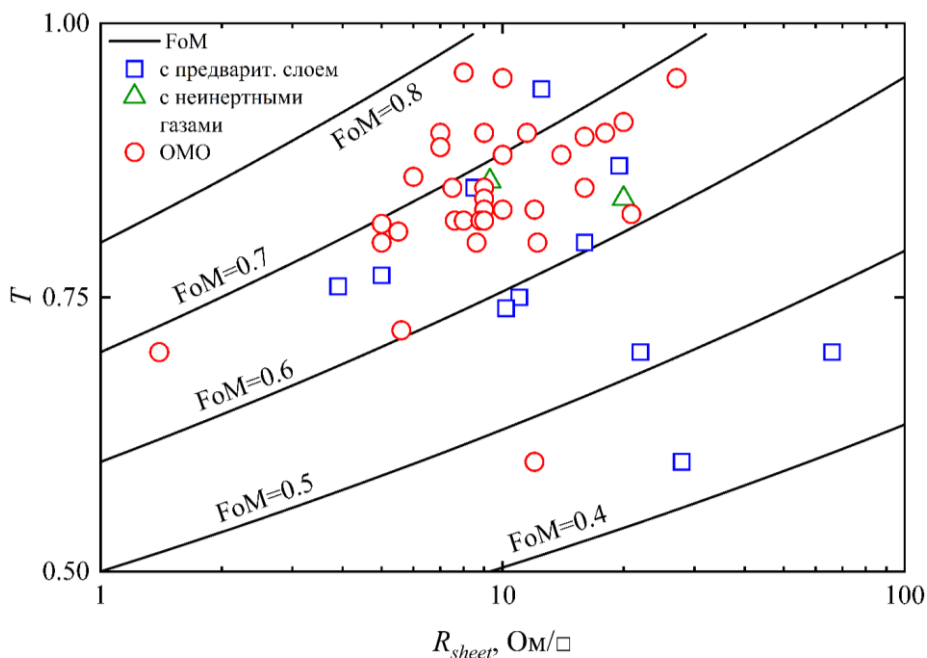


Рис. 4. Сравнение металлических ПЭ, изготовленных с применением различных подходов по данным [41, 46, 47].

Fig. 4. Comparison of metal transparent electrodes manufactured using different approaches according to data [41, 46, 47]

Вторым способом повышения адгезии является предварительная подготовка подложки. Авторы работ [45, 53] регулировали кинетику роста зародышей с помощью предварительной подготовки подложек под действием УФ плазмы и выяснили, что данная обработка позволяет улучшить смачиваемость поверхности и тем самым снизить порог перколяции металлов. Тем не менее, данный способ неприменим в OLED с верхним прозрачным катодом, так как УФ плазма, применяемая к органике, являющей-

ся подложкой для катода, сильно ускоряет ее деградацию. Вследствие этого данный способ не будет рассмотрен подробно.

Третьим способом повышения адгезии металлических пленок является использование предварительного поверхностно-активного слоя, а в качестве таких слоев могут выступать совершенно различные вещества, среди которых можно выделить металлы [54—62], различные оксиды [48, 63—66], углеродные нанотрубки и фуллерены [67—69], биологические объекты [70], полимеры [71], а также биметаллические соединения, упомянутые в первом способе [47, 52]. У каждого типа поверхностно-активных материалов имеется собственный механизм повышения адгезии металлических пленок, однако все они сводятся к изменению прочности сцепления в связи поверхностно-активного вещества с металлом [46]. К примеру, в случае ПТПО можно рассмотреть два предельных случая поверхностно-активных материалов — ZnO и TiO_2 . Предельными они являются по причине того, что связь $Zn-O$ очень слаба, а $Ti-O$, напротив, сильна. Атомы металлической пленки, напыленные на ZnO , испытывают прочную связь с оксидом, что приводит к увеличению адгезии металлической пленки в целом, а в случае TiO_2 , очевидно, будет наблюдаться слабая адгезия металла [46]. В случае же металлических поверхностно-активных веществ основным принципом является уменьшение поверхностной диффузии между соседними островками напыляемого металла, что также обуславливает увеличение адгезии напыляемых пленок [46]. Таким образом, на данный момент не существует однозначных теорий и математических моделей, описывающих изменение кинетики процесса роста металлической пленки при использовании поверхностно-активных веществ, однако данный метод является единственно возможным к применению в *OLED* с верхним прозрачным катодом.

Отдельно стоит выделить структуры вида оксид/металл/оксид (ОМО) [50, 72, 73], в которых тонкие металлические пленки выступают в роли основного электропроводящего вещества, а ПТПО — в роли просветляющих покрытий и, одновременно, поверхностно-активных веществ. Данные ПЭ будут подробно рассмотрены в разделе 6.

5. Структуры с частичным заполнением

Под данным типом ПЭ обычно подразумевают либо упорядоченные сетчатые структуры (УСС), либо хаотичные нанопроволочные структуры (ХНС). Свойства данных ПЭ значительно отличаются от традиционных пленочных (ПТПО и металлических) ПЭ, так как T и R_{sheet} определяются не только структурными свойствами и толщиной слоев, но и геометрическими па-

раметрами элементов УСС и ХНС. Так, в случае УСС данными параметрами являются ширина, высота линий, а также период между ними, а для ХНС — процент заполнения поверхности, а также диаметр и длина проволок.

Наиболее популярным материалом для УСС являются металлы [40, 74—81], а итоговый ПЭ представляет собой довольно широкие (порядка десятка мкм) металлические линии. Методы изготовления УСС (рис. 5) значительно отличаются от стандартных методов напыления и среди них можно выделить струйную печать [76], гравировку [82—85], трафаретную печать [86, 87], литографические методы [88, 89], лазерную печать [90] и другие вариации данных методов [91—93]. К примеру, одной из вариаций струйной печати можно считать электрогидродинамическую печать [76, 94, 95], при использовании которой коллоидные чернила наносятся из сопла не под действием силы тяжести, а за счет создания разности потенциалов между соплом и подложкой.

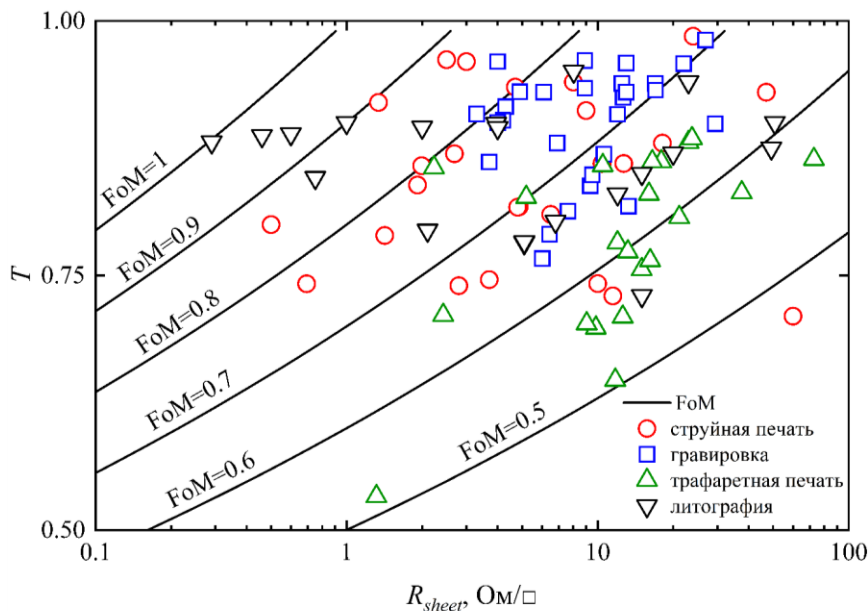


Рис. 5. Сравнение УСС без заполняющего вещества, изготовленных по различным технологиям на основе данных [93, 96—105].

Fig. 5. Comparison of ordered mesh structures without a filling substance, manufactured by different technologies based on data from [93, 96—105]

Реализация вышеописанных методов предполагает строгое позиционирование металлических линий на подложке и благодаря этому позволяет получать стандартизированные и воспроизводимые ПЭ. Так, многими ав-

торами были предложены математические модели, позволяющие прогнозировать электрооптические характеристики итоговых УСС в зависимости от их геометрических параметров [106]. К тому же, за счет стандартизации и одновременно широкого диапазона варьирования геометрических параметров УСС, становится возможным отдельно оптимизировать оптическое пропускание и электропроводимость, а также конкретизировать геометрию под отдельные типы устройств [9]. Благодаря этому УСС показывают довольно высокий *FoM* (рис. 5) в сравнении с другими типами ПЭ.

Основными проблемами, сильно ограничивающими область применения УСС, можно считать следующие:

- неравномерное распределение электрического поля на подложке [60, 107];

- неровность получаемой поверхности, что затрудняет нанесение последующих тонкопленочных слоев;

- высокая контрастность затемнения излучения как в ближнем, так и дальнем световом поле в случае использования широких и/или высоких линий и маленького периода [60, 108];

- возникновение негативных дифракционных эффектов в случае использования тонких линий [108];

- для большинства методов нанесения — необходимость последующей обработки для спекания коллоидных чернил.

Большинство вышеописанных проблем возможно решить за счет введения в УСС заполняющего вещества, к примеру — ПТПО или проводящих полимеров. В этом случае данная структура представляет аналог оксид/металл/оксид, где металлическая пленка замещена УСС. Структуры данного типа не рассматриваются в данном разделе, так как они требуют совмещения классических методов нанесения ПТПО и узкоспециализированных методов нанесения УСС, что неприменимо в *OLED*-структурах.

Наиболее часто встречаются металлические ХНС, изготовленные методами центрифугирования [109, 110], распыления [111], капельным [112] и вакуумной фильтрации [113—115]. Все методы, эффективность которых приведена на рис. 6, предполагают хаотичное разбрасывание проволок по поверхности подложки, а интерпретация электрооптических и микроструктурных свойств изготовленных ХНС носит, в отличие от УСС, статистический характер. Тем не менее, авторы работы [116] рекомендуют использовать нанопроволоки с диаметром 20—200 нм и длиной 5—100 мкм, так как при уменьшении диаметра электропроводность отдельных нанопроволок сильно снижается из-за превышения длины свободного пробега электронов в металлах, а при меньших длинах нанопроволок бу-

дет необходимо повышать процент заполнения нанопроволоками площадь подложки, что негативно скажется на оптических свойствах ХНС [117].

Технология изготовления ПЭ из ХНС является довольно сложной к применению в многосерийном производстве, так как, подобно УСС, требует сочетания узкоспециализированных методов нанесения (рис. 6) с классическими методами напыления в едином производственном цикле. Более того: в отличие от УСС, данные структуры не являются стандартизированными, а, следовательно, параметры конечного электротехнического устройства (в том числе — OLED с верхним прозрачным катодом) также будут носить статистический характер, что усложняет их применение.

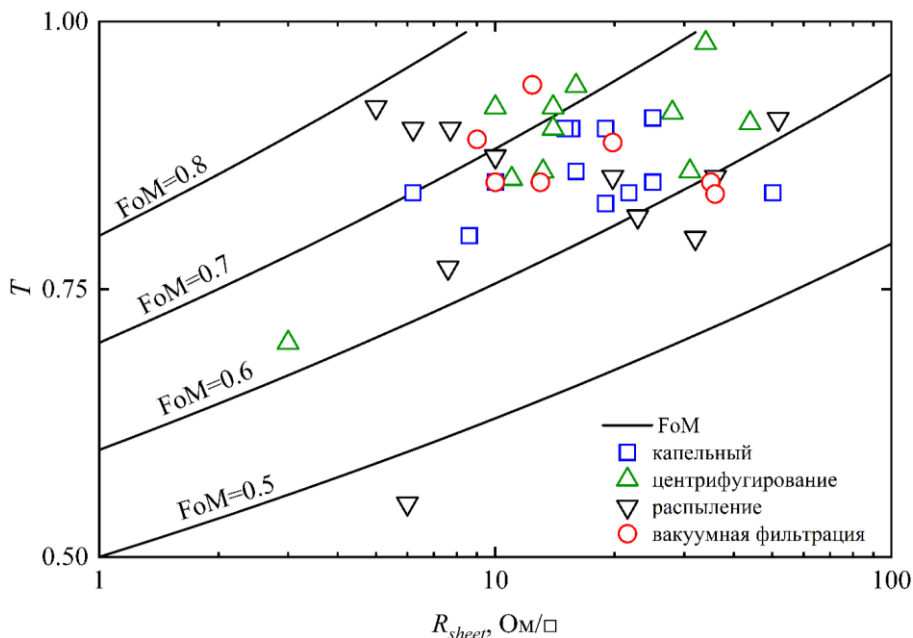


Рис. 6. Сравнение ХНС без заполняющего вещества, изготовленных по различным технологиям на основе данных [118—120].

Fig. 6. Comparison of chaotic nanowire structures without a filling substance, fabricated by different technologies based on data [118–120]

Таким образом, структуры УСС и ХНС являются интересными благодаря возможности получать наивысший FoM (рис. 8), однако методы изготовления данных структур сильно ограничивают область их применения в реальных производственных линиях, которые, в данный момент, не готовы к сочетанию классических методов напыления с узкоспециализированными методами изготовления УСС и ХНС.

6. Структуры оксид/металл/оксид

Как мы убедились из разделов 3—5, каждый тип ПЭ обладает определенными недостатками, ограничивающими их использование в катодах *OLED* с верхним прозрачным катодом. Также мы убедились в том, что структуры с частичным заполнением неприменимы в *OLED* с верхним прозрачным катодом, а значит, структуру катода следует компоновать лишь из пленочных однородных слоев. Так, однослойные ПТПО требуют проведения последующей обработки для достижения высоких электрооптических характеристик, а однослойные металлические ПЭ, несмотря на высокую электрическую проводимость, имеют сравнительно низкое оптическое пропускание. Таким образом, возникает задача комбинирования преимуществ ПТПО и металлических ПЭ в единой структуре, вынесенной в отдельный класс ПЭ и называемой оксид/металл/оксид (ОМО). В обобщенном ОМО имеются три слоя, каждый из которых выполняет определенную задачу при проектировании данных структур.

Нижний слой, состоящий из ПТПО, имеет хорошую адгезию с подложкой и выполняет роль поверхностно-активного вещества для последующего металлического слоя и, одновременно с этим, является просветляющим покрытием, которое позволяет не только повысить коэффициент пропускания ОМО структуры, но и изменить ее показатель преломления. Следующий слой, являющимся промежуточным в ОМО, является тонкой металлической пленкой, нанесенной на первый слой ПТПО, являющийся поверхностно-активным веществом. Последующий слой ПТПО, являющийся верхним в ОМО структуре, также является просветляющим покрытием и, к тому же, неким инкапсулятором структуры, защищающим предыдущие слои от воздействия атмосферных неинертных газов, благодаря чему значительно снижается коррозия промежуточного слоя и, как следствие, снижается скорость деградации ОМО в целом [121]. Поскольку физико-химические процессы образования отдельных слоев ОМО достаточно подробно изложены в разделах 3 и 4, в данном разделе будет проведено обсуждение свойств структур ОМО в целом (рис. 7).

Основными задачами в разработке ОМО структур являются, по сути, выбор материалов и оптимизация толщин слоев. Стоит учитывать, что интерфейс оксид/металл в своей структуре является практически омическим контактом, что обусловлено схожими работами выхода ПТПО и металлов (к примеру, работы выхода у *ITO* $\sim 4,4$ эВ, а для *Ag* $\sim 4,26$ эВ) [122]. Это позволяет предполагать о равномерной транспортной способности электронов в зонной структуре ОМО, что должно уменьшать общее электрическое сопротивление, в данном случае, структуры *ITO/Ag/ITO*, так как

электроны в подобных структурах движутся преимущественно через металлический слой [122]. К тому же, в *OLED* с верхним прозрачным катодом система катод — анод является в некотором смысле микрорезонатором, а на чистоту цвета его излучения может влиять рассеяние на шероховатостях интерфейсов слоев, что может изменять спектр излучения [123]. Шероховатость поверхности ОМО в наибольшей степени зависит от промежуточного металлического слоя, а значит и от поверхностно-активного вещества, находящегося под ним. Авторы работы [124] пришли к выводу о том, что нижний слой ОМО следует выбирать не по критерию высокой электрической проводимости, а по критерию увеличения проводимости металлической пленки за счет снижения порога перколяции. Тем не менее, при верной компоновке слоев структура ОМО может иметь среднеквадратичную шероховатость поверхности ниже, чем отдельные слои ОМО, что связано с возможностью выбора поверхностно-активных веществ и межслойной диффузией, также снижающей общую шероховатость.

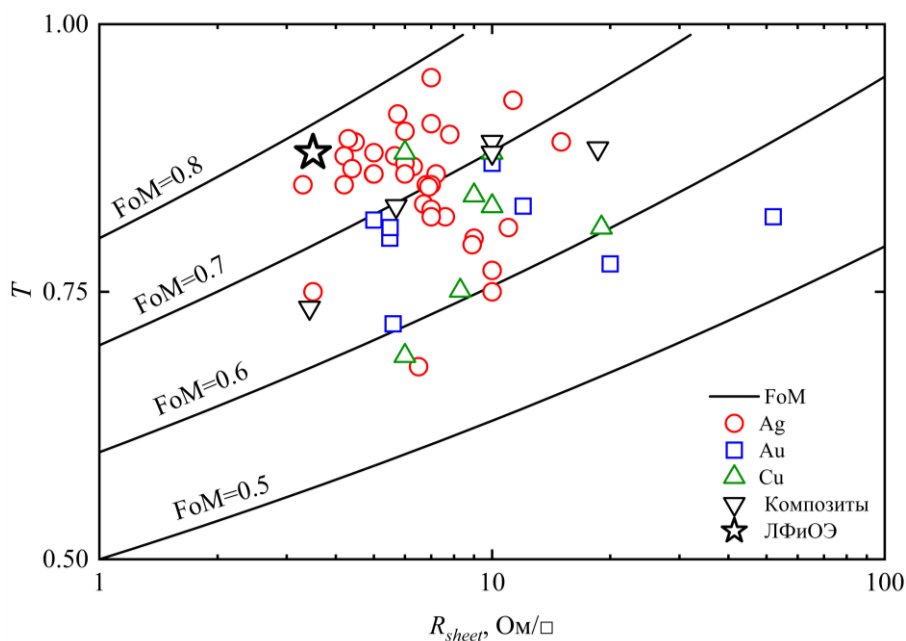


Рис. 7. Сравнение ОМО с различными слоями металла на основе данных [40, 125] и разработка лаборатории фотоники и органической электроники Института общей физики им. А. М. Прохорова РАН.

Fig. 7. Comparison of oxide/metal/oxide structures with different metal layers based on data [40, 125] and development of the Laboratory of Photonics and Organic Electronics of the A. M. Prokhorov General Physics Institute of the Russian Academy of Sciences

Действительно, нижний и верхний ПТПО-слои оказывают влияние как на оптическое пропускание, так и поверхностное сопротивление ОМО пленки, однако подавляющее влияние на данные характеристики в ОМО оказывает именно промежуточный металлический слой. Так, на рис. 7 приведены различные ОМО, в которых варьировались как ПТПО, так и металлические слои. Видно, что при различных ПТПО данные структуры можно разделить именно по влиянию различных металлов, и лучшим решением является *Ag*.

Стоит отметить и тот факт, что в электротехнических устройствах практически всегда используют ОМО ПЭ без последующей обработки, что обусловлено, опять же, влиянием слоя металла, не требующим проведения последующей обработки, как было выяснено в разделе 4. Это, в отличие от всех прежде рассмотренных типов ПЭ, действительно позволяет говорить о возможности низкотемпературного синтеза структуры ОМО. Низкотемпературное нанесение данных структур является их главным преимуществом и, как следствие, позволяет их применять в качестве катода в *OLED* с верхним прозрачным катодом (рис. 8).

7. Заключение

На основе данного исследования проведен анализ текущего состояния и основных тенденций в областях проектирования, синтеза и применения различных ПЭ, среди которых ПТПО, металлические, УСС, ХНС и многослойные ОМО структуры. Установлены основные закономерности влияния конфигурации, материалов и параметров синтеза структур на их результирующие электрооптические и микроструктурные свойства. Построены диаграммы эффективности для каждого типа структур (рис. 3 — рис. 7), и в результате выполнения данной задачи построены общие диаграммы применимости ПЭ в *OLED* с верхним прозрачным катодом (рис. 8) и их общей эффективности (рис. 9).

Таким образом, в разделах 3—6 показано, что в качестве *OLED* с верхним прозрачным катодом возможно применение только структуры ОМО и металлические ПЭ. Это обусловлено как ограничениями *OLED* с верхним прозрачным катодом, о которых говорится в разделе 3, так и особенностями различных типов ПЭ, о которых идет речь в разделах 4—6.

Благодарности

Работа выполнена в рамках государственного контракта № 13.2023.001.01.194, Шифр «Поверхность РФ».

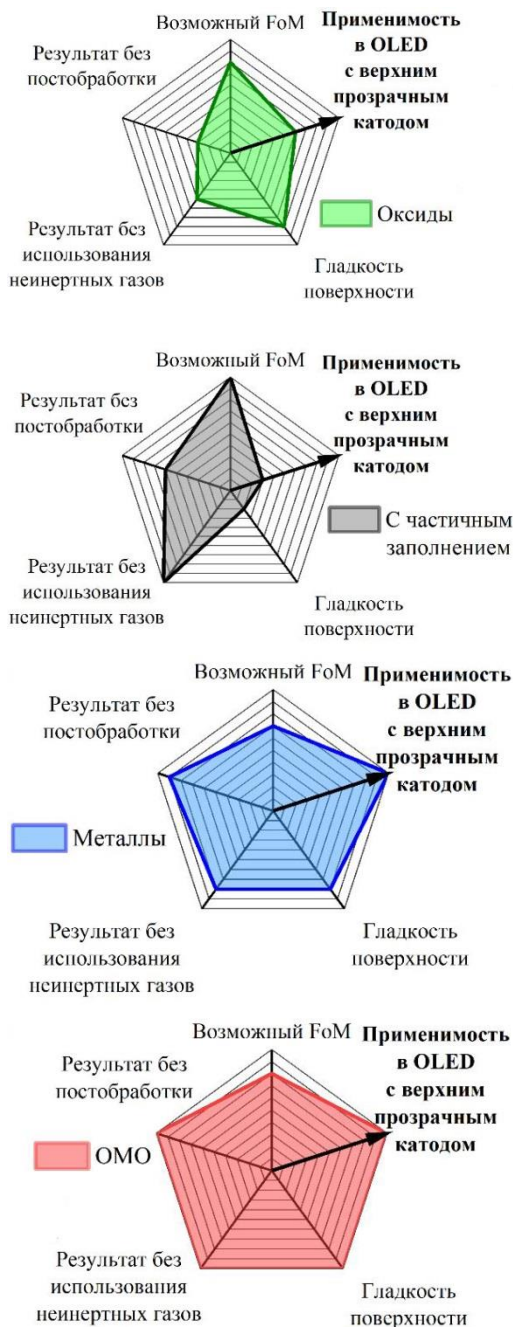
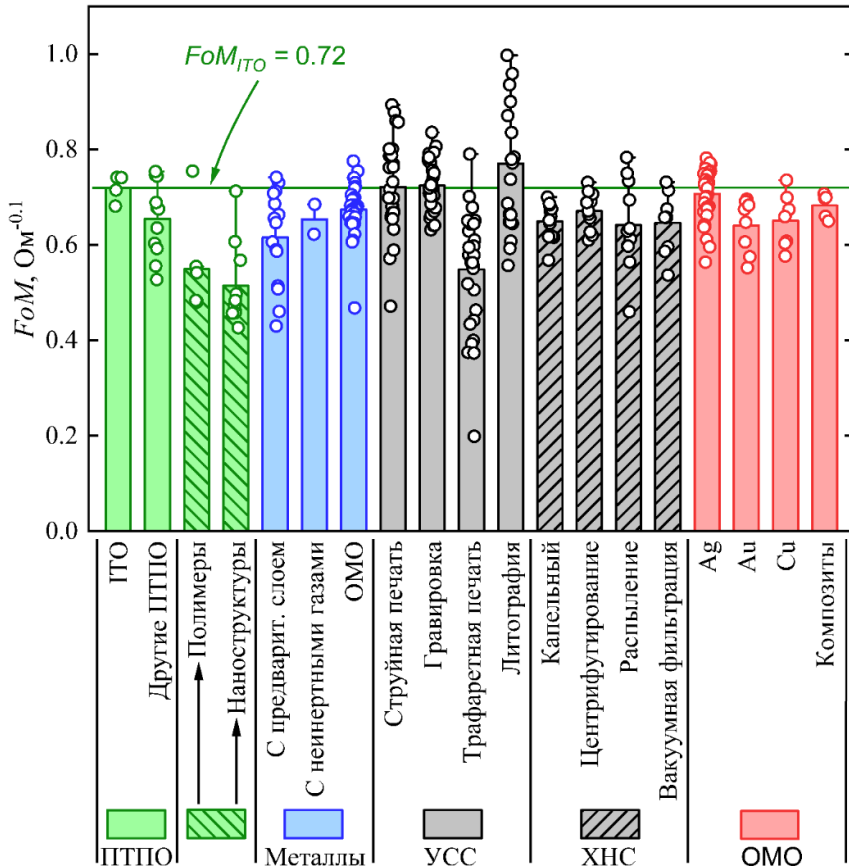


Рис. 8. Диаграмма применимости различных типов ПЭ в OLED с верхним прозрачным катодом на основе разделов 3—6.

Fig. 8. Applicability diagram of different types of transparent electrodes in top transparent cathode OLEDs based on Sections 3—6

Рис. 9. Сравнительная диаграмма FoM ПЭ на основе разделов 3—6.Fig. 9. Comparative diagram of FoM of transparent electrodes based on sections 3–6

Список литературы / References

- Bernanose A., Vouaux P. Électroluminescence organique : étude du mode d'émission // Journal de Chimie Physique. 1953. Vol. 50. P. 261–263. DOI: 10.1051/jcp/1953500261.
- Vogel U. et al. OLED microdisplays in near-to-eye applications: challenges and solutions / ed. Kress B. C., Osten W., Urbach H. P. 2017. P. 1033503. DOI: 10.1117/12.2270224.
- Miao W. et al. Microdisplays : Mini-LED, Micro-OLED, and Micro-LED // Adv Opt Mater. 2024. Vol. 12, no. 7. DOI: 10.1002/adom.202300112.
- Sun N. et al. Performance of OLED under mechanical strain: a review // Journal of Materials Science: Materials in Electronics. 2020. Vol. 31, no. 23. P. 20688–20729. DOI: 10.1007/s10854-020-04652-5.
- Liu Y. et al. Recent Developments in Flexible Organic Light-Emitting Devices // Adv Mater Technol. 2019. Vol. 4, no. 1. DOI: 10.1002/admt.201800371.

6. Salehi A. et al. Recent Advances in OLED Optical Design // *Adv Funct Mater.* 2019. Vol. 29, no. 15. DOI: 10.1002/adfm.201808803.
7. Hu Z. et al. A critical review on semitransparent organic solar cells // *Nano Energy.* 2020. Vol. 78. P. 105376. DOI: 10.1016/J.NANOEN.2020.105376.
8. Li X. et al. Review and perspective of materials for flexible solar cells // *Materials Reports: Energy.* 2021. Vol. 1, no. 1. P. 100001. DOI: 10.1016/J.MATRE.2020.09.001.
9. Papanastasiou D. T. et al. Transparent Heaters : A Review // *Adv Funct Mater.* 2020. Vol. 30, no. 21. DOI: 10.1002/adfm.201910225.
10. Lee D. et al. Highly flexible, transparent and conductive ultrathin silver film heaters for wearable electronics applications // *Thin Solid Films.* 2020. Vol. 697. P. 137835. DOI: 10.1016/j.tsf.2020.137835.
11. Cheng T. et al. Flexible Transparent Bifunctional Capacitive Sensors with Superior Areal Capacitance and Sensing Capability based on PEDOT:PSS/MXene/Ag Grid Hybrid Electrodes // *Adv Funct Mater.* 2023. Vol. 33, no. 5. DOI: 10.1002/adfm.202210997.
12. Kim J.-W. et al. Efficiency-Improved UWB Transparent Antennas Using ITO/Ag/ITO Multilayer Electrode Films // *IEEE Access.* 2021. Vol. 9. P. 165385–165393. DOI: 10.1109/ACCESS.2021.3131868.
13. So K. K., Chen B.-J., Chan C. H. Microwave and Millimeter-Wave MIMO Antenna Using Conductive ITO Film // *IEEE Access.* 2020. Vol. 8. P. 207024–207033. DOI: 10.1109/ACCESS.2020.3037900.
14. Bing P. et al. Photonic crystal fiber-based plasmonic sensor with ITO for medical applications // *The European Physical Journal D.* 2023. Vol. 77, no. 4. P. 68. DOI: 10.1140/epjd/s10053-023-00655-z.
15. Ridhuan N. S. et al. ITO electrode modified with Pt nanodendrites-decorated ZnO nanorods for enzymatic glucose sensor // *Journal of Solid State Electrochemistry.* 2021. Vol. 25, no. 3. P. 1065–1072. DOI: 10.1007/s10008-020-04884-9.
16. Anand A. et al. Introduction of a Novel Figure of Merit for the Assessment of Transparent Conductive Electrodes in Photovoltaics : Exact and Approximate Form // *Adv Energy Mater.* 2021. Vol. 11, no. 26. DOI: 10.1002/aenm.202100875.
17. Hofmann A. I., Cloutet E., Hadziioannou G. Materials for Transparent Electrodes : From Metal Oxides to Organic Alternatives // *Adv Electron Mater.* 2018. Vol. 4, no. 10. DOI: 10.1002/aelm.201700412.
18. Bädeker K. Über die elektrische Leitfähigkeit und die thermoelektrische Kraft einiger Schwermetallverbindungen // *Ann Phys.* 1907. Vol. 327, no. 4. P. 749–766. DOI: 10.1002/andp.19073270409.
19. Bachmann K. J. et al. Solar-cell characteristics and interfacial chemistry of indium-tin-oxide/indium phosphide and indium-tin-oxide/gallium arsenide junctions // *J Appl Phys.* 1979. Vol. 50, no. 5. P. 3441–3446. DOI: 10.1063/1.326337.
20. Hamberg I., Granqvist C. G. Evaporated Sn-doped In₂O₃ films : Basic optical properties and applications to energy-efficient windows // *J Appl Phys.* 1986. Vol. 60, no. 11. P. R123–R160. DOI: 10.1063/1.337534.
21. Minami T. Transparent Conductive Oxides for Transparent Electrode Applications. 2013. P. 159–200. DOI: 10.1016/B978-0-12-396489-2.00005-9.
22. Willis J., Scanlon D. O. Latest directions in p-type transparent conductor design // *J. Mater Chem C Mater.* 2021. Vol. 9, no. 36. P. 11995–12009. DOI: 10.1039/D1TC02547C.
23. Fang Y. et al. Transparent conductive oxides in photoanodes for solar water oxidation // *Nanoscale Adv.* 2020. Vol. 2, no. 2. P. 626–632. DOI: 10.1039/C9NA00700H.
24. Zhou N. et al. Ultraflexible Polymer Solar Cells Using Amorphous Zinc–Indium–Tin Oxide Transparent Electrodes // *Advanced Materials.* 2014. Vol. 26, no. 7. P. 1098–1104. DOI: 10.1002/adma.201302303.

25. Edinger S. et al. Highly transparent and conductive indium-doped zinc oxide films deposited at low substrate temperature by spray pyrolysis from water-based solutions // *J. Mater Sci.* 2017. Vol. 52, no. 14. P. 8591–8602. DOI: 10.1007/s10853-017-1084-8.
26. Furubayashi Y. et al. A transparent metal: Nb-doped anatase TiO₂ // *Appl Phys Lett.* 2005. Vol. 86, no. 25. DOI: 10.1063/1.1949728.
27. Morozova M. et al. Electrochemical Properties of TiO₂ Electrode Prepared by Various Methods // *Procedia Eng.* 2012. Vol. 42. P. 573–580. DOI: 10.1016/j.proeng.2012.07.450.
28. Silva H. de O. X. et al. High optoelectronic quality of AZO films grown by RF-magnetron sputtering for organic electronics applications // *Semicond Sci Technol.* 2023. Vol. 38, no. 6. P. 065004. DOI: 10.1088/1361-6641/acd13d.
29. Lange I. et al. Zinc oxide modified with benzyolphosphonic acids as transparent electrodes in regular and inverted organic solar cell structures // *Appl Phys Lett.* 2015. Vol. 106, no. 11. DOI: 10.1063/1.4916182.
30. Bel Hadj Tahar R. et al. Tin doped indium oxide thin films: Electrical properties // *J. Appl Phys.* 1998. Vol. 83, no. 5. P. 2631–2645. DOI: 10.1063/1.367025.
31. Chavan G. T. et al. A Brief Review of Transparent Conducting Oxides (TCO) : The Influence of Different Deposition Techniques on the Efficiency of Solar Cells // *Nanomaterials.* 2023. Vol. 13, no. 7. P. 1226. DOI: 10.3390/nano13071226.
32. Ellmer K. Past achievements and future challenges in the development of optically transparent electrodes // *Nat Photonics.* 2012. Vol. 6, no. 12. P. 809–817. DOI: 10.1038/nphoton.2012.282.
33. Yang S. et al. Influence of base pressure on property of sputtering deposited ITO film // *Journal of Materials Science: Materials in Electronics.* 2019. Vol. 30, no. 14. P. 13005–13012. DOI: 10.1007/s10854-019-01662-w.
34. Kosarian A., Shakiba M., Farshidi E. Role of sputtering power on the microstructural and electro-optical properties of ITO thin films deposited using DC sputtering technique // *IEEE Transactions on Electrical and Electronic Engineering.* 2018. Vol. 13, no. 1. P. 27–31. DOI: 10.1002/tee.22494.
35. Ren Y. et al. The key of ITO films with high transparency and conductivity : Grain size and surface chemical composition // *J Alloys Compd.* 2022. Vol. 893. P. 162304. DOI: 10.1016/j.jallcom.2021.162304.
36. Yahya M., Fadavieslam M. R. Effect of oxygen plasma on ITO surface and OLED physical properties // *Microelectronics Reliability.* 2023. Vol. 144. P. 114981. DOI: 10.1016/j.microrel.2023.114981.
37. Sharma S. et al. Alternative transparent conducting electrode materials for flexible optoelectronic devices // *Opto-Electronics Review.* 2018. Vol. 26, no. 3. P. 223–235. DOI: 10.1016/j.opelre.2018.06.004.
38. Zhang Y. et al. Solution-Processed Transparent Electrodes for Emerging Thin-Film Solar Cells // *Chem Rev.* 2020. Vol. 120, no. 4. P. 2049–2122. DOI: 10.1021/acs.chemrev.9b00483.
39. Liu H. et al. Transparent conducting oxides for electrode applications in light emitting and absorbing devices // *Superlattices Microstruct.* 2010. Vol. 48, no. 5. P. 458–484. DOI: 10.1016/j.spmi.2010.08.011.
40. Nguyen V. H. et al. Advances in Flexible Metallic Transparent Electrodes // *Small.* 2022. Vol. 18, no. 19. DOI: 10.1002/smll.202106006.
41. Bi Y. et al. Ultrathin Metal Films as the Transparent Electrode in ITO-Free Organic Optoelectronic Devices // *Adv Opt Mater.* 2019. Vol. 7, no. 6. DOI: 10.1002/adom.201800778.
42. Bi Y.-G. et al. Ultrathin and ultrasmooth Au films as transparent electrodes in ITO-free organic light-emitting devices // *Nanoscale.* 2016. Vol. 8, no. 19. P. 10010–10015. DOI: 10.1039/C6NR00599C.

43. Park Y., Jeong C., Guo L. J. Resistivity Scaling Transition in Ultrathin Metal Film at Critical Thickness and Its Implication for the Transparent Conductor Applications // *Adv Electron Mater.* 2022. Vol. 8, no. 3. DOI: 10.1002/aelm.202100970.
44. Logeeswaran V. J. et al. Ultrasooth Silver Thin Films Deposited with a Germanium Nucleation Layer // *Nano Lett.* 2009. Vol. 9, no. 1. P. 178–182. DOI: 10.1021/nl8027476.
45. Yang X. et al. Optimizing ultrathin Ag films for high performance oxide-metal-oxide flexible transparent electrodes through surface energy modulation and template-stripping procedures // *Sci Rep.* 2017. Vol. 7, no. 1. P. 44576. DOI: 10.1038/srep44576.
46. Yun J. Ultrathin Metal films for Transparent Electrodes of Flexible Optoelectronic Devices // *Adv Funct Mater.* 2017. Vol. 27, no. 18. DOI: 10.1002/adfm.201606641.
47. Lee H.-J. et al. $\text{Mg}_x\text{Zn}_{1-x}\text{O}/\text{Ag}/\text{Mg}_x\text{Zn}_{1-x}\text{O}$ Multilayers As High-Performance Transparent Conductive Electrodes // *ACS Appl Mater Interfaces.* 2016. Vol. 8, no. 3. P. 1565–1570. DOI: 10.1021/acsami.5b09974.
48. Wang W. et al. Transparent Ultrathin Oxygen-Doped Silver Electrodes for Flexible Organic Solar Cells // *Adv Funct Mater.* 2014. Vol. 24, no. 11. P. 1551–1561. DOI: 10.1002/adfm.201301359.
49. Zhao G. et al. Stable ultrathin partially oxidized copper film electrode for highly efficient flexible solar cells // *Nat Commun.* 2015. Vol. 6, no. 1. P. 8830. DOI: 10.1038/ncomms9830.
50. Zhao G. et al. Bendable Solar Cells from Stable, Flexible, and Transparent Conducting Electrodes Fabricated Using a Nitrogen-Doped Ultrathin Copper Film // *Adv Funct Mater.* 2016. Vol. 26, no. 23. P. 4180–4191. DOI: 10.1002/adfm.201600392.
51. Kang M. S. et al. Synergetic effects of ligand exchange and reduction process enhancing both electrical and optical properties of Ag nanocrystals for multifunctional transparent electrodes // *Nanoscale.* 2018. Vol. 10, no. 38. P. 18415–18422. DOI: 10.1039/C8NR05212C.
52. Girtan M. Comparison of ITO/metal/ITO and ZnO/metal/ZnO characteristics as transparent electrodes for third generation solar cells // *Solar Energy Materials and Solar Cells.* 2012. Vol. 100. P. 153–161. DOI: 10.1016/j.solmat.2012.01.007.
53. Lu W. et al. Stable Ultrathin Ag Electrodes by Tailoring the Surface of Plastic Substrates for Flexible Organic Light-Emitting Devices // *ACS Appl Mater Interfaces.* 2022. Vol. 14, no. 50. P. 55905–55914. DOI: 10.1021/acsami.2c18738.
54. Schubert S. et al. Improvement of Transparent Metal Top Electrodes for Organic Solar Cells by Introducing a High Surface Energy Seed Layer // *Adv Energy Mater.* 2013. Vol. 3, no. 4. P. 438–443. DOI: 10.1002/aenm.201200903.
55. Giuliano G. et al. Nonprecious Copper-Based Transparent Top Electrode via Seed Layer-Assisted Thermal Evaporation for High-Performance Semitransparent n-i-p Perovskite Solar Cells // *Adv Mater Technol.* 2019. Vol. 4, no. 5. DOI: 10.1002/admt.201800688.
56. Woo T.-G., Park I.-S., Seol K.-W. Effects of various metal seed layers on the surface morphology and structural composition of the electroplated copper layer // *Metals and Materials International.* 2009. Vol. 15, no. 2. P. 293–297. DOI: 10.1007/s12540-009-0293-3.
57. Li J. et al. In-situ formation of indium seed layer for copper metallization of silicon heterojunction solar cells // *Solar Energy Materials and Solar Cells.* 2020. Vol. 204. P. 110243. DOI: 10.1016/j.solmat.2019.110243.
58. Li D. et al. Study on Ultrathin Silver Film Transparent Electrodes Based on Aluminum Seed Layers with Different Structures // *Nanomaterials.* 2022. Vol. 12, no. 19. P. 3540. DOI: 10.3390/nano12193540.
59. Schubert S. et al. Improvement of Transparent Metal Top Electrodes for Organic Solar Cells by Introducing a High Surface Energy Seed Layer // *Adv Energy Mater.* 2013. Vol. 3, no. 4. P. 438–443. DOI: 10.1002/aenm.201200903.

60. Muniramaiah R. et al. Mechanically stable ultrathin flexible metallic Au/Pt/Au tri-layer as an alternative transparent conducting electrode for optoelectronic device applications // *Vacuum*. 2022. Vol. 206. P. 111487. DOI: 10.1016/j.vacuum.2022.111487.
61. Surya Prakasarao C. et al. Investigation of ultra-thin and flexible Au–Ag–Au transparent conducting electrode // *Current Applied Physics*. 2020. Vol. 20, no. 10. P. 1118–1124. DOI: 10.1016/j.cap.2020.06.016.
62. Prakasarao C. S. et al. Fabrication and stability investigation of ultra-thin transparent and flexible Cu–Ag–Au tri-layer film on PET. In : *AIP Conf. Proc.* 2018. Vol. 1942. P. 080010. DOI: 10.1063/1.5028844.
63. Jin H. et al. Efficient, Large Area ITO-and-PEDOT-free Organic Solar Cell Sub-modules // *Advanced Materials*. 2012. Vol. 24, no. 19. P. 2572–2577. DOI: 10.1002/adma.201104896.
64. Sergeant N. P. et al. Design of Transparent Anodes for Resonant Cavity Enhanced Light Harvesting in Organic Solar Cells // *Advanced Materials*. 2012. Vol. 24, no. 6. P. 728–732. DOI: 10.1002/adma.201104273.
65. Salinas J. et al. Optical Design of Transparent Thin Metal Electrodes to Enhance In-Coupling and Trapping of Light in Flexible Polymer Solar Cells // *Advanced Materials*. 2012. Vol. 24, no. 47. P. 6362–6367. DOI: 10.1002/adma.201203099.
66. Bauch M., Dimopoulos T. Design of ultrathin metal-based transparent electrodes including the impact of interface roughness // *Mater Des.* 2016. Vol. 104. P. 37–42. DOI: 10.1016/j.matdes.2016.04.082.
67. Lee G. et al. Ultrathin Metal Film on Graphene for Percolation-Threshold-Limited Thermal Emissivity Control // *Advanced Materials*. 2023. Vol. 35, no. 38. DOI: 10.1002/adma.202301227.
68. Ponraj R. et al. Regulating lithium metal interface using seed-coating layer for high-power batteries // *Chemical Engineering Journal*. 2022. Vol. 433. P. 134380. DOI: 10.1016/j.cej.2021.134380.
69. Zou J. et al. Interfacial Engineering of Ultrathin Metal Film Transparent Electrode for Flexible Organic Photovoltaic Cells // *Advanced Materials*. 2014. Vol. 26, no. 22. P. 3618–3623. DOI: 10.1002/adma.201306212.
70. Lee M. E. et al. Catalytic Pyroprotein Seed Layers for Sodium Metal Anodes // *ACS Appl Mater Interfaces*. 2019. Vol. 11, no. 13. P. 12401–12407. DOI: 10.1021/acsami.8b15938.
71. Ke L. et al. Ultrasoother Silver Thin Film on PEDOT:PSS Nucleation Layer for Extended Surface Plasmon Propagation // *ACS Appl Mater Interfaces*. 2012. Vol. 4, no. 3. P. 1247–1253. DOI: 10.1021/am201391f.
72. Kumar A., Rani S., Sundar Ghosh D. Thermally stable indium-free transparent electrode using ultrathin Ag film // *Mater Today Proc.* 2022. Vol. 66. P. 3265–3268. DOI: 10.1016/j.matpr.2022.06.312.
73. He X. et al. Experimental and theoretical analysis of ZnO/Au/ZnO transparent conducting thin films // *Vacuum*. 2015. Vol. 120. P. 17–21. DOI: 10.1016/j.vacuum.2015.06.015.
74. Lu X., Zhang Y., Zheng Z. Metal-Based Flexible Transparent Electrodes: Challenges and Recent Advances // *Advanced Electronic Materials*. 2021. Vol. 7, no. 5. DOI: 10.1002/aeml.202001121.
75. Li Z. et al. Directly Printed Embedded Metal Mesh for Flexible Transparent Electrode via Liquid Substrate Electric-Field-Driven Jet // *Advanced Science*. 2022. Vol. 9, no. 14. DOI: 10.1002/advs.202105331.
76. Zhou H., Song Y. Fabrication of Silver Mesh/Grid and Its Applications in Electronics // *ACS Appl Mater Interfaces*. 2021. Vol. 13, no. 3. P. 3493–3511. DOI: 10.1021/acsami.0c18518.
77. Burwell G. et al. Parameterization of Metallic Grids on Transparent Conductive Electrodes for the Scaling of Organic Solar Cells // *Adv Electron Mater.* 2021. Vol. 7, no. 6. DOI: 10.1002/aeml.202100192.

78. Li H. et al. 3D Printed High Performance Silver Mesh for Transparent Glass Heaters through Liquid Sacrificial Substrate Electric-Field-Driven Jet // *Small*. 2022. Vol. 18, no. 17. DOI: 10.1002/smll.202107811.
79. El Halaoui M. et al. Optically Transparent Honeycomb Mesh Antenna Integrated into OLED Light Source // *Electronics (Switzerland)*. 2024. Vol. 13, no. 2. DOI: 10.3390/electronics13020289.
80. Sun L. et al. Low Cost and Facile Fabrication of a Micro-Mold with High Aspect Ratio for Transparent Electrodes with Metal Mesh Using Micro-Scale 3D Printing // *Adv Mater Technol*. 2022. Vol. 7, no. 12. DOI: 10.1002/admt.202200584.
81. Kamijo T. et al. Printed Copper Grid Transparent Conducting Electrodes for Organic Light-Emitting Diodes // *ACS Appl Electron Mater*. 2022. Vol. 4, no. 2. P. 698–706. DOI: 10.1021/acsaelm.1c01116.
82. Schneider R. et al. Gravure printed Ag/conductive polymer electrodes and simulation of their electrical properties // *International Journal of Advanced Manufacturing Technology*. 2019. Vol. 103, no. 9–12. P. 3901–3912. DOI: 10.1007/s00170-019-03835-7.
83. Ohsawa M., Hashimoto N. Bending reliability of flexible transparent electrode of gravure offset printed invisible silver-grid laminated with conductive polymer // *Microelectronics Reliability*. 2019. Vol. 98. P. 124–130. DOI: 10.1016/j.microrel.2019.05.009.
84. Ohsawa M., Hashimoto N. Flexible and Transparent Silver-Grid Over-Coated with PEDOT:PSS Electrode Prepared by Gravure Offset Printing. In : 2018 International Conference on Electronics Packaging and iMAPS All Asia Conference (ICEP-IAAC). 2018. P. 509–513. DOI: 10.23919/ICEP.2018.8374358.
85. Ohsawa M., Hashimoto N. Flexible transparent electrode of gravure offset printed invisible silver-grid laminated with conductive polymer // *Mater Res Express*. 2018. Vol. 5, no. 8. DOI: 10.1088/2053-1591/aad318.
86. Tepner S. et al. Screen pattern simulation for an improved front-side Ag-electrode metallization of Si-solar cells // *Progress in Photovoltaics : Research and Applications*. 2020. Vol. 28, no. 10. P. 1054–1062. DOI: 10.1002/pip.3313.
87. Wang H. et al. Effects of screen printing and sintering processing of front side silver grid line on the electrical performances of multi-crystalline silicon solar cells // *Journal of Materials Science : Materials in Electronics*. 2017. Vol. 28, no. 16. P. 11934–11949. DOI: 10.1007/s10854-017-7003-6.
88. Cox L. M. et al. Nanoimprint lithography: Emergent materials and methods of actuation // *Nano Today*. 2020. Vol. 31. DOI: 10.1016/j.nantod.2019.100838.
89. Goetz S. et al. Ultrathin sputter-deposited plasmonic silver nanostructures // *Nanoscale Adv. Royal Society of Chemistry*. 2020. Vol. 2, no. 2. P. 869–877. DOI: 10.1039/c9na00762h.
90. Nam V. B. et al. Laser digital patterning of conductive electrodes using metal oxide nano-materials // *Nano Converg*. 2020. Vol. 7, no. 1. P. 23. DOI: 10.1186/s40580-020-00232-9.
91. Kusaka Y., Fukuda N., Ushijima H. Recent advances in reverse offset printing : An emerging process for high-resolution printed electronics // *Japanese Journal of Applied Physics*. 2020. Vol. 59, no. SG. DOI: 10.7567/1347-4065/ab6462.
92. Nelson-Dummett O. et al. Off the Grid : A new strategy for material-jet 3D printing with enhanced sub-droplet resolution // *Additive Manufacturing Letters*. 2024. Vol. 8. P. 100185. DOI: 10.1016/J.ADDLET.2023.100185.
93. Wang G. et al. Flexible transparent conductive electrode of Au/PDMS prepared by electrochemical-assisted peeling // *Microelectron Eng*. 2021. Vol. 238. P. 111511. DOI: 10.1016/j.mee.2021.111511.
94. Kwon H. J. et al. Overview of recent progress in electrohydrodynamic jet printing in practical printed electronics: Focus on the variety of printable materials for each component // *Materials Advances*. 2021. Vol. 2, no. 17. P. 5593–5615. DOI: 10.1039/d1ma00463h.

95. Li Q. et al. Review of printed electrodes for flexible devices // *Frontiers in Materials*. 2019. Vol. 5. DOI: 10.3389/fmats.2018.00077.
96. Sepat N. et al. Bioinspired Metal Mesh Structure with Significant Electrical and Optical Properties // *Adv Electron Mater*. 2019. Vol. 5, no. 1. DOI: 10.1002/aelm.201800318.
97. Zhou H. et al. Electroless deposition of silver grids flexible transparent electrode integrated by ultra-violet nanoimprint lithography // *Org Electron*. 2019. Vol. 75. P. 105408. DOI: 10.1016/j.orgel.2019.105408.
98. Chen X. et al. Printable High-Aspect Ratio and High-Resolution Cu Grid Flexible Transparent Conductive Film with Figure of Merit over 80 000 // *Adv Electron Mater*. 2019. Vol. 5, no. 5. DOI: 10.1002/aelm.201800991.
99. Han Y. et al. Efficiency above 12% for 1 cm² Flexible Organic Solar Cells with Ag/Cu Grid Transparent Conducting Electrode // *Advanced Science*. 2019. Vol. 6, no. 22. DOI: 10.1002/advs.201901490.
100. Wagner K. et al. Engineering Silver Microgrids with a Boron Nitride Nanotube Interlayer for Highly Conductive and Flexible Transparent Heaters // *Adv Mater Technol*. 2022. Vol. 7, no. 9. DOI: 10.1002/admt.202200037.
101. Nie B. et al. High-Performance Transparent and Conductive Films with Fully Enclosed Metal Mesh // *ACS Appl Mater Interfaces*. 2021. Vol. 13, no. 34. P. 40806–40816. DOI: 10.1021/acsami.1c09467.
102. Ganesan S., Gupta D. Fabrication of indium tin oxide free bulk heterojunction organic solar cells using inkjet-printed silver grids and PEDOT:PSS // *Mater Res Express*. 2020. Vol. 6, no. 12. P. 125120. DOI: 10.1088/2053-1591/ab61a5.
103. Wang Z. et al. The self-induced electric-field-driven jet printing for fabricating ultrafine silver grid transparent electrode // *Virtual Phys Prototyp*. 2021. Vol. 16, no. 1. P. 113–123. DOI: 10.1080/17452759.2020.1823116.
104. Zhang B., Lee H., Byun D. Electrohydrodynamic Jet Printed 3D Metallic Grid: Toward High-Performance Transparent Electrodes // *Adv Eng Mater*. 2020. Vol. 22, no. 5. DOI: 10.1002/adem.201901275.
105. Lee H.B. et al. Flexible transparent conducting electrodes based on metal meshes for organic optoelectronic device applications: A review // *Journal of Materials Chemistry C*. 2019. Vol. 7, no. 5. P. 1087–1110. DOI: 10.1039/c8tc04423f.
106. Lee H.B. et al. Flexible transparent conducting electrodes based on metal meshes for organic optoelectronic device applications : A review // *Journal of Materials Chemistry C*. 2019. Vol. 7, no. 5. P. 1087–1110. DOI: 10.1039/c8tc04423f.
107. Nie B. et al. High-Performance Transparent and Conductive Films with Fully Enclosed Metal Mesh // *ACS Appl Mater Interfaces*. 2021. Vol. 13, no. 34. P. 40806–40816. DOI: 10.1021/acsami.1c09467.
108. Gupta R. et al. Visibly Transparent Heaters // *ACS Applied Materials and Interfaces*. 2016. Vol. 8, no. 20. P. 12559–12575. DOI: 10.1021/acsami.5b11026.
109. Sun Y. et al. Flexible organic photovoltaics based on water-processed silver nanowire electrodes // *Nat Electron*. 2019. Vol. 2, no. 11. P. 513–520. DOI: 10.1038/s41928-019-0315-1.
110. Sun J. et al. Highly transparent and flexible circuits through patterning silver nanowires into microfluidic channels // *Chemical Communications*. 2018. Vol. 54, no. 39. P. 4923–4926. DOI: 10.1039/C8CC01438H.
111. Kim K.K. et al. Transparent wearable three-dimensional touch by self-generated multiscale structure // *Nat Commun*. 2019. Vol. 10, no. 1. P. 2582. DOI: 10.1038/s41467-019-10736-6.
112. Fang Y. et al. High-Performance Hazy Silver Nanowire Transparent Electrodes through Diameter Tailoring for Semitransparent Photovoltaics // *Adv Funct Mater*. 2018. Vol. 28, no. 9. DOI: 10.1002/adfm.201705409.

113. Fan Y.J. et al. Highly Robust, Transparent, and Breathable Epidermal Electrode // *ACS Nano*. 2018. Vol. 12, no. 9. P. 9326–9332. DOI: 10.1021/acsnano.8b04245.
114. Li X. et al. Ultracomfortable Hierarchical Nanonetwork for Highly Sensitive Pressure Sensor // *ACS Nano*. 2020. Vol. 14, no. 8. P. 9605–9612. DOI: 10.1021/acsnano.9b10230.
115. Ma Z. et al. High-Performance and Rapid-Response Electrical Heaters Based on Ultraflexible, Heat-Resistant, and Mechanically Strong Aramid Nanofiber/Ag Nanowire Nanocomposite Papers // *ACS Nano*. 2019. Vol. 13, no. 7. P. 7578–7590. DOI: 10.1021/acsnano.9b00434.
116. Shah K. W., Xiong T. Multifunctional Metallic Nanowires in Advanced Building Applications // *Materials*. 2019. Vol. 12, no. 11. P. 1731. DOI: 10.3390/ma12111731.
117. Sannicola T. et al. Metallic Nanowire-Based Transparent Electrodes for Next Generation Flexible Devices: A Review // *Small*. 2016. Vol. 12, no. 44. P. 6052–6075. DOI: 10.1002/smll.201602581.
118. Jiu J., Suganuma K. Metallic Nanowires and Their Application // *IEEE Trans Compon Packaging Manuf Technol*. 2016. Vol. 6, no. 12. P. 1733–1751. DOI: 10.1109/TCPM.2016.2581829.
119. Huang S. et al. Metal nanowires for transparent conductive electrodes in flexible chromatic devices : a review // *Environ Chem Lett*. 2022. Vol. 20, no. 5. P. 3005–3037. DOI: 10.1007/s10311-022-01471-4.
120. Zilberberg K., Riedl T. Metal-nanostructures – a modern and powerful platform to create transparent electrodes for thin-film photovoltaics // *J Mater Chem A Mater*. 2016. Vol. 4, no. 38. P. 14481–14508. DOI: 10.1039/C6TA05286J.
121. Ko K.-J. et al. Fabrication of an oxide/metal/oxide structured electrode integrated with anti-reflective film to enhance performance in flexible organic light-emitting diodes // *Mater Today Energy*. 2021. Vol. 20. P. 100704. DOI: 10.1016/j.mtener.2021.100704.
122. Han J. et al. Optimization of oxide materials in oxide-metal-oxide (OMO) electrodes for flexible electrochromic devices // *Solar Energy Materials and Solar Cells*. 2023. Vol. 249. P. 112035. DOI: 10.1016/j.solmat.2022.112035.
123. Park S.-R., Suh M. C. Enhanced device performances of a new inverted top-emitting OLEDs with relatively thick Ag electrode // *Opt Express*. 2018. Vol. 26, no. 4. P. 4979. DOI: 10.1364/OE.26.004979.
124. Lee C. M. et al. The Role of the Bottom Oxide Layer in Oxide-Metal-Oxide (OMO) Electrode for Stretchable Organic Light-Emitting Diodes // *Adv Mater Interfaces*. 2024. Vol. 11, no. 2. DOI: 10.1002/admi.202300652.
125. Guillén C., Herrero J. TCO/metal/TCO structures for energy and flexible electronics // *Thin Solid Films*. 2011. Vol. 520, № 1. P. 1–17. DOI: 10.1016/j.tsf.2011.06.091.

Информация об авторах

Паращук Никита Сергеевич, м. н. с. лаборатории фотоники и органической электроники Центра биофотоники, Институт общей физики им. А. М. Прохорова РАН, г. Москва, Российская Федерация.

Курилов Александр Дмитриевич, к. ф.-м. н., н. с. лаборатории фотоники и органической электроники Центра биофотоники, Институт общей физики им. А. М. Прохорова РАН, г. Москва, Российская Федерация.

Бонюшкин Юрий Евгеньевич, к. ф.-м. н., с. н. с. лаборатории фотоники и органической электроники Центра биофотоники, Институт общей физики им. А. М. Прохорова РАН, г. Москва, Российская Федерация.

Стахарный Сергей Алексеевич, главный конструктор по системам и средствам визуализации изображения, начальник отделения ЦНИИ «ЦИКЛОН», г. Москва, Российская Федерация.

Нуриев Александр Вадимович, к. т. н., заместитель начальника отделения ЦНИИ «ЦИКЛОН», г. Москва, Российская Федерация.

Морозов Анатолий Анатольевич, начальник отдела разработки технологий устройств органической и печатной электроники, ЦНИИ «ЦИКЛОН», г. Москва, Российская Федерация.

Чаусов Денис Николаевич, д. ф.-м. н., заведующий лабораторией фотоники и органической электроники Центра биофотоники, Институт общей физики им. А. М. Прохорова РАН, г. Москва, Российская Федерация.

Modern Trends in the Development of Transparent Electrodes for Display Technologies

N. S. Parashchuk^{1,2}, A. D. Kurilov¹, Yu. Ye. Bonyushkin¹,
S. A. Stakharny³, A. V. Nuriev³, A. A. Morozov³, and D. N. Chausov¹

¹*Institute of General Physics n. a. A. M. Prokhorov RAS
38, Vavilova st., Moscow, 119991, Russian Federation
d.chausov@yandex.ru*

²*Moscow Financial and Industrial University "Synergy"
2, Izmaylovsky Val st., Moscow, 105318, Russian Federation*

³*Central Research Institute "Cyclone"
77, Shchelkovskoye chos., Moscow, 107207, Russian Federation*

Received: November 27, 2024

Peer-reviewed: December 2, 2024

Accepted: December 2, 2024

Abstract: *This study is based on the analysis of the current state and main trends in the design, synthesis and application of various transparent electrodes, including transparent conductive semiconductor oxides, metal ultrathin films, partially filled structures and multilayer oxide/metal/oxide structures. In particular, the applicability limits of each type of transparent electrodes are determined and it is shown that the most suitable type of transparent electrodes for cathodes in OLEDs with a transparent top cathode are metal structures deposited using preliminary layers, as well as oxide/metal/oxide structures. The main patterns of the influence of the configuration, materials and synthesis parameters of the structures on their resulting microstructural properties are established.*

Keywords: *microwave, transparent electrodes, conductive semiconductor oxides, ordered mesh structures, chaotic nanowire structures, oxide/metal/oxide.*

For citation (IEEE): N. S. Parashchuk, et al., "Modern Trends in the Development of Transparent Electrodes for Display Technologies," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 8, no. 1, pp. 16–44, 2025, doi: 10.21227/gfdj-8628. (In Russ.).

Information about the authors

Nikita S. Parashchuk, Junior Researcher, Laboratory of Photonics and Organic Electronics, Biophotonics Center, A. M. Prokhorov General Physics Institute of the Russian Academy of Sciences, Moscow, Russian Federation.

Aleksandr D. Kurilov, C.Sc. (Phys. and Mathematics), Researcher, Laboratory of Photonics and Organic Electronics, Biophotonics Center, A. M. Prokhorov General Physics Institute of the Russian Academy of Sciences, Moscow, Russian Federation.

Yuri Ye. Bonyushkin, C.Sc. (Phys. and Mathematics), Senior Researcher, Laboratory of Photonics and Organic Electronics, Biophotonics Center, A. M. Prokhorov General Physics Institute of the Russian Academy of Sciences, Moscow, Russian Federation.

Sergey A. Stakharny, Chief Designer for Image Visualization Systems and Means, Head of Department, Central Research Institute “Cyclon”, Moscow, Russian Federation.

Aleksandr V. Nuriev, C.Sc. (Eng.), Deputy Head of Department, Central Research Institute “Cyclone”, Moscow, Russian Federation.

Anatoly A. Morozov, Head of the Department for Development of Technologies for Organic and Printed Electronics Devices, Central Research Institute “Cyclone”, Moscow, Russian Federation.

Denis N. Chausov, D.Sc. (Phys. and Mathematics), Head of the Laboratory of Photonics and Organic Electronics, Biophotonics Center, A.M. Prokhorov General Physics Institute of the Russian Academy of Sciences, Moscow, Russian Federation.

Сравнение электродинамических свойств проводящих металлизированных и углеродных наноструктурных пленок

Болдырев Н. А., Косов Д. В., Нечунаев В. В.,
Григорьев Е. В., Мазинов А. С.

*Крымский федеральный университет им. В. И. Вернадского,
Физико-технический институт
просп. Академика Вернадского, д. 4, г. Симферополь, 295007,
Республика Крым, Российская Федерация
kolyaboldyrev@gmail.com*

Получено: 20 декабря 2024 г.

Отрецензировано: 24 декабря 2024 г.

Принято к публикации: 25 декабря 2024 г.

Аннотация: Представлены результаты экспериментального исследования поглощающих свойств углеродных наноструктурных пленок в S-диапазоне. Показана зависимость коэффициентов прохождения, отражения и поглощения от сопротивления углеродных образцов с пиком поглощения падающей электромагнитной волны в диапазоне сопротивлений 350—400 Ом. Проведено сравнение электродинамических свойств металлизированных тонких пленок и наноструктурных углеродных материалов, свидетельствующее об активном поведении данных структур на СВЧ и его определенном сходстве в части выраженных пиков поглощения в диапазоне частот 2,4—4,2 ГГц. Получены максимальные значения коэффициента поглощения для металлизированных пленок — 35 %, для углеродных — 25 %. Различия показателей поглощения связаны с неоднородностью проводимости различных слоев углеродных пленок и наличием прыжкового механизма при переходе от одного наноструктурированного канала к другому.

Ключевые слова: СВЧ, наноструктурные углеродные материалы, поглощение электромагнитных волн, проводящие металлизированные тонкие пленки.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Сравнение электродинамических свойств проводящих металлизированных и углеродных наноструктурных пленок / Н. А. Болдырев [и др.] // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2025. Т. 8, № 1. С. 45—58.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Сравнение электродинамических свойств проводящих металлизированных и углеродных наноструктурных пленок / Н. А. Болдырев, Д. В. Косов, В. В. Нечунаев [и др.] // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. — 2025. — Т. 8, № 1. — С. 45—58.

1. Введение

Эффективное взаимодействие графена с электромагнитным излучением в диапазоне от микроволнового до ультрафиолета в сочетании с набором его физических свойств делают данный материал одним из наиболее перспективных в качестве основы для создания экранирующих и поглощающих композиционных материалов. Так, продемонстрирована возможность динамического управления пиком прозрачности посредством интеграции графена в микроволновый метаматериал путем приложения напряжения смещения к сэндвич-полоскам графена без влияния на его резонансную частоту [1]. Для тепловой защиты предложен многослойный СВЧ-поглотитель из гибрида графена и модифицированных углеродных нанотрубок, который обладает хорошими полупроводниковыми свойствами [2]. Используя решетки графеновых лент, связанные с углеродными листами, можно добиться близкого к единице поглощения в широкой полосе частот путем изменения электрических свойств графена с помощью химического потенциала [3]. Для применения в фотоэлектрических солнечных батареях предложена метаповерхность из структурированных графеновых сэндвич-структур, где перестраиваемое поглощение реализуется путем приложения напряжения смещения к слоям графена, что позволяет получить поглощение до 90 % в диапазоне частот 7—18 ГГц [4]. Создан прототип поглотителя, где для динамического контроля сопротивления используется сэндвич-структура из поливинилхлорида, графена и ионной жидкости, в которой сопротивление может быть перестроено за счет электростатического легирования на графеновых электродах [5]. В S-диапазоне СВЧ исследованы параметры углеродных нанотрубок на подложке из полиэтилентерефталата, покрытия из которых имеют сравнимый с медью коэффициент отражения и обладают достаточным коэффициентом пропускания. Показано влияние таких композитов на электродинамические характеристики медного цилиндрического резонатора при установке образца в максимум электрического поля, в процессе чего значительно уменьшается добротность резонатора [6]. Исследованы перестраиваемые антенны СВЧ диапазона на основе метаматериалов с компонентом графена, в которых электростатическое смещение графена может изменять его диэлектрическую проницаемость [7]. Осуществлено моделирование элемента матрицы рассеяния и диаграмм направленности фазированных антенных решеток из элементов нанолент на основе графена и их управляемости при приложении внешнего электрического поля в терагерцовом и дальнем инфракрасном диапазонах частот [8].

Об актуальности исследования свойств углеродных структур свидетельствует анализ патентной активности в области графеновых элементов

СВЧ тракта с 2004 по 2022 гг., в том числе с точки зрения импортозамещения. Отношение числа статей авторов из разных стран, индексируемых в БД *Scopus*, к числу статей ученых из Российской Федерации показывает, что в странах с большим населением и территориями (Китай, США, Индия) придают большое значение развитию исследований в области графеновых технологий, особенно в ТГц диапазоне, что связано с подготовкой к внедрению связи стандарта 6G. В целом, наиболее востребованными являются исследования по таким технологическим направлениям, как детектирование субтерагерцовых волн, графеновые антенны, химический потенциал графена, расчет моделей графеновых структур [9]. Наряду с изложенным, одним из актуальных направлений исследований графеновых структур является получение покрытия, обеспечивающего широкополосное поглощение при достаточно тонких толщинах функциональных слоев.

2. Материалы и методы исследования

Базируясь на результатах проведенных ранее исследований спектральных и поглощающих характеристик углеродных [10], а также металлизированных пленок [11, 12], были изготовлены образцы для экспериментальной проверки зависимости коэффициентов прохождения, отражения и поглощения от значения сопротивления графеновых и алюминиевых структур.

В процессе подготовки образцов графеновая взвесь послойно наносилась капельным методом на твердые диэлектрические подложки, в качестве которых выступали покровные стекла размерами $18 \times 18 \times 0,13$ мм. Перед процессом нанесения проводилась подготовка диэлектрических подложек, включающая их промывку и обезжиривание в ультразвуковой ванне. Время между нанесением слоев составляло 30 минут. Было изготовлено 10 образцов с различными показателями сопротивления в диапазоне от 20 до 1000 Ом. Измерение сопротивления полученных образцов производилось десятью циклами с последующим усреднением результатов по каждому образцу. Для контроля количества материала во время нанесения проводились измерения массы образцов с помощью прецизионных весов. Итоговые значения массы и сопротивления образцов отображены в таблице 1.

Таблица 1. Значения массы и сопротивления графеновых образцов.

Table 1. Values of mass and resistance of graphene samples

№	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
m, гp	0,208	0,222	0,230	0,287	0,344	0,379	0,398	0,417	0,425	0,437
R, Ом	1000	450	400	350	300	150	100	75	40	20

Для визуальной оценки неоднородностей снимались интерференционные картины поверхности образцов с помощью микроинтерферометра ЛОМО МИИ-4М.

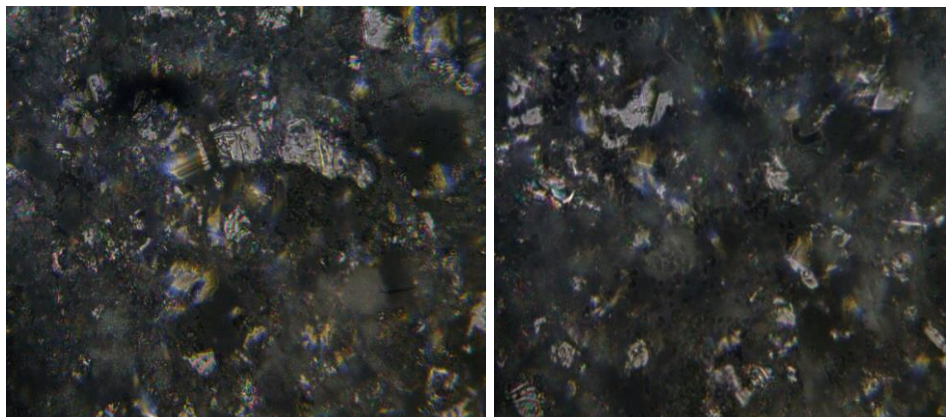


Рис. 1. Интерференционные картины многослойных углеродных образцов.

Fig. 1. Interference patterns of multilayer carbon samples

Образцы алюминиевых пленок наносились на твердые диэлектрические подложки, в качестве которых также выступали покровные стекла размерами $18 \times 18 \times 0,13$ мм. Для создания образцов использовалась комбинированная вакуумная установка НИИТМ «МАГНА ТИС 03». Нанесение проводящего слоя производилось методом магнетронного напыления. Перед процессом нанесения осуществлялась предварительная подготовка диэлектрических подложек, включающая в себя их промывку и обезжиривание в ультразвуковой ванне, а также ионную очистку в вакууме. Напыление происходило при следующих параметрах установки: мощность магнетрона 100 Вт, давление рабочего газа (аргона) 0,3 Па, мишень Al 99,999 %. Время напыления варьировалось от 10 до 300 с, сериями по 5 и более образцов.

Измерение толщин нанометровых пленок является затруднительным в связи с неоднородностью их строения, особенно это проявляется на толщинах порядка 2—5 нм [13]. Измерение сопротивления образцов производилось на анализаторе *Agilent B1500a* по двух- и четырехзондовой схемам с последующим усреднением результатов по поверхности с 10 и более циклами измерений по каждому образцу.

Измерения проводились волноводным методом в прямоугольном волноводе сечением 72×34 мм, в который через соединительные фланцы вмонтирована измерительная камера со съемной крышкой для помещения образцов в точку максимума падающей электромагнитной волны. Измерительная линия подключена с помощью коаксиально-волновых переходов и

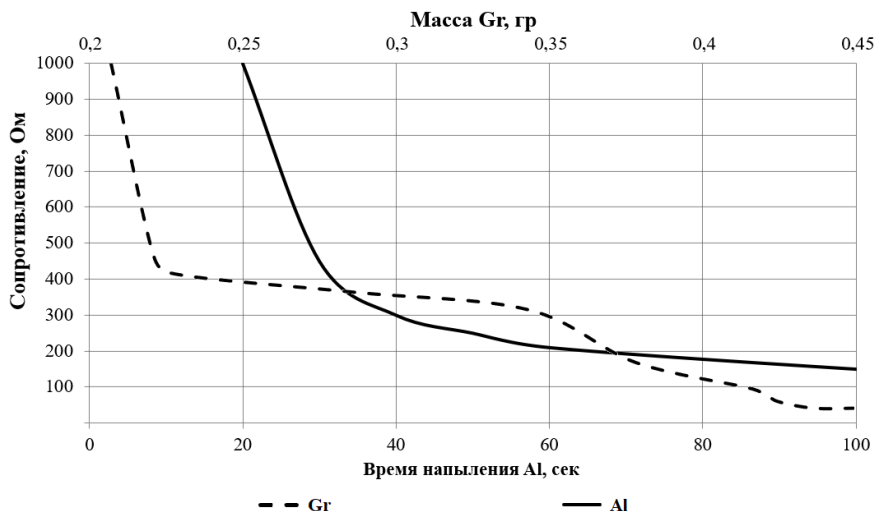


Рис. 2. Сводный график зависимости массы графена, времени напыления алюминия и сопротивления образцов.

Fig. 2. Summary graph of the dependence of graphene mass, aluminum deposition time and sample resistance

фазостабильных кабелей к векторному анализатору цепей «Микран», управляемому ПК с программным обеспечением *Graphit*. Перед проведением измерений проводилась двухпортовая калибровка линии, включающая в себя режимы «Прход», «Изоляция» и «Линия». Исследуемые образцы фиксировались в камере волновода с помощью подложки из диэлектрического материала. Образцы располагались таким образом, чтобы обеспечить падение электромагнитной волны по нормали к поверхности исследуемого материала, параллельно вектору электрического поля. Использован метод частичного перекрытия волновода, обеспечивающий гальваническую развязку между проводящими материалами и внутренними стенками волновода. Измерения осуществлены в диапазоне частот 2,4—4.2 ГГц.

3. Результаты и обсуждение

При рассмотрении динамики взаимодействия электромагнитных волн с образцами в зависимости от толщины проводящего слоя можно выделить два участка толщин. Первый, чисто условно, можно охарактеризовать как тонкие пленки. К ним стоит отнести размеры металлodieлектрических образцов с толщинами проводящих слоев от одного до десяти нанометров. Второй поддиапазон включает в себя условно толстые плен-

ки, с толщинами от десятков нанометров до микрометров, к которым относятся графеновые образцы.

Из полученных экспериментальных данных следует, что пик поглощения исследованных графеновых структур находится в диапазоне от 350 до 400 Ом. Коэффициент поглощения этих образцов равен 25 % практически на всем частотном диапазоне. Для поиска более точного значения требуются дополнительные исследования, предусматривающие повышенные требования к качеству подложек и методики подготовки образцов.

Для построения сравнительной зависимости изменения коэффициента поглощения от сопротивления графеновых и металлизированных образцов нами были выбраны значения на частоте, равной середине исследуемого диапазона — 3,3 ГГц. Полученная зависимость представлена ниже.

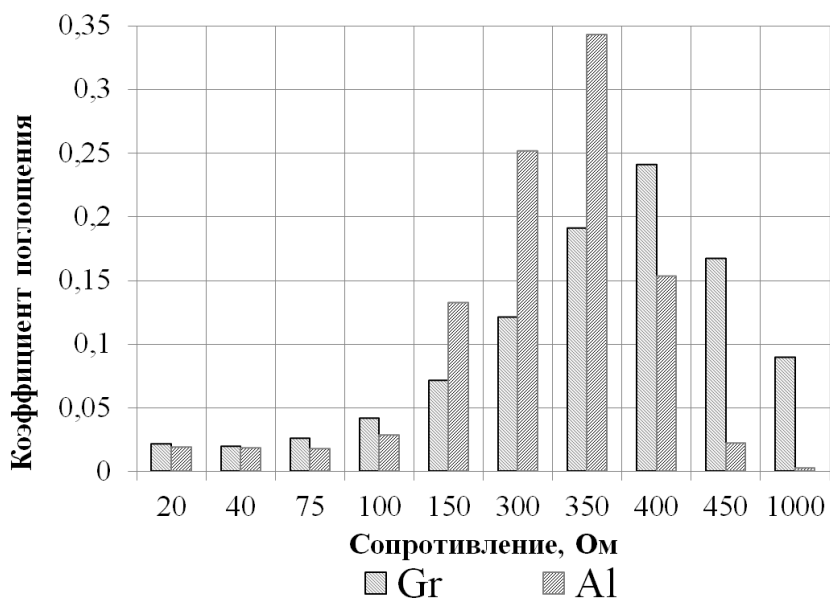


Рис. 3. Диаграмма коэффициентов поглощения металлизированных алюминиевых тонких пленок и графеновых структур в зависимости от сопротивления образца.

Fig. 3. Diagram of the absorption coefficients of metallized aluminum thin films and graphene structures depending on the resistance of the sample

Как видно из результатов эксперимента и сравнительной диаграммы, проводящие металлизированные и углеродные наноструктурные материалы демонстрируют нелинейную зависимость коэффициента поглощения от сопротивления (фактически — толщины) образцов.

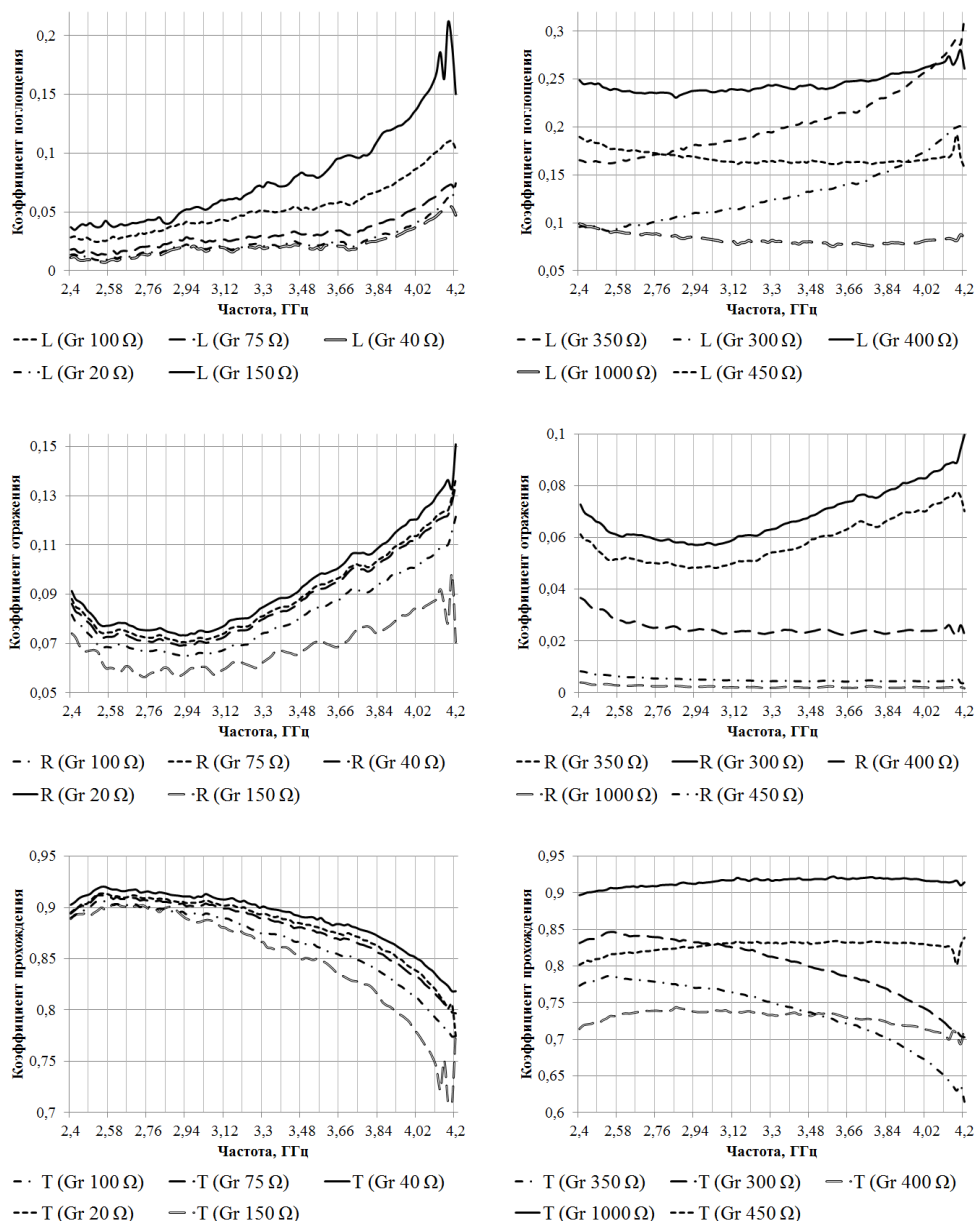


Рис. 4. Полученные значения коэффициентов: прохождения, отражения, поглощения образцов графена.

Fig. 4. Obtained values of the coefficients: transmission, reflection, absorption of graphene samples

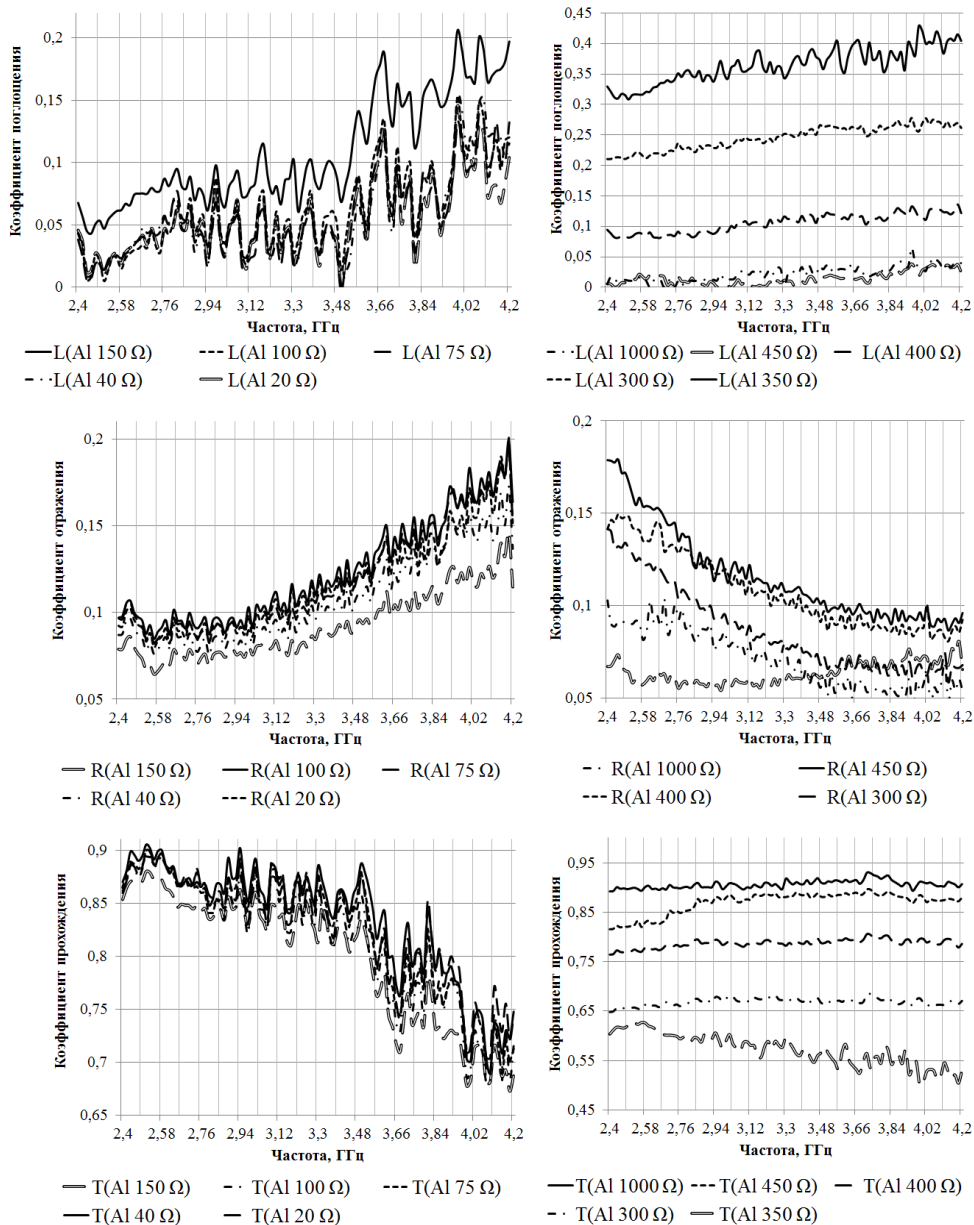


Рис. 5. Коэффициенты поглощения, отражения, прохождения металлизированных алюминиевых тонких пленок.

Fig. 5. Absorption, reflection, transmission coefficients of metallized aluminum thin films

Максимальное значение коэффициента поглощения для металлизированных пленок составляет порядка 35 % при сопротивлении образца 350 Ом, а для графеновых образцов — 25 % при сопротивлении 400 Ом соответственно. Для металлизированных пленок при толщинах порядка 5 нм поглощение увеличивается, а при толщинах свыше 7 нм резко снижается. Максимум же поглощения электромагнитной волны приходится на толщины напыления порядка 5—7 нм. Наличие данного максимума обусловлено тем, что при малых толщинах формирование растущего материала на неидеальных подложках приводит к тому, что первоначально объемная фаза материала формируется в виде отдельных островковых преципитатов, не имеющих между собой прямой гальванической связи.

Проводимость в подобных структурах характеризуется прыжковым механизмом, энергия активации которого зависит от линейных размеров сформированных островков и геометрии подстилающей поверхности. Это подтверждается тем, что в нашем эксперименте получение неоднородной проводящей пленки при малых, менее 5 нм, слоях, разбег по сопротивлению составлял более 15 %. В тоже время, на более высоких толщинах проводящие структуры начинают формировать единую проводящую поверхность.

В углеродных пленках процесс формирования немного сложнее, что обусловлено технологией жидкой химии. Наличие двух типов проводимости (прыжковая и токовая), а также относительно пористой структуры приводит к большим разбросам по сопротивлению в рабочих образцах. Однако аналогичные зависимости коэффициента поглощения, так же как и для металлических пленок, говорят об общей природе потерь электромагнитных волн в данных материальных средах.

Отдельно стоит объяснить меньшее значение коэффициентов поглощения в 25 % против 35 %. Столь явное различие в 10 % обусловлено неидеальностью формирования слоев углеродных пленок и, как следствие, неоднородностью проводимости различных слоев. В подобных структурах основная проводимость обусловлена наличием прыжкового механизма при переходе токов проводимости от одного наноструктурированного канала к другому, в отличие от металлизированных пленок, где проводимость описывается классическими кинетическими процессами движения электронов. Это же подтверждается и смещением максимума поглощения в сторону больших сопротивлений.

4. Заключение

Таким образом, сравнение электродинамических свойств алюминиевых проводящих металлизированных тонких пленок и наноструктурированных углеродных материалов свидетельствует об активном поведении

образцов на СВЧ и его определенном сходстве в части выраженных пиков поглощения падающей электромагнитной волны в диапазоне частот 2,4—4,2 ГГц.

Коэффициенты поглощения данных материалов составляют порядка 30 %. Максимальное теоретическое предсказание [14] поглощения 50 % требует более упорядоченных структур самих пленок, а также их подложек. Однако это подразумевает сложные технологические процессы обработки поверхностей подложек и более совершенные методы нанесения функциональных слоев.

Одним из возможных упрощений получения высокопоглощающих покрытий может являться комбинированная структура из углеродных и металлизированных пленок, изучение свойств которой представляет интерес для дальнейших направлений радиофизических исследований.

Благодарности

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект № 25-22-00261).

Список литературы

1. Active modulation of electromagnetically induced transparency analog in graphene-based microwave metamaterial / Jin Zhang, [et al.] // Carbon. 2021. Vol. 183. P. 850–857.
2. Марченко В. Д., Патраев Е. В., Трифанов И. В. Преобразование СВЧ-энергии в постоянный электрический ток // Сборник материалов VII Международной научно-практической конференции, посвященной Дню космонавтики «Актуальные проблемы авиации и космонавтики» в 3 т. Т. 2. Красноярск, 12—16 апр. 2021 г. 2021. С. 819—820.
3. Лерер А. М., Иванова И. Н., Макеева Г. С., Черепанов В. В. Оптимизация параметров и характеристик широкополосных терагерцовых поглотителей на основе 2d-решеток графеновых лент на многослойных подложках // Оптика и спектроскопия. 2021. № 129:3. С. 342—349.
4. Zhang J., Li Z., Shao L., Zhu W. Dynamical absorption manipulation in a graphene-based optically transparent and flexible metasurface // Carbon. 2021. Vol. 176. P. 374–382.
5. A Study on the Dynamic Tuning Range of CVD Graphene at Microwave Frequency : Determination, Prediction and Application / H. Chen, [et al.] // Nanomaterials. 2022. Vol. 12. Art. No. 4424.
6. Нуриахметов З. Н., Смовж Д. В., Черноусов Ю. Д. Исследование свойств покрытий на основе ОУНТ в S-диапазоне СВЧ-волн // Тезисы докладов I Всероссийской научной конференции с международным участием «Енисейская теплофизика — 2023», Красноярск, 28—31 мар. 2023 г. 2023. С. 421—422.
7. Мавляутдинов Л. Р. Метаматериалы в радиотехнике // Материалы конф. XXV Всероссийский аспирантско-магистерский научный семинар, посвященный дню энергетика. Казань, 7—8 дек. 2021 г. 2022. С. 204—206.
8. Нефедов Н. Н., Макеева Г. С. Электронное управление лучом и частотное сканирование графеновых антенных решеток в терагерцовом и дальнем инфракрасном диапазонах частот // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Физико-математические науки. 2023. №1. С. 105—114.

9. Черевко А. Г. Патентная активность в области графеновых элементов СВЧ тракта гигагерцового диапазона с точки зрения импортонезависимости // Интерэкспо Гео-Сибирь. 2022. №8. С. 24—27.
10. Nanostructured carbon and organic films: spectral microwave and optical characteristics / V.V. Starostenko [et al.] // St. Petersburg Polytechnical State University Journal. Physics and Mathematics. 2020. Vol. 13 (1). P. 106—117.
11. Мазинов А. С., Фитаев И. Ш., Болдырев Н. А. Ослабление нормальной составляющей отраженной электромагнитной волны комбинированными радиопоглощающими покрытиями // Письма в Журнал технической физики. 2022. Т. 48, № 19. С. 27—30.
12. Mazinov A., Boldyrev N., Padalinsky M., Starosek A. Investigation of the Attenuation Properties of a Compact Absorber Based on a Metamaterial and a Nanometer Conductive Film // 2023 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW), Divnomorskoe, Russian Federation. 2023. P. 304—307.
13. Формирование металлодиэлектрических структур с нанометровыми проводящими пленками и исследование их нагрева при воздействии СВЧ-полей / Е.В. Григорьев [и др.] // Прикладная физика. 2022. № 4. С. 64—69.
14. Мазинов А. С., Падалинский М. М., Болдырев Н. А., Старосек А. В. Моделирование рассеивающих свойств блочных метаповерхностей в диапазоне 16—25 ГГц и сравнение с экспериментальными результатами // Известия Саратовского университета. Новая серия. Серия: Физика. 2023. Т. 23. Вып. 2. С. 102—111.

Информация об авторах

Болдырев Николай Алексеевич, аспирант кафедры радиофизики и электроники Физико-технического института Крымского федерального университета им. В. И. Вернадского, г. Симферополь, Российская Федерация.

Косов Дмитрий Владимирович, аспирант кафедры радиофизики и электроники Физико-технического института Крымского федерального университета им. В. И. Вернадского, г. Симферополь, Российская Федерация.

Нечунаев Виктор Викторович, магистрант кафедры радиофизики и электроники Физико-технического института Крымского федерального университета им. В. И. Вернадского, г. Симферополь, Российская Федерация.

Григорьев Евгений Владимирович, к. т. н., доцент кафедры радиофизики и электроники Физико-технического института Крымского федерального университета им. В. И. Вернадского, г. Симферополь, Российская Федерация.

Мазинов Алим Сент-Аметович, д. ф.-м. н., доцент, начальник кафедры радиофизики Физико-технического института Крымского федерального университета им. В. И. Вернадского, г. Симферополь, Российская Федерация.

Comparison of Electrodynamics Properties of Conducting Metallized and Carbon Nanostructured Films

N. A. Boldyrev, D. V. Kosov, V. V. Nechunaev,
E. V. Grigoriev, and A. S. Mazinov

V. I. Vernadsky Crimean Federal University,
Physics and Technology Institute

4, Vernadsky prosp., Simferopol, 295007, Republic of Crimea, Russian Federation
kolyaboldyrev@gmail.com

Received: December 20, 2024

Peer-reviewed: December 24, 2024

Accepted: December 25, 2024

Abstract: The article presents the results of an experimental study of the absorption properties of carbon nanostructured films in the S-band. The dependence of the transmission, reflection and absorption coefficients on the resistance of carbon samples with an absorption peak of an incident electromagnetic wave in the resistance range of 350–400 Ohm is shown. A comparison of the electrodynamics properties of metallized thin films and nanostructured carbon materials is carried out, indicating the active behavior of these structures in microwave frequencies and its certain similarity in terms of pronounced absorption peaks in the frequency range of 2.4–4.2 GHz. The maximum values of the absorption coefficient for metallized films were obtained – 35%, for carbon films – 25%. Differences in absorption indices are associated with the heterogeneity of the conductivity of various layers of carbon films and the presence of a hopping mechanism during the transition from one nanostructured channel to another.

Keywords: microwave, nanostructured carbon materials, absorption of electromagnetic waves, conductive metallized thin films.

For citation (IEEE): N. A. Boldyrev, [et al.], “Comparison of Electrodynamics Properties of Conducting Metallized and Carbon Nanostructured Films,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 8, no. 1, pp. 45–58, 2025, doi: 10.21227/chf3-7c62. (In Russ.).

References

- [1] J. Zhang, Z. Li, L. Shao, F. Xiao, and W. Zhu, “Active modulation of electromagnetically induced transparency analog in graphene-based microwave metamaterial,” *Carbon*, vol. 183, pp. 850–857, 2021, doi: 10.1016/j.carbon.2021.07.069.
- [2] V. D. Marchenko, E. V. Patraev, and I. V. Trifanov, “Conversion of microwave energy into direct electric current,” in *VII International scientific and practical conference dedicated to Cosmonautics Day “Current problems of aviation and cosmonautics”*, April 12–16, 2021, vol. 2, pp. 819–820. (In Russ.).

- [3] A. M. Lerer, I. N. Ivanova, G. S. Makeeva, and V. V. Cherepanov, "Optimization of parameters and characteristics of broadband terahertz absorbers based on 2d-lattices of graphene ribbons on multilayer substrates," *Optics and Spectroscopy*, vol. 129:3, pp. 342–349, 2021, doi: 10.1134/S0030400X21030097. (In Russ.).
- [4] J. Zhang, Z. Li, L. Shao, and W. Zhu, "Dynamical absorption manipulation in a graphene-based optically transparent and flexible metasurface," *Carbon*, vol. 176, pp. 374–382, 2021, doi: 10.1016/j.carbon.2021.01.137.
- [5] H. Chen, Z.-G. Liu, M.-Y. Geng, [et al.], "A Study on the Dynamic Tuning Range of CVD Graphene at Microwave Frequency: Determination, Prediction and Application," *Nanomaterials*, vol. 12, Art. No. 4424, 2022, doi: 10.3390/nano12244424.
- [6] Z. N. Nuri Ahmetov, D. V. Smovzh, and Yu. D. Chernousov, "Study of the properties of coatings based on single-wall carbon nanotubes in the S-range of microwave waves," in *The First All-Russian scientific conference with international participation "Yenisei Thermal Physics – 2023"*, March 28–31, 2023, pp. 421–422. (In Russ.).
- [7] L. R. Mavlyautdinov, "Metamaterials in radio engineering," in *XXV All-Russian postgraduate and master's scientific seminar dedicated to the Power Engineer's Day*, December 07–08, 2021, pp. 204–206. (In Russ.).
- [8] N. N. Nefedov, G. S. Makeeva, "Electronic beam control and frequency scanning of graphene antenna arrays in the terahertz and far infrared frequency ranges," *University proceedings. Volga region. Physical and mathematical sciences*, vol. 1, pp. 105–114, 2023, doi: 10.21685/2072-3040-2023-1-9. (In Russ.).
- [9] A. G. Cherevko, "Patent activity in the field of graphene elements of the microwave path of the gigahertz range from the point of view of import independence," *Interesko Geo-Sibir*, vol. 8, pp. 24–27, 2022, doi: 10.33764/2618-981X-2022-8-2-24-27. (In Russ.).
- [10] V. V. Starostenko, A. S. Mazinov, A. S. Tyutyunik, [et al.], "Nanostructured carbon and organic films: spectral microwave and optical characteristics," *St. Petersburg Polytechnical State University Journal. Physics and Mathematics*, vol. 13(1), pp. 106–117, 2020, doi: 10.18721/JPM.13109.
- [11] A. S. Mazinov, I. Sh. Fitaev, and N. A. Boldyrev, "Weakening of the normal component of the reflected electromagnetic wave by combined radio-absorbing coatings," *Technical Physics Letters*, vol. 48(19), pp. 27–30, 2022, doi: 10.21883/PJTF.2022.19.53592.19324. (In Russ.).
- [12] A. Mazinov, N. Boldyrev, M. Padalinsky, and A. Starosek, "Investigation of the Attenuation Properties of a Compact Absorber Based on a Metamaterial and a Nanometer Conductive Film," in *2023 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW)*, 2023, pp. 304–307. doi: 10.1109/RSEMW58451.2023.10202152.
- [13] E. V. Grigor'ev, S. P. Arsenichev, A. V. Starosek, [et al.], "Formation of metal-dielectric structures with nanometer conducting films and study of their heating under the influence of microwave fields," *Prikladnaya Fizika*, vol. 4, pp. 64–69, 2022, doi: 10.51368/1996-0948-2022-4-64-69. (In Russ.).
- [14] A. S. Mazinov, M. M. Padalinskij, N. A. Boldyrev, and A. V. Starosek, "Modeling of scattering properties of block metasurfaces in the range of 16–25 GHz and comparison with experimental results," *Izvestiya Saratovskogo universiteta. Novaya seriya. Seriya: Fizika*, vol. 23(2), pp. 102–111, 2023, doi: 10.18500/1817-3020-2023-23-2-102-111. (In Russ.).

Acknowledgments

The study was supported by a grant from the Russian Science Foundation (project No. 25-22-00261).

Information about the authors

Nikolay A. Boldyrev, postgraduate student of the Department of Radiophysics and Electronics of the Physics and Technology Institute of the Crimean Federal University n. a. V. I. Vernadsky, Simferopol, Russian Federation.

Dmitry V. Kosov, postgraduate student of the Department of Radiophysics and Electronics of the Physics and Technology Institute of the Crimean Federal University n. a. V. I. Vernadsky, Simferopol, Russian Federation.

Viktor V. Nechunaev, master's student of the Department of Radiophysics and Electronics of the Physics and Technology Institute of the Crimean Federal University n. a. V. I. Vernadsky, Simferopol, Russian Federation.

Evgeny V. Grigoriev, Candidate of Technical Sciences, associate professor of the Department of Radiophysics and Electronics of the Physics and Technology Institute of the Crimean Federal University n. a. V. I. Vernadsky, Simferopol, Russian Federation.

Alim S.-A. Mazinov, D. Sc. Head of the Department of Radiophysics and Electronics of the Physics and Technology Institute of the Crimean Federal University n. a. V. I. Vernadsky, Simferopol, Russian Federation.

Особенности каскадных размещений поверхностных гаммадионных структур в линиях передачи полоскового типа для управления селективными свойствами

Дубченко Н. И., Малышев И. В., Паршина Н. В.

Институт нанотехнологий, электроники и приборостроения,

Южный федеральный университет

ул. Шевченко, д. 2, г. Таганрог, Ростовская область, 347922, Российская Федерация

ivmalyshev@sfnedu.ru, ndubchenko@sfnedu.ru, nparshina@sfnedu.ru

Получено: 9 декабря 2024 г.

Отрецензировано: 5 января 2025 г.

Получено после рецензирования: 9 января 2025 г.

Принято к публикации: 10 января 2025 г.

Аннотация: *Получены результаты электродинамического моделирования проводящих свойств участков микроволновых линий передач полоскового типа, содержащих поверхностные напыленные с обратной стороны от проводящей линии передачи гаммадионные конфигурации, как для одного однозаходного гаммадиона, так и для последовательно сконфигурированного каскада из них. При этом проведено сравнение полученных результатов с выходными параметрами проводящего участка, содержащего один двухзаходный гаммадион, с учетом эффекта его ротации. Исследования показали возможности использования и управления режекторно-селективными свойствами таких структур. Получены методы регулирования коэффициента передачи (параметр S_{21}) при каскадировании нескольких гаммадионов. Результаты работы могут представлять интерес для разработчиков прикладных узлов микроволнового диапазона.*

Ключевые слова: СВЧ, однозаходный (двухзаходный) гаммадионный элемент, линия передачи полоскового типа, резонансная частота, коэффициент передачи, последовательное каскадирование гаммадионных элементов.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Дубченко Н. И., Малышев И. В., Паршина Н. В. Особенности каскадных размещений поверхностных гаммадионных структур в линиях передачи полоскового типа для управления селективными свойствами // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2025. Т. 8, № 1. С. 59—71.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Дубченко, Н. И. Особенности каскадных размещений поверхностных гаммадионных структур в линиях передачи полоскового типа для управления селективными свойствами / Н. И. Дубченко, И. В. Малышев, Н. В. Паршина // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2025. — Т. 8, № 1. — С. 59—71.

1. Введение

В практических микросхемотехнических решениях при создании пассивных полосно-пропускающих узлов часто применяют различные пространственно-конфигурированные структуры, которые, обладая невысокой стоимостью технологии изготовления, позволяют за счёт внутренних взаимных электродинамических особенностей получить широкий класс селективных устройств. К числу таких элементов можно отнести гаммадионные поверхностные структуры [1], которые обладают сильно выраженными киральными свойствами [2—3], проявляющими себя в виде частотно-селективных эффектов, которые также являются объектами широких исследований [3—5]. Большинство этих исследований было посвящено вопросам создания и измерения характеристик различных подложек с киральными включениями, а также их применению для создания излучающих устройств микроволнового диапазона.

Киральный метаматериал (или киральная среда) представляет собой искусственно созданный композит (сплав), включающий элементы двух типов, которые, как правило, обладают свойствами зеркальной асимметрии. (данный признак не является доминирующим в группе киральных или киральноподобных элементов).

Обычно такие метаматериалы изготавливают в виде однородного диэлектрического контейнера с относительной диэлектрической проницаемостью ϵ и относительной магнитной проницаемостью μ , в котором расположены зеркально асимметричные элементы. Эти элементы имеют форму, не совпадающую с их зеркальным отображением, могут быть расположены как в виде соответствующих ячеек, находящихся в объёме искусственных диэлектриков, так и на поверхности подложек в виде сконфигурированных плоских элементов, расположенных над полосковой линией передачи. В настоящей работе рассматривается именно этот случай размещения киральноподобных элементов на поверхности линии передачи.

Надо отметить, что элементы, позволяющие охарактеризовать среду как киральную, представляют собой микрочастицы, размеры которых сопоставимы с длиной волны падающего излучения, и которые функционируют как переизлучатели электромагнитного поля. Из-за этой особенности

зеркально асимметричные элементы должны быть проводящими, что означает их изготовление из металлов, таких как медь, алюминий и др.

В научной литературе выделяют два основных типа киральных метаматериалов: трехмерные (объемные, 3D) и двумерные (плоские, 2D).

Первые часто называют киральными метасредами, а вторые — киральными метаповерхностями. Основное различие между ними заключается в геометрической форме киральных элементов. Если элемент имеет трехмерную форму (например, спираль или кольцо с выступающими концами), то весь метаматериал относится к классу трехмерных. Если элемент двумерен (например, S-элемент или гаммадион), то метаматериал считается двумерным.

В трехмерных моделях киральные элементы располагаются по всему объему контейнера, а в двумерных микроэлементы размещаются на плоской поверхности тонкого контейнера. Согласно исследованиям, степень киральности у трехмерных киральных метаматериалов значительно выше, чем у двумерных [3]. Однако с точки зрения практической реализации проще изготавливать киральные метаповерхности, чем объемные киральные метасреды.

В настоящей работе с использованием электромагнитного моделирования исследованы проводящие и полосо-заградительные свойства участков микроволновых линий передач, содержащих напылённые гаммадионные структуры, расположенные конфигуративно с обратной стороны линии передачи полоскового типа (микроволнового, копланарного или иного типов).

2. Особенности поверхностного гаммадионного размещения в линии передачи полоскового типа

Эскизы элемента однозаходной гаммадионной структуры на полосковой линии передачи представлены на рис. 1.

Проводящая полосковая линия передачи размещена на нижней части конструкции, а плоский однозаходный гаммадион — на верхней ее части. В качестве подложки использовался стеклотекстолит (FR4) с относительной диэлектрической проницаемостью $\varepsilon = 4,3$ и относительной магнитной проницаемостью $\mu = 1,0$. Толщина диэлектрической подложки была постоянной и равнялась $T = 1$ мм. Материал плоских гаммадионов — PEC или идеально проводящий материал. Ширина гаммадиона также была постоянной $p = 0,5$ мм, а средний радиус закругления $r = 3$ мм.

Расчет данной модели проводился при помощи программного пакета *CST Studio Suite*. Такая полосковая линия передачи с расположенным сверху плоским однозаходным гаммадионом обладает частотно-избирательными свойствами, как показано на рис. 2 [4].

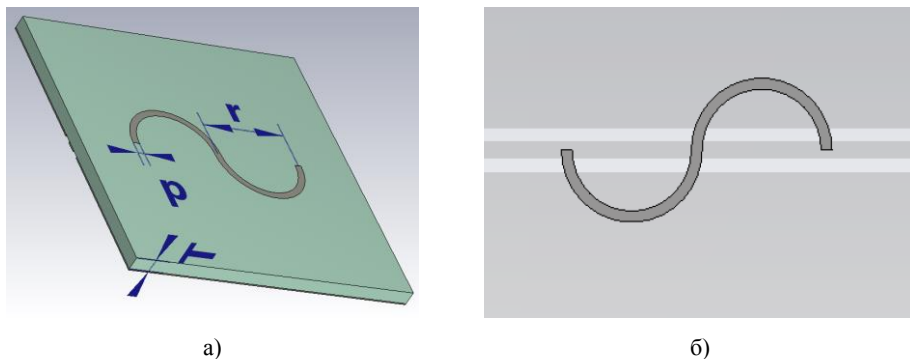


Рис. 1. Исследуемый участок микроволновой линии передачи: а) с одним гаммадионом; б) поясняющий фрагмент модели (вид сверху).

Fig. 1. The investigated section of the microwave transmission line: а) with one gammadion; б) explanatory fragment of the model (top view)

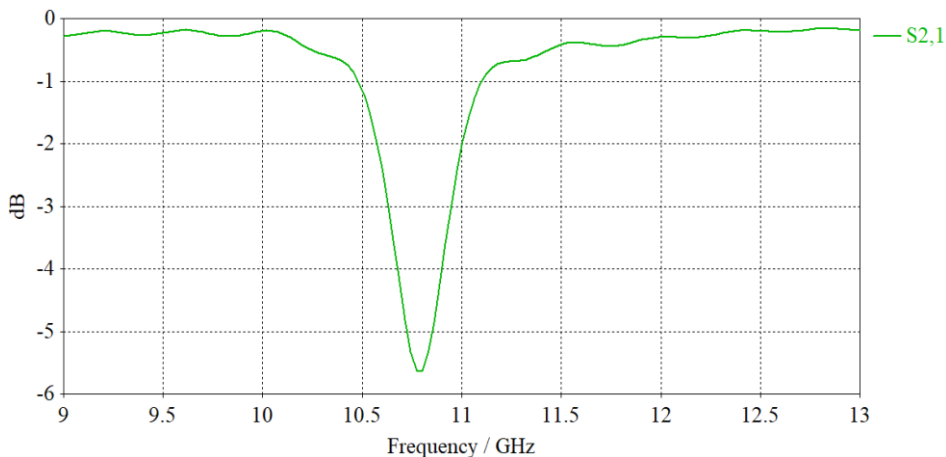


Рис. 2. Частотные характеристики коэффициента передачи (S_{21}) смоделированного проводящего элемента полосковой линии передачи с одним гаммадионным элементом.

Fig. 2. Frequency characteristics transmission coefficient (S_{21}) of the simulated conducting element of a strip transmission line with one gammadion element

При этом отмечается, что на резонансной частоте $f_p = 10,79$ ГГц модуль коэффициента затухания $S_{21} = 5,25$ дБ.

В рассматриваемой модели распределение электромагнитного поля (ЭМП) зависит от частоты, что особенно важно для изучения явлений поглощения и пропускания поля. На резонансной частоте $f_p = 10,79$ ГГц структура модели демонстрирует максимальное поглощение ЭМП, что обусловлено резонансными эффектами (см. рис.3-а).

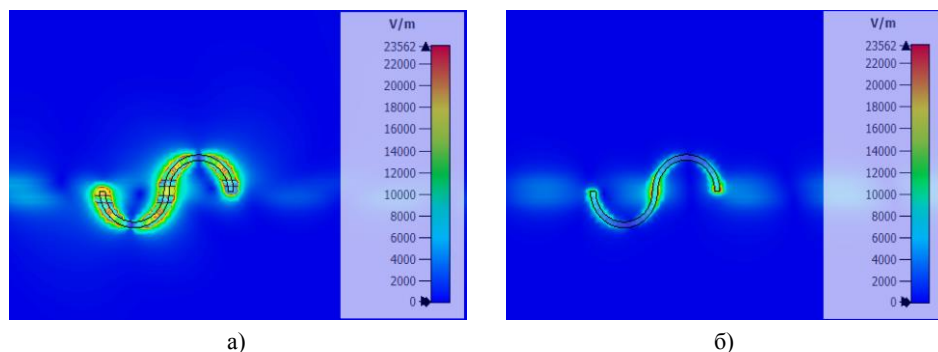


Рис. 3. Распределение мощности ЭМП в проводящем гаммадионном элементе:
 а) на резонансной частоте; б) на соседней нерезонансной частоте.

Fig. 3. Distribution of EMF power in a conducting gammadion element:
 a) at the resonant frequency; b) at the adjacent non-resonant frequency

На соседней нерезонансной частоте $f = 10$ ГГц однозаходный гаммадион уже не взаимодействует с внешним электромагнитным полем. Таким образом, вместо поглощения энергия поля преимущественно проходит через материал, и электромагнитное поле может свободно распространяться вдоль структуры. Следовательно, на нерезонансных частотах наблюдается распространение ЭМП вдоль линии передачи (рис. 3).

Далее были рассмотрены еще 3 возможных случая последовательно-го расположения этих однозаходных гаммадионных элементов (абсолютно эквивалентных по конфигурации и размерам), расстояние между которыми будет являться постоянной величиной.

Эти элементы размещаются друг за другом над проводящей линией на расстоянии $d = 2$ мм друг от друга (рис. 4).

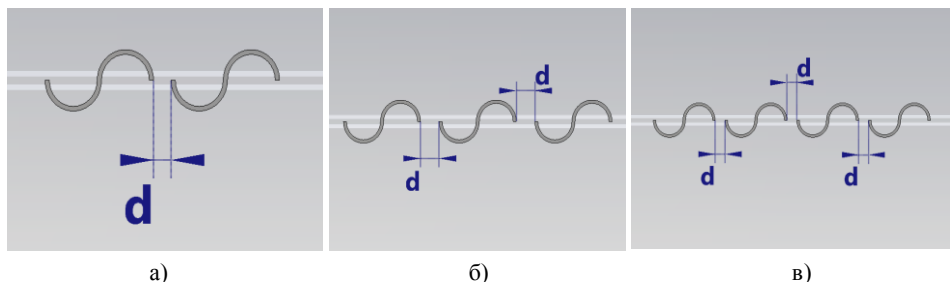


Рис. 4. Модель проводящего участка линии передачи при каскадировании плоских последовательных гаммадионов: а) два однозаходных гаммадиона; б) три однозаходных гаммадиона; в) четыре однозаходных гаммадиона.

Fig. 4. Model of the conducting section of the transmission line with cascading of flat sequential gammadions: a) two single-pass gammadions; b) three single-pass gammadions; c) four single-pass gammadions

Частотные характеристики параметра S_{21} для проводящих элементов полосковой линии передачи с разным количеством плоских гаммадионов представлены на рис. 5.

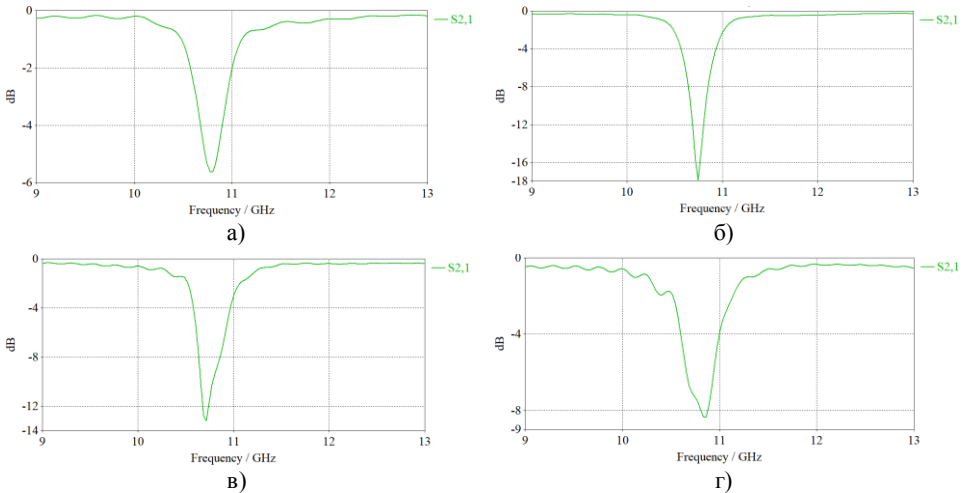


Рис. 5. Частотные характеристики коэффициента передачи (S_{21}) структуры при равных радиусах закругления и при разном количестве последовательных плоских гаммадионных элементов: а) один гаммадион; б) два гаммадиона; в) три гаммадиона; г) четыре гаммадиона.

Fig. 5. Frequency characteristics transmission coefficient (S_{21}) of the structure with equal radius of curvature and with a different number of sequential flat gammadion elements:

а) one gammadion; б) two gammadions; в) three gammadions; г) four gammadions

Стоит отметить, что при последовательном каскадировании этих элементов наблюдается небольшое изменение резонансной частоты $f_p = 10,79 \pm 0,07$ ГГц (см. таблицу 1). При этом характерной особенностью полученных зависимостей является увеличение коэффициента передачи S_{21} более чем в 3 раза для случая двух последовательных однозаходных гаммадионов.

Таблица 1. Частотно-проводящие резонансные значения ячейки при $d = 2$ мм и $r = 3$ мм.

Table 1. Frequency-conducting resonant values of the conducting cell at $d = 2$ mm and $r = 3$ mm

N, шт.	1	2	3	4
$ S_{21} , \text{дБ}$	5,25	17,85	13,18	8,37
$f_{\text{рез.}}, \text{ГГц}$	10,79	10,75	10,72	10,86

Дальнейшее увеличение числа последовательно расположенных гаммадионов (N) с одинаковым расстоянием d между ними не приводит к

значительному увеличению поглощения. Данный случай будет рассмотрен более подробно ниже.

Ранее было упомянуто, что каскадное последовательное размещение гаммадионов, расположенных над линией передачи, является одним из параметров, который изменяет селективные свойства участка передающей линии [4]. Это явление можно использовать для получения заданных частотно-проводящих свойств с определенными параметрами.

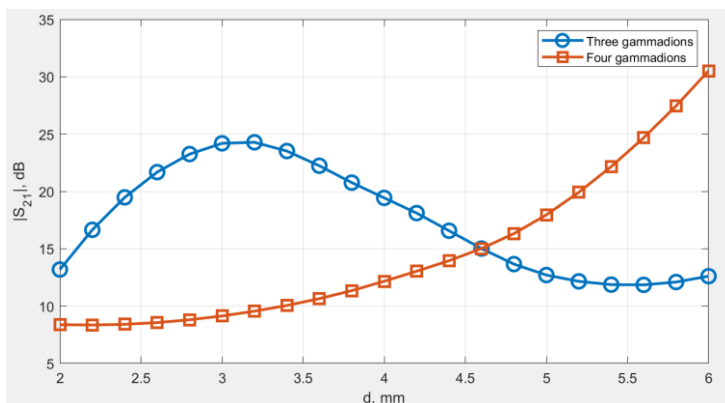


Рис. 6. Зависимость коэффициента передачи $|S_{21}|$ от расстояния между крайними точками (синий график для трех гаммадионов; оранжевый для четырех гаммадионов).

Fig. 6. Dependence of the transmission coefficient $|S_{21}|$ on the distance between the extreme points (blue graph for three gammadions; orange for four gammadions)

Дальнейшие проведенные исследования последовательных каскадов из 3 и 4 гаммадионов показали, что изменение расстояния между этими каскадами d будет приводить к изменению коэффициента затухания при почти постоянной резонансной частоте f_p (см. рис. 6).

Очевидно, что существуют оптимальные (предельные) расстояния d для разного количества плоских гаммадионных элементов, при которых коэффициент передачи S_{21} будет максимален (см. таблицу 2).

Таблица 2. Частотно-проводящие резонансные значения ячейки при $r = 3$ мм.

Table 2. Frequency-conducting resonant values of the conducting cell at $r = 3$ mm

N, шт.	1	2	3	4
$ S_{21} $, дБ	5,25	17,85	24,19	30,51
$f_{\text{рез.}}$, ГГц	10,79	10,75	10,69	10,63
$d_{\text{опт.}}$, мм	—	2	3	6

При этом дальнейшее отклонение от оптимальных значений d во всех случаях приводит к уменьшению параметра S_{21} .

3. Исследование полосно-пропускающих свойств пары двухзаходных гаммадионов

С целью проведения сравнительной оценки полученных результатов ниже рассмотрена другая конфигурация, состоящая из нескольких двухзаходных гаммадионов. Проведем анализ частотно-селективных свойств пары двухзаходных гаммадионов, имеющих киральную связь по аналогии с однозаходными [1, 6].

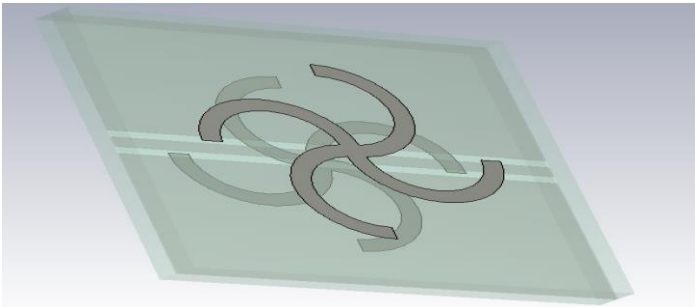


Рис. 7. Пространственное взаимное расположения пары двухзаходных гаммадионов на подложке.

Fig. 7. Spatial mutual arrangement of two-pass gammadions pair on a substrate

Конфигурация элементов такой структуры аналогична конфигурации рассмотренной выше однозаходной гаммадионной пары и расположена с обеих сторон от проводящего микрополоска. На рис. 7 приведён эскиз такой

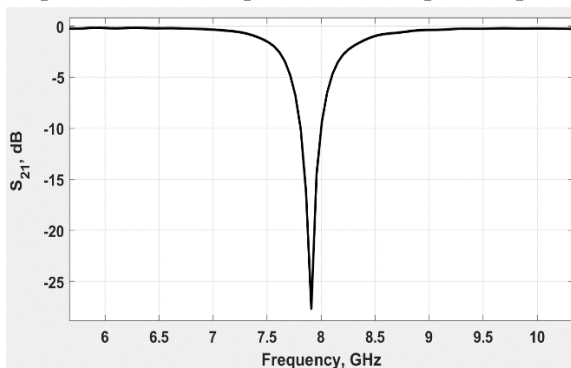


Рис. 8. Резонансная частота пары двухзаходных гаммадионов.

Fig. 8. Resonant frequency of a two-pass gammadion's pair

гаммадионной конфигурации. Электродинамический анализ показал, что в полосе частот режекторная резонансная частота несколько отличается от однозаходных гаммадионных структур (рис. 8), а коэффициент передачи имеет в несколько раз большую величину, чем в случае однозаходных.

При ротации (повороте) одного (верхнего) двухзаходного гаммадиона относительно второго (нижнего), неподвижно зафиксированного относительно линии передачи (направление вращения не имеет принципиального значения), наблюдалась симметричная зависимость от угла поворота (ротации) при дальнейшем вращении от 0 до 180 градусов (рис 9, а).

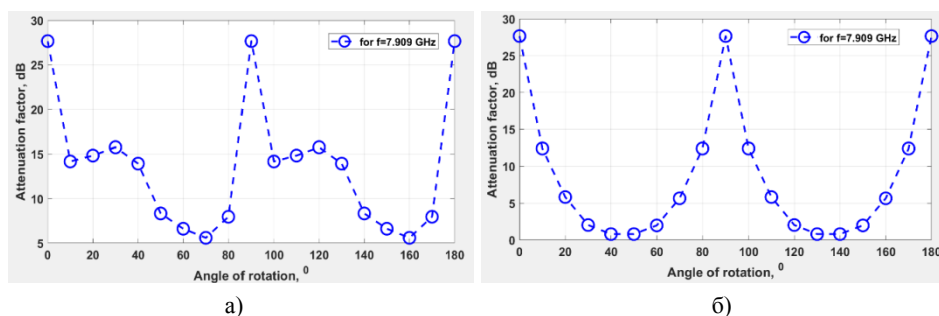


Рис. 9. Зависимость модуля коэффициента передачи $|S_{21}|$, от угла ротации (рис. 7).

Fig. 9. Dependence of the transmission coefficient modulus $|S_{21}|$ on the rotation angle (fig. 7)

Вращения двух гаммадионов одновременно относительно передающего полоска обеспечивают более глубокую режекцию (рис. 9, б). При этом очевидно, что во втором случае максимальное затухание будет практически исчезать при вращении двух гаммадионов, что свидетельствует о возможности управления режекторной фильтрацией [6, 7]. Кроме того, диапазон такого управления находится в пределах от 0 до 45 градусов [8]. Вращение одного двухзаходного гаммадиона представляется менее эффективным для перестройки коэффициента передачи.

Работы по исследованию каскадирования таких двухзаходных гаммадионных конфигураций открывают перспективы для изменения и контроля коэффициента передачи, а также создания новых пассивных элементов с заданными свойствами.

4. Выводы

В настоящей работе были исследованы последовательные каскадные включения от 1 до 4 однозаходных гаммадионных структур, расположенных над передающей линией передачи микроволнового диапазона. Результатом данных исследований можно считать следующее:

1) Добавление одного гаммадиона в линию передачи дает увеличение коэффициента передачи S_{21} (на 240 %) при постоянстве резонансной частоты.

2) Дальнейшее каскадирование гаммадионных элементов с 3 до 4 при постоянстве расстояния между ними d не дало значительного изменения проводящих параметров, кроме того резонансная частота практически не изменялась ($f_p = 10,79 \pm 0,07$ ГГц).

3) Изменение расстояния между каскадами гаммадионов обеспечило достаточно широкий диапазон изменения коэффициента передачи при количестве гаммадионов от 2 до 4.

4) Интерес представляет ротация гаммадионов (на примере пары двухзаходных гаммадионов) относительно точки, расположенной на середине проводящего полоска. Для этих случаев также обнаружены плавные изменения коэффициента передачи (частотной перестройки) при постепенном вращении, что позволяет сделать вывод о возможности создания мобильных вращающихся модулей, расположенных симметрично от проводящего полоска линии передачи [6, 8].

Таким образом, полученные результаты позволяют использовать гаммадионные конфигурации в их каскадном включении для изменения и контроля полосы пропускания и резонансной частоты [9]. Данная статья может представлять интерес для разработчиков узлов микроволновых линий передачи.

Список литературы

1. Осипов О. В., Панин Д. Н., Почепцов А. О. Исследование электродинамических характеристик метаматериалов на основе одно и двухзаходных тонкопроволочных спиральных элементов // Информационные технологии. Радиоэлектроника. Телекоммуникации. 2015. № 5-2. С. 134—141.
2. Аралкин М. В., Дементьев А. Н., Осипов О. В. Математические модели киральных метаматериалов на основе многозаходных проводящих элементов // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2020. Т. 23, №. 1. С. 8—19.
3. Малышев И. В. Николаев Е. В. Пат. 207101 (РФ) Селективное устройство на основе двухкольцевого разрезного резонатора. Оpubл. в Б. И., 12.10.2021.
4. Malyshev I. V., Dubchenko N. I. Analysis of the Frequency-Selective Properties of Single-Pass Gammadion Inclusions in the Composition of Microwave Strip Type Transmission Lines // 2023 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW). IEEE, 2023. P. 156–159.
5. Григорьев А. Д. Электродинамика и микроволновая техника : учебник. СПб : Издательство «Лань», 2007. 704 с.
6. Parshina N. V., Dubchenko N. I. Investigation of Two Coupled Gammadions Rotational Processes in the Conductive Properties Study of the Stripe-Type Passive Structure. In : 2023 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW), Divnomorskoe, Russian Federation. 2023. P. 152–155.

7. Caloz Ch., Itoh T. Electromagnetic metamaterials : transmission line theory and microwave applications (the engineering approach). A John Wiley & Sons, Inc., 2006. 352 p.
8. Исследование электромагнитных характеристик кирального метаматериала на основе тонкопроволочных идеально проводящих элементов в виде взаимно ортогональных спиралей / О. В. Осипов, Д. С. Клюев, А. О. Почепцов [и др.] // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2017. Т. 20, № 1. С. 4—10.
9. Неганов В. А., Осипов О. В. Отражающие, волноведущие и излучающие структуры с киральными элементами. М. : Радио и связь, 2006. 280 с.

Информация об авторах

Дубченко Никита Иванович, аспирант кафедры радиотехнической электроники и наноэлектроники Института нанотехнологий, электроники и приборостроения Южного федерального университета, г. Ростов-на-Дону, Российская Федерация.

Малышев Игорь Владимирович, кандидат технических наук, доцент кафедры радиотехнической электроники и наноэлектроники Института нанотехнологий, электроники и приборостроения Южного федерального университета, г. Ростов-на-Дону, Российская Федерация.

Паршина Наталья Валерьевна, кандидат технических наук, доцент кафедры радиотехнической электроники и наноэлектроники Института нанотехнологий, электроники и приборостроения Южного федерального университета, г. Ростов-на-Дону, Российская Федерация.

Features Cascade Placements of Surface Gammadion Structures in Strip-Type Transmission Lines for Controlling Selective Properties

N. I. Dubchenko, I. V. Malyshev, and N. V. Parshina

*Institute of Nanotechnology, Electronics and Instrumentation
of the Southern Federal University*

2, Shevchenko st., Taganrog, Rostov region, 347922, Russian Federation
ivmalyshev@sfedu.ru, ndubchenko@sfedu.ru, nparshina@sfedu.ru

Received: December 9, 2024

Peer-reviewed: January 5, 2025

Received after peer review: January 9, 2025

Accepted: January 10, 2025

Abstract: The results of electrodynamic modeling of the conducting properties of sections of strip-type microwave transmission lines containing surface gammadion configurations deposited on the back side of the conducting transmission line are obtained for one single-pass gammadion and a separately configured cascade of them, in comparison with the parameters of a conducting section with a two-pass gammadion. The studies have shown the possibilities of using and controlling the rejection-selective properties of such structures, as well as methods for adjusting the transmission coefficient S_{21} when cascading several gammadions. The results obtained may be of interest to developers of applied microwave range units.

Keywords: single-pass gammadion element, stripline transmission line, resonant frequency, gain, cascading, two-pass gammadion element.

For citation (IEEE): N. I. Dubchenko, I. V. Malyshev, and N. V. Parshina, “Features Cascade Placements of Surface Gammadion Structures in Strip-Type Transmission Lines for Controlling Selective Properties,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 8, no. 1, pp. 59–71, 2025, doi: 10.21227/2ez7-y331. (In Russ.).

References

- [1] O. V. Osipov, D. N. Panin, and A. O. Pocheptsov, “Study of the electrodynamic characteristics of metamaterials based on single and double-threaded thin-wire spiral elements,” *Informatsionnye tekhnologii. Radioelektronika. Telekommunikatsii*, no. 5-2, pp. 134–141. 2015. (In Russ.).
- [2] M. V. Aralkin, A. N. Dementyev, and O. V. Osipov, “Mathematical models of chiral metamaterials based on multi-pass conductive elements,” *Fizika volnovykh protsessov i radio-tehnicheskie sistemy*, vol. 23, no. 1, pp. 8–19, 2020. (In Russ.).
- [3] I. V. Malyshev and E. V. Nikolaev, Patent 207101 (RF), Selective device based on a two-ring split resonator. Publ. 12.10.2021. (In Russ.).

- [4] I. V. Malyshev and N. I. Dubchenko, "Analysis of the Frequency-Selective Properties of Single-Pass Gammadion Inclusions in the Composition of Microwave Strip Type Transmission Lines," in *2023 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW)*, IEEE, pp. 156–159, 2023.
- [5] A. D. Grigoryev, *Electrodynamics and microwave technology: textbook*. St. Petersburg: Lan' Publishing House, 2007. (In Russ.).
- [6] N. V. Parshina and N. I. Dubchenko, "Investigation of Two Coupled Gammadions Rotational Processes in the Conductive Properties Study of the Stripe-Type Passive Structure," *2023 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW)*, Divnomorskoye, Russian Federation, pp. 152–155, 2023.
- [7] Ch. Caloz, T. Itoh, *Electromagnetic metamaterials: transmission line theory and microwave applications (the engineering approach)*, A John Wiley & Sons, Inc., 2006.
- [8] O. V. Osipov, D. S. Klyuev, A. O. Pocheptsov, Ye. S. Rezepova, V. P. Kubanov, "Study of electromagnetic characteristics of a chiral metamaterial based on thin-wire ideally conducting elements in the form of mutually orthogonal spirals," *Fizika volnovykh protsessov i radiotekhnicheskie sistemy*, vol. 20, no. 1, pp. 4–10, 2017. (In Russ.).
- [9] V. A. Neganov and O. V. Osipov, *Reflecting, Waveguide and Radiating Structures with Chiral Elements*, Moscow: Radio i svyaz', 2006. (In Russ.).

Information about the authors

Nikita I. Dubchenko, postgraduate student of the Department of Radio Electronics and Nanoelectronics, Institute of Nanotechnology, Electronics and Instrumentation, Southern Federal University, Rostov-on-Don, Russian Federation.

Igor V. Malyshev, Candidate of Technical Sciences, Associate Professor of the Department of Radio Electronics and Nanoelectronics, Institute of Nanotechnology, Electronics and Instrumentation, Southern Federal University, Rostov-on-Don, Russian Federation.

Natalya V. Parshina, Candidate of Technical Sciences, Associate Professor of the Department of Radio Electronics and Nanoelectronics, Institute of Nanotechnology, Electronics and Instrumentation, Southern Federal University, Rostov-on-Don, Russian Federation.

Infocommunications and Radio Technologies, vol. 8, no. 1, pp. 72–93, 2025.

Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2025. Т. 8, № 1. С. 72—93.

ISSN: 2587-9936

DOI: 10.21227/43ay-6s44

УДК 621.382.2/.3

Сверхбыстродействующая электроника с низким энергопотреблением

Обухов И. А.

Научно-производственное предприятие «Радиотехника»

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

ia0001@mail.ru

Получено: 29 ноября 2024 г.

Отрецензировано: 2 декабря 2024 г.

Принято к публикации: 2 декабря 2024 г.

Аннотация: Рассмотрены современное состояние и перспективы развития компонентной базы сверхбыстродействующей электроники с низким энергопотреблением. Предложены подходы к проектированию и конструкции твердотельных электронных приборов на основе нанопроводов, которые могут быть использованы в будущей цифровой электронике. Представлены оценки ожидаемых характеристик этих приборов.

Ключевые слова: нанопровод, полевой транзистор, релаксационный квантовый транзистор, антимонид индия (InSb), арсенид индия (InAs), цифровая электроника, терагерцовый диапазон.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Обухов И. А. Сверхбыстродействующая электроника с низким энергопотреблением // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2025. Т. 8, № 1. С. 72—93.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Обухов, И. А. Сверхбыстродействующая электроника с низким энергопотреблением / И. А. Обухов // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2025. — Т. 8, № 1. — С. 72—93.

1. Введение

Стагнация современной цифровой электроники уже давно стала «свершившимся фактом». Более десяти лет тактовые частоты процессоров практически не увеличиваются, застыв на уровне вблизи 5 ГГц. Медленное повышение их производительности достигается за счет роста уровня интеграции элементов в схемах при переходе ко все более малым нормам проектирования и увеличения количества ядер. Современные технологии позволяют контролируемо создавать полупроводниковые структуры с

размерами до 2 нм и обеспечивать уровень интеграции элементов в микросхемах в десятки миллиардов на квадратный сантиметр [1—4]. Частотные характеристики и энергопотребление используемых базовых элементов (полевых транзисторов разных видов) при этом практически не изменяются. Существенного снижения массы и габаритов вычислительных систем при сохранении производительности не происходит.

Основными причинами замедления развития цифровой электроники считаются [1—6]: достижение близкого к предельному быстродействию используемыми элементами, кремниевыми полевыми транзисторами, и повышение тепловыделения при увеличении уровня интеграции элементов в схемах.

При уменьшении размеров быстродействие полевых транзисторов в подпороговой области наталкивается на принципиальные ограничения, обусловленные уменьшением поперечного сечения проводящего канала и его периметра. Предельная частота полевого транзистора тем выше, чем выше его крутизна. Но при фиксированной плотности тока сила тока, а значит и крутизна транзистора, уменьшается с уменьшением сечения канала. Увеличение плотности тока ведет к повышению тепловыделения, что снижает подвижность носителей заряда и также уменьшает крутизну. Ограниченный периметр канала транзистора задает предельную ширину затвора, что опять же ограничивает крутизну.

Каналами современных полевых кремниевых или кремний-германиевых транзисторов, таких как *FinFET*, *GAAFET* и *MBCFET*, являются нанопровода или наноленты, а затворы окружают их с трех сторон или по всему периметру [1—4]. Возможности повышения быстродействия за счет изменения геометрии затворов, по-видимому, исчерпаны.

Также на быстродействие полевого транзистора существенно влияет подвижность носителей заряда, а в случае сильного продольного поля, которое почти всегда реализуется при коротком канале, — их скорость насыщения. В таблице 1 представлена грубая оценка частотных возможностей некоторых транзисторов с очень коротким каналом в 25 нм. Если воспользоваться еще одной грубой оценкой и считать частоту процессора приблизительно равной предельной частоте транзистора, деленной на тридцать [7], то видно, что кремниевые и кремний-германиевые процессоры вполне могли бы функционировать на частотах в 20 ГГц.

Однако разогрев цифровых микросхем существенно понижает их производительность. И в последние годы основные усилия исследователей в этой области направлены на уменьшение тепловыделения элементов и схем. Такие разработки стали одним из основных направлений программы *DARPA ERI (Electronics Resurgence Initiative)*, стартовавшей в 2018 г. В 2023 г. началась вторая фаза этой программы — *ERI 2.0*.

Таблица 1. Оценка предельных частот для различных полевых транзисторов
с длиной канала 25 нм.Table 1. Estimation of limit frequencies for different types of field effect transistors
with channel length 25 nm

Транзистор	Подвижность электронов в канале $T=300^{\circ}\text{K}$ ($\text{cm}^2\text{V}^{-1}\text{s}^{-1}$)	Скорость насыщения электронов в канале (10^7 cm/s)	Предельная частота транзистора (ГГц)
Si FinFET	1 400	1,0	637
Si GAAFET	1 400	1,0	637
Si-Ge GAAFET	2 000	2,0	1 274
GaAs HEMT	7 500	2,1	1 338
GaN HEMT	2 000	2,3	1 465
InP HEMT	10 600	2,4	1 529
InAs QWFET	15 000	3,5	2 229
InSb QWFET	30 000	5,0	3 185

Рассматриваются две возможности снижения тепловыделения: использование новых материалов, уменьшающих энергопотребление транзисторов и построение 3D архитектур микросхем, позволяющих организовать более эффективный теплоотвод. Также исследуется комбинация этих подходов, когда сочетание в микросхеме различных материалов позволяет снизить энергопотребление и тепловыделение [5, 6].

Отметим, что одним из основных исполнителей программ *DARPA ERI* и *ERI 2.0* в части новых материалов и приборов является *Northrop Grumman Corporation*. Эта компания хорошо известна не только своими пилотируемыми и беспилотными летательными аппаратами, такими как разведчик *Global Hawk*, регулярно летающий над Черным морем, но и самыми быстрыми в мире *InP* транзисторами, разработанными в рамках программ *DARPA NEXT* и *Terahertz Electronics* в 2011—2015 гг. Она же вместе с *Naval Research Laboratory* и *Penn State University* проводила одни из первых в мире исследований по созданию транзисторов из антимонида индия [8], полупроводника с самой высокой из известных подвижностью электронов.

В феврале 2005 г. был опубликован пресс-релиз компаний *Intel* и *QinetiQ* о создании сверхбыстродействующего транзистора с рекордно низким энергопотреблением с каналом в виде квантовой ямы из антимонида индия (*QWFET*). Авторы разработки выражали надежду, что новый транзистор позволит «...продлить действие закона Мура, по крайней мере, еще на десятилетие» [9].

Вариантам конструкции этого транзистора, его характеристикам, их оптимизации, а также возможным применениям посвящено большое коли-

чество публикаций [10—16]. По сравнению с традиционными кремниевыми полевыми транзисторами, прибор с каналом n -типа (n -QWFET) демонстрировал десятикратное снижение энергопотребления при одинаковой производительности и трехкратное повышение производительности при одинаковом энергопотреблении; прибор с каналом p -типа (p -QWFET) также рассеивал в десять раз меньшую мощность при одинаковой скорости и давал двукратное увеличение скорости при одинаковой мощности [13].

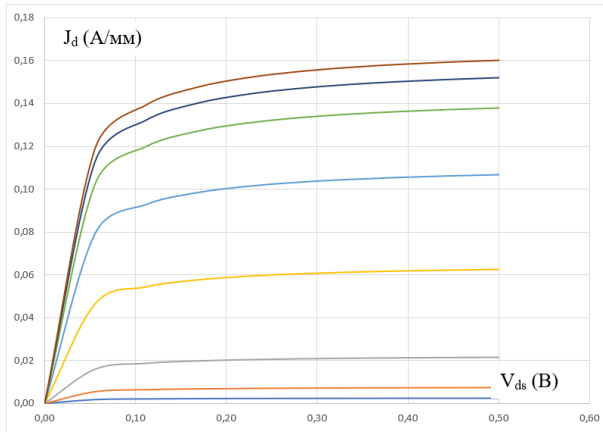


Рис. 1. Типичные выходные ВАХ n -QWFET. Напряжение затвор-исток V_{gs} изменяется от 0.05 В до 0.4 В с шагом 0.05 В (кривые снизу вверх).

Fig. 1. Typical output current–voltage characteristics of the n -QWFET. A gate–source voltage V_{gs} changes from 0.05 V to 0.4 V with step of 0.05 V (curves from bottom to top)

Подвижность электронов в n -QWFET составляет 25 000—30 000 $\text{см}^2\text{В}^{-1}\text{с}^{-1}$ [10, 11], предельная частота достигает 600 ГГц [15], а обратная подпороговая крутизна порядка 100 мВ/декаду. Подвижность дырок p -QWFET — 1 200 $\text{см}^2\text{В}^{-1}\text{с}^{-1}$, предельная частота — 140 ГГц, а обратная подпороговая крутизна порядка 90 мВ/декаду [13]. На рис. 1 показано семейство типичных выходных ВАХ n -QWFET [17]. Обращают на себя внимание низкие напряжения сток-исток (V_{ds}) и малый шаг по напряжению затвор-исток (V_{gs}), что обеспечивает низкое энергопотребление и высокую управляемость транзистора.

На основе QWFET могут быть созданы различные цифровые и СВЧ-устройства [12]: микропроцессоры (тактовые частоты до 15 ГГц), малошумящие усилители (частоты до 500 ГГц), монолитные интегральные схемы миллиметрового диапазона длин волн.

Однако узкая запрещенная зона между электронами и дырками в антимониде индия, составляющая в объемном материале при комнатной

температуре 0,17 эВ, делает этот материал очень чувствительным к нагреванию. Кроме того, для получения хороших характеристик *QWFET* должен иметь достаточно большие геометрические размеры (длина канала и ширина затвора порядка 500—1000 нм), что не позволяет создавать схемы с высоким уровнем интеграции элементов. Видимо, по этим причинам процессоры из антимонида индия до настоящего времени широкого распространения не получили.

Аналогичные транзисторы были созданы и с каналами из арсенида индия (*InAs*) [18, 19]. Они также продемонстрировали высокое быстродействие и низкое энергопотребление.

Следующий этап исследований в области перспективной элементной базы цифровой электроники связан с полевыми транзисторами на основе нанопроводов. Ранние работы в этой области относятся к 90-м годам, когда в качестве проводящего канала транзистора использовали углеродные нанотрубки [20]. Были получены важные результаты, касающиеся механизмов переноса заряда в нанопроводах и отрицательного влияния подложки, на которой располагалась нанотрубка, на электрические характеристики прибора. Подвижность носителей заряда и крутизна транзисторов оказались крайне низкими, совершенно недостаточными для построения быстродействующей логики на таких элементах.

В 2011 г. в рамках гранта, финансируемого *DARPA*, в *Purdue University* был создан полевой транзистор с каналом в виде нанопровода из антимонида индия *n*-типа (*n-NWFET*) [21]. Монокристаллический нанопровод диаметром 100 нм был выращен в поре анодного оксида алюминия и посредством микромеханики помещен на подложку, которая представляла собой p^+ -кремний, покрытый окислом толщиной 20 нм, и играла роль затвора. Длина канала составила 500 нм, контакты были изготовлены из никеля. При комнатной температуре транзистор продемонстрировал крутизну до 4.5 мкСм и ток стока в десятки мкА при напряжениях между источником и стоком до 1 В.

Подвижность электронов составила примерно $1200 \text{ см}^2 \text{В}^{-1} \text{с}^{-1}$, что в десятки раз меньше, чем в объемном материале. Аналогичные исследования приборов с каналами из *InSb* *p*-типа [22] констатировали подвижность дырок от $57 \text{ см}^2 \text{В}^{-1} \text{с}^{-1}$ до $140 \text{ см}^2 \text{В}^{-1} \text{с}^{-1}$. Близкие результаты получены и для *InSb* нанотрубок, выращенных на поверхностях подложек *VLS*-методом [23, 24]. Столь низкие подвижности являются следствием влияния подложки на процессы рассеяния носителей заряда в нанопроводе.

К сожалению, приборы с такими параметрами никак не могут улучшить характеристики современных цифровых схем, использующих крем-

новые полевые транзисторы типа *FinFET*, *GAAFET* и *MBCFET*, в которых каналы представляют собой кремниевые нанопровода, сформированные внутри кристаллической структуры и имеющие вполне хорошие электрофизические свойства. Начиная примерно с 2015 г. основные поиски новых применений нанопроводов в электронике сместились в область квантовых эффектов при низких температурах [25—28].

2. Нереализованные возможности

Низкая подвижность электронов в нанопроводах, выращенных или размещенных на поверхности подложки, не является сюрпризом. От губительного воздействия подложки можно избавиться, если формировать нанопровода внутри гетероструктуры с двумерным электронным газом [29, 30]. Общая схема такого метода показана на рис. 2.

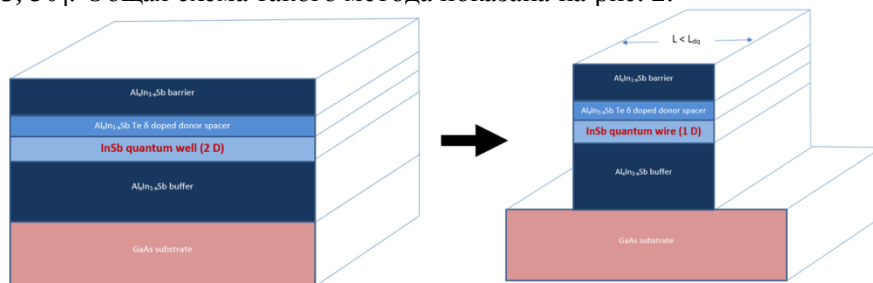


Рис. 2. Схема формирования нанопровода внутри гетероструктуры на примере QWFET.
 Fig. 2. Diagram of a nanowire formation inside of heterostructure into the example of QWFET

Согласно данным, представленным в работах [14, 15, 19], подвижность электронов в двумерном газе примерно в два раза меньше, чем в объемном материале. Измерения, проведенные для нанопроводов из антимонида индия внутри матрицы из анодного оксида алюминия [31], показывают снижение подвижности еще примерно в полтора раза до величины порядка $20000 \text{ см}^2 \text{В}^{-1} \text{с}^{-1}$ при комнатной температуре. Но это в десятки раз больше чем значения, полученные для нанопроводов на поверхности подложки. Также эта величина почти вдвое больше рекордной подвижности при комнатной температуре в $10657 \text{ см}^2 \text{В}^{-1} \text{с}^{-1}$, полученной для электронов в канале *InP HEMT*, самого быстродействующего современного твердотельного электронного прибора [32—34].

Таким образом, использование нанопроводов из антимонида и арсенида индия, сформированных внутри гетероструктур, представляется перспективным направлением для создания компонентной базы сверхбыстродействующей цифровой электроники с низким энергопотреблением.

Важной особенностью этих двух материалов является малая эффективная масса электронов, составляющая $0,013 m_e$ и $0,026 m_e$ для *InSb* и *InAs* соответственно. Следствием этого оказывается сильная зависимость эффективной ширины запрещенной зоны в *InSb* и *InAs* нанопроводах от их поперечных размеров (рис. 3).

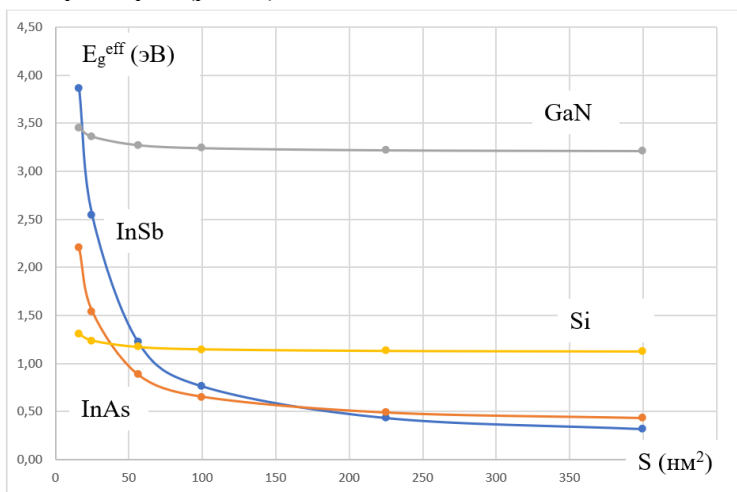


Рис. 3. Зависимость эффективной ширины запрещенной зоны (E_g^{eff}) полупроводниковых нанопроводов от площади их поперечного сечения (S).

Fig. 3. Dependence of effective band gap (E_g^{eff}) of semiconductor's nanowires from them cross-sectional area (S)

В отличие от нанопроводов из более широкозонных материалов с более тяжелыми электронами потенциальный рельеф в нанопроводах из антимонида и арсенида индия можно формировать путем изменения их геометрических размеров, начиная со значений в 20 нм. На рис. 4 представлен пример структуры, сформированной из нелегированных *InSb* нанопроводов различного поперечного сечения и двумерного *InSb*, а на рис. 5 — потенциальный рельеф для электронов в такой структуре. В расчетах предполагалось, что температура $T = 300^\circ\text{K}$, нанопровода имеют прямоугольное сечение, глубина квантовой ямы в направлении, перпендикулярном рисунку, $L_z = 20$ нм и $L_{y1} = L_{y3} = 20$ нм, $L_{y2} = 10$ нм, $L_{x1} = L_{x3} = 100$ нм, $L_{x2} = 150$ нм.

Указанные размеры вполне реализуемы на имеющихся в нашей стране электронных литографах. Перепады потенциала, получающиеся при изменении поперечного латерального размера нанопроводов в технологически достижимых пределах, могут изменяться от десятых долей до

единиц электрон-вольт, что позволяет использовать подобные структуры для создания электронных приборов, функционирующих при комнатной температуре [29, 35—39].

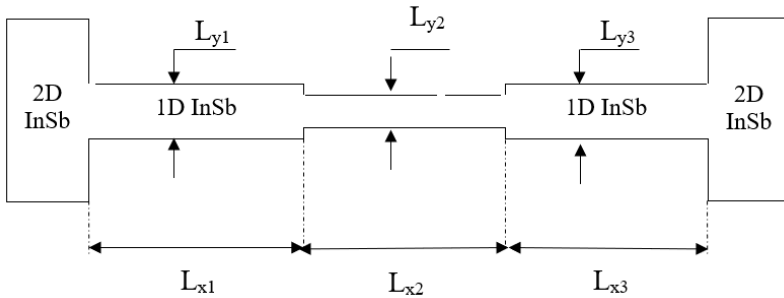


Рис. 4. Пример структуры из *InSb* нанопроводов, вид сверху.

Fig. 4. Example of the structure consists of *InSb* nanowires, top view

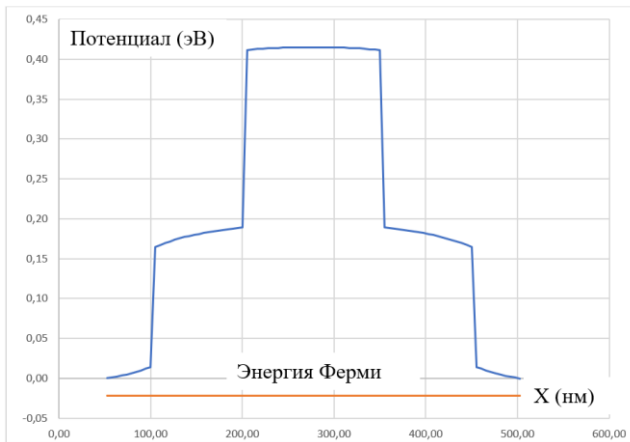


Рис. 5. Потенциальный рельеф для электронов в структуре, показанной на рис. 4, при:
 $L_z = 20 \text{ нм}$, $L_{y1} = L_{y3} = 20 \text{ нм}$, $L_{y2} = 10 \text{ нм}$, $L_{x1} = L_{x3} = 100 \text{ нм}$, $L_{x2} = 150 \text{ нм}$.

Fig. 5. Potential relief for electrons in the structure from fig. 4 under conditions:
 $L_z = 20 \text{ nm}$, $L_{y1} = L_{y3} = 20 \text{ nm}$, $L_{y2} = 10 \text{ nm}$, $L_{x1} = L_{x3} = 100 \text{ nm}$, $L_{x2} = 150 \text{ nm}$.

С подвижностью носителей заряда в полупроводнике тесно связана важная величина

$$L_{rel(e,p)} = \sqrt{\hbar \mu_{e,p} / e}$$

— длина релаксации неравновесных носителей заряда к состоянию равновесия [29, 30, 37—39]. Здесь $\hbar$ — приведенная постоянная Планка, $\mu_{e,p}$ — подвижность электронов или дырок, e — элементарный электрический заряд.

Таблица 2. Оценка длины релаксации неравновесных электронов при комнатной температуре в различных полупроводниках с различной квантовой размерностью.

Table 2. Estimation of relaxation length of nonequilibrium electrons under condition of room temperature in different semiconductors with different quantum dimensional

Материал	$L_{rel(e)}$ 3 D (нм)	$L_{rel(e)}$ 2 D (нм)	$L_{rel(e)}$ 1 D (нм)
Si	9,6	6,8	4,8
GaN	11,5	8,1	5,8
GaAs	22,2	15,8	11,2
InGaAs	36,3	25,7	18,2
InAs	44,4	31,5	22,3
InSb	71,6	50,8	36,0

Оценки этой длины для электронов при комнатной температуре в различных полупроводниках при различной квантовой размерности представлены в таблице 2. Как и следовало ожидать, наибольшей $L_{rel(e)}$ оказывается в антимониде индия. Причем следует особо подчеркнуть, что численные значения этой длины при любой квантовой размерности оказываются в пределах, достижимых для современных экспериментальных российских технологий.

3. Не созданные приборы

Формируя различные потенциальные рельефы и используя свойства неравновесных электронов, можно на основе нанопроводов создавать новые квантовые приборы, работающие при комнатной температуре [35—43], ожидаемое быстродействие которых существенно выше имеющихся в настоящее время функциональных аналогов, а энергопотребление многократно ниже.

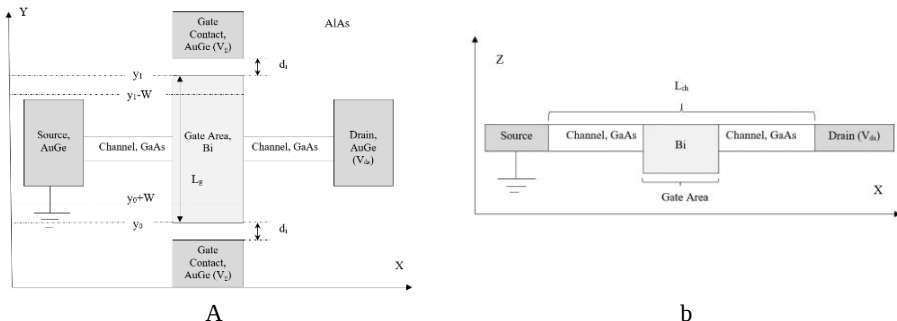


Рис. 6. ПТНПМЗ: а — вид сверху, б — сечение плоскостью ZX.

Fig. 6. Field effect transistor with nanowire channel and metal gate:
a — top view; b — cross section ZX

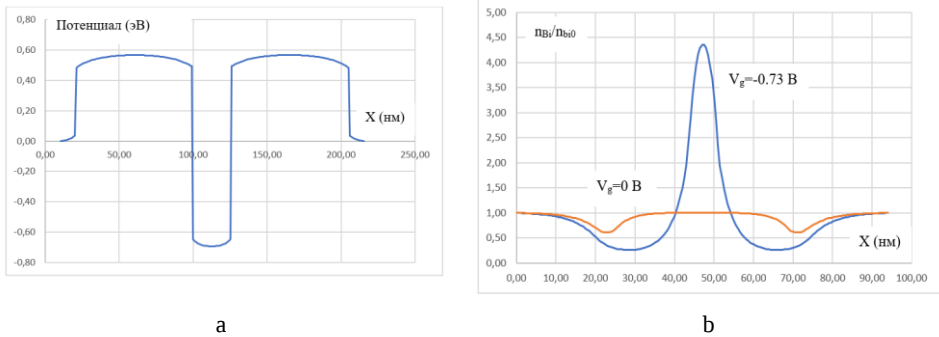


Рис. 7. Потенциальный рельеф вдоль канала ПТНПМЗ (а) и распределение нормированной концентрации электронов вдоль затвора при $V_g = 0$ В и $V_g = -0.73$ В (б).

Fig. 7. Potential relief along channel of a field effect transistor with nanowire channel and metal gate (a) and normalized electron concentration in gate when $V_g = 0$ V and $V_g = -0.73$ V (b)

Один из таких приборов — полевой транзистор с каналом из нанопровода и металлическим затвором (ПТНПМЗ) [40, 41], конструкция которого представлена на рис. 6. От обычного полевого транзистора он отличается принципом формирования потока электронов в канале. Здесь избыточные электроны инжектируются в канал из пересекающего его металлического нанопровода, а количество этих электронов регулируется напряжениями на затворах. Изменяя площадь сечения канала, можно создавать как нормально закрытые, так и нормально открытые транзисторы этого типа. Носителями заряда в обоих случаях остаются электроны.

На рис. 7 показаны потенциальный рельеф для электронов вдоль канала ПТНПМЗ при нулевых приложенных напряжениях $V_{ds} = 0$ В и $V_g = 0$ В и распределение электронов в затворе при $V_g = 0$ В и $V_g = -0.73$ В. Металлический затвор образует потенциальную яму для электронов. При приложении к контактам затвора отрицательного напряжения концентрация электронов в центре затвора увеличивается и, кроме того, энергия дна потенциальной ямы увеличивается. Оба эти процесса приводят к обогащению канала транзистора электронами. Если приложенное к контактам затвора напряжение положительно, то происходит уменьшение концентрации электронов в канале.

ВАХ транзистора представлены на рис. 8. В статьях [40, 41] показано, что его подпороговая крутизна может в несколько раз превышать термоэмиссионный предел — величину $e/k_B T \ln(10) \sim (60 \text{ мВ/декаду})^{-1}$ при комнатной температуре. Этот результат является следствием изменения положения дна потенциальной ямы для электронов, образованной металлическим затвором при изменениях V_g . Отношение токов транзистора в

открытом и закрытом состоянии порядка 10^{15} , а мощность, выделяемая в закрытом состоянии, зависит от сечения канала нанопровода и для площади в 25 нм^2 составляет сотые доли пВт.

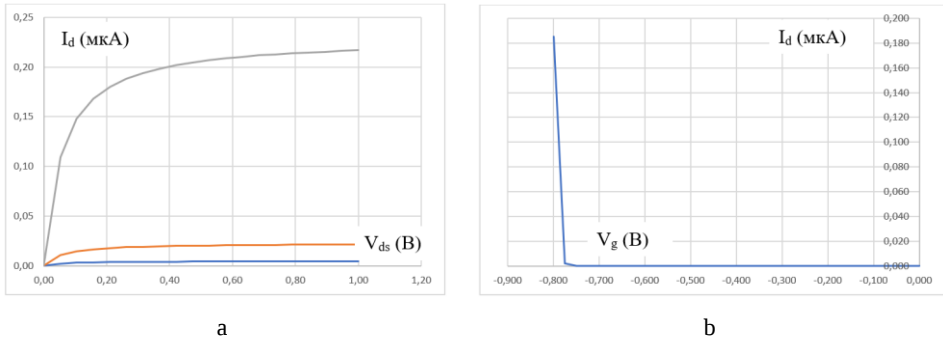


Рис. 8. ВАХ ПТНПМЗ: а — выходные характеристики транзистора при $V_g = -0.73 \text{ В}, -0.735 \text{ В}, -0.740 \text{ В}$ (кривые снизу вверх);

б — передаточная характеристика транзистора при $V_{ds} = 0.530 \text{ В}$.

Fig. 8. Current-voltage characteristics of the field effect transistor with nanowire channel and metal gate: а — output characteristics of the transistor under conditions $V_g = -0.73 \text{ V}, -0.735 \text{ V}, -0.740 \text{ V}$;

б — transfer characteristic of the transistor under condition $V_{ds} = 0.530 \text{ V}$

Следующий прибор, от которого можно ожидать рекордных характеристик, это релаксационный квантовый транзистор (РКТ). Вариант конструкции этого прибора показан на рис. 9. В основе функционирования РКТ лежит управление потоком инжектируемых из эмиттера в базу неравновесных электронов посредством внешнего сигнала [35, 38], а не эффект поля. Поэтому на него не распространяются указанные ранее ограничения, присущие полевым транзисторам.

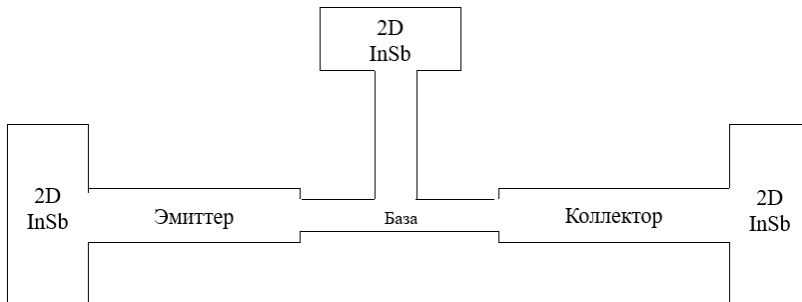


Рис. 9. Релаксационный квантовый транзистор, вид сверху.

Fig. 9. Relaxation quantum transistor, top view

Таблица 3. Характеристики транзисторов для цифровых схем.

Table 3. Characteristics of the transistors for digital circuits

Прибор	Частота отсечки (ГГц)	Рабочее напряжение (В)	Управляющее напряжение (В)	Рабочая плотность тока (мкА/мкм)	Плотность тока утечки (мкА/мкм)	Энергопотребление в открытом состоянии (нВт)	Энергопотребление в закрытом состоянии (нВт)
Si FinFET	199	0,75	0,75	100	0,100	11250	11,2500
Si GAAFET	318	0,60	0,60	500	0.100	15000	3.0000
Si-Ge GAAFET	354	0,50	1,00	700	0,001	35000	0,500
InGaAs-on-Insulator n-FinFET	980	0,50	0,50	250	0,100	7500	3,0000
InSb PKT	3180	0,1	0,01	10	0,001	10	0,05

На рис. 10, 11 и 12 представлены статические характеристики InSb PKT с длиной базы 30 нм, рассчитанные при комнатной температуре. Оценка предельной частоты транзистора с учетом вклада в удельную емкость заряда подвижных носителей дает величину в 2 120 ГГц. При уменьшении длины базы до 25 нм расчетная частота оказывается выше 3 ТГц. Сравнение характеристик InSb PKT с характеристиками других транзисторов для цифровой электроники дано в таблице 3.

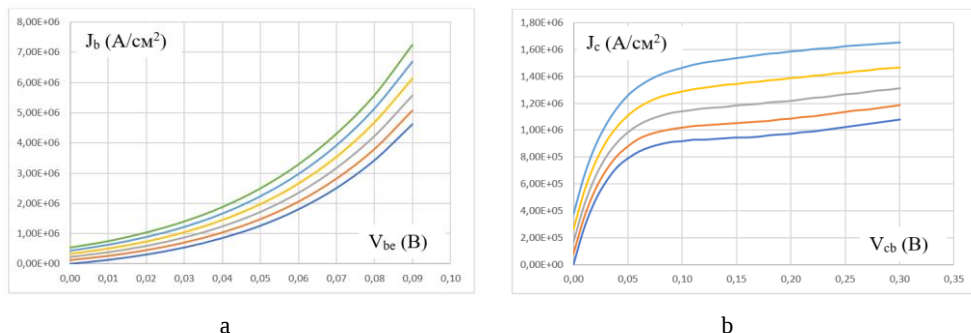


Рис. 10. ВАХ PKT при схеме включения с общей базой: а — входные ВАХ при изменении V_{cb} от 0 В до 0,25 В с шагом 0,05 В (кривые снизу вверх); б — выходные ВАХ при изменении плотности тока базы J_b от 0 мА/см² до 4 мА/см² с шагом 1 мА/см² (кривые снизу вверх).

Fig. 10. Current-voltage characteristics of the relaxation quantum transistor in circuit with a common base: a – input current-voltage characteristics when changes V_{cb} from 0 V to 0.25 V in steps of 0.05 V (curves from bottom to top); b – output current-voltage characteristics when the base current density J_b changes from 0 mA/cm² to 4 mA/cm² with a step of 1 mA/cm² (curves from bottom to top)

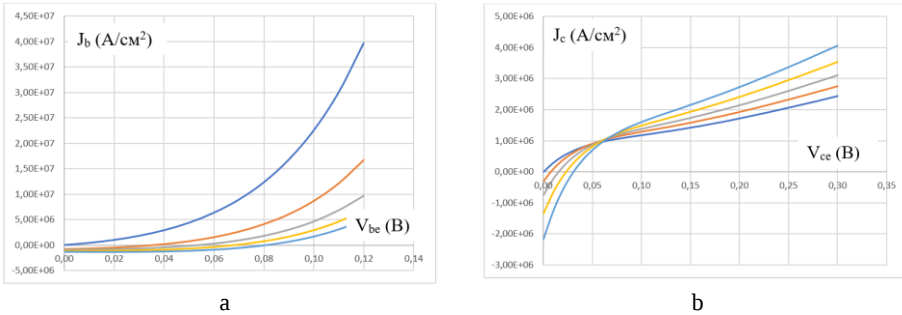


Рис. 11. ВАХ РКТ при схеме включения с общим эмиттером: а — входные ВАХ при изменении V_{ce} от 0 В до 0,2 В с шагом 0,05 В (кривые снизу вверх); б — выходные ВАХ при изменении V_{be} от 0 В до 0,04 В с шагом 0,01 В (кривые снизу вверх).

Fig. 11. Current-voltage characteristics of the relaxation quantum transistor in circuit with a common emitter: а — input current-voltage characteristics when changes V_{ce} from 0 V to 0.2 V in steps of 0.05 V (curves from bottom to top); б — output current-voltage characteristics when changes V_{be} from 0 V to 0.04 V with a step of 0.01 V (curves from bottom to top)

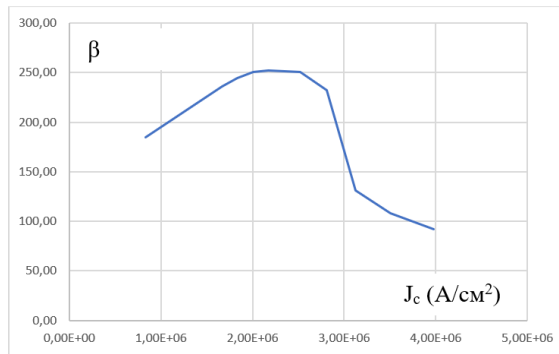


Рис. 12. Зависимость коэффициента усиления РКТ по току при схеме включения с общим эмиттером β от плотности тока коллектора при $V_{ce} = 0.25$ В.

Fig. 12. . Dependence of the relaxation quantum transistor current gain in a common-emitter circuit β from collector current density at $V_{ce} = 0.25$ V

В работах [30, 42] и на рис. 13, 14 представлены результаты расчетов характеристик некоторых логических схем на основе РКТ. Частоты функционирования этих схем превышают 100 ГГц при максимальном удельном энергопотреблении в десятки нВт на элемент. При помощи РКТ может быть реализована сверхбыстродействующая транзисторно-транзисторная логика, широко применявшаяся в цифровой электронике вплоть до 90-х годов прошлого столетия. От нее отказались в пользу КМОП логики из-за высокого энергопотребления используемых биполярных транзисторов и соответствующего сильного разогрева микросхем при эксплуатации, пре-

пытствовавшего повышению уровня интеграции элементов. Предлагаемый релаксационный квантовый транзистор имеет низкое энергопотребление и сверхвысокую предельную частоту функционирования.

Против применения антимонида индия в электронике часто используется аргумент: у этого материала слишком узкая запрещенная зона (0,17 эВ при комнатной температуре), и поэтому приборы на его основе станут неработоспособными даже при незначительном повышении температуры. Однако, как видно на рис. 3, у нанопроводов из антимонида индия эффективная ширина запрещенной зоны существенно изменяется и может достигать величин на порядок больших, чем в объемном материале. Так, при комнатной температуре в пленке, толщиной 20 нм $E_g^{eff} = 0,244$ эВ в нанопроводе с площадью сечения 400 нм^2 — 0,370 эВ, а при площадях сечения в 100 нм^2 , 56 нм^2 и 25 нм^2 — 0,76 эВ, 1,22 эВ и 2,54 эВ соответственно. Так что указанный аргумент оказывается несостоятельным.

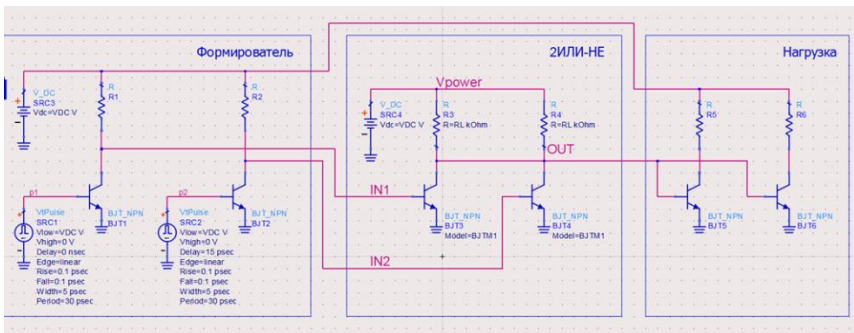


Рис. 13. Схема 2ИЛИ-НЕ на основе ПКТ.

Fig. 13. Circuit 2OR-NO, based on relaxation quantum transistor

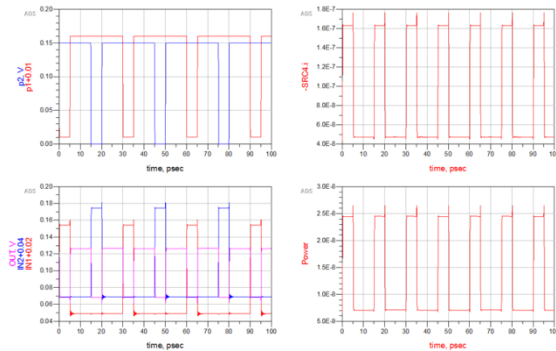


Рис. 14. Результаты моделирования схемы, представленной на рис. 13.

Fig. 14. Results of simulation of circuit presented on fig. 13

Важнейшим устройством современной цифровой электроники является энергонезависимая память. Сейчас большинство микросхем памяти использует в качестве базового элемента полевой транзистор с плавающим затвором. Для него справедливы все ограничения по быстродействию для полевых транзисторов, рассмотренные выше.

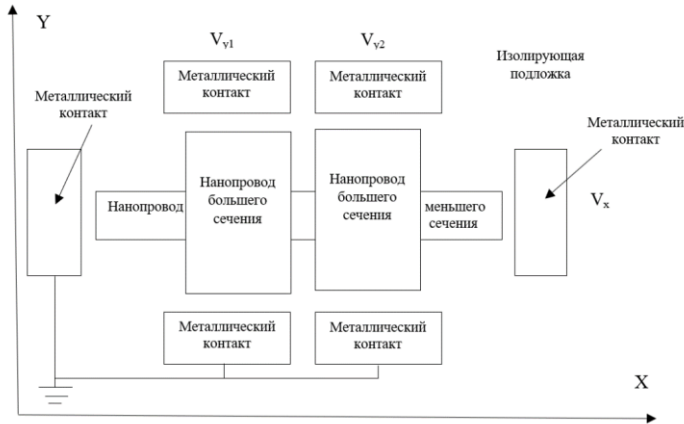
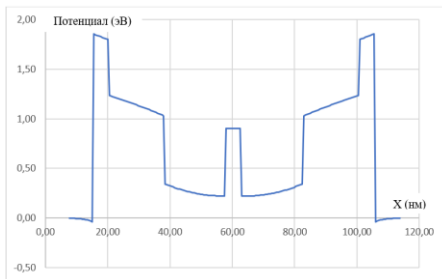
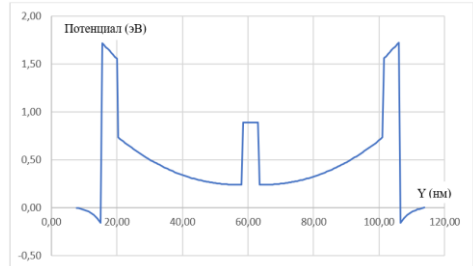


Рис. 15. Ячейка памяти на пересекающихся нанопроводах.

Fig. 15. Memory cell based on crossed nanowires



a



b

Рис. 16. Потенциальные рельефы для электронов в ячейке памяти на основе пересекающихся нанопроводов при нулевых смещениях: а — вдоль «тонкого» нанопровода; б — вдоль «толстого» нанопровода.

Fig. 16. Potential reliefs for electrons in memory cell based on crossed nanowires under zero voltage: a – in a “thin” nanowire; b – in a “thick” nanowire

В работах [41, 43] предложен вариант ячейки памяти на пересекающихся нанопроводах. Ее конструкция показана на рис. 15, а на рис. 16 представлены потенциальные рельефы вдоль «тонкого» и «толстого» нанопроводов при нулевых смещениях V_x и $V_{y1,2}$. Как и в случае РКТ, по-

тенциальные рельефы здесь формируются путем соединения нанопроводов из одного и того же материала, но различного поперечного сечения.

Приложение напряжения $V_x > 0$ искажает потенциальный рельеф и приводит к перетеканию электронов между потенциальными ямами вдоль «тонкого» нанопровода, как показано на рис. 17. Это индуцирует разность потенциалов между контактами «толстых» нанопроводов V_{y1} и V_{y2} . В случае, представленном на рис. 17, напряжение $V_x = 0,5$ В индуцирует напряжения $V_{y1} = 0,118$ В и $V_{y2} = -0,118$ В. В результате, между верхними контактами толстых нанопроводов возникнет разность потенциалов $V_y = V_{y1} - V_{y2} = 0,236$ В.

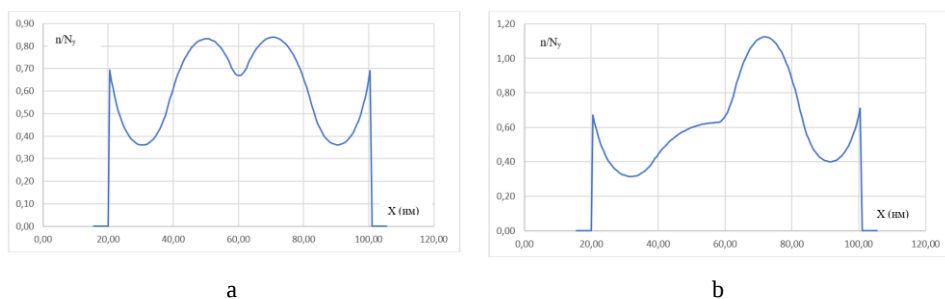


Рис. 17. Концентрация электронов в «тонком» нанопроводе, нормированная на уровень легирования «толстого» нанопровода N_y , при: а — $V_x = 0$ В, б — $V_x = 0.5$ В.

Fig. 17. Electron concentration in a “thin” nanowire normalized to impurity concentration in “thick” nanowire N_y under conditions: а — $V_x = 0$ V, б — $V_x = 0.5$ V

Согласно сделанным в работах [41, 43] оценкам, ячейка памяти на пересекающихся нанопроводах может обеспечить скорость записи информации в сотни Тбайт/с. Характерные значения напряжений записи и чтения информации — десятки доли вольт. При напряжении в $V_x = 0,5$ В расчетный ток утечки прибора порядка 10^{-29} А, а емкость порядка 10^{-20} Ф. То есть время хранения информации в ячейке составляет примерно 16 лет.

4. Заключение

В статье рассмотрены современное состояние и перспективы развития компонентной базы цифровой электроники, уже длительное время находящейся в стагнации. Большая часть исследований в этой области посвящена разнообразным способам совершенствования основного элемента — полевого транзистора все меньших и меньших размеров. Однако на этом пути имеется принципиальное ограничение: чем меньше транзистор, тем менее эффективным становится полевое управление его характеристиками. Судя по наблюдаемым трендам, предел повышения эффективности уже достигнут.

Для выхода из сложившейся ситуации предлагается обратить внимание на два эффекта, которые в настоящее время практически не используются в конструкциях современных твердотельных электронных приборов. Первый — это сильная зависимость эффективной ширины запрещенной зоны полупроводниковых структур пониженной квантовой размерности от их геометрических размеров, если эти размеры меньше некоторого порогового значения, определяемого эффективными массами электронов и дырок. Это позволяет, изменяя только геометрию структуры, создавать разнообразные потенциальные рельефы для носителей заряда. Второй — формирование потоков неравновесных носителей заряда при протекании тока через неоднородности потенциального рельефа. Длина и время релаксации неравновесных квазичастиц к состоянию равновесия малы, и по этой причине они мало влияют на функционирование стандартных полупроводниковых приборов. Используя эту неравновесность, можно попытаться спроектировать новые приборы с уникальными характеристиками.

В качестве примеров полупроводниковых приборов, при проектировании которых использованы указанные эффекты, рассмотрены: полевой транзистор с металлическим затвором, релаксационный квантовый транзистор и ячейка памяти на пересекающихся нанопроводах. Если эти элементы будут созданы и эксперименты подтвердят расчетные характеристики, то можно надеяться на появление микропроцессоров с тактовыми частотами до 100 ГГц и энергопотреблением на порядок меньшим, чем у современных, а также других сверхбыстродействующих электронных схем. Нет сомнений, что для таких устройств найдутся многочисленные применения, особенно в мобильных и робототехнических системах. Отдельно отметим, что для создания рассмотренных приборов достаточно имеющихся в нашей стране технологий.

Список литературы

1. Nanodevices for Integrated Circuit Design. Ed. by S. L. Tripathi, A. Kumar, K. Srinivasa Rao, P. R. Mudimela. Scrivener Publishing, Wiley, 2023. 275 p.
2. Josephine A. A., Gracia D., Jackuline M. D., DC and RF analysis of Vertical 3D p-type Silicon Nanotube FET for low power applications // International Journal of Electronics. 2022. V. 109. P. 721–734.
3. Жалнин В. П., Власов А. И., Коробенко И. С., Шадрин Ю. А. Анализ тенденций развития полевых транзисторов // Труды МЭС-2022. 2022. С. 53—60.
4. Красников Г. Я. Возможности микроэлектронных технологий с топологическими размерами менее 5 нм // Наноиндустрия. 2020. Т. 13, № S5-1 (102). С. 13—19.
5. Ляпидевский А. В., Жмудь В. А. Основные исследования зарубежной электроники и фотоники // Автоматика и программная инженерия. 2023. № 2(44). С. 100—150.
6. Joshi Y. DARPA Thermal Management Initiatives in Support of Three Dimensional Heterogeneous Integration. In : IMAPS/IPC Workshop on ON-SHORING ADVANCED PACKAGING AND ASSEMBLY. Tysons Corner, VA, July 11, 2023, 31 p.

7. Лебедев А. И. Физика полупроводниковых приборов. М. : ФИЗМАТЛИТ, 2008. 488 с.
8. Magno R., Boos J. B. Campbell P. M. et al. High speed, low power electronics using Sb-based semiconductors. In : IEEE Conference: Compound Semiconductors, 2003. P. 175–176.
9. Intel и QinetiQ анонсировали некремниевый высокопроизводительный транзистор [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://www.kv.by/archive/index2005073401.htm>. (дата обращения: 22.11.2024).
10. Ashley T., Barnes A. R., Buckle L. et al. InSb-based Quantum Well Transistors for High Speed, Low Power Applications. In : 2005 GaAs MANTECH Conf. Dig. Ppr. 2005.
11. Datta S., Ashley T., Brask J. et al. 85nm Gate Length Enhancement and Depletion mode InSb Quantum Well Transistors for Ultra High Speed and Very Low Power Digital Logic Applications. In : IEDM Technical Digest. 2005. P. 763–766.
12. Liu J. An Evaluation of Indium Antimonide Quantum Well Transistor Technology. MIT, 2006. 102 p.
13. Radosavljevic M., Ashley T., Andreev A. et al. High-Performance 40nm Gate Length InSb p-Channel Compressively Strained Quantum Well Field Effect Transistors for Low-Power (VCC=0.5V) Logic Applications. In : IEDM 2008. IEEE International, 2008. P. 727–730.
14. Kulkarni J. P., Roy K. Technology Circuit Co-Design for Ultra Fast InSb Quantum Well Transistors // IEEE Transactions on Electron Devices. 2008. Vol. 55, No. 10. P. 2537–2545.
15. Subash T. D., Gnanasekaran T., Divya C. Performance analysis of InSb based QWFET for ultra high speed applications // Journal of Semiconductors. 2015. Vol. 36, No. 1. P. 014003-1–014003-4.
16. Mahtab S. S., Alam M. J., Khan A. M. et al. Optimization of InSb QWFET Layer Structure for High-Speed and Low Power Nano Electronics Applications. In : Proceedings of the 2017 4th International Conference on Advances in Electrical Engineering (ICAEE). 2017. P. 707–712.
17. Обухов И. А., Обухов И. И. Моделирование характеристик полевого транзистора с каналом из антимонида индия // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2024. Т. 7, № 2. С. 190—207.
18. Royter Y., Elliott K. R., Deelman P. W. et al. High frequency InAs-channel HEMT's for low power ICs. In : IEDM'03 Technical Digest. IEEE International, 2003. P. 731–734.
19. 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.
20. Martel R., Schmidt T., Shea H. R. et al. Singl- and multi-wall carbon nanotube field-effect transistors // Apl. Phys. Lett. 1998. V. 73, No 17. P. 2447–2449.
21. Das S. R., Delker C. J., Zakharov D. et al. Room temperature device performance of electrodeposited InSb nanowire field effect transistors // Apl. Phys. Lett. 2011. Vol. 98. P. 243504-1–243504-3.
22. Yang Z-X., Han N., Wang F. et al. Carbon doping of InSb nanowires for high-performance p-channel field-effect-transistors // Nanoscale. 2013. V. 5. P. 9671–9676.
23. Khan M. I., Penchev M., Jing X. et al. Electrochemical Growth of InSb Nanowires and Report of a Single Nanowire Field Effect Transistor // J. Nanoelectronics and Optoelectronics. 2008. V. 3. P. 199–202.
24. Zhang C., Miao X., Mohseni P. K. et al. Site-Controlled VLS Growth of Planar Nanowires: Yield and Mechanism // Nano Letters. 2014. V. 14, No 12. P. 6836-41. doi: 10.1021/nl502525z.
25. Fadaly E. M. T., Zhang H., Conesa-Boj S. Observation of Conductance Quantization in InSb Nanowire Networks // Nano Letters. 2017. V. 17(11). doi: 10.1021/acs.nanolett.7b00797.
26. Gazibegovic S., Car D., Zhang H. et al. Epitaxy of advanced nanowire quantum devices // Nature. 2017. V. 548. P. 434–445.
27. Badawy G., Zhang B., Rauch T. et al. Electronic Structure and Epitaxy of CdTe Shells on InSb Nanowires // Adv. Sci. 2022. V. 9. P. 2105722-1–2105722-8.

28. Zatelli F., Driell D. van, Xu D. et al. Robust poor man's Majorana zero modes using Yu-Shiba-Rusinov states // *Nature Communications*. 2024. V. 15. P.7933-1 –7933-9. doi: 10.1038/s41467-024-52066-2.
29. Обухов И. А. Моделирование переноса заряда в мезоскопических структурах. Москва — Киев — Минск — Севастополь : Вебер, 2005. 226 с.
30. 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. doi: 10.31857/S0544126921030030.
31. Божьев И. В., Горох Г. Г., Карушкин Н. Ф. и др. Электрические характеристики нанопроводов антимонида индия в пористых матрицах анодного оксида алюминия. В сб. : 28-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» — КрыМиКо'2018 (Севастополь, 9—15 сент. 2018 г.). 2018. С. 1041—1046.
32. Федоров Ю. В., Щербакова М. Ю., Гнатюк Д. Л. И др. НЕМТ на гетероструктурах $In_{0,52}Al_{0,48}As/In_{0,53}Ga_{0,47}As/In_{0,52}Al_{0,48}As/InP$ с предельной частотой усиления по мощности до 323 ГГц // *Доклады ТУСУР*. 2010. № 2 (22). Ч. 1. С. 191—197.
33. Майская В. Освоение терагерцовой щели. Полупроводниковые приборы вторгаются в субмиллиметровый диапазон // *Электроника. Наука, технология, бизнес*. 2011. № 8 (00114). С. 74—87.
34. Малеев Н. А., Васильев А. П., Кузьменков А. Г. и др. InAlAs/InGaAs/InP HEMTs с композитным каналом и улучшенными пробивными характеристиками // *Письма в ЖТФ*. 2019. Т. 45, вып. 21. С. 29—33.
35. Обухов И. А. О возможности создания релаксационных квантовых приборов // *Письма в ЖТФ*. 1993. Т. 19, вып. 17. С. 12—16.
36. Обухов И. А. Приборы на основе квантовых проводов : перспективы и проблемы. В сб. : 6-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» — КрыМиКо'96 (Севастополь, 16—19 сент. 1996 г.). 1997. С. 55—64.
37. Обухов И. А. Неравновесные эффекты в электронных приборах. Москва — Киев — Минск — Севастополь : Вебер, 2010. 303 с.
38. Obukhov I. A. Planar One-Dimensional Quantum Devices // *Nanoscience and Nanotechnology*. 2013. V. 3, No.5. P. 115—122. doi: 10.5923/j.nn.20130305.02.
39. Obukhov I. A. Nonequilibrium Effects in One-Dimensional Quantum Devices. Saarbrucken. LAMBERT Academic Publishing, 2014. 132 p.
40. Обухов И. А. Полевой транзистор с металлическим затвором // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2023. Т. 6, № 3. С. 275—284. doi: 10.29039/2587-9936.2023.06.3.21.
41. Обухов И. А., Обухов И. И. Приборы на основе пересекающихся нанопроводов // *Нано- и микросистемная техника*. 2024. Т. 26, № 1. С. 42—51. doi: 10.17587/nmst.26.42-51.
42. Обухов И. А., Балабанов В. М. Некоторые возможности квантовых интегральных схем. В сб. : 9-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» — КрыМиКо'99 (Севастополь, 13—16 сент. 1999 г.). 1999. С. 76—77.
43. Обухов И. А., Обухов И. И. Ячейка памяти на основе пересекающихся нанопроводов // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2023. Т. 6, № 1. С. 44—52. doi: 10.29039/2587-9936.2023.06.1.04.

Информация об авторе

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

Ultra-High-Speed Low-Power Electronics

I. A. Obukhov

Scientific-Industrial Company "Radiotechnika"

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

Received: November 29, 2024

Peer-reviewed: December 2, 2024

Accepted: December 2, 2024

Abstract: The current state and prospects of development of the component base for ultra-high-speed electronics with low power consumption are considered. Approaches to the design of solid-state electronic devices based on nanowires that can be used in future digital electronics and they constructions are proposed. Estimates of the expected characteristics of these devices are presented.

Keywords: nanowire, field effect transistor, relaxation quantum transistor, indium antimonide (InSb), indium arsenide (InAs), digital electronics, terahertz range.

For citation (IEEE): I. A. Obukhov, "Ultra-High-Speed Low-Power Electronics," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 8, no. 1, pp. 72–93, 2025.
doi: 10.21227/43ay-6s44. (In Russ.).

References

- [1] *Nanodevices for Integrated Circuit Design*, ed. by S. L. Tripathi, A. Kumar, K. S. Rao and P. R. Mudimela. Scrivener Publishing, Wiley, 2023.
- [2] A. A. Josephine, D. Gracia, and M. D. Jackuline, "DC and RF analysis of Vertical 3D p-type Silicon Nanotube FET for low power applications", *International Journal of Electronics*, vol. 109, pp. 721–734, 2022.
- [3] 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. doi: 10.31114/ 2078-7707-2022-2-53-60. (In Russ.).
- [4] 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.).
- [5] A. V. Liapedevskii and V. A. Zhmud, "Osnovnie issledovaniia zarubeznoi elektroniki i fotoniki [Main researches of foreign electronics and photonics]", *Avtomatika i programnaia inzheneria*, no 2(44), pp. 10–150, 2023. <http://www.jurnal.nips.ru> (In Russ.).
- [6] Y. Joshi, "DARPA Thermal Management Initiatives in Support of Three Dimensional Heterogeneous Integration", in: *IMAPS/IPC Workshop on ON-SHORING ADVANCED PACKAGING AND ASSEMBLY*. Tysons Corner, VA, July 11, 2023.
- [7] A. I. Lebedev, *Physics of semiconductor devices*. Moscow: FIZMATLIT, 2008. (In Russ.).
- [8] R. Magno, J. B. Boos, P. M. Campbell, et al., "High speed, low power electronics using Sb-based semiconductors", in: *IEEE Conference: Compound Semiconductors, 2003*, pp. 175–176, 2003. doi: 10.1109/ISCS.2003.1239962.
- [9] High-Tech Club, Intel and QinetiQ announce non-silicon high-performance transistor. High-Tech Club. URL: <https://www.kv.by/archive/index2005073401.htm> (Accessed: November 30, 2024). (In Russ.).

- [10] T. Ashley, A. R. Barnes, L. Buckle, et al., "InSb-based Quantum Well Transistors for High Speed, Low Power Applications," in : *2005 GaAs MANTECH Conf. Dig.*, pp., 2005.
- [11] S. Datta, T. Ashley, J. Brask, et al., "85nm Gate Length Enhancement and Depletion mode InSb Quantum Well Transistors for Ultra High Speed and Very Low Power Digital Logic Applications", in *IEDM Technical Digest*, pp. 763–766, 2005.
- [12] J. Liu, "An Evaluation of Indium Antimonide Quantum Well Transistor Technology," MIT, 2006.
- [13] M. Radosavljevic, T. Ashley, A. Andreev., et al., "High-Performance 40nm Gate Length InSb p-Channel Compressively Strained Quantum Well Field Effect Transistors for Low-Power (VCC=0.5V) Logic Applications," in *IEDM 2008. IEEE International, 2008*, pp. 727–730, 2008. doi: 10.1109/IEDM.2008.4796798.
- [14] J. P. Kulkarni and K. Roy, "Technology Circuit Co-Design for Ultra Fast InSb Quantum Well Transistors," *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 55, no. 10, pp. 2537–2545, 2008. doi: 10.1109/TED.2008.2003030.
- [15] T. D. Subash, T. Gnanasekaran, and C. Divya, "Performance analysis of InSb based QWFET for ultra high speed applications," *Journal of Semiconductors*, vol. 36, no. 1, pp. 014003-1–014003-4, 2015. doi: 10.1088/1674-4926/36/1/014003.
- [16] S. S. Mahtab, M. J. Alam, A. M. Khan, et al., "Optimization of InSb QWFET Layer Structure for High-Speed and Low Power Nano Electronics Applications," in *Proceedings of the 2017 4th International Conference on Advances in Electrical Engineering (ICAEE)*, pp. 707–712, 2017. doi: 10.1109/ICAEE.2017.8255447.
- [17] I. A. Obukhov and I. I. Obukhov, "Simulation of Characteristics of FET with Indium Antimonide Channel," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 7, no. 2, pp. 190–207, 2024. (In Russ.).
- [18] Y. Royter, K. R. Elliott, P. W. Deelman, et al., "High frequency InAs-channel HEMT's for low power ICs," in *IEDM'03 Technical Digest. IEEE International, 2003*, pp. 731–734, 2003. doi: 10.1109/IEDM.2003.1269385.
- [19] 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. doi: 10.1134/S1063785021020127.
- [20] R. Martel, T. Schmidt, H. R. Shea, T. Hertel, and Ph. Avouris, "Singl- and multi-wall carbon nanotube field-effect transistors," *Apl. Phys. Lett.*, vol. 73, no 17, pp. 2447–2449, 1998.
- [21] S. R. Das, C. J. Delker, D. Zakharov, et al., "Room Temperature Device Performance of Electrodeposited InSb Nanowire Field Effect Transistors," *Appl. Phys. Lett.*, vol. 98, p. 243504-1–243504-3, 2011. doi: 10.1063/1.3587638.
- [22] Z.-X. Yang, N. Han, et al., "Carbon doping of InSb nanowires for high-performance pchannel field-effect-transistors," *Nanoscale*, vol. 5, pp. 9671–9676, 2013. doi: 10.1039/c3nr03080f.
- [23] M. I. Khan, M. Penchev, X. Jing, et al., "Electrochemical Growth of InSb Nanowires and Report of a Single Nanowire Field Effect Transistor," *J. Nanoelectronics and Optoelectronics*, vol. 3, pp. 199–202, 2008.
- [24] C. Zhang, X. Miao, P. K. Mohseni, et al., "Site-Controlled VLS Growth of Planar Nanowires: Yield and Mechanism," *Nano Letters.*, vol. 14, no 12, pp. 6836–6841, 2014. doi: 10.1021/nl502525z.
- [25] E. M. T. Fadaly, H. Zhang, and S. Conesa-Boj, "Observation of Conductance Quantization in InSb Nanowire Networks," *Nano Letters*, vol. 17(11), 2017. doi: 10.1021/acs.nanolett.7b00797.
- [26] S. Gazibegovic, D. Car, H. Zhang, et al., "Epitaxy of advanced nanowire quantum devices," *Nature*, vol. 548, pp. 434–445, 2017.
- [27] G. Badawy, B. Zhang, T. Rauch, et al., "Electronic Structure and Epitaxy of CdTe Shells on InSb Nanowires," *Adv. Sci.*, vol. 9, pp. 2105722-1–2105722-8, 2022.

- [28] F. Zatelli, D. van Driel, D. Xu, et al., “Robust poor man’s Majorana zero modes using Yu-Shiba-Rusinov states,” *Nature Communications*, vol. 15, P.7933–1–7933-9, 2024. doi: 10.1038/s41467-024-52066-2.
- [29] I. A. Obukhov, *Modeling of charge transport in mesoscopic structures*, Moscow–Kiev–Minsk–Sevastopol: Weber, 2005. (In Russ.).
- [30] 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. doi: 10.1134/S1063739721030033.
- [31] I. V. Bozh’ev, G. G. Gorokh, N. F. Karushkin, et al., “Electrical characteristics of indium antimonide nanowires in porous matrices of anodic aluminum oxide,” in *28th Int. Crimean conf. “Microwave and telecommunication technology” – CriMiCo’2018*, Sevastopol, 2018, vol. 4, pp. 1041–1046, 2018. (In Russ.).
- [32] Yu. V. Fedorov, M. Yu. Scherbakova, D. L. Gnatyuk, N. G. Yaremenko, and V. A. Strahov, “ $In_{0.52}Al_{0.48}As/In_{0.53}Ga_{0.47}As/In_{0.52}Al_{0.48}As/InP$ HEMT with Maximum Frequency of Oscillation up to 323 GHz,” *Doklady TUSURa*, no. 2(22), part 1, pp. 191–197. (In Russ.).
- [33] V. Maiskaia “Osvoenie teragertsovoi theli. Poluprovodnikovie pribori vtorgautsia v milimetrovii diapazon [Mastering the Terahertz Gap: Semiconductor Devices Enter the Submillimeter Range],” *Elektronika. Nauka, tekhnologiya, biznes*, no 8 (00114), pp. 74–87, 2011. (In Russ.).
- [34] N. A. Maleev, A. P. Vasil’ev, A. G. Kuzmenkov, et al., “InAlAs/InGaAs/InP High-Electron-Mobility Transistors with a Composite Channel and Higher Breakdown Characteristics,” *Tech. Phys. Lett.*, vol. 45, pp. 1092–1096, 2019). doi: 10.1134/S1063785019110075.
- [35] I. A. Obukhov, “About the Possibility of Relaxation Quantum Devices Creation,” *Tech. Phys. Lett.*, vol. 19, no. 9, pp. 537–538, 1993.
- [36] I. A. Obukhov “Devices dased on quantum wires: perspectives and problems,” in *6th Int. Crimean conf. “Microwave and telecommunication technology” – CriMiCo’1996*, Sevastopol, 1996, pp. 55–64, 1997. (In Russ.).
- [37] I. A. Obukhov, *Nonequilibrium effects in electron devices*, Moscow–Kiev–Minsk–Sevastopol: Weber, 2010. (In Russ.).
- [38] I. A. Obukhov, “Planar One-Dimensional Quantum Devices,” *Nanoscience and Nanotechnology*, vol. 3, no.5, pp. 115–122, 2013. doi: 10.5923/j.nn.20130305.02.
- [39] I. A. Obukhov, *Nonequilibrium Effects in One-Dimensional Quantum Devices*, Saarbrucken : LAMBERT Academic Publishing, 2014.
- [40] I. A. Obukhov, “Field Effect Transistor with Metal Gate,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 6, no. 3, pp. 275–284, 2023, doi: 10.29039/2587-9936.2023.06.3.21. (In Russ.).
- [41] 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. doi: 10.17587/nmst.26.42-51.
- [42] I. A. Obukhov and V. M. Balabanov, “Some possibilities of quantum integrated circuits,” in *9th Int. Crimean conf. “Microwave and telecommunication technology” – CriMiCo’99*, Sevastopol, 1999, pp. 76–77. (In Russ.).
- [43] I. A. Obukhov and I. I. Obukhov, “Memory Cell Based on Crossed Nanowires,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 6, no. 1, pp. 44–52, 2023, doi: 10.29039/2587-9936.2023.06.1.04. (In Russ.).

Information about the author

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

УДК 621.376

Согласованная фильтрация оптимальных сигналов

Дегтярёв А. Н., Афонин И. Л.

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

Получено: 5 марта 2025 г.

Отрецензировано: 12 марта 2025 г.

Принято к публикации: 12 марта 2025 г.

Аннотация: Показано, что если комплексный коэффициент передачи согласованного фильтра определён согласно критерию минимума выходной дисперсии шума при фиксированном отсчётном значении выходного сигнала, то повышение отношения сигнал/шум на выходе такого фильтра возможно путем соответствующего выбора энергетического спектра сигнала. Выбор энергетического спектра сигнала обусловлен видом спектральной плотности мощности входного шума. Для определения энергетического спектра сигнала отношение сигнал/шум на выходе согласованного фильтра максимизируется с использованием неравенства Буняковского — Шварца. Если входной шум является белым шумом с равномерной спектральной плотностью мощности, то отношение сигнал/шум на выходе согласованного фильтра не зависит от вида энергетического спектра сигнала. Выигрыш в отношении сигнал/шум от применения согласованного фильтра равен квадратному корню из базы сигнала. Если энергетический спектр сигнала прямо пропорционален спектральной плотности мощности входного белого шума, то выигрыш в отношении сигнал/шум от применения согласованного фильтра также равен квадратному корню из базы сигнала. Если энергетический спектр сигнала обратно пропорционален спектральной плотности мощности белого шума, то выигрыш в отношении сигнал/шум от применения согласованного фильтра может превышать квадратный корень из базы сигнала. Увеличение ширины спектра сигнала по сравнению с шириной спектра шума приводит к резкому повышению выигрыша. Если энергетический спектр сигнала является равномерным, а спектральная плотность мощности белого шума является произвольной, то выигрыш в отношении сигнал/шум от применения согласованного фильтра может превышать квадратный корень из базы сигнала. Увеличение ширины спектра сигнала по сравнению с шириной спектра шума приводит к резкому повышению выигрыша. Однако этот выигрыш меньше, чем в предыдущем случае.

Ключевые слова: согласованный фильтр, отношение сигнал/шум, максимизация, энергетический спектр сигнала, спектральная плотность мощности шума, комплексный коэффициент передачи, выигрыш в отношении сигнал/шум.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Дегтярев А. Н. Согласованная фильтрация оптимальных сигналов // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2025. Т. 8, № 1. С. 94—111.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Дегтярев, А. Н. Согласованная фильтрация оптимальных сигналов / А. Н. Дегтярев // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2025. — Т. 8, № 1. — С. 94—111.

1. Введение

Теория обнаружения и различения радиосигналов хорошо известна. В частности, оптимальный приёмник, обеспечивающий на своём выходе максимально возможное отношение сигнал-помеха, имеет структуру коррелятора или согласованного фильтра [1—3].

Далее, не теряя общности, будем рассматривать согласованный фильтр (СФ), считая, что на его вход поступает аддитивная смесь $z(t)$ сигнала $s(t)$ длительностью T и небелого шума $n(t)$, спектральная плотность которого $W_n(\omega)$ известна

$$z(t) = s(t) + n(t). \quad (1)$$

Решение о наличии в смеси $z(t)$ сигнала $s(t)$ принимается в момент времени окончания сигнала.

Критерием оптимальности СФ является максимум выходного отношения сигнал/шум в отсчетный момент времени [1—3].

Необходимо отметить, что задача максимизации выходного отношения сигнал/шум решается в два этапа [1—3].

На первом этапе предполагается, что шум является белым и имеет равномерную спектральную плотность мощности. Определяют комплексный коэффициент передачи (ККП) согласованного фильтра, выходное отношение сигнал/шум в отсчетный момент времени и выигрыш в отношении сигнал/шум от применения СФ.

На втором этапе считают, что шум имеет произвольную спектральную плотность мощности. На входе СФ устанавливают обесцараивающий фильтр (ОБ). С учетом комплексного коэффициента передачи ОБ определяют ККП согласованного фильтра, выходное отношение сигнал/шум в отсчетный момент времени и выигрыш в отношении сигнал/шум от применения СФ.

Максимизация выходного отношения сигнал/шум осуществляется преобразованием неравенства Буняковского — Шварца в равенство [1—3].

В работах [1—3] получены следующие результаты.

Отношение сигнал/помеха на входе СФ

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

где $E_s = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S^2(\omega) d\omega$ — энергия сигнала $s(t)$, где $W_n(\omega)$ — спектральная плотность мощности помехи $n(t)$, $S(j\omega)$ — спектральная плотность сигнала $s(t)$.

Комплексный коэффициент передачи СФ имеет вид [1]

$$K(j\omega) = \frac{C \cdot S^*(j\omega) e^{-j\omega T}}{W_n(\omega)}, \quad (2)$$

где $W_n(\omega)$ — спектральная плотность мощности помехи $n(t)$, $S^*(j\omega)$ — спектральная плотность, комплексно сопряженная спектральной плотности сигнала $s(t)$, C — константа.

Отношение сигнал/помеха в отсчетный момент времени на выходе фильтра равен

$$q_p = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{S^2(\omega)}{W_n(\omega)} d\omega}. \quad (3)$$

Выигрыш в отношении сигнал/шум от применения СФ равно

$$h_{sn} = \sqrt{\frac{T \cdot \int_{-\infty}^{\infty} \frac{S^2(\omega)}{W_n(\omega)} d\omega \int_{-\infty}^{\infty} W_n(\omega) d\omega}{\int_{-\infty}^{\infty} S^2(\omega) d\omega}} = \sqrt{\frac{T}{2\pi} \cdot \frac{D_n}{E_s} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} \frac{S^2(\omega)}{W_n(\omega)} d\omega}, \quad (4)$$

где $D_n = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} W_n(\omega) d\omega$ — дисперсия шума, $E_s = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S^2(\omega) d\omega$ — энергия сигнала.

В работе [4] было предложено оптимизировать СФ по критерию минимума дисперсии выходного шума при фиксированном отсчетном значении выходного сигнала.

Аналитические выражения для ККП согласованного фильтра, выходного отношения сигнал/шум в отсчетный момент времени и выигрыша

в отношении сигнал/шум от применения СФ, вычисленные с применением этого критерия, совпадают с соответствующими выражениями (1) — (3). Однако, использование указанного критерия позволило определить константу C , входящую в (2),

$$C = \frac{2\pi A}{\int_{-\infty}^{\infty} \frac{S^2(\omega)}{W_n(\omega)} d\omega}, \quad (4)$$

где A — заданное отсчетное значение выходного сигнала СФ.

Выражения (1) — (4) в работе [4] были получены в результате решения изопериметрической задачи вариационного исчисления, согласно методике [5].

Итак, указанные критерии, позволяющие повысить отношение сигнал/шум на выходе СФ, дают ответ на вопрос, каким должен быть ККП фильтра. Однако отношение сигнал/шум зависит также от вида принимаемого сигнала.

Цель настоящей работы состоит в определении вида энергетического спектра сигнала, обеспечивающего максимальное отношение сигнал/шум на выходе СФ, при условии, что ККП согласованного фильтра задан выражениями (2) и (4).

Вычислим энергетический спектр сигнала, при котором отношение сигнал/шум (3) достигает максимума, для чего используем неравенство Буняковского — Шварца.

Рассмотрим возможные случаи использования указанного неравенства.

2. Первый способ определения оптимального энергетического спектра сигнала

В первом случае для отношения сигнал/шум (3) можно записать

$$\begin{aligned} q_{PI} &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{S^2(\omega)}{W_n(\omega)} d\omega} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{S(j\omega) S^*(j\omega)}{W_n(\omega)} d\omega} \leq \\ &\leq \sqrt{\frac{1}{2\pi}} \sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} S^2(\omega) d\omega} \sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} \frac{S^2(\omega)}{W_n(\omega)} d\omega}. \end{aligned}$$

В этом выражении равенство возможно, если выполняется условие

$$S(j\omega) = C_1 \frac{S(j\omega)}{W_n(\omega)},$$

где C_1 — константа.

Тогда

$$W_n(\omega) = C_1.$$

Т.е. в рассматриваемом случае спектральная плотность мощности помехи является равномерной (т.е. помеха является белым шумом), а отношение сигнал/помеха не зависит от формы сигнала.

Отношение сигнал/помеха на выходе согласованного фильтра составляет

$$q_{p1} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{S^2(\omega)}{C_1} d\omega} = \sqrt{\frac{E_s}{C_1}}.$$

Пусть ширина спектра сигнала ограничена частотным интервалом

$$\Delta\omega = \omega_{\max} - \omega_{\min},$$

где $\omega_{\max}$ и $\omega_{\min}$ — верхняя и нижняя частоты спектра сигнала. Тогда выигрыш в отношении сигнал/помеха составляет

$$h_{sn1} = \frac{q_{p1}}{q_0} = \frac{\sqrt{\frac{E_s}{C_1}}}{\sqrt{\frac{E_s}{T}} / \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\omega_{\min}}^{\omega_{\max}} C_1 d\omega}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} T \Delta\omega}. \quad (5)$$

Зависимость выигрыша в отношении сигнал/помеха от ширины спектра сигнала для этого случая показана на рис. 1 (кривая 1).

Согласно выражениям (2) и (4) комплексный коэффициент передачи согласованного фильтра имеет вид

$$K(j\omega) = \frac{2\pi A}{\int_{-\infty}^{\infty} \frac{S^2(\omega)}{C_1} d\omega} \cdot \frac{S^*(j\omega)e^{-j\omega T}}{C_1} = \frac{A}{\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S^2(\omega) d\omega} \cdot S^*(j\omega)e^{-j\omega T} = \frac{A}{E_s} \cdot S^*(j\omega)e^{-j\omega T}. \quad (6)$$

Выражения (5) и (6) совпадают с аналогичными выражениями, полученными для согласованного фильтра, предназначенного для приема известного сигнала в условиях помехи в виде белого шума.

3. Второй способ определения оптимального энергетического спектра сигнала

Рассмотрим второй случай использования неравенства Буняковского — Шварца. На основании (3) для отношения сигнал/шум имеем

$$q_{p2} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{S^2(\omega)}{W_n(\omega)} d\omega} \leq \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S^4(\omega) d\omega} \sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{W_n^2(\omega)} d\omega}.$$

В этом выражении равенство возможно, если выполняется условие

$$S^2(\omega) = C_2 \frac{1}{W_n(\omega)},$$

где C_2 — константа.

Таким образом, в рассматриваемом случае спектральная плотность сигнала обратно пропорциональна спектральной плотности мощности помехи.

Согласно выражениям (2) и (4) комплексный коэффициент передачи согласованного фильтра имеет вид

$$K_2(j\omega) = \frac{2\pi A}{C_2 \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{W_n^2(\omega)} d\omega} \cdot \frac{S^*(j\omega)e^{-j\omega T}}{W_n(\omega)} = \frac{2\pi A}{\int_{-\infty}^{\infty} S^4(\omega) d\omega} \cdot S^2(\omega) S^*(j\omega)e^{-j\omega T}. \quad (7)$$

Отношение сигнал/помеха на выходе согласованного фильтра запишется как

$$q_{P2} = \sqrt{C_2 \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{W_n^2(\omega)} d\omega} = \sqrt{\frac{1}{C_2} \cdot \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_n^4(\omega) d\omega}.$$

Выигрыш в отношении сигнал/помеха составляет

$$h_{sn2} = \frac{q_{P2}}{q_0} = \frac{\sqrt{C_2 \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{W_n^2(\omega)} d\omega}}{\sqrt{\frac{1}{T} \cdot \frac{1}{2\pi} C_2 \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{W_n(\omega)} d\omega}} = \sqrt{\frac{\frac{1}{2\pi} T \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{W_n^2(\omega)} d\omega \int_{-\infty}^{\infty} W_n(\omega) d\omega}{\int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{W_n(\omega)} d\omega}}. \quad (8)$$

Если полоса пропускания канала передачи сигнала ограничена частотным интервалом $\Delta\omega = \omega_{\max} - \omega_{\min}$, то

$$h_{sn2} = \sqrt{\frac{\frac{1}{2\pi} T \int_{\omega_{\min}}^{\omega_{\max}} \frac{1}{W_n^2(\omega)} d\omega \int_{\omega_{\min}}^{\omega_{\max}} W_n(\omega) d\omega}{\int_{\omega_{\min}}^{\omega_{\max}} \frac{1}{W_n(\omega)} d\omega}}. \quad (9)$$

Рассмотрим случай, когда в канале связи присутствует белый шум со спектральной плотностью мощности W_0 и помеха, спектральная плотность которой равномерна и равна W_1 в частотной полосе от $\omega_{N\max}$ до $\omega_{N\min}$, т. е.

$$W_n(\omega) = \begin{cases} W_1, \omega \in [\omega_{N \min}, \omega_{N \max}], \\ W_0, \omega_{\min} \leq \omega \leq \omega_{N \min}, \omega_{N \max} \leq \omega \leq \omega_{\max}. \end{cases}$$

Можно записать

$$\begin{aligned} W_n(\omega) &= W_0 \cdot [1(\omega - \omega_{\min}) - 1(\omega - \omega_{N \min})] + W_1 \cdot [1(\omega - \omega_{N \min}) - 1(\omega - \omega_{N \max})] + \\ &\quad + W_0 \cdot [1(\omega - \omega_{N \max}) - 1(\omega - \omega_{\max})], \\ S^2(\omega) &= \frac{C_2}{W_0} \cdot [1(\omega - \omega_{\min}) - 1(\omega - \omega_{N \min})] + \frac{C_2}{W_1} \cdot [1(\omega - \omega_{N \min}) - 1(\omega - \omega_{N \max})] + \\ &\quad + \frac{C_2}{W_0} \cdot [1(\omega - \omega_{N \max}) - 1(\omega - \omega_{\max})]. \end{aligned}$$

Тогда на основании (7) получаем

$$\begin{aligned} K_2(j\omega) &= \frac{2\pi A}{\int_{\omega_{\min}}^{\omega_{\max}} S^4(\omega) d\omega} \cdot S^2(\omega)^* S(j\omega) e^{-j\omega T} = \\ &= \frac{2\pi A}{C_2 \left[\frac{\omega_{N \min} - \omega_{\min}}{W_0^2} + \frac{\omega_{N \max} - \omega_{N \min}}{W_1^2} + \frac{\omega_{\max} - \omega_{N \min}}{W_0^2} \right]} S(j\omega) e^{-j\omega T} \times \\ &\quad \times \left[\frac{1(\omega - \omega_{\min}) - 1(\omega - \omega_{N \min})}{W_0} + \frac{1(\omega - \omega_{N \min}) - 1(\omega - \omega_{N \max})}{W_1} + \right. \\ &\quad \left. + \frac{1(\omega - \omega_{N \max}) - 1(\omega - \omega_{\max})}{W_0} \right]. \end{aligned} \quad (10)$$

Введем обозначения

$$\Delta\omega_1 = \omega_{N \min} - \omega_{\min},$$

$$\Delta\omega_2 = \omega_{N \max} - \omega_{N \min},$$

$$\Delta\omega_3 = \omega_{\max} - \omega_{N \min}.$$

Учитывая принятые обозначения и используя (9), получаем выигрыш в отношении сигнал/помеха

$$\begin{aligned} h_{sn2} &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} T \frac{\left(\frac{\Delta\omega_1}{W_0^2} + \frac{\Delta\omega_2}{W_1^2} + \frac{\Delta\omega_3}{W_0^2} \right) (W_0\Delta\omega_1 + W_1\Delta\omega_2 + W_0\Delta\omega_3)}{\frac{\Delta\omega_1}{W_0} + \frac{\Delta\omega_2}{W_1} + \frac{\Delta\omega_3}{W_0}}} = \\ &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} T \frac{(W_1^2\Delta\omega_1 + W_0^2\Delta\omega_2 + W_1^2\Delta\omega_3)(W_0\Delta\omega_1 + W_1\Delta\omega_2 + W_0\Delta\omega_3)}{W_0W_1(W_1\Delta\omega_1 + W_0\Delta\omega_2 + W_1\Delta\omega_3)}}. \end{aligned} \quad (11)$$

Проанализируем зависимость величины h_{sn2} от ширины спектра сигнала.

Если сигнал занимает ту же частотную полосу, что и помеха, которая имеет равномерную спектральную плотность мощности, т. е. $W_n(\omega) = W_1 > W_0$, если $\omega \in [\omega_{Nmin}, \omega_{Nmax}]$. Тогда, согласно (11), имеем

$$h_{sn2} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} T \Delta\omega_N},$$

где $\Delta\omega_N = \omega_{Nmax} - \omega_{Nmin}$.

В этом случае комплексный коэффициент передачи согласованного фильтра равен

$$\begin{aligned} K_2(j\omega) &= \frac{2\pi A}{C_2 \Delta\omega_N} \frac{*}{W_1} S(j\omega) e^{-j\omega T} [1(\omega - \omega_{Nmin}) - 1(\omega - \omega_{Nmax})] = \\ &= \frac{A}{E_s} \frac{*}{S} S(j\omega) e^{-j\omega T} [1(\omega - \omega_{Nmin}) - 1(\omega - \omega_{Nmax})], \end{aligned}$$

и в частотной полосе, занимаемой сигналом и помехой, совпадает с комплексным коэффициентом передачи согласованного фильтра для случая, когда в канале связи действует только белый шум. Если ширина спектра сигнала начинает превышать ширину спектра помехи, то выигрыш в отношении сигнал/помеха резко увеличивается.

На рис. 1 (кривая 2) показана зависимость выигрыша отношения сигнал/помеха от значения верхней граничной частоты в спектре сигнала ω_{max} при следующих условиях:

$$\begin{aligned} \Delta\omega_1 &= 0, \\ \omega_{min} &= -\omega_{max}, \\ \Delta\omega &= 2\omega_{max}, \\ \omega_{Nmin} &= -\omega_{Nmax} = -1 \text{ рад/с}. \\ W_1 &> W_0. \end{aligned}$$

Вычисления показывают, что чем больше спектральная плотность мощности помехи W_1 , чем спектральная плотность мощности белого шума W_0 , тем большим будет скачок графика выигрыша отношения сигнал/помеха на частоте $\omega = \omega_{Nmax}$.

Теоретический интерес представляет случай, когда $W_0 = 0$ (этот случай практически не реализуется, поскольку в канале связи всегда присутствует

белый шум). В этом случае вне частотной полосы, занимаемой помехой, сигнал должен иметь бесконечный модуль спектральной плотности. Согласованный фильтр физически реализовать нельзя.

Если ширина спектра сигнала превышает ширину спектра помехи, то выигрыш отношения сигнал/помеха становится бесконечным (рис. 1, кривая 3).

Рассмотрим следующий пример. Пусть помеха имеет спектральную плотность мощности вида

$$W_n(\omega) = \frac{1}{1 + \omega^4}.$$

Квадрат модуля спектральной плотности сигнала равен

$$S^2(\omega) = C_2(1 + \omega^4).$$

Спектральная плотность одного из сигналов записывается как

$$S(j\omega) = -\omega^2 + j\omega\sqrt{2} + 1.$$

Тогда ККП согласованного фильтра имеет вид

$$\begin{aligned} K_2(j\omega) &= \frac{2\pi A}{\int_{\omega_{\min}}^{\omega_{\max}} \frac{1}{W_n^2(\omega)} d\omega} \cdot \frac{e^{-j\omega T}}{W_n^2(\omega) S(j\omega)} = \\ &= \frac{2\pi A}{\int_{\omega_{\min}}^{\omega_{\max}} (1 + \omega^4)^2 d\omega} \cdot \frac{(1 + \omega^4)^2 e^{-j\omega T}}{-\omega^2 + j\omega\sqrt{2} + 1} = \\ &= \frac{2\pi A}{\frac{2}{9}\omega_{\max}^9 + \frac{4}{5}\omega_{\max}^5 + 2\omega_{\max}} \cdot (1 + \omega^4)(-\omega^2 - j\omega\sqrt{2} + 1)e^{-j\omega T}. \end{aligned} \quad (12)$$

Выражение (12) перепишем в виде

$$\begin{aligned} K_2(j\omega) &= C_2'(1 + \omega^4)(-\omega^2 - j\omega\sqrt{2} + 1)e^{-j\omega T} = \\ &= C_2'(1 - j\sqrt{2}\omega - \omega^2 + \omega^4 - j\sqrt{2}\omega^5 - \omega^6)e^{-j\omega T}. \end{aligned}$$

где

$$C_2' = \frac{2\pi A}{\frac{2}{9}\omega_{\max}^9 + \frac{4}{5}\omega_{\max}^5 + 2\omega_{\max}}.$$

Используем формальную замену $\omega = p/j$ и получим передаточную функцию согласованного фильтра в виде

$$K_2(p) = C_2'(1 - \sqrt{2}p + p^2 + p^4 - \sqrt{2}p^5 + p^6)e^{-pT}. \quad (13)$$

Структурная схема согласованного фильтра, построенная на основании выражения (13), показана на рис. 2. На рис. 2 приняты обозначения $z(p)$ — изображение входной смеси сигнала и помехи, $P(p)$ — выходной сигнал фильтра. Согласованный фильтр состоит из каскадного включения усилителя с коэффициентом усиления $K_{y1} = C_2'$, 6 дифференцирующих звеньев с передаточными функциями $K_{\text{диф}}(p) = p$, двух усилителей с коэффициентами усиления $K_y = -\sqrt{2}$, элемента задержки с передаточной функцией $K_3(p) = e^{-pT}$ и сумматора Σ .

Выигрыш в отношении сигнал/помеха составляет

$$h_{\text{сн2}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} T \frac{\int_{-\omega_{\text{max}}}^{\omega_{\text{max}}} \frac{1}{W_n^2(\omega)} d\omega \int_{-\omega_{\text{max}}}^{\omega_{\text{max}}} W_n(\omega) d\omega}{\int_{-\omega_{\text{max}}}^{\omega_{\text{max}}} \frac{1}{W_n(\omega)} d\omega}} =$$

$$= \sqrt{\frac{1}{2\pi} T \frac{\int_{-\omega_{\text{max}}}^{\omega_{\text{max}}} (1 + \omega^4)^2 d\omega \int_{-\omega_{\text{max}}}^{\omega_{\text{max}}} \frac{1}{1 + \omega^4} d\omega}{\int_{-\omega_{\text{max}}}^{\omega_{\text{max}}} (1 + \omega^4) d\omega}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} T \frac{\frac{2}{9} \omega_{\text{max}}^2 + \frac{4}{5} \omega_{\text{max}}^5 + 2\omega_{\text{max}}}{\frac{2}{5} \omega_{\text{max}}^5 + 2\omega_{\text{max}}}} \times$$

$$\times \sqrt{\frac{\sqrt{2}}{2} \arctg(\sqrt{2}\omega_{\text{max}} - 1) + \frac{\sqrt{2}}{2} \arctg(\sqrt{2}\omega_{\text{max}} + 1) + \frac{\sqrt{2}}{4} \ln \frac{\omega_{\text{max}}^2 + 1 + \sqrt{2}\omega_{\text{max}}}{\omega_{\text{max}}^2 + 1 - \sqrt{2}\omega_{\text{max}}}}.$$

График зависимости выигрыша отношения сигнал/помеха от значения верхней граничной частоты в спектре сигнала ω_{max} показан на рис. 1 (кривая 3).

4. Третий способ определения оптимального энергетического спектра сигнала

Рассмотрим третий случай использования неравенства Буняковского — Шварца. На основании (3) для отношения сигнал/шум запишем

$$q_{\text{п3}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{S^2(\omega)}{W_n(\omega)} d\omega} \leq \sqrt{\frac{1}{2\pi}} \sqrt[4]{\int_{-\infty}^{\infty} d\omega \int_{-\infty}^{\infty} \frac{S^4(\omega)}{W_n^2(\omega)} d\omega}.$$

Это неравенство имеет смысл, если спектры сигнала и помехи ограничены по частоте. Пусть частотный интервал, в котором существуют сигнал и помеха, ограничен частотами ω_{min} и ω_{max} . Тогда

$$q_{P3} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\omega_{\min}}^{\omega_{\max}} \frac{S^2(\omega)}{W_n(\omega)} d\omega} \leq \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\omega_{\min}}^{\omega_{\max}} d\omega \int_{\omega_{\min}}^{\omega_{\max}} \frac{S^4(\omega)}{W_n^2(\omega)} d\omega}.$$

В этом выражении равенство возможно, если выполняется условие

$$\frac{S^2(\omega)}{W_n(\omega)} = C_3,$$

где C_3 — константа.

Т. е. в рассматриваемом случае энергетический спектр сигнала прямо пропорционален спектральной плотности мощности помехи

$$S^2(\omega) = C_3 W_n(\omega).$$

Отношение сигнал/помеха на выходе согласованного фильтра равно

$$q_{P3} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} C_3 \Delta\omega}.$$

Отношение сигнал/шум на входе согласованного фильтра равно

$$q_0 = \frac{\sqrt{\frac{1}{T} \cdot E_s}}{\sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\omega_{\min}}^{\omega_{\max}} W_n(\omega) d\omega}} = \frac{\sqrt{\frac{1}{T} \cdot \frac{1}{2\pi} C_3 \int_{\omega_{\min}}^{\omega_{\max}} W_n(\omega) d\omega}}{\sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\omega_{\min}}^{\omega_{\max}} W_n(\omega) d\omega}} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot C_3},$$

Тогда выигрыш в отношении сигнал/помеха составляет

$$h_{\text{сп3}} = \frac{q_{P3}}{q_0} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} C_3 \Delta\omega} / \sqrt{\frac{1}{T} \cdot C_3} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} T \Delta\omega}. \quad (14)$$

ККП согласованного фильтра имеет вид

$$\begin{aligned} K_3(j\omega) &= \frac{2\pi A}{\int_{\omega_{\min}}^{\omega_{\max}} \frac{S^2(\omega)}{W_n(\omega)} d\omega} \cdot \frac{S^*(j\omega) e^{-j\omega T}}{W_n(\omega)} = \frac{2\pi A}{\int_{\omega_{\min}}^{\omega_{\max}} \frac{C_3 W_n(\omega)}{W_n(\omega)} d\omega} \cdot \frac{C_3^* S^*(j\omega) e^{-j\omega T}}{S^2(\omega)} = \\ &= \frac{2\pi A}{\omega_{\max} - \omega_{\min}} \cdot \frac{S^*(j\omega) e^{-j\omega T}}{S^2(\omega)} = \frac{2\pi A}{\Delta\omega} \cdot \frac{S^*(j\omega) e^{-j\omega T}}{S^2(\omega)} = \frac{2\pi A}{\Delta\omega} \cdot \frac{S^*(j\omega) e^{-j\omega T}}{C_3 W_n(\omega)}. \end{aligned} \quad (15)$$

где $\Delta\omega = \omega_{\max} - \omega_{\min}$.

В рассматриваемом случае выигрыш в отношении сигнал/шум совпадает с результатом, полученным в п. 2. Однако, комплексный коэффициент передачи согласованного фильтра описывается более сложным аналитическим выражением.

5. Четвертый способ определения оптимального энергетического спектра сигнала

Рассмотрим четвертый случай использования неравенства Буняковского — Шварца. Если сигнал и помеха ограничены по частоте частотами $\omega_{\min}$ и $\omega_{\max}$, то для отношения сигнал/шум (3) имеем

$$q_{P3} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\omega_{\min}}^{\omega_{\max}} \frac{S^2(\omega)}{W_n(\omega)} d\omega} \leq \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\omega_{\min}}^{\omega_{\max}} \frac{S^4(\omega)}{W_n(\omega)} d\omega} \int_{\omega_{\min}}^{\omega_{\max}} \frac{1}{W_n(\omega)} d\omega.$$

В этом выражении равенство возможно, если выполняется условие

$$\frac{S^2(\omega)}{\sqrt{W_n(\omega)}} = C_4 \frac{1}{\sqrt{W_n(\omega)}},$$

где C_4 — константа.

Т. е., в рассматриваемом случае энергетический спектр сигнала является равномерным в рассматриваемом частотном интервале

$$S^2(\omega) = C_4.$$

Тогда отношение сигнал/шум на выходе согласованного фильтра равно

$$q_{P4} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} C_4 \int_{\omega_{\min}}^{\omega_{\max}} \frac{1}{W_n(\omega)} d\omega}.$$

Отношение сигнал/шум на входе согласованного фильтра равно

$$q_0 = \frac{\sqrt{\frac{1}{T} \cdot E_s}}{\sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\omega_{\min}}^{\omega_{\max}} W_n(\omega) d\omega}} = \frac{\sqrt{\frac{1}{T} \cdot \frac{1}{2\pi} \int_{\omega_{\min}}^{\omega_{\max}} C_4 d\omega}}{\sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\omega_{\min}}^{\omega_{\max}} W_n(\omega) d\omega}} = \sqrt{\frac{C_4 \Delta\omega}{T \int_{\omega_{\min}}^{\omega_{\max}} W_n(\omega) d\omega}},$$

где $\Delta\omega = \omega_{\max} - \omega_{\min}$

Тогда выигрыш в отношении сигнал/помеха составляет

$$h_{sn4} = \frac{q_{P4}}{q_0} = \frac{\sqrt{\frac{1}{2\pi} C_4 \int_{\omega_{\min}}^{\omega_{\max}} \frac{1}{W_n(\omega)} d\omega}}{\sqrt{\frac{C_4 \Delta\omega}{T \int_{\omega_{\min}}^{\omega_{\max}} W_n(\omega) d\omega}}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \frac{T}{\Delta\omega} \int_{\omega_{\min}}^{\omega_{\max}} \frac{1}{W_n(\omega)} d\omega \int_{\omega_{\min}}^{\omega_{\max}} W_n(\omega) d\omega}. \quad (15)$$

ККП согласованного фильтра имеет вид

$$K_4(j\omega) = \frac{2\pi A}{\int_{\omega_{\min}}^{\omega_{\max}} \frac{S^2(\omega)}{W_n(\omega)} d\omega} \cdot \frac{S^*(j\omega) e^{-j\omega T}}{W_n(\omega)} = \frac{2\pi A}{C_4 \int_{\omega_{\min}}^{\omega_{\max}} \frac{1}{W_n(\omega)} d\omega} \cdot \frac{S^*(j\omega) e^{-j\omega T}}{W_n(\omega)}. \quad (16)$$

Рассмотрим следующий пример. Пусть помеха имеет спектральную плотность мощности вида

$$W_n(\omega) = \frac{1}{1 + \omega^4}.$$

Выигрыш в отношении сигнал/помеха составляет

$$h_{sn4} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \frac{T}{\Delta\omega} \int_{\omega_{\min}}^{\omega_{\max}} \frac{1}{W_n(\omega)} d\omega \int_{\omega_{\min}}^{\omega_{\max}} W_n(\omega) d\omega} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \frac{T}{\Delta\omega} \int_{\omega_{\min}}^{\omega_{\max}} (1 + \omega^4) d\omega \int_{\omega_{\min}}^{\omega_{\max}} \frac{1}{1 + \omega^4} d\omega}.$$

Примем $\omega_{\min} = -\omega_{\max}$, тогда

$$\begin{aligned} h_{sn4} &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \frac{T}{\Delta\omega} \int_{-\omega_{\max}}^{\omega_{\max}} (1 + \omega^4) d\omega \int_{-\omega_{\max}}^{\omega_{\max}} \frac{1}{1 + \omega^4} d\omega} = \\ &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \frac{T}{\Delta\omega} \int_{-\omega_{\max}}^{\omega_{\max}} (1 + \omega^4) d\omega \int_{-\omega_{\max}}^{\omega_{\max}} \frac{1}{1 + \omega^4} d\omega} \\ &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} T \left(\frac{1}{5} \omega_{\max}^4 + 1 \right) \times} \\ &\times \sqrt{\frac{\sqrt{2}}{2} \operatorname{arctg}(\sqrt{2}\omega_{\max} - 1) + \frac{\sqrt{2}}{2} \operatorname{arctg}(\sqrt{2}\omega_{\max} + 1) + \frac{\sqrt{2}}{4} \ln \frac{\omega_{\max}^2 + 1 + \sqrt{2}\omega_{\max}}{\omega_{\max}^2 + 1 - \sqrt{2}\omega_{\max}}}. \end{aligned}$$

График зависимости выигрыша отношения сигнал/помеха от значения верхней граничной частоты в спектре сигнала $\omega_{\max}$ показан на рис. 1 (кривая 4).

ККП согласованного фильтра имеет вид

$$K_4(j\omega) = \frac{2\pi A}{C_4 \int_{\omega_{\min}}^{\omega_{\max}} (1 + \omega^4) d\omega} \cdot (1 + \omega^4) S(j\omega) e^{-j\omega T} = C_4' \cdot (1 + \omega^4) S(j\omega) e^{-j\omega T}, \quad (17)$$

где

$$C_4' = \frac{2\pi A}{C_4 \int_{\omega_{\min}}^{\omega_{\max}} (1 + \omega^4) d\omega}.$$

Выражение (17) запишем как

$$K_4(j\omega) = K_y K_{41}(j\omega) K_{42}(j\omega),$$

где

$$K_y = C_4',$$

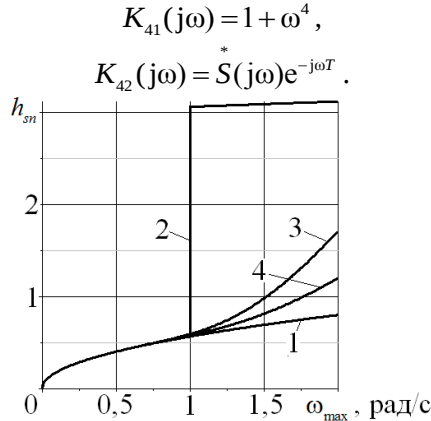


Рис. 1. Зависимости выигрыша отношения сигнала/помеха от верхней граничной частоты спектра сигнала.

Fig. 1. The dependence of the gain of the signal-to-noise ratio on the upper boundary frequency of the signal spectrum

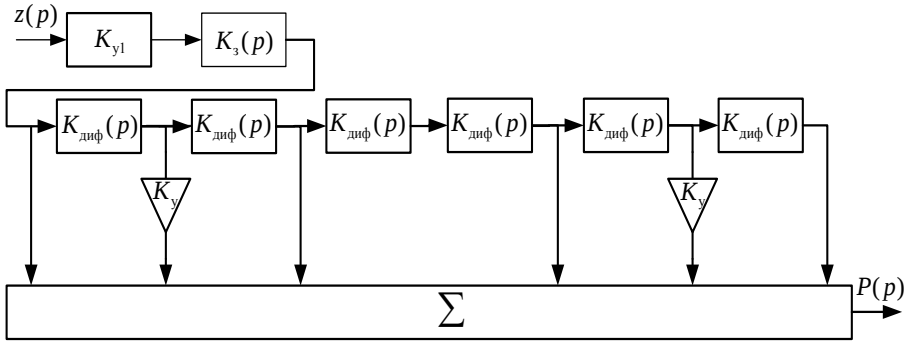


Рис. 2. Структурная схема согласованного фильтра с передаточной функцией $K_2(p)$.

Fig. 2. A block diagram of a matched filter with a transfer function $K_2(p)$

Используем формальную замену $\omega = p/j$ и получим передаточную функцию согласованного фильтра в виде

$$K_4(p) = K_y K_{41}(p) K_{42}(p),$$

где

$$K_{41}(p) = 1 + p^4,$$

$$K_{42}(p) = S^*(p)e^{-pT}.$$

Таким образом, согласованный фильтр состоит из усилителя с коэффициентом усиления $K_y = C_4'$ и двух звеньев с передаточными функци-

ями $K_{41}(p)$ и $K_{42}(p)$ (рисунок 3). Звено с передаточной функцией $K_{41}(p)$ состоит из 4-х дифференцирующих цепей с передаточными функциями $K_{\text{диф}}(p) = p$ и сумматора Σ . Звено с передаточной функцией $K_{42}(p)$ представляет собой классический фильтр, согласованный с входным сигналом.

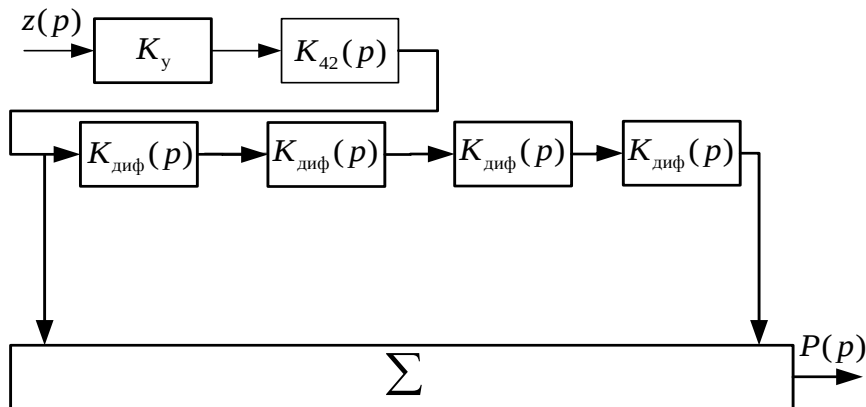


Рис. 3. Структурная схема согласованного фильтра с передаточной функцией $K_4(p)$.

Fig. 3. A block diagram of a matched filter with a transfer function $K_4(p)$

5. Заключение

На отношение сигнал/шум на выходе согласованного фильтра влияние оказывают спектральная плотность мощности входного шума и энергетический спектр сигнала. Если комплексный коэффициент передачи согласованного фильтра определен согласно критерию минимума выходной дисперсии шума при фиксированном отсчетном значении выходного сигнала, то повышение выходного отношения сигнал/шум возможно путем соответствующего выбора энергетического спектра сигнала. Выбор энергетического спектра сигнала обусловлен видом спектральной плотности мощности входного шума.

Если входной шум является белым шумом с равномерной спектральной плотностью мощности, то отношение сигнал/шум на выходе согласованного фильтра не зависит от вида энергетического спектра сигнала. Выигрыш в отношении сигнал/шум от применения согласованного фильтра равен квадратному корню из базы сигнала.

Если энергетический спектр сигнала прямо пропорционален спектральной плотности мощности входного небелого шума, то выигрыш в отношении сигнал/шум от применения согласованного фильтра также равен квадратному корню из базы сигнала.

Если энергетический спектр сигнала обратно пропорционален спектральной плотности мощности небелого шума, то выигрыш в отношении сигнал/шум от применения согласованного фильтра может превышать квадратный корень из базы сигнала. Увеличение ширины спектра сигнала по сравнению с шириной спектра шума приводит к резкому повышению выигрыша.

Если энергетический спектр сигнала является равномерным, а спектральная плотность мощности небелого шума является произвольной, то выигрыш в отношении сигнал/шум от применения согласованного фильтра может превышать квадратный корень из базы сигнала. Увеличение ширины спектра сигнала по сравнению с шириной спектра шума приводит к резкому повышению выигрыша. Однако этот выигрыш меньше, чем в предыдущем случае.

Список литературы

1. Харкевич А. А. Борьба с помехами. М. : Наука, 1965. 276 с.
2. Радиоэлектронные системы : основы построения и теория : справочник. Под ред. Я. Д. Ширмана. М. : Радиотехника. 2007. 512 с.
3. Топчий П. Н., Почивалов С. Г., Демченко А. С. Применение обеляющего фильтра для обнаружения и различения полезного сигнала при небелом шуме. В сб. : 78-я науч.-техн. конф., посвящ. Дню Радио, 24—28 апр. СПб : НТО РЭС им. А. С. Попова. 2023. С. 119—121.
4. Дегтярёв А. Н., Афонин И. Л., Слезкин В. Г., Слезкин Г. В. Оптимальный приемник, обеспечивающий максимальное отношение сигнал-помеха в условиях действия небелого негауссова шума / Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2024. № 7. Режим доступа: <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2024.7.1> (дата обращения 28.02.2025).
5. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров. М. : Наука, 1984. 831 с.

Информация об авторах

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

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

Matched Filtering of the Optimal Signals

A. N. Degtyaryov and I. L. Afonin

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

Received: March 5, 2025

Peer-reviewed: March 12, 2025

Accepted: March 12, 2025

Abstract: *It is shown that if the complex coefficient of transmission of the matched filter is determined according to the criterion of the minimum output noise variance at a fixed reference value of the output signal, then an increase in the signal-to-noise ratio at the output of such a filter is possible by appropriate selection of the energy spectrum of the signal. The choice of the energy spectrum of the signal is due to the type of power spectral density of the input noise. To determine the energy spectrum of the signal, the signal-to-noise ratio at the output of the matched filter is maximized using the Bunyakovsky–Schwartz inequality. If the input noise is white noise with a uniform power spectral density, then the signal-to-noise ratio at the output of the matched filter is independent of the type of energy spectrum of the signal. The gain in signal-to-noise ratio from applying the matched filter is equal to the square root of the signal base. If the energy spectrum of the signal is directly proportional to the power spectral density of the input non-white noise, then the gain in signal-to-noise ratio from applying the matched filter is also equal to the square root of the signal base. If the energy spectrum of the signal is inversely proportional to the power spectral density of the non-white noise, then the gain in signal-to-noise ratio from applying a matched filter may exceed the square root of the signal base. An increase in the width of the signal spectrum compared to the width of the noise spectrum leads to a sharp increase in the gain. If the energy spectrum of the signal is uniform and the power spectral density of the non-white noise is arbitrary, then the gain in signal-to-noise ratio from applying a matched filter may exceed the square root of the signal base. An increase in the width of the signal spectrum compared to the width of the noise spectrum leads to a sharp increase in the gain. However, this gain is less than in the previous case.*

Keywords: *matched filter, signal-to-noise ratio, maximization, signal power spectrum, noise power spectral density, complex gain, signal-to-noise ratio gain.*

For citation (IEEE): A. N. Degtyaryov, “Matched filtering of the optimal signals”, *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 8, no. 1, pp. 94–111, 2025, doi: 10.21227/mw19-th31. (In Russ.).

References

- [1] A. A. Kharkevich, *Fighting Interference*, Moscow : Nauka Publ., 1965. (In Russ.).

- [2] *Radioelectronic systems: principles of construction and theory: reference book.* Ed. by Ya. D. Shirman, Moscow: Radiotekhnika, 2007. (In Russ.).
- [3] P. N. Topchiy, S. G. Pochivalov, and A. S. Demchenko, "Application of a whitening filter for detection and discrimination of a useful signal in non-white noise," in *78th scientific and technical conf., dedicated to Radio Day*, April 24–28. St. Petersburg, pp. 119–121, 2023. (In Russ.).
- [4] A. N. Degtyaryov, I. L. Afonin, V. G. Slyozkin, and G. V. Slyozkin, "Optimal receiver ensuring maximum signal-to-noise ratio when affected by non-white non-gaussian noise," *Journal of Radio Electronics*, vol. 7, 2024. [Online]. Available: <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2024.7.1>. (In Russ.).
- [5] G. A. Korn and T. M. Korn, *Mathematical Handbook for Scientists and Engineers: Definitions, Theorems, and Formulas for Reference and Review*, Courier Corporation, 2013.

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 Sevastopol State University, Sevastopol, Russian Federation.

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

УДК 004.056:004.72:519.2:004.4

Вероятностный анализ перехвата и оценка безопасности маршрутов в одноранговых сетях с двухшаговой передачей данных

Зюзин В. Д.

*Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского
пр. Гагарина, 23, г. Нижний Новгород, 603022, Российская Федерация
v.d.zyuzin@gmail.com*

Получено: 7 марта 2025 г.

Отрецензировано: 15 марта 2025 г.

Принято к публикации: 15 марта 2025 г.

Аннотация: Рассмотрен сценарий угрозы несанкционированного прослушивания в одноранговой сети, в котором маршруты между узлом-инициатором и узлом-получателем проходят через два промежуточных узла. Показано, как компрометация одного или нескольких узлов влияет на долю маршрутов, которые могут быть перехвачены злоумышленником, и как это соотносится с общим числом возможных маршрутов. Получены формулы для расчета числа перехватываемых соединений и определены вероятности успешного перехвата и неуспешного соединения, отражающие уязвимость системы. Исследованы подходы к оценке защищенности, учитывающие расширение числа компрометированных узлов, а также влияние структуры сети на долю уязвимых маршрутов. Представлены результаты моделирования для сетей с различным числом узлов, подтверждающие точность предложенных оценок. Предложен программный инструмент, позволяющий автоматизировать вычисления по перебору различных конфигураций сети, что может быть использовано при проектировании надежных протоколов связи.

Ключевые слова: одноранговые сети, информационная безопасность, узел, маршрут, вероятность перехвата, вероятность неуспешного соединения.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Зюзин В. Д. Вероятностный анализ перехвата и оценка безопасности маршрутов в одноранговых сетях с двухшаговой передачей данных // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2025. Т. 8, № 1. С. 112—123.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Зюзин, В. Д. Вероятностный анализ перехвата и оценка безопасности маршрутов в одноранговых сетях с двухшаговой передачей данных / В. Д. Зюзин // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2025. — Т. 8, № 1. — С. 112—123.

1. Введение

В рамках исследования многошаговой рассылки пакетов в одноранговой сети [1—4] особый интерес представляет следующий сценарий угрозы: злоумышленник решает осуществлять несанкционированное прослушивание (перехват) одного случайно выбранного узла из сети, при условии, что этот узел не является ни узлом-инициатором, ни узлом-получателем, а лишь выступает промежуточным (X_1 или X_2) в цепочке передачи. Предполагается, если хотя бы один маршрут целиком проходит через скомпрометированный узел, злоумышленник получает доступ к соответствующему трафику и может его анализировать, а в некоторых моделях — и модифицировать.

Если злоумышленник получает доступ к промежуточному узлу, он может выполнить множество действий в зависимости от уровня контроля над инфраструктурой [5]. Во-первых, он способен перехватывать и анализировать трафик, включая содержимое пакетов, метаданные и даже структуру коммуникаций, если канал недостаточно анонимизирован [6—9]. Во-вторых, злоумышленник может модифицировать передаваемые данные, включая внедрение ложной информации или искажение оригинальных сообщений. 3-й возможностью становится блокировка трафика, что может привести к нарушениям в маршрутизации (атаки отказа в обслуживании — *Denial of Service*, DoS-атаки). Наконец, при использовании криптографических методов злоумышленник может предпринять попытки расшифровки перехваченных данных, эффективность которых зависит от устойчивости применяемых алгоритмов шифрования.

Подобный случай весьма вероятен, когда злоумышленник располагает ограниченными ресурсами и не может атаковать либо прослушивать все узлы системы одновременно. Задача сводится к оценке того, какая доля маршрутов между узлом-инициатором и узлом-получателем (всех возможных в рамках каскадной схемы) проходит через этот единственный узел, выбранный злоумышленником. Поскольку злоумышленник действует «слепо» (не зная заранее топологию маршрутов), вероятность его успеха, то есть перехвата нужной сессии или части трафика, зависит от того, сколь велика доля маршрутов, завязанных на конкретный скомпрометированный узел.

2. Анализ структуры маршрутов в сети из 4 узлов

В случае сети из четырех узлов (A, B, C, D), где (A) — узел-инициатор, (B) — получатель, а (C) и (D) являются промежуточными узлами. Проведен детальный перебор всех маршрутов и оказалось, что таких маршрутов будет 7.

$$A \rightarrow B \rightarrow A \rightarrow B$$

$$A \rightarrow B \rightarrow C \rightarrow B$$

$$A \rightarrow B \rightarrow D \rightarrow B$$

$$A \rightarrow C \rightarrow A \rightarrow B$$

$$A \rightarrow C \rightarrow D \rightarrow B$$

$$A \rightarrow D \rightarrow A \rightarrow B$$

$$A \rightarrow D \rightarrow C \rightarrow B$$

Из 7-ми маршрутов только 2 задействуют сразу обоих узлов (C) и (D), 2 задействуют только узел (C), 2 задействуют только узел (D) и 1 не задействует узлов (C) и (D). Итого получается, что 4 из 7 так или иначе задействуют узлы (C) и (D).

Значит, если злоумышленник скомпрометировал узел (C) или узел (D), он полностью перехватит трафик по 4 маршрутам из 7, что примерно соответствует около 57 % маршрутов, потенциально уязвимых при захвате одного промежуточного узла. Это означает, что безопасными остаются 3 из 7 маршрутов (около 43 %), и позволяет понять, насколько такая каскадная схема снижает шансы злоумышленника на полный контроль за передачей (по сравнению со случаем прямого соединения $A \rightarrow B$).

При прослушивании одного узла X_1/X_2 злоумышленник в среднем не сможет охватить весь трафик сети, если доля маршрутов, проходящих через этот узел, невелика. Однако если при переборе обнаруживается, что большая часть возможных маршрутов (50—70 % и более) завязаны на данном узле, то его компрометация приводит к существенной уязвимости системы. В простейшем 4-узловом примере выходит около 57 % для узлов (C) или (D), что, в общем, значительно выше нуля, но все же оставляет ряд маршрутов (43 %) вне охвата злоумышленника.

И так есть следующая система:

$$A \rightarrow X_1 \rightarrow X_2 \rightarrow B$$

где:

A — узел-инициатор;

B — узел-получатель;

X_1 — 1-ый промежуточный узел;

X_2 — 2-ой промежуточный узел.

Если $X_1 = C$, то для X_2 — остается $n - 2$ вариантов узлов, которые могут быть (исключая сам узел (C) и узел-получатель (B)).

Если $X_2 = C$ то для X_1 — также остается $n - 2$ вариантов узлов, которые могут быть (исключая сам узел (C) и узел-инициатор (A)).

Значит формула, по которой можно считать количество пройденных маршрутов через 1 определенный узел будет равна:

$$P_{1(n,2)} = (n - 2) + (n - 2) = 2n - 4 \quad (1)$$

где:

$P_{(n,2)}$ — количество маршрутов, проходящих через 1 узел в системе из n узлов с 2 промежуточными узлами;

n — количество узлов (в данном случае 4).

Проверим формулу:

$$P_{1(4,2)} = 2n - 4 = 2 \times 4 - 4 = 8 - 4 = 4$$

где:

$P_{1(4,2)}$ — количество маршрутов, проходящих через 1 узел в системе из 4 узлов с 2 промежуточными узлами;

Что соответствует ручному перебору выше.

Если же рассмотреть вариант, когда в системе из 4 узлов перехватят сразу 2 узла (C) и (D), то формула будет выглядеть следующим образом:

$$P_{2(4,2)} = 2 \times P_{1(4,2)} - P_{1,2(4,2)} \quad (2)$$

где:

$P_{2(4,2)}$ — количество маршрутов, проходящих через 2 узла в системе из 4 узлов с 2 промежуточными узлами;

$P_{1(4,2)}$ — количество маршрутов, проходящих через первый узел в системе из 4 узлов с 2 промежуточными узлами;

$P_{1,2(4,2)}$ — количество маршрутов, проходящих через оба узла одновременно в системе из 4 узлов с 2 промежуточными узлами.

Количество маршрутов, проходящих через оба узла одновременно, составляет фиксировано 2, поскольку существует только 2 варианта, которые могут быть:

$$A \rightarrow B \rightarrow C \rightarrow B$$

$$A \rightarrow D \rightarrow C \rightarrow B$$

Если перехватить 2 узла, то формула будет следующей:

$$P_{2(n,2)} = 2 \times P_{1(n,2)} - P_{1,2(n,2)} = 2 \times (2n - 4) - 2$$

$$P_{2(n,2)} = 2 \times (2n - 4) - 2 \quad (3)$$

где:

$P_{(n,2)}$ — количество маршрутов, проходящих через 2 узла в системе из n узлов с 2 промежуточными узлами.

Проверим формулу:

$$P_{2(4,2)} = 2 \times (2n - 4) - 2 = 2 \times (2 \times 4 - 4) - 2 = 2 \times 4 - 2 = 6$$

что соответствует ручному перебору выше.

Также чтобы узнать, сколько маршрутов прошло через 2 узла в данной системе из 4 узлов, достаточно вычесть 1 маршрут, который задействует только узел-инициатор и узел-получатель $A \rightarrow B \rightarrow A \rightarrow B$, из коли-

чества общих возможных маршрутов, формулу которая получена в предыдущих исследованиях (формула (4)):

$$F(2) = n^2 - 3n + 3 \quad (4)$$

где:

$F(2)$ — количество возможных маршрутов соединения узла-инициатора с узлом-получателем через 2 промежуточных узла.

$$\begin{aligned} P_{2(4,2)} &= n^2 - 3n + 3 - 1 = n^2 - 3n + 2 \\ P_{2(n,2)} &= n^2 - 3n + 2 \end{aligned} \quad (5)$$

Проверим формулу (5):

$$P_{2(4,2)} = 4^2 - 3 \times 4 + 3 - 1 = 16 - 12 + 3 - 1 = 6$$

что также соответствует перебору выше и формуле (3).

3. Анализ структуры маршрутов в сети из 5 узлов

В случае сети из 5 узлов (A, B, C, D, E), где (A) — узел-инициатор, (B) — получатель, а (C) и (D) являются промежуточными узлами. Проведен детальный перебор всех маршрутов и оказалось, что таких маршрутов будет 13.

$A \rightarrow B \rightarrow A \rightarrow B$
 $A \rightarrow B \rightarrow C \rightarrow B$
 $A \rightarrow B \rightarrow D \rightarrow B$
 $A \rightarrow B \rightarrow E \rightarrow B$
 $A \rightarrow C \rightarrow A \rightarrow B$
 $A \rightarrow C \rightarrow D \rightarrow B$
 $A \rightarrow C \rightarrow E \rightarrow B$
 $A \rightarrow D \rightarrow A \rightarrow B$
 $A \rightarrow D \rightarrow C \rightarrow B$
 $A \rightarrow D \rightarrow E \rightarrow B$
 $A \rightarrow E \rightarrow A \rightarrow B$
 $A \rightarrow E \rightarrow C \rightarrow B$
 $A \rightarrow E \rightarrow D \rightarrow B$

В данном случае невозможно задействовать одновременно 3 узла (C, D, E), поскольку промежуточных узлов всего 2. Это станет возможным в системах, где промежуточных узлов 3 или больше. Итак, из 13 маршрутов каждый отдельный узел задействуют по 6 маршрутов.

Воспользуемся формулой (1), чтобы сравнить результат:

$$P_{1(5,2)} = (5 - 2) + (5 - 2) = 3 + 3 = 6$$

где:

$P_{1(5,2)}$ — количество маршрутов, проходящих через 1 узел в системе из 5 узлов с 2 промежуточными узлами.

Что соответствует ручному перебору выше.

Далее проверим формулу (3), чтобы также сравнить результат:

$$P_{2(5,2)} = 2 \times (2n - 4) - 2 = 2 \times (2 \times 5 - 4) - 2 = 2 \times 6 - 2 = 10$$

И на примере узлов (C) и (D) получается тоже 10 маршрутов, которые задействуют узлы (C) и (D). В случае с узлами (C) и (E), (D) и (E) также будет по 10. Для наглядного примера сведем в таблицу 1.

Таблица 1. Задействованные маршруты в системе из 5-ти узлов.

Table 1. Routes involved in the 5-node system

Узлы (C) и (D)	Узлы (C) и (E)	Узлы (D) и (E)
$A \rightarrow B \rightarrow C \rightarrow B$	$A \rightarrow B \rightarrow C \rightarrow B$	$A \rightarrow B \rightarrow D \rightarrow B$
$A \rightarrow B \rightarrow D \rightarrow B$	$A \rightarrow B \rightarrow E \rightarrow B$	$A \rightarrow B \rightarrow E \rightarrow B$
$A \rightarrow C \rightarrow A \rightarrow B$	$A \rightarrow C \rightarrow A \rightarrow B$	$A \rightarrow C \rightarrow D \rightarrow B$
$A \rightarrow C \rightarrow D \rightarrow B$	$A \rightarrow C \rightarrow D \rightarrow B$	$A \rightarrow C \rightarrow E \rightarrow B$
$A \rightarrow C \rightarrow E \rightarrow B$	$A \rightarrow C \rightarrow E \rightarrow B$	$A \rightarrow D \rightarrow A \rightarrow B$
$A \rightarrow D \rightarrow A \rightarrow B$	$A \rightarrow D \rightarrow C \rightarrow B$	$A \rightarrow D \rightarrow C \rightarrow B$
$A \rightarrow D \rightarrow C \rightarrow B$	$A \rightarrow D \rightarrow E \rightarrow B$	$A \rightarrow D \rightarrow E \rightarrow B$
$A \rightarrow D \rightarrow E \rightarrow B$	$A \rightarrow E \rightarrow A \rightarrow B$	$A \rightarrow E \rightarrow A \rightarrow B$
$A \rightarrow E \rightarrow C \rightarrow B$	$A \rightarrow E \rightarrow C \rightarrow B$	$A \rightarrow E \rightarrow C \rightarrow B$
$A \rightarrow E \rightarrow D \rightarrow B$	$A \rightarrow E \rightarrow D \rightarrow B$	$A \rightarrow E \rightarrow D \rightarrow B$

Чтобы узнать сколько маршрутов прошло через 3 узла в данной системе, нужно модернизировать формулу (2):

$$P_{3(5,2)} = 3 \times P_{1(5,2)} - 3 \times P_{1,2(5,2)} \quad (6)$$

где:

$P_{3(5,2)}$ — количество маршрутов, проходящих через 2 узла в системе из 4 узлов с 2 промежуточными узлами;

$P_{1(5,2)}$ — количество маршрутов, проходящих через первый узел в системе из 4 узлов с 2 промежуточными узлами;

$P_{1,2(5,2)}$ — количество маршрутов, проходящих через оба узла одновременно в системе из 4 узлов с 2 промежуточными узлами.

$3 \times P_{1,2(5,2)}$ обусловлено тем, что существует 3 варианта (C, D), (C, E) и (D, E).

Поэтому если перехватить 3 узла, то формула будет следующей

$$P_{3(n,2)} = 3 \times P_{1(n,2)} - 3 \times P_{1,2(n,2)} = 3 \times (2n - 4) - 3 \times 2$$

$$P_{3(n,2)} = 3 \times (2n - 4) - 3 \times 2 \quad (7)$$

В данном случае это будет:

$$P_{3(5,2)} = 3 \times (2n - 4) - 3 \times 2 = 3 \times (2 \times 5 - 4) - 2 = 3 \times 6 - 3 \times 2 = 12.$$

Что соответствует ручному перебору выше.

Также как и в случае с системой с 4 узлами, можно воспользоваться формулой (4) для быстроты расчета, если необходимо посчитать количество маршрутов, проходящих через все узлы в системе, кроме узла-инициатора и узла-получателя.

4. Обобщение результатов для k скомпрометированных узлов

Также как и в случае с системой из 4 узлов (формулы (2), (3) и (5)) и из 5 узлов (формулы (5) и (6)), можно перейти к более общим оценкам. Если злоумышленник перехватывает сразу k узлов (где $2 \leq k \leq n - 2$, так как не рассматривается ситуация перехвата узла-инициатора и узла-получателя), то формулы (2) и (5) удобнее «свернуть» в единое выражение, учитывая, что попарные пересечения добавляются по числу пар $\binom{k}{2}$.

В самом деле, по аналогии с (2) и (6) обобщенная схема будет выглядеть так:

$$P_{k(n,2)} = k \times P_{1(n,2)} - \binom{k}{2} \times P_{1,2(n,2)} \quad (8)$$

где:

$P_{k(n,2)}$ — количество маршрутов, проходящих через k узлов в системе из n узлов с 2 промежуточными узлами (формула (1));

k — количество перехваченных узлов;

$\binom{k}{2}$ — число попарных пересечений.

Поскольку $P_{1(n,2)} = 2n - 4$ и $P_{1,2(n,2)} = 2$, формула (8) принимает следующий вид:

$$P_{k(n,2)} = k \times (2n - 4) - \binom{k}{2} \times 2 \quad (9)$$

Число попарных пересечений — это биномиальный коэффициент, показывающий сколькими способами можно выбрать 2 элемента из k . Его можно вычислить формулой:

$$\binom{k}{2} = \frac{k(k-1)}{2} \quad (10)$$

Применив формулу (9) для формулы (8) можно получить следующее:

$$\begin{aligned} P_{k(n,2)} &= k \times (2n - 4) - \frac{k(k-1)}{2} \times 2 = k \times (2n - 4) - k(k-1) = \\ &= k((2n - 4) - (k - 1)) \\ P_{k(n,2)} &= k((2n - 4) - (k - 1)) \end{aligned} \quad (11)$$

Здесь учтено, что при $k \geq 3$ пересечения «троих» (и более) узлов равны нулю, так как в маршруте всего 2 промежуточные позиции (X_1, X_2).

Таким образом, в общем случае для k перехваченных узлов (не совпадающих с узлом-инициатором и узлом-получателем) в системе из n узлов с 2 промежуточными узлами итоговое число маршрутов, проходящих «через хотя бы один» из скомпрометированных узлов, задается указанной выше формулой (11). Если же $k = 1$, то, то действует более простое выражение (1), а при $2 \leq k \leq n - 2$ используется приведенная обобщенная зависимость, которая согласуется с результатами перебора для $n = 4$ и $n = 5$.

5. Вероятностные оценки перехвата и неуспешного соединения

Далее введем понятие вероятности перехвата (ВП) для k перехваченных узлов. По сути, она определяется как отношение количества маршрутов, проходящих через хотя бы 1 из этих k узлов, к общему числу всех возможных маршрутов $F(2)$ (в данном случае для системы с 2 промежуточными узлами). Если обозначить через $P_{k(n,2)}$ число таких перехваченных маршрутов, то формально можно записать:

$$\text{ВП}(k, n) = \frac{P_{k(n,2)}}{F(2)} \times 100 \%. \quad (12)$$

Затем, пользуясь тем, что вероятность неуспешного соединения (ВНС) является дополнением до 100%, имеем:

$$\text{ВНС}(k, n) = \text{ВП}(k, n) - 100\%. \quad (13)$$

Или:

$$\text{ВНС}(k, n) = 100\% - \frac{P_{k(n,2)}}{F(2)} \times 100\% \quad (14)$$

Таким образом, (12) при подстановке $P_{k(n,2)}$ непосредственно дает оценку «шанса» успешного перехвата злоумышленником (через k узлов) и, соответственно, вероятности того, что хотя бы 1 маршрут окажется вне контроля атаки. Такой метод передачи (в данном случае со статической задержкой) может служить дополнительным уровнем защиты в разрабатываемом решении, уменьшая долю перехватываемых маршрутов и тем самым усложняя злоумышленнику задачу анализа или блокировки всего трафика.

В ходе работы разработано программное обеспечение [10], позволяющее рассчитывать ВП и ВНС для заданной топологии. Данный инструмент автоматизирует расчеты больших значений для топологии сети типа $A \rightarrow X_1 \rightarrow X_2 \rightarrow B$. В для выбранного n и заданного числа скомпрометированных узлов k , вычисляя $P_{k(n,2)}$ согласно разработанным формулам.

6. Заключение

В работе представлена методика вероятностного анализа перехвата и оценки безопасности маршрутов в одноранговых сетях с 2 промежуточ-

ными узлами. Предложенные формулы позволяют определять долю перехватываемых маршрутов при компрометации 1 или нескольких узлов, что дает количественную оценку уязвимости системы. Проведенные расчеты и моделирование подтверждают эффективность разработанного подхода и демонстрируют влияние топологии сети на вероятность успешного перехвата. Разработанное программное обеспечение автоматизирует процесс перебора маршрутов и вычислений, позволяя анализировать широкий диапазон конфигураций сети с разным числом узлов и степенью компрометации. Кроме того, предложенная методика может быть расширена на случай большого количества промежуточных узлов или динамического выбора маршрутов, что открывает возможности для дальнейших исследований и практического внедрения в системах защищенной связи. Полученные результаты важны для проектирования и оптимизации защищенных протоколов передачи данных, способных обеспечить повышенную устойчивость к атакам, основанным на перехвате пакетов.

Список литературы

1. Зюзин В. Д., Болдыревский П. Б. Метод множественных стартовых соединений как инструмент повышения информационной безопасности в одноранговых виртуальных частных сетях // Инженерный вестник Дона. 2024. № 12. С. 240—252.
2. Freedman M. J., Morris R. Tarzan : A Peer-to-Peer Anonymizing Network Layer // Proceedings of the 9th ACM Conference on Computer and Communications Security (CCS). ACM. 2002. P. 193—206.
3. Dingedine R., Mathewson N., Syverson P. Tor : The Second-Generation Onion Router // Proceedings of the 13th USENIX Security Symposium, 2004. P. 303—320.
4. Reiter M. K., Rubin A. D. Crowds : Anonymity for Web Transactions // ACM Transactions on Information and System Security. 1998. Vol. 1, no. 1. P. 66—92.
5. Анохин Ю. В., Янгаева М. О. К вопросу о MITM-атаке как способе совершения преступлений в сфере компьютерной информации // Философия права. 2021. № 2 (97). С. 7—13.
6. Бухарин В. В., Кирьянов А. В., Стародубцев Ю. И., Трусков С. С. Метод обнаружения сетевого перехвата информационного трафика информационно-телекоммуникационной сети // Труды МАИ. 2012. № 57. Ст. 17.
7. Горев А. И., Горева Е. Г. Кибератаки : некоторые подходы к системному анализу // МСМ. 2024. № 1 (69). С. 110—116.
8. Газизов А. Р. Аппаратно-программные методы защиты ресурсов информационной системы персональных данных от несанкционированного доступа путем «сниффинг-атак» // Вестник ДГТУ. Технические науки. 2022. Т. 49, № 3. С. 52—60.
9. Губенко Н. Е., Потребя Е. Ю. Анализ методов и средств предотвращения утечек конфиденциальных данных // Проблемы искусственного интеллекта. 2023. № 3 (30). С. 55—64.
10. Зюзин В. Д. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2024610455 Российская Федерация. Программный комплекс анализа сетевой безопасности в VPN сети на основе технологии P2P (версия 1.0) : № 2023689708 : заявл. 22.12.2023 : опубли. 10.01.2024.

Информация об авторе

Зюзин Владислав Дмитриевич, соискатель ученой степени кандидата технических наук кафедры математического моделирования экономических процессов института экономики Нижегородского государственного университета им. Н. И. Лобачевского, г. Нижний Новгород, Российская Федерация.

.

Probabilistic Analysis of Interception and Security Assessment of Routes in Peer-to-Peer Networks with Two-Step Data Transmission

V. D. Zyuzin

Nizhny Novgorod State University n. A. N. I. Lobachevsky
23, Gagarin Ave., Nizhny Novgorod, 603022, Russian Federation
v.d.zyuzin@gmail.com

Received: March 7, 2025

Peer-reviewed: March 15, 2025

Accepted: March 15, 2025

Abstract: This paper considers a threat scenario of unauthorized eavesdropping in a peer-to-peer network, where routes between the initiator node and the recipient node pass through two intermediate nodes. It is shown how the compromise of one or several nodes affects the share of routes that can be intercepted by an attacker and how this relates to the total number of possible routes. Formulas are obtained for calculating the number of intercepted connections, and probabilities of successful interception and unsuccessful connection are determined, reflecting the system's vulnerability. Approaches to assessing security are investigated, taking into account an increased number of compromised nodes as well as the effect of network structure on the share of vulnerable routes. Modeling results for networks with various numbers of nodes are presented, confirming the accuracy of the proposed estimates. A software tool is proposed that automates the computation of different network configurations, which can be used in designing reliable communication protocols.

Keywords: peer-to-peer networks, information security, node, route, interception probability, unsuccessful connection probability.

For citation (IEEE): V. D. Zyuzin, "Probabilistic Analysis of Interception and Security Assessment of Routes in Peer-to-Peer Networks with Two-Step Data Transmission," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 8, no. 1, pp. 112–123, 2025, doi: 10.21227/scmp-s580. (In Russ.).

References

- [1] V. D. Zyuzin and P. B. Boldyrevsky, "The method of multiple initial connections as a tool for enhancing information security in peer-to-peer virtual private networks," *Engineering Journal of Don*, no. 12, pp. 240–252, 2024. (In Russ.).
- [2] M. J. Freedman and R. Morris "Tarzan: A Peer-to-Peer Anonymizing Network Layer," in *Proceedings of the 9th ACM Conference on Computer and Communications Security (CCS)*. – ACM, pp. 193–206, 2002.

- [3] R. Dingledine, N. Mathewson, and P. Syverson, "Tor: The Second-Generation Onion Router," in *Proceedings of the 13th USENIX Security Symposium*, pp. 303–320, 2004.
- [4] M. K. Reiter and A. D. Rubin, "Crowds: Anonymity for Web Transactions," *ACM Transactions on Information and System Security*, vol. 1, no. 1, pp. 66–92, 1998.
- [5] Yu. V. Anokhin and M. O. Yangaeva, "On the issue of MITM attacks as a method of committing crimes in the field of computer information," *Philosophy of Law*, no. 2 (97), pp. 7–13, 2021. (In Russ.).
- [6] V. V. Bukharin, A. V. Kiryanov, Yu. I. Starodubtsev, and S. S. Truskov, "A method for detecting network interception of information traffic in an information and telecommunication network," *Trudy MAI*, no. 57, art. 17, 2012. (In Russ.).
- [7] A. I. Gorev and E. G. Goreva, "Cyberattacks: some approaches to system analysis," *Mathematical Structures and Modeling*, no. 1 (69), pp. 110–116, 2024. (In Russ.).
- [8] A. R. Gazizov, "Hardware-software methods of protecting personal data information system resources from unauthorized access through 'sniffing attacks'," *Herald of Daghestan State Technical University. Technical Sciences*, no. 3, pp. 52–60, 2022. (In Russ.).
- [9] N. E. Gubenko and E. Yu. Potreba, "Analysis of methods and tools for preventing confidential data leaks," *Problems of Artificial Intelligence*, no. 3 (30), pp. 55–64, 2023. (In Russ.).
- [10] V. D. Zyuzin, "Certificate of State Registration of a Computer Program," No. 2024610455 Russian Federation. Software package for analyzing network security in a VPN network based on P2P technology (version 1.0): No. 2023689708; filed Dec. 22, 2023; published Jan. 10, 2024. (In Russ.).

Information about the author

Vladislav D. Zyuzin, Candidate for the degree of Candidate of Technical Sciences at the Department of Mathematical Modeling of Economic Processes, Institute of Economics, Nizhny Novgorod State University n. a. N. I. Lobachevsky, Nizhny Novgorod, Russian Federation.

Методология «компендиум — таблица — инфографика» (КТИ) в историографии науки и техники

Ермолов П. П.

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

Получено: 14 октября 2024 г.

Отрецензировано: 16 декабря 2024 г.

Принято к публикации: 31 января 2025 г.

Аннотация: В статье констатируется потребность в новых методах визуализации потоков информации, одним из которых является инфографика, и отмечается недостаточность ее использования в историографии науки и техники. Причиной этого является слабое использование эффективных приемов систематизации (периодизации и классификации) контента, а также отсутствие методологии такого представления. Кратко рассмотрены основные положения исследования, в котором задачи систематизации решены с использованием некоторых положений общей теории систем В. Н. Садовского. Предложена методология визуализации информации, названная «компендиум — таблица — инфографика» (КТИ), основанная на трех последовательных уровнях преобразования контента. Приведен пример, иллюстрирующий методологию КТИ.

Ключевые слова: визуализация потоков информации, НИИ-33, Всероссийский НИИ радиоаппаратуры (ВНИИРА).

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Ермолов П. П. Методология «компендиум — таблица — инфографика» (КТИ) в историографии науки и техники // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2025. Т. 8, № 1. С. 124—151.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Ермолов, П. П. Методология «компендиум — таблица — инфографика» (КТИ) в историографии науки и техники / П. П. Ермолов // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. — 2025. — Т. 8, № 1. — С. 124—151.

1. Введение

В эпоху бурного развития информационных технологий и стремительного роста объема информации необходимы поиски эффективных

способов ее обработки и представления. Важнейшим условием успешного и точного понимания информации является простота ее изложения и адекватные содержанию информации формы ее представления.

Современные компьютерные технологии формируют у человека новые способы восприятия информации, в котором основное место уделяется визуальным образам. Появляется потребность в новых методах визуализации 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 [1], объем которой составляет более 850 страниц, инфографика вообще отсутствует, что затрудняет восприятие материала монографии.

Одной из причин этого является слабое использование эффективных приемов систематизации (периодизации и классификации) контента, таких как, например, изложенных в [2]. Проведенный в этой статье анализ основан на использовании некоторых положений общей теории систем [3].

Ниже кратко рассмотрены основные положения статьи [2], а также приведены примеры их использования для создания инфографики в области истории развития радиотехнических систем посадки самолетов, разработанных во Всероссийском НИИ радиоаппаратуры (ВНИИРА). При этом будут использованы периодизационные и классификационные модели, *свойственные развитию рассматриваемых групп явлений и объектов* соответственно. Здесь же следует отметить, что при проведении масштабных исследований возможно использование обоих видов моделей: как выделенных курсивом выше, так и *общей исторической и общесистемной*.

2. Историографический параллелепипед. Общая теория систем, вопросы периодизации и классификации

Вполне естественным образом ограниченную область любого историографического исследования можно условно представить в виде объема прямоугольного параллелепипеда, ребра которого соответствуют продолжительности исследуемого периода, масштабу региона и размеру объекта исследования. Регион, который является объектом исследования, выбирается исходя из задач исследования и может охватывать как цивилизацию в целом, так и (чаще всего) отдельные территории, страны или ее территориальные образования. Периодизация и классификация объекта исследования также определяются задачами исследования, но представляют собой более сложные методологические задачи, для рассмотрения которых воспользуемся некоторыми результатами общей теории систем.

Для перехода к анализу с позиций общей теории систем периодизационных моделей в области историографии науки и техники сделаем предположение о том, что в качестве окружения (среды) в этом случае выступает периодизация гражданской истории, а в качестве системы — периодизация, свойственная развитию рассматриваемой области науки или техники. Исследователь, занимающегося историей развития некоторого вида техники как явления общественного процесса (и не имеющий, как правило, специального технического образования), вероятнее всего, построит периодизацию с ориентацией на общественно-исторические условия. Что же касается исследователя, занимающегося историей развития техники как специфического явления объективного мира, то здесь концепция периодизации будет зависеть, в первую очередь, от характера («глубины» и «ширины») исследований. При достаточно узких временных рамках и узкой области предмета исследования периодизация будет ориентирована на внутренние закономерности развития рассматриваемой техники и/или технологии. На основании этого в [2] сформулирована следующая методологическая рекомендация: *в современной историографии науки и техники, которая характеризуется как широким спектром, так и дифференциацией исследований, периодизационная модель тем ближе к общеисторической и тем дальше от свойственной развитию рассматриваемой группы явлений, чем шире объект и область исследования.*

Таким образом, интуитивно была сформулирована рекомендация, которая нашла свое подтверждение в проведенном в [2] анализе в категориях «открытая система» — «закрытая система». Единственным отличием является не «дискретность», а «непрерывность», что формально может быть представлено как введение большого множества значений возможных вариантов открытости или закрытости «окружения» (событий гражданской истории) и «системы» (рассматриваемой области науки или техники).

В [2] отмечается, что эта методологическая рекомендация может снять «накал страстей» вокруг вопроса о том, какая классификационная схема является более правильной: ориентированная на гражданскую историю или на область науки или техники.

Что же касается классификации объекта исследования (третьего ребра в историографическом параллелепипеде), то по аналогии с периодизацией в [2] для рассмотрения этого вопроса также использованы результаты общей теории систем. При этом в качестве «среды (окружения)» и «системы» взяты две модели, которые названы соответственно «общесистемной» и «свойственной развитию анализируемой группы объектов». На основании этого была сформулирована следующая методологическая рекомендация: *в современной историографии науки и техники, которая ха-*

рактизуется как широким спектром, так и дифференциацией исследований, классификационная модель тем ближе к общесистемной и дальше от свойственной развитию рассматриваемой группы объектов, чем шире объект и область исследования.

Как и в случае с периодизацией, эта рекомендация была сформулирована ранее и интуитивно. Она также нашла свое подтверждение в проведенном в [2] анализе в категориях «открытая система» — «закрытая система». Отличием так же является не «дискретность», а «непрерывность», что формально может быть представлено как введение большого множества значений возможных вариантов открытости или закрытости «окружения» (общесистемной модели) и «системы» (модели, свойственной развитию анализируемой группы объектов).

В отличие от периодизации, при которой понятие «общей исторической модели», как правило, не вызывает трудностей в его определении, понятие «общесистемной модели» требует уточнения в связи со следующим.

В настоящее время существует большое множество общесистемных классификаций. В используемой во всем мире формате представления библиографической записи *UniMarc* Международной федерации библиотечных ассоциаций и учреждений (*IFLA*) учитывается индексация по 34 тезаурусам и 12 классификаторам, среди которых есть и хорошо известные отечественные системы ББК (Библиотечно-библиографическая классификация) и ГАСНТИ (Государственная автоматизированная система научной и технической информации). Здесь же следует отметить, что национальные версии формата *UniMarc* содержат дополнительные классификаторы, такие, например, как Международная патентная классификация, Общероссийский классификатор стандартов, Общероссийский классификатор специальностей высшей научной квалификации и др. Однако библиотечные и аналогичные им системы (кроме, разумеется, т. н. «дублинского ядра», включающего в себя всего не более 18 элементов) являются достаточно громоздкими, что затрудняет их использование для решения задач классификации в рассматриваемом нами контексте. Анализ структур остальных вариантов, в том числе энциклопедического характера, показал, что для решения названных задач наиболее целесообразным является использование универсального тезауруса [4], включенного в список *UniMarc*, и/или его отечественного аналога [5]. Основными аргументами в пользу такого решения является следующее.

1. Упомянутые тезаурусы хоть и не являются «всеохватывающими», как библиотечные и аналогичные им системы, представляют достаточно крупный кластер метазнаний, которым является научно-техническая тер-

минология. Терминологическое однообразие в пределах такого кластера является важным аргументом в пользу использования их в качестве основы для формирования «окружения» (общесистемной модели) во многих областях науки и техники.

2. При построении тезаурусов учитываются не только собственно объекты исследования, но и важные системные аспекты, такие как исследования, разработки, испытания (10-я дескрипторная область) и элементы 31-й дескрипторной области: надежность, эксплуатационные характеристики (3101), техническая эксплуатация (3103) и др. [5].

3. Достаточно высокая временная терминологическая стабильность тезаурусов на верхних уровнях (на уровнях дескрипторных областей и групп).

Справедливости ради в [2] отмечено, что в части, касающейся периодизации, известный историк науки и техники проф. А. А. Зворыкин в статье, опубликованной более полувека назад, отмечал, что «...периодизацию в каждой области [истории естествознания и техники] надо строить, исходя из... внутренних закономерности и специфики. Чем уже объект исследования, чем локальнее область исследования, тем в большей степени приходится отходить от общеисторической периодизации и давать периодизацию, свойственную развитию данной группы явлений» [6].

Однако этим словам в то время историки науки и техники, в том числе занимающиеся вопросами методологии, не придали должного значения. К тому же эти проблемы не стояли тогда так остро, как сейчас.

3. Инфографика

Исследований, посвященных общим проблемам инфографики, много (см., напр., [7, 8]), однако, как показывает анализ, инфографика в области истории науки и техники еще только зарождается, в связи с чем предмет настоящей статьи можно считать актуальным и востребованным.

Инфографику можно классифицировать по уровням представляемых данных. Существует три последовательных уровня дизайн-визуализации информации. Первый уровень — это простая визуализация числовых данных, взаимосвязей, местоположения и превращение их в диаграммы, схемы, карты, позволяющее сравнить отдельные показатели, увидеть динамику развития процесса, обозначить место события и его масштаб. Во второй уровень включают визуализацию блока информации, которая складывает разрозненные по времени или месту данные, связи, факты и события в цельную картину. Это позволяет окинуть взглядом все события, проследить за причиной и следствием, увидеть весь процесс от начала до конца. Третий уровень инфографики — это графическое представление знаний, состоя-

щих из множества отдельных аспектов. Здесь во главе угла стоит идея преобразования в набор подтверждающих ее диаграмм, карт или схем, связанных между собой и композиционно объединенных в единое целое [9].

Инфографику с использованием ленты времени (*timeline*), которая относится ко второму уровню, можно рассматривать как окончательный формат снижения размерности (после компендиума и табличного представления), под которым будем понимать уменьшение числа признаков объекта. В следующем разделе будут приведен пример, иллюстрирующий методологию КТИ.

4. Радиотехнические системы посадки самолетов, разработанные во Всероссийском НИИ радиоаппаратуры (ВНИИРА)

В [10, 11] отмечается существенный вклад Всероссийского НИИ радиоаппаратуры (ВНИИРА) в развитие радиотехнических систем посадки самолетов, а также других радиотехнических средств и систем навигации, посадки и управления воздушным движением. Наиболее полно эти аспекты отражены в коллективной монографии сотрудников ВНИИРА [12], которая, к сожалению, не опубликована. В первой главе второй части монографии детально рассмотрены радиотехнические системы посадки самолетов. Этот раздел и положен в основу настоящего исследования.

Специалистами ВНИИРА были разработаны все основные типы систем инструментального захода на посадку (наземное и бортовое оборудование), в том числе как системы, соответствующие международным требованиям (*ILS*, *DME*, *MLS*), так и национальные системы, соответствующие отечественным стандартам (СП-50, ПРМГ, «Поле»/«Радикал», «Вымпел-П») и организовано серийное изготовление и внедрение в эксплуатацию многих из них. Это позволило внедрить в стране не только известные инструментальные системы захода на посадку для самолетов гражданской авиации, но и оригинальную мобильную систему посадки для самолетов ВВС. По мере проведения теоретических и экспериментальных исследований, изучения особенностей эксплуатации систем инструментального захода на посадку было реализовано оборудование, позволяющее обеспечить посадочные минимумы категории III-В, что позволило обеспечить уникальную посадку беспилотного орбитального космического корабля в бездвигательном режиме. В результате проведения многолетних исследований были реализованы и успешно испытаны аэродромные радиолокационные системы с аппаратурой управления и передачи данных на борт летательных аппаратов для обеспечения инструментального захода на посадку.

4.1. Радиомаячные инструментальные системы посадки метрового диапазона волн типа СП/*ILS* (наземное оборудование)

4.1.1. *Радиомаячные системы СП-50, СП-50М.* Система СП-50 явилась первой отечественной системой, созданной в НИИ-33 в послевоенные годы и получившей широкое распространение.

Наземное оборудование состояло из курсового радиомаяка КРМ-Ф, глиссадного радиомаяка ГРМ-1 и двух маркерных радиомаяков МРМ-48.

Бортовое оборудование включало курсовой (КРП-1), глиссадный (ГРП-1) и маркерный (МРП-56) радиоприемники, самолетную приемную антенну (ДУ-14), пульт управления и индикаторные приборы летчиков (ПСП-48).

Радиомаячные системы посадки, называемые курсо-глиссадными, задают в пространстве посадочную траекторию. В курсовых радиомаяках систем СП-50, СП-50М и СП-68 для задания плоскости посадочного курса был использован метод равносигнальной зоны, ось которой совпадала с продолжением оси ВПП.

Маркерные радиомаяки имели антенную систему, излучающую сигналы преимущественно в направлении вертикали (так называемую факельную диаграмму направленности). Благодаря такой диаграмме сигналы МРМ принимались на самолете в момент его пролета над маяком.

Система СП-50 работала в диапазонах частот:

— курса: 108—112 МГц;

— глиссады: 328,6—335,4 МГц.

Количество фиксированных рабочих частот КРМ и ГРМ — 6.

Несущая частота маркерного канала — 75 МГц.

Система СП-50 вначале была задумана как аналог американской системы посадки в подвижном исполнении, разработанной в годы Второй мировой войны — SCS-51. Специалисты НИИ-33 выявили существенные недостатки американской системы, связанные с наличием искривлений задаваемых радиомаяками линий курса и глиссады из-за отражений электромагнитных колебаний от окружающих радиомаяки предметов на аэродроме и движущихся по ВПП самолетов. Основной причиной наличия переотражений явилось использование в радиомаяках системы SCS-51 слабонаправленных антенн. По предложению Г. А. Пахолкова в аппаратуре отечественного курсового радиомаяка были использованы направленные антенны типа «волновой канал».

Государственные летные испытания системы СП-50 проходили на аэродроме «Чкаловская», на котором на работу КРМ существенно сказывалось влияние местных предметов.

Успешное завершение программы Государственных летных испытаний системы СП-50 стало возможным в результате реализации предложения Г. А. Пахолкова об использовании в КРМ направленных антенн.

Проблема борьбы с влиянием переотражений электромагнитной энергии сопутствовала всем последующим разработкам в области систем инструментального захода на посадку, что вынуждало создателей систем все более увеличивать апертуру антенной системы КРМ.

Радиомаячная система СП-50М являлась модернизацией системы СП-50, которая была проведена в 1965 г. во ВНИИРА. СП-50М выпускалась серийно на базе НПО «Полет» (г. Челябинск).

Параметры системы СП-50М соответствовали требованиям первой категории ICAO. Главный конструктор системы — Е. И. Шолупов.

В радиомаяки системы СП-50М была дополнительно включена аппаратура автоматического резервирования, дальнего контроля, дистанционного управления и автоматической стабилизации зон курса и глиссады.

Направленные свойства антенны курсового радиомаяка в горизонтальной плоскости определялись фокусирующим действием параболического отражателя с апертурой 35 кв. м.

Антенная система глиссадного радиомаяка представляла собой две отличающиеся высотой подвеса антенны, которые выполнялись в двух вариантах: в виде уголковых вибраторов или щелевом.

Система работала на 20 частотных каналах.

Вся аппаратура радиомаяков, кроме антенно-фидерных устройств, была полностью резервирована.

Одновременно была выполнена модернизация бортовой аппаратуры.

В курсовом радиоприемнике КРП-Ф были устранены фазовые сдвиги между постоянной и переменной фазой, а в глиссадном приемнике устранена «падающая» характеристика АРУ.

За время серийного производства было изготовлено:

- оборудования систем СП-50 П1А — 113 комплектов;
- оборудования систем СП-50М 1 — 132 комплекта;
- оборудования систем СП-50М 2 — 68 комплектов.

4.1.2. Упрощенные системы посадки. Эта система предназначена для привода самолетов в район аэродрома, пробивания облачности и снижения с посадочным курсом до установленной высоты. Упрощенная отечественная система посадки ОСП-48 имела в своем составе два маркерных радиомаяка, совмещенных с дальней и ближней приводными радиостанциями.

При посадке по этой системе экипаж использовал один или два автоматических радиоконпаса (АРК), маркерный радиоприемник (МРП), радиовысотомер и средства радиосвязи.

Дальняя приводная радиостанция совместно с первым АРК использовалась для привода самолета в район аэродрома, предпосадочного маневрирования и выдерживания совместно с ближней приводной радиостанцией и вторым АРК посадочного курса самолета. Маркерные радиомаяки служили для определения моментов пролета фиксированных точек, расположенных на удалениях 4 км и 1 км от ВПП.

Таким образом, экипаж при заходе на посадку по системе ОСП выполнял маневрирование, определяя положение самолета относительно двух фиксированных точек на земной поверхности.

Система ОСП могла обеспечивать заход на посадку в качестве дополнительного или резервного средства. Благодаря своей простоте, широкому распространению в РФ приводных радиостанций, наличию на самолетах АРК и маркерных радиоприемников, система ОСП продолжает использоваться и снятие ее с эксплуатации в ближайшее время не планируется.

4.1.3. Радиомаячная система СП-70. Система инструментальной посадки СП-70, разработанная специалистами ВНИИРА, была первой отечественной системой, полностью соответствовавшей стандартам на международную систему посадки *ILS*. Она предназначалась для оборудования стационарных аэродромов и использования в условиях посадочного метеоминимума III категории *ICAO*.

В состав системы входили:

- курсовой радиомаяк;
- глиссадный радиомаяк;
- два или три маркерных радиомаяка;
- аппаратура дальнего контроля курсового радиомаяка;
- аппаратура дистанционного управления радиомаяками;
- подвижная автолаборатория для проведения регламентных работ;
- специальный комплект бортовой аппаратуры, устанавливаемой на летающую лабораторию для выполнения контрольных облетов радиомаяков.

К радиомаякам посадочной системы III категории предъявляются высокие требования по обеспечению стабильности выходных параметров. Впервые в отечественной практике курсовой и глиссадный радиомаяки системы посадки были выполнены по двухканальной, двухчастотной схеме.

Для обеспечения высоких требований по безопасности автоматического захода на посадку (вероятность отказа системы за критическое время 30 сек. полета самолета в процессе выравнивания и приземления не должна быть хуже 10^{-9}) аппаратура радиомаяков была выполнена с использованием высоконадежной элементной базы (с применением полупроводников, включая передающие устройства) и имела 100-процентный «горячий» резерв с автоматическим переключением.

В составе наземных радиомаяков была реализована разветвленная система контроля параметров, включающая устройства встроенного, апертурного и выносного контроля.

Основные технические характеристики радиомаячной системы СП-70:

- диапазон частот курса: 108—112 МГц;
- диапазон частот глиссады: 328,6—335,4 МГц;
- поляризация: горизонтальная;
- количество фиксированных рабочих частот: 40;
- частоты модуляции КРМ и ГРМ: 90 Гц и 150 Гц;
- модуляция: механическая;
- мощность передатчика КРМ — 12 Вт;
- потребляемая КРМ мощность от сети — 1000—1500 Вт (без систем отопления и кондиционирования);
- мощность передатчика ГРМ — 10 Вт;
- потребляемая ГРМ мощность от сети — 1000—1500 Вт (без систем отопления и кондиционирования);
- несущая частота маркерного канала: 75 МГц;
- частоты модуляции маркерных радиомаяков: 400, 1300, 3000 Гц.
- мощность передатчика МРМ — 0,7 Вт;
- потребляемая МРМ мощность от сети — 500 Вт.

Главный конструктор системы СП-70 — Е. И. Шолупов.

Система СП-70 прошла Государственные испытания в 1971 г. и была рекомендована для использования на аэродромах гражданской авиации.

В 1974 г. система СП-70 при активном участии специалистов ВНИИРА в сжатые сроки была установлена на аэродроме Воздвиженка в районе г. Владивостока для обеспечения посадки литерных самолетов МГА и зарубежных авиакомпаний в связи со встречей глав государств СССР и США (Л. И. Брежнева и Джеральда Форда).

За время серийного производства системы СП-70 был изготовлен 41 комплект наземного оборудования.

4.2. Радиомаячные инструментальные системы посадки метрового диапазона волн типа VOR/СП/ILS (бортовое оборудование)

4.2.1. Бортовые радиоприемники КРП, ГРП, МРП. К разработке первых образцов отечественного бортового оборудования системы СП-50, предназначенного для обеспечения инструментальной посадки самолетов, специалисты НИИ-33 приступили в 1947 г. Руководство разработкой осуществляли Г. С. Лихачев и В. Б. Геппенер.

Результатом этой работы явились курсовые, глиссадные и маркерные радиоприемники КРП-1, ГРП 1 и МРП-56.

После принятия *ICAO* в 1950-х гг. в качестве стандартной международной системы посадки системы *ILS* (*Instrumentation Landing System*) и с расширением объема зарубежных полетов отечественных самолетов гражданской авиации потребовалось их оснащение бортовой системой посадки *ILS*.

Приемники КРП-1 и ГРП-1 были модернизированы и снабжены приставками с целью обеспечения возможности посадки самолетов как по системе СП-50, так и по системе *ILS*, и получили названия КРП-ФМ и ГРП-2М.

В таком виде эта аппаратура эксплуатируется на некоторых самолетах до настоящего времени.

Основными комплектующими элементами, используемыми для изготовления приемников КРП-Ф, ГРП-2 и МРП-56, были «пальчиковые» лампы и радиоэлементы для навесного монтажа.

4.2.2. *Навигационно-посадочная аппаратура «Курс-М», «Курс МП-1», «Курс МП-2», «Ось-1».* Полеты отечественных самолетов гражданской авиации по зарубежным авиатрассам, оснащенным стандартизированной *ICAO* международной системой навигации *VOR*, потребовали установки на них бортовой навигационной аппаратуры *VOR*. Аппаратура «Курс-М» была первой отечественной ламповой бортовой аппаратурой, обеспечившей навигацию самолетов по сигналам радиомаяков типа *VOR*.

Аппаратура была разработана в 1961 г.; в качестве прототипа приемного устройства был использован связной приемник радиостанции «Дуб-5», широко эксплуатировавшийся в то время на самолетах гражданской авиации.

Аппаратура «Курс-М» была изготовлена в количестве 10 комплектов и установлена на самолетах Ту-114 для обеспечения полетов на Кубу.

Серийно аппаратура не выпускалась.

Аппаратура «Курс МП-1» была разработана в 1964 г. и была первой отечественной самолетной аппаратурой, выполненной полностью на полупроводниковых приборах. Она обеспечивала возможность самолетовождения по азимутальным радиомаякам *VOR* и посадки по радиомаякам *ILS* и СП-50.

Аппаратура «Курс МП-1», являющаяся дублированной, имеет в составе одного полуккомплекта три радиоприемника:

— курсовой радиоприемник КРП-100П, обеспечивающий прием и детектирование высокочастотных сигналов навигационных радиомаяков *VOR* и посадочных курсовых радиомаяков *ILS* и СП-50 на 100 частотных каналах с интервалом 100 кГц;

— глассадный радиоприемник ГРП-20П, обеспечивающий прием и детектирование высокочастотных сигналов посадочных глассадных радиомаяков *ILS* и СП-50 на 20 частотных каналах с интервалом в 300 кГц;

— маркерный радиоприемник МРП-3П, обеспечивающий прием высокочастотных сигналов посадочных и маршрутных маркерных радиомаяков и их преобразование в световые и звуковые сигналы индикации пролета самолетом маркерных радиомаяков и др.

«Курс МП-1» с 1965 г. выпускал Новосибирский завод «Электросигнал». Серийно изготовлено 1563 комплекта.

Аппаратура «Курс МП-2» явилась модернизацией аппаратуры «Курс МП-1», необходимость перехода на которую была обусловлена решением *ICAO* об увеличении количества рабочих каналов в частотном диапазоне *VOR* с 80 до 180, с сохранением 20 посадочных каналов в системе *ILS*.

По своему конструктивному исполнению аппаратура «Курс МП-2» сохранила структуру «Курс МП 1».

С 1968 г. завод «Электросигнал» начал серийные поставки аппаратуры «Курс МП-2» потребителям. В течение 10 лет она являлась основным средством навигации по радиомаякам *VOR* и посадки по радиомаякам *ILS* и СП-50 для большинства самолетов гражданской и военно-транспортной авиации СССР. И в настоящее время «Курс МП-2» продолжает широко использоваться на самолетах России и стран СНГ. Серийно изготовлено 1684 комплекта этой аппаратуры.

В 1995 г. в связи с расширением частотного диапазона вещательных УКВ радиостанций с частотной модуляцией ИКАО были ужесточены требования к помехозащищенности бортовой аппаратуры *ILS/VOR*. Это потребовало доработки приемников КРП-200ПМ, которая с 1997 г. стала интенсивно проводиться для всех российских авиакомпаний.

В 1968 г. была разработана аппаратура «Ось-1», предназначенная для использования на самолетах местных воздушных линий. В дальнейшем она нашла применение и на некоторых типах самолетов ВВС.

Аппаратура «Ось-1» являлась упрощенным вариантом бортовой аппаратуры «Курс МП-2» и обеспечивала только режим посадки по маякам систем *ILS* и СП-50. Серийное производство «Ось-1» осуществлялось Киевским заводом «Радиоизмеритель». Изготовлено 5352 комплекта.

4.2.3. *Навигационно-посадочная аппаратура «Курс МП-70».* Аппаратура «Курс МП-70» была разработана в 1975 г. и обеспечивала инструментальную посадку по системам типа СП-70 и *ILS* в соответствии с эксплуатационными требованиями II и III категории *ICAO*.

При разработке «Курс МП-70» были учтены все требования *ICAO*, в том числе и новые требования по числу посадочных каналов (40 вместо

20) в диапазоне 108—112 МГц, более жесткие требования к характеристикам помехозащищенности аппаратуры *ILS*; улучшены точностные характеристики аппаратуры.

Аппаратура «Курс МП-70» предназначалась для замены устаревшей к тому времени аппаратуры «Курс МП 1» и «Курс МП-2».

С 1975 г. аппаратура «Курс МП-70» выпускалась серийно и до настоящего времени широко используется в России и странах СНГ на самолетах гражданской и военно-транспортной авиации при полетах как внутри стран СНГ, так и за рубежом.

Главные конструкторы аппаратуры «Курс МП-70»: В. Б. Геппенер, а после его ухода на пенсию — Э. А. Панов.

Серийный выпуск «Курс МП-70» до последнего времени производил Киевский завод «Радиоизмеритель». Изготовлено 1476 комплектов.

1.3.4. Аппаратура навигации и посадки ВИМ-95. Разработка аппаратуры ВИМ-95 была начата в 1994 г. с целью, во-первых, заменить эксплуатируемую уже почти 30 лет аппаратуру «Курс МП-2» и 20 лет — аппаратуру «Курс МП-70», и, во вторых, применить в новой аппаратуре современную элементную базу, обеспечивающую возможность снижения габаритов и массы аппаратуры и повышения ее надежности.

Основным устройством аппаратуры ВИМ-95 является радиоприемник ВИМ, который объединяет в себе все элементы одного полукompлекта аппаратуры «Курс МП-70», т. е. курсовой и глиссадный приемники и устройство обработки информации (УНП), маркерный приемник (РПМ-70). По конструктивному исполнению радиоприемник ВИМ является интегрированным устройством, обеспечивающим возможность осуществления в одном блоке на борту ВС функций навигации и посадки международных систем *VOR*, *ILS* и отечественной СП-50. При этом масса аппаратуры сократилась более чем в 5 раз, габариты — в 4 раза.

Аппаратура ВИМ-95 к настоящему времени размещена на ряде воздушных судов России: Бе-200М, Ил-114, Ил 76, С-80, Су-27, Су-30, Су-35, МиГ-29СМТ, МиГ-29УБТ, Як-130, Ми-8, Ми-26ТС, АНСАТ, Ка-226.

Главным конструктором аппаратуры ВИМ-95 является Э. А. Панов.

С 1998 г. на разные типы воздушных судов поставлено более 100 комплектов одиночной и двоянной аппаратуры ВИМ-95.

4.3. Радиомаячные системы инструментальной посадки дециметрового диапазона волн типа *DME* (наземное оборудование)

Международная радиодальномерная система *DME*, предназначенная для определения расстояния между самолетом и выбранным наземным

маяком, устанавливается в настоящее время в районах и на маршрутах, где по оперативным причинам или по причинам, связанным с УВД (плотность воздушного движения или близость маршрутов), требуется более точная навигационная информация, чем пеленг, обеспечиваемый системой *VOR*.

Обычно системы *VOR* и *DME* ставятся в общей точке с целью создания единой азимутально-дальномерной системы ближней навигации.

Кроме того, в качестве наземных маяков используются маяки *DME/N*, *TACAN* и навигационно-посадочные маяки *DME/P*.

Навигационные радиомаяки *DME* могут использоваться совместно с инструментальной системой посадки *ILS* и функционально заменять маркерные радиомаяки.

В составе системы *MLS* специально предусмотрена дальномерная подсистема *DME/P*, обеспечивающая измерение расстояния при заходе на посадку с повышенной точностью.

4.4. Радиомаячные дальномерные системы посадки дециметрового диапазона волн типа *DME* (бортовое оборудование)

Бортовым оборудованием навигации и посадки международной системы *DME* являются дальномеры *СД-67*, *СД-75*, *DME/P-85*; продолжается разработка модификаций этих дальномеров.

Первой отечественной разработкой в области бортовых дальномеров, соответствующих международным стандартам и характеристикам корпорации *ARINC*, был навигационный дальномер *СД-67*.

Он был предназначен для установки на пассажирских и транспортных самолетах и позволял осуществлять автоматическое измерение дальности относительно наземных радиомаяков-ретрансляторов дальности типа *DME* и *VORTAC*.

В дальномере *СД-67* был реализован автоматический выбор любого из 252 частотных каналов (время настройки на выбранный канал — 12 с), связь на большом количестве волн в широком диапазоне частот, мгновенный (не более 3 с) поиск ответного радиосигнала за счет использования цифровой измерительной схемы дальности. Измерение дальности обеспечивалось при скорости полета до 3500 км/час.

Аппаратура дальномера обладала повышенной по тому времени точностью измерения дальности (± 150 м $+0,05$ % от дальности) и высокой избирательностью. Была разработана также модификация дальномера *СДК-67*, в составе которого отсутствовало устройство измерения дальности.

Аппаратура *СДК-67* комплексовалась с установленной на том же самолете аппаратурой *РСБН*, и измерение дальности осуществлялось блоком измерения дальности *РСБН*.

В конструкции дальномера были применены полупроводниковые приборы, титано-керамические радиолампы, полосковые высокочастотные элементы, с целью повышения надежности выполнялась герметизация некоторых узлов.

За период серийного выпуска изготовлено 5071 комплектов изделий СД-67 и 1376 комплектов СДК-67.

Начиная с 1973 г. во ВНИИРА производилась разработка нового поколения бортовой аппаратуры *DME* — дальномера СД-75. Дальномер СД-75 отличался от дальномера СД-67 рядом новых технических решений, важнейшими из которых являлись:

- исключение механически движущихся частей;
- электронная перестройка приемной части;
- применение синтезатора частот в рабочем диапазоне передатчика;
- перестройка ЖИГ-преселектора системой экстремального регулирования;
- применение системы АРУ релейно-шагового типа;
- увеличение точности измерения дальности (0,2 м. мили вместо 0,3 м. мили в СД-67);
- уменьшение массы и габаритов примерно в 1,5 раза.

За период серийного выпуска изготовлено 1858 комплектов СД-75.

Разработка бортового прецизионного дальномера *DME/P-85* производилась во ВНИИРА с 1984 г.

Особенностью дальномера *DME/P-85* является способность работы как в навигационном, так и в посадочном режимах.

Основные технические данные дальномера *DME/P-85*:

- диапазон рабочих частот 962—1213 МГц;
- число рабочих каналов (навигация/посадка) — 252/200;
- диапазон измеряемой дальности от 0 до 200 м. миль при работе с навигационными маяками и от 0 до 20 морских миль при работе с посадочными маяками.

За период серийного выпуска изготовлено 39 комплектов изделий *DME/P-85*. Главные конструкторы дальномеров: Р. А. Чернохвостов (СД-67, СД-75); В. Л. Сельский (СД-75); С. Н. Головлев (*DME/P-85*).

4.5. Радиомаячные инструментальные системы посадки дециметрового диапазона волн типа ПРМГ (наземное оборудование)

Развитие авиации, переход ее на реактивную технику и сверхзвуковые полеты потребовало создания для военных самолетов комплекса средств, обеспечивающих задачи навигации и инструментальной посадки.

В конце 1950-х гг. в НИИ-33 под руководством Г. А. Пахолкова была разработана высокоточная азимутально-дальномерная радиотехническая система ближней навигации РСБН-2, работающая в дециметровом диапазоне волн.

Разработка наземного оборудования системы инструментальной посадки в этом же диапазоне частот позволила использовать единое бортовое оборудование для решения задач как навигации, так и посадки.

Система инструментальной посадки дециметрового диапазона волн получила условное название «Катет-С», а после ее принятия на вооружение ВВС — ПРМГ-4 (ПРМГ — подвижная радиомаячная группа).

Главным конструктором ПРМГ-4 был Г. М. Фельдман.

Система ПРМГ включала в себя курсовой радиомаяк, глиссадный радиомаяк и ретранслятор дальномера. Аппаратура каждого из радиомаяков содержала основной и резервный комплекты (кроме антенн), переключающиеся автоматически в случае аварии.

Посадочные радиомаяки «Катет-С» отличались от уже существующих систем метрового диапазона СП-50 меньшими габаритами антенных систем, менее жесткими требованиями к рельефу местности, более простыми условиями подготовки местности при развертывании и установке радиомаяков. Существенным преимуществом новых посадочных систем явилось наличие канала непрерывного измерения дальности до точки приземления.

Для устранения поляризационных ошибок были разработаны и внедрены в эксплуатацию поляризационные фильтры (решетки), размещаемые в раскрыве зеркала курсовой антенны ПРМГ-4.

Разработанные радиомаяки были переданы для серийного выпуска на Челябинский радиозавод и выпускались там с 1961 г.

Эксплуатация этих маяков в реальных условиях показала необходимость их совершенствования, прежде всего для удовлетворения требования ВВС по мобильности. В связи с этим была разработана как конструктивная модификация оборудования, получившая название ПРМГ-4К.

Главный конструктор системы ПРМГ-4К — Э. И. Пихт.

Комплекс названного оборудования состоял из двух радиомаяков: курсового радиомаяка (КРМ-4К) и глиссадного радиомаяка (ГРМ-4К) с ретранслятором дальномера (РД-4К). Аппаратура каждого из радиомаяков была размещена в кузовах типа К-66-У1Д.

Радиомаяки ПРМГ-4 и ПРМГ-4К серийно выпускались на Кузнецком радиозаводе. За время серийного производства изготовлено 179 комплектов.

4.6. Радиомаячные инструментальные системы посадки дециметрового диапазона волн типа ПРМГ (бортовое оборудование)

В 1960-е гг. перед специалистами ВНИИРА была поставлена задача обеспечения автоматического и директорного захода на посадку по системе ПРМГ. Это было особенно важно для летчиков скоростных и высокоманевренных самолетов истребительной авиации, на которых выполнение захода на посадку по информации, представляемой на приборах положения, являлось достаточно трудной задачей.

Проработка вопросов комплексирования бортового оборудования систем посадки ПРМГ с самолетными системами директорного (СДУ) и автоматического управления (САУ) привела к необходимости пересмотра требований к аппаратуре посадки в части точности, стабильности крутизны и симметрии выходных характеристик, допустимого уровня помех, влияния кросс-поляризации, искривлений линий курса и глиссады в пределах секторов пропорционального наведения, а также требований к выходным параметрам системы посадки в области клиренса.

В бортовом оборудовании системы посадки дециметрового диапазона была значительно повышена линейность выходных характеристик трактов курса и глиссады и снижено влияние импульсных помех от сигналов, работающих на соседних частотных каналах систем РСБН, внесены изменения в элементы коммутации комплексных бортовых многоэлементных антенно-фидерных систем с целью уменьшения интерференции и др.

В процессе наземных и летных испытаний было подтверждено соответствие выходных параметров комплекса автоматического захода на посадку предъявленным требованиям для метеоминимумов не хуже II категории. Особенно важным явилось внедрение режимов автоматического захода на посадку на базе систем дециметрового диапазона волн ПРМГ для самолетов истребительной авиации и ПВО, что способствовало существенному снижению метеоминимумов этих ЛА.

За период с 1958 по 1993 гг. на Казанском заводе «Радиоприбор» серийно выпущено: 40706 комплектов бортовой навигационно-посадочной аппаратуры РСБН разных типов, в том числе: РСБН-2с (2СВ, 2СА, 5с, 6с, 7с, 8с), А-340, А-323, «Веер-М», «Квадрат-М».

4.7. Радиомаячные инструментальные системы посадки сантиметрового диапазона типа МСП/MLS (наземное оборудование)

Началу работ в области создания оборудования микроволновой системы посадки предшествовал ряд исследований и экспериментальных работ. Еще в 1955—1958 гг. во ВНИИРА под руководством И. М. Вексли-

на выполнялась ОКР «Барометр», в рамках которой была сделана первая попытка создания системы посадки с использованием сканирующих радиомаяков сантиметрового диапазона волн и соответствующего бортового оборудования. Работа была доведена до стадии изготовления опытных образцов и проведения летных испытаний, в которых были получены достаточно обнадеживающие результаты.

Во многом ОКР «Барометр» опередила аналогичные работы, проводимые за рубежом по системам *Flarescan* и *Regal*, публикации о результатах которых появились позже.

В 1968–1975 гг. под руководством д. т. н. Г. А. Пахолкова и к. т. н. В. М. Бенина проводились исследования, которые позволили получить большой научный задел по выбору основных принципов построения перспективной системы посадки сантиметрового диапазона, что нашло отражение в ряде НИР и приступить к созданию конкретного оборудования. В рамках разработок «Поле-П — Радикал-СМ» и «Привод-СВ» группой специалистов под руководством Г. А. Пахолкова и В. М. Бенина было разработано опытное наземное и бортовое оборудование системы посадки двухсантиметрового диапазона с узкими сканирующими лучами, задающими угловые координаты в пределах широких секторов по азимуту и углу места.

Результаты испытаний оборудования посадки «Привод-СВ» на авианосном крейсере «Киев» и переносного наземного оборудования «Поле-П» в полевых условиях с бортовым оборудованием «Радикал-СМ» показали большие преимущества систем, использующих узкие сканирующие лучи для задания в пространстве координатной информации, по сравнению с системами, задающими траектории захода на посадку методом равносигнальных зон.

Основные параметры оборудования «Поле-П»:

- диапазон частот — 15,4—15,7 ГГц;
- количество рабочих каналов — 20;
- сектор сканирования по азимуту — 40°;
- сектор сканирования по углу места — 0,5—20° (частота сканирования при круговом вращении трех антенн — 5 Гц);
- погрешность задания угловых координат — 0,15°;
- дальность действия при осадках 10 мм/час — 25 км;
- ширина диаграммы направленности по азимуту — 3,5°;
- ширина диаграммы направленности по углу места — 2,0°;
- масса радиомаяка «Поле-П» — 90 кг.

Конструктивное выполнение — в виде совмещенного азимутально-угломестного радиомаяка, устанавливаемого перед торцом ВПП.

Положительным качеством систем со сканирующим лучом явилась возможность задания точной координатной информации в пределах широких рабочих секторов, малая чувствительность к переотражениям от местных предметов и влиянию подстилающей поверхности. Однако использование механического привода антенн обусловило низкий (5 Гц) темп передачи угловой информации и недостаточно высокую надежность. Устранение недостатков систем с механическим сканированием и резкое увеличение надежности оборудования могло быть достигнуто только за счет применения в наземных радиомаяках системы посадки антенных систем с электронным управлением. Первые экспериментальные образцы таких антенных систем шестисантиметрового диапазона были разработаны во ВНИИРА А. А. Пиотровским и С. И. Ваксенбургом.

Разработка оборудования перспективной международной системы посадки, которая должна была заменить находящуюся к тому времени в эксплуатации более 30 лет стандартную невизуальную систему посадки по приборам ИЛС, была начата в 1976 г. Результатом многолетних исследований и опытно-конструкторских работ явилась разработка опытных образцов наземного и бортового оборудования микроволновой системы посадки (МСП) II и III категории метеоминимумов («Плацдарм») под руководством главного конструктора Г. А. Пахолкова (с 1985 г. — М. Д. Максименко).

Разработка наземного оборудования выполнялась под руководством В. М. Бенина, Е. И. Шолупова и Л. В. Лазарева.

Разработка оборудования МСП «Плацдарм» потребовала решения многих новых задач. В первую очередь, реализации технических решений по созданию фазированных антенных решеток 6-сантиметрового диапазона с электронным управлением, вспомогательных антенн, высокочастотных коммутационных устройств, аппаратуры управления и синхронизации, алгоритмов и программного обеспечения для выработки излучаемых и управляющих сигналов, устройств контроля параметров радиомаяков, предупреждения об отказах элементов оборудования, системы гарантированного энергоснабжения.

Наземное оборудование МСП «Плацдарм» включало в свой состав радиомаяки: азимутальный (АРМ), угломестный (УРМ), обратного азимута (РУВК), ретранслятор дальномера (РДО) и аппаратуру КДП.

Основные параметры оборудования «Плацдарм-1Н»:

- Диапазон частот угломерных подсистем — 5031,0—5090,6 МГц;
- Диапазон частот дальномерной подсистемы — 962,0—1213 МГц;
- Количество рабочих каналов — 200;
- Ширина сектора азимута — 80°;

- Ширина сектора угла места — $0,9\text{—}7,5^\circ$ (30°);
- Дальность действия — 37 км;
- Ширина диаграммы направленности по азимуту и углу места — 1° ;
- Частота передачи угломерной информации — 13—39 Гц.

Испытания оборудования МСП «Плацдарм-2» II категории проходили в аэропорту «Пулково» в 1983 г.

В 1987 г. во ВНИИРА было завершено изготовление оборудования микроволновой системы посадки III категории, которое было развернуто в Летно-исследовательском институте им. М. М. Громова для проведения заводских и государственных испытаний. Государственные испытания системы «Плацдарм» были успешно завершены в 1988 г.

По сравнению с существующими системами инструментального захода на посадку метрового диапазона типа СП и *ILS*, система «Плацдарм» показала более стабильные результаты, широкие эксплуатационные возможности и высокую надежность.

Первый серийный образец наземной системы «Плацдарм» III категории был изготовлен во ВНИИРА в 1991 г.

Дальнейшие разработки средств МСП шли в направлении создания оборудования ЕСП-МВЛ, которое предназначалось для использования в аэропортах местных воздушных линий. Для этого оборудования были созданы принципиально новые устройства управления фазированной антенной решеткой и передающее устройство на твердотельных элементах.

При разработке этой модификации оборудования микроволновой системы посадки I категории решалась задача создания достаточно простого и дешевого оборудования, которое может быть использовано в небольших аэропортах местных воздушных линий. Упрощение конструкции ЕСП-МВЛ было достигнуто за счет объединения оборудования азимутального и угломестного радиомаяков в общем контейнере, устанавливаемом на позиции глиссадного радиомаяка.

В первом полугодии 1992 г. Государственные испытания наземного радиомаяка ЕСП-МВЛ были завершены с положительными результатами.

4.8. Радиомаячные инструментальные системы посадки сантиметрового диапазона типа МСП/*MLS* (бортовое оборудование)

В начале 1980-х гг. специалисты ВНИИРА приступили к разработке бортовой аппаратуры микроволновой системы посадки (*Microwave Landing System – MLS*). В период 1981—1990 гг. во ВНИИРА были разработаны четыре модели такой аппаратуры: «Плацдарм-2Б», «Плацдарм-1Б», *MLS-85* и А-345.

Первая модель создавалась как экспериментальный образец для проведения исследований в области разработки бортового оборудования системы *MLS*. Было изготовлено три опытных образца такой аппаратуры, проведены циклы лабораторных и летных испытаний, выявлены недостатки и преимущества выбранных в образце технических решений.

С учетом опыта, полученного при создании модели аппаратуры «Плაცдарм-2Б», в 1984 г. была начата разработка аппаратуры «Плაცдарм-1Б», предназначенной уже для размещения на эксплуатирующихся ВС гражданской авиации и ВВС. Испытания «Плაცдарм-1Б» были завершены в 1987 г., а к концу 1992 г. потребителям было поставлено уже 55 комплектов аппаратуры.

Для размещения на новых типах самолетов ГА типа Ту-204, Ил-96-300 и Ил-114, использующих цифровые виды связи в бортовом оборудовании, в 1985 г. от гражданской авиации было получено техническое задание на разработку аппаратуры *MLS-85*. Разработка этой модели аппаратуры была завершена в 1988 г., а испытания продолжались в течение 1989—1991 гг. В период 1989—1992 гг. заказчику было поставлено 42 радиоприемника *MLS-85*, изготовленных опытным заводом ВНИИРА.

В 1984 г. по техническому заданию ВВС началась разработка бортовой аппаратуры А-345, отличавшейся, в первую очередь, тем, что она в едином конструктиве совмещала угломерные и дальномерные функции системы *MLS*. Разработка аппаратуры А-345 была завершена к концу 1980-х гг., но ее официальные испытания не были даже начаты из-за финансовых проблем заказчика.

В первые годы XXI века в силу различных причин ВВС вновь вернулись к вопросу использования системы *MLS*, и в 2005 г. ВНИИРА-Навигатором была проведена модернизация радиоприемника «Плაცдарм-1Б-02», поставлявшегося до 1991 г. на ВС корабельного базирования. В первом полугодии 2006 г. проведены контрольные испытания модернизированного радиоприемника и начаты его поставки, как и ранее, для использования на ВС корабельного базирования.

Главными конструкторами различных моделей аппаратуры системы *MLS* являются: «Плაცдарм-2Б» — главный конструктор М. Д. Максименко, «Плაცдарм-1Б», *MLS-85*, А-345 — главный конструктор Э. А. Панов.

4.9. Оборудование инструментальных средств посадки на базе спутниковых радионавигационных систем

4.9.1. Аппаратура приема и преобразования дифференциальных данных (АПДД). В середине 1990-х гг. гражданская авиация во всем мире стала

оснащаться радиоприемниками спутниковой радионавигационной системы (СРНС) *GPS*. Учитывая некоторое отставание России в создании отечественных радиоприемников СРНС, все магистральные ВС России были оборудованы зарубежными радиоприемниками СРНС, обеспечивающими экипажу возможность определения местоположения ВС по системе *GPS*. Однако эти радиоприемники СРНС не позволяют использовать их информацию в составе бортовых навигационно-пилотажных комплексов и обеспечивать посадку ВС по этой информации в традиционном виде, обеспечивавшем пилота индикацией об отклонениях ВС в горизонтальной и вертикальной плоскостях от выбранной посадочной или навигационной траектории.

Для обеспечения возможности посадки ВС с имеющимися на борту автономными радиоприемниками СРНС в 2004 г. была разработана аппаратура приема и преобразования дифференциальных данных (АПДД), предназначенная для обеспечения корректировки формируемых бортовым радиоприемником СРНС характеристик псевдодальности. Корректировка осуществляется в результате приема на борту ВС с помощью АПДД сигналов наземной локальной контрольно-корректирующей станции (ЛККС), работающей в УКВ-диапазоне частот. АПДД в цифровом виде транслирует радиоприемнику СРНС дифференциальные поправки к вычисленным им значениям координат ВС, а от радиоприемника СРНС получает уточненные значения координат, преобразуя их в значения отклонений ВС от выбранной траектории захода на посадку в горизонтальной и вертикальной плоскостях, т. е. АПДД формирует *ILS*-подобные отклонения ВС от выбранного курса и глиссады снижения по сигналам радиоприемника СРНС.

АПДД конструктивно выполнена в одном блоке с габаритами 57×194×319 мм и весом 3,0 кг. Главный конструктор АПДД — Е. Б. Купчинский.

АПДД в 2005 г. прошла межведомственные лабораторные испытания и контрольные летные испытания на самолете ЯК-42, а с 2006 г. проходит контрольные эксплуатационные испытания.

4.9.2. *Бортовой многорежимный радиоприемник посадки (БМРП).* БМРП представляет собой первый отечественный бортовой многорежимный посадочный радиоприемник, объединяющий в едином блоке функции всех трех систем посадки, одобренных *ICAO* в 2001 г. для эксплуатации в гражданской авиации — *ILS*, *MLS* и *GNSS (GLS)*. Создание в одном небольшом объеме (6 дм³) функций трех бортовых посадочных устройств является следствием перехода к цифровой обработке низкочастотных информационных сигналов и значительного прогресса в снижении габаритных и расширении функциональных возможностей современной цифровой элементной базы.

В зависимости от выбранного режима работы БМРП осуществляет прием высокочастотных сигналов радиомаяков *ILS* или *MLS* или сигналов спутниковых систем ГЛОНАСС или *GPS*, обеспечивает их преобразование и формирование цифровых и аналоговых выходных сигналов отклонения ВС от выбранной траектории посадки в горизонтальной и вертикальной плоскостях. Для обеспечения посадочных характеристик БМРП в режиме *GNSS* в соответствии с требованиями ИКАО в его составе имеется радиоприемник сигналов дифференциальных данных, получаемых от системы функционального дополнения *GBAS* (локальная контрольно-корректирующая станция — ЛККС). Таким образом, в радиоприемном комплексе БМРП имеется шесть каналов приема радиосигналов:

- курсовой и глиссадный радиоприемники *ILS*;
- азимутальный и угломерный радиоприемники *MLS*;
- спутниковый радиоприемник ГЛОНАСС/*GPS*;
- радиоприемник дифференциальных данных.

Блок БМРП имеет габариты 90×196×319 мм и вес 5,6 кг. Главный конструктор разработки — Э. А. Панов.

Табл. 1. Общие параметры радиотехнических систем посадки самолетов, разработанных во Всероссийском НИИ радиоаппаратуры (ВНИИРА).

Table 1. General parameters of aircraft landing radio systems developed at the All-Russian Research Institute of Radio Equipment (VNIIRA)

Название оборудования	Год разработки	Год испытаний	К-во компл.	Главный конструктор
• Радиомаячные инструментальные системы посадки метрового диапазона волн типа СП/ <i>ILS</i> (наземное оборудование)				
— Радиомаячные системы СП-50, СП-50М	1950*	н/д	113; 200	Е. И. Шолупов
— Упрощенная система посадки ОСП-48	1948*	н/д	н/д	н/д
— Радиомаячная система СП-70	1970*	1971	41	Е. И. Шолупов
• Радиомаячные инструментальные системы посадки метрового диапазона волн типа <i>VOR</i> /СП/ <i>ILS</i> (бортовое оборудование)				
— Бортовые радиоприемники КРП, ГРП, МРП	1947	н/д	н/д	Г. С. Лихачёв, В. Б. Геппенер
— Навигационно-посадочная аппаратура «Курс-М», «Курс МП-1», «Курс МП-2», «Ось-1»	1961, 1964, 1968, 1968	н/д	10, 1563, 1684, 5352	Ю. В. Гужов, Ю. Е. Устроев
— Навигационно-посадочная аппаратура «Курс МП-70»	1975	н/д	1476	В. Б. Геппенер, Э. А. Панов
— Аппаратура навигации и посадки <i>VIM-95</i>	1994	2000	>100	Э. А. Панов

Название оборудования	Год разра- ботки	Год испы- таний	К-во компл.	Главный конструктор
• Радиомаячные дальномерные системы посадки дециметрового диапазона волн типа <i>DME</i> (бортовое оборудование)				
— СД-67	1967*	н/д	5071	Р. А. Чернохвостов
— СДК-67	1967*	н/д	1376	н/д
— СД-75	1973	н/д	1858	Р. А. Чернохвостов, В. Л. Сельский
— <i>DME/P-85</i>	1984	н/д	39	С. Н. Головлёв
• Радиомаячные инструментальные системы посадки дециметрового диапазона волн типа ПРМГ (наземное оборудование)				
— ПРМГ-4	1961*		179	Г. М. Фельдман
— ПРМГ-4К				Э. И. Пихт
• Радиомаячные инструментальные системы посадки дециметрового диапазона волн типа ПРМГ (бортовое оборудование)				
— РСБН-2с (2СВ, 2СА, 5с, 6с, 7с, 8с), А-340, А-323, «Веер-М», «Квадрат-М»	1958-1993	н/д	40706	н/д
• Радиомаячные инструментальные системы посадки сантиметрового диапазона волн типа МСП/ <i>MLS</i> (наземное оборудование)				
— «Поле-П»	1971*	н/д	н/д	н/д
— «Плацдарм-1Н»	1991	н/д	н/д	н/д
— «Плацдарм-2»	н/д	1983	н/д	н/д
— ЕСП-МВЛ	н/д	1992	н/д	н/д
• Радиомаячные инструментальные системы посадки сантиметрового диапазона волн типа МСП/ <i>MLS</i> (бортовое оборудование)				
— «Плацдарм-2Б»	1981	н/д	3	М. Д. Максименко
— «Плацдарм-1Б»	1984	1987	55	Э. А. Панов
— <i>MLS-85</i>	1985	1989-1991	42	
— А-345	1984	—	—	
• Оборудование инструментальных средств посадки на базе спутниковых радионавигационных систем				
— Аппаратура приема и преобразования дифференциальных данных (АПДД)	2004	2005	н/д	Е. Б. Купчинский
— Бортовой многорежимный радиоприёмник посадки (БМРП)	2004*	н/д	н/д	Э. А. Панов

Примечания к таблице.

1. Даты с астериском приведены ориентировочно.
2. «н/д» означает «нет данных».

5. Заключение

Методология «компендиум — таблица — инфографика» (КТИ) с использованием ленты времени (*timeline*) является важным инструментом снижения размерности контента и визуализации информации в историографии науки и техники.

Анализ деятельности ВНИИРА в области создания радиотехнических систем посадки самолетов демонстрирует использование специалистами ВНИИРА актуальных подходов к решению научно-технических задач, соответствующих технологическому уровню развития (последовательное использование диапазонов метровых, дециметровых, сантиметровых волн, цифровых технологий и проч.).

Список литературы

1. Глушенко А. А. Место и роль радиотехники в модернизации России (1900—1917 гг.). СПб : НИИХ СПбГУ, 2002. 852 с.
2. Ермолов П. П. Об обобщении историко-научного материала и классификации областей научного знания. В сб. : Годы поисков и свершений : кафедра истории науки и техники УГТУ — УПИ — УрФУ. 1999—2014 гг. Екатеринбург : УМЦ УПИ, 2015. С. 212—227.
3. Садовский В. Н. Основания общей теории систем : логико-методологический анализ / Институт истории естествознания и техники АН СССР. М. : Наука, 1974. 276 с.
4. Thesaurus of Engineering and Scientific Terms. A List of Engineering and Related Scientific Terms and their Relationship for Use as a Vocabulary Reference in Indexing and Retrieving Technical Information. Washington : Dept. of Defence, 1969. 690 p.
5. Тезаурус научно-технических терминов / под ред. Ю. И. Шемакина. М. : Воениздат, 1972. 672 с.
6. Зворыкин А. А. О некоторых вопросах периодизации истории естествознания и техники // Вопросы истории естествознания и техники. 1957. Вып. 4. С. 153—162.
7. Лаптев В. В. Инфографика : основные понятия и определения // Научно-технические ведомости Санкт-Петербургского государственного политехнического университета. Серия: гуманитарные и общественные науки. 2013. № 184. С. 180—187.
8. Кондратенко О. А. Инфографика в вузе : формируем визуальную компетенцию // Перспективы науки и образования. 2014. № 2(8). С. 109—115.
9. Лаптев В. В. Проектные основы инфографики : учеб. пособие. М. : АВАТАР, 2016. 287 с.
10. Молоканов Г. Ф., Соловьев Ю. А. Развитие воздушной навигации в России. Ч. 1. К 100-летию юбилею Военно-Воздушных Сил // Новости навигации. 2012. № 3. С. 58—65.
11. Молоканов Г. Ф., Соловьев Ю. А. Развитие воздушной навигации в России. Ч. 2. К 100-летию юбилею Военно-Воздушных Сил // Новости навигации. 2012. № 4. С. 61—68.
12. НИИ-33 / ВНИИРА. СПб., 2011. 377 с.

Сведения об авторе

Ермолов Павел Петрович, кандидат технических наук, доцент, профессор Института радиоэлектроники и интеллектуальных технических систем Севастопольского государственного университета, г. Севастополь, Российская Федерация. ORCID: 0000-0001-9089-974X.

The Compendium–Table–Infographics (CTI) Methodology in the Historiography of Science and Technology

P. P. Yermolov

Sevastopol State University
33 Universitetskaya St., Sevastopol, 299053, Russian Federation
ppermolov@mail.sevsu.ru

Received: October 14, 2024

Peer-reviewed: December 16, 2024

Accepted: January 31, 2025

Abstract: *The article states the need for new methods of visualization of information flows, one of which is infographics, and notes the insufficiency of its use in the historiography of science and technology. The reasons for this are the weak use of effective methods of systematization (periodization and classification) of content, as well as the lack of methodology for such presentation. The main provisions of the study are briefly considered, in which the problems of systematization are solved using some provisions of the general theory of systems by V. N. Sadovsky. A methodology of information visualization, called “Compendium–Table–Infographics” (CTI), based on three successive levels of content transformation, is proposed. An example illustrating the CTI methodology is given.*

Keywords: *visualization of information flows, Research Institute - 33, All-Russian Research Institute of Radio Equipment (VNIIRA).*

For citation (IEEE): 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, doi: 10.21227/5xk1-yc76. (In Russ.).

References

- [1] A. A. Glushchenko, *The Place and Role of Radio Engineering in the Modernization of Russia (1900–1917)*, SPb: NIIKh SPbGU, 2002. (In Russ.).
- [2] P. P. Yermolov, “On the Generalization of Historical and Scientific Material and the Classification of Areas of Scientific Knowledge,” in *Years of Searches and Accomplishments: Department of the History of Science and Technology of USTU – UPI – UrFU. 1999–2014*. Ekaterinburg: UMC UPI, pp. 212–227, 2015. (In Russ.).
- [3] V. N. Sadovsky, *Foundations of the General Theory of Systems: Logical and Methodological Analysis*, Moscow: Nauka, 1974. (In Russ.).
- [4] *Thesaurus of Engineering and Scientific Terms. A List of Engineering and Related Scientific Terms and Their Relationship for Use as a Vocabulary Reference in Indexing and Retrieving Technical Information*. Washington: Dept. of Defense, 1969. 690 p.
- [5] *Thesaurus of scientific and technical terms*, ed. by Yu. I. Shemakin, Moscow: Voenizdat, 1972. (In Russ.).

- [6] A. A. Zvorykin, “On Some Issues of Periodization of the History of Natural Science and Technology,” *Studies in the History of Science and Technology*, is. 4, pp. 153–162, 1957. (In Russ.).
- [7] V. V. Laptev, “Info Graphics: Basic Concepts and Definitions,” in *Scientific and Technical Bulletin of the St. Petersburg State Polytechnic University, series: Humanities and Social Sciences*, no. 184, pp. 180–187, 2013. (In Russ.).
- [8] O. A. Kondratenko, “Infographics in the University: Forming Visual Competence,” *Prospects of Science and Education*, no. 2(8), pp. 109–115, 2014. (In Russ.).
- [9] V. V. Laptev, *Design Fundamentals of Infographics: Textbook. Manual*. Moscow: AVATAR, 2016. (In Russ.).
- [10] G. F. Molokanov and Yu. A. Soloviev, “Development of Air Navigation in Russia. Part. 1. 100th Anniversary of the Air Force,” *Novosti navigacii*, no. 3, pp. 58–65, 2012. (In Russ.).
- [11] G. F. Molokanov and Yu. A. Soloviev, “Development of Air Navigation in Russia. Part. 1. 100th Anniversary of the Air Force,” *Novosti navigacii*, no. 4, pp. 61–68, 2012. (In Russ.).
- [12] Research Institute - 33 / VNIIRA. St. Petersburg, 2011. (In Russ.).

Information about the author

Pavel P. Yermolov, Candidate of Technical Sciences, Professor of the Institute of Radio Electronics and Intelligent Technical Systems of Sevastopol State University, Sevastopol, Russian Federation. ORCID: 0000-0001-9089-974X.

УДК 621.37-621.39(091)

Зарождение промышленных радиоламповых технологий в Германии

Пестриков В. М.

*Санкт-Петербургский государственный институт кино и телевидения
ул. Правды, 13, Санкт-Петербург, 191119, Российская Федерация
pvm205@yandex.ru*

Получено: 2 декабря 2024 г.

Отрецензировано: 15 декабря 2024 г.

Принято к публикации: 15 декабря 2024 г.

Аннотация: Проведено исследование радиоламповых технологий, разработанных в Германии в период Первой мировой войны. Рассмотрены конструкции ламповых триодов различных немецких компаний, особенности их производства и применения в радиоприемниках и усилителях звуковой частоты. Подробно рассмотрено изобретение Зигмундом Лёве многократной лампы и технология ее изготовления. Показано, что Манфред фон Арденне не имеет никакого отношения к этому изобретению.

Ключевые слова: Ганс Рукон, радиолампа EVN94, радиоприемник EV89, многократная лампа, ламповая интегральная схема, Зигмунд Лёве, приемник OE 333.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Пестриков В. М. Зарождение промышленных радиоламповых технологий в Германии // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2025. Т. 8, № 1. С. 152—182.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Пестриков, В. М. Зарождение промышленных радиоламповых технологий в Германии / В. М. Пестриков // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. — 2025. — Т. 8, № 1. — С. 152—182.

1. Введение

Важным шагом в развитии электронных ламп было понимание того, что для их успешной работы требуется высокий вакуум. В 1912-1913 гг. американские компании *General Electric* и *Western Electric* почти одновременно начали производить усилители на высоковакуумных лампах с превосходящими аналоги свойствами и давлением воздуха 10^{-3} – 10^{-7} мбар. В начале 1914 года в Германии стало известно о патентах США, выданных

Ленгмюру на конструкцию ламп с высоким вакуумом. Сообщение заставило немецких радиотехников осознать тот факт, что эпоха газонаполненных триодов Робера фон Либена и Ли де Фореста закончилась. Это послужило причиной для выхода компаний *Telefunken* и *Siemens* из консорциума Либена (*Lieben Konsortium*) и начала конструкторских разработок в области высоковакуумных ламп. В своих изысканиях компании *Siemens & Halske* и *Telefunken* опирались на уже накопленный опыт при разработке лампы Либена (нем. *Liebenröhre*).

2. Отказ компаний *Siemens* и *Telefunken* от газонаполненных радиоламп

После приобретения патентов Роберта Либена немецким консорциумом Либена лаборатории *Siemens* начали разработку ламп для усиления телеграфных и телефонных сигналов на междугородних линиях связи. Это было сделано несмотря на то, что все еще оставались фундаментальные вопросы о функциональности ламп, а также важные вопросы по их серийному производству.

Первоначальная идея о том, что электронам для движения необходима среда, такая как медная проволока или газовое наполнение баллона, была опровергнута экспериментальными исследованиями наличия потока электронов в вакуумных лампах. При практическом использовании лампы Либена для усиления электрических сигналов вскоре были обнаружены основные отрицательные свойства газонаполненных ламп. Эти лампы оказались нестабильными в работе, их коэффициент усиления варьировался в зависимости от условий окружающей среды, таких как рабочая температура, а электрические характеристики ламп между собой сильно различались. Кроме этого, лампы имели очень большие внешние размеры и из-за этого занимали много места в корпусах усилительных устройств. Испытания ламп с различной степенью разреженности газа в баллоне в ходе дальнейших разработок показали, что высоковакуумные лампы обеспечивают значительно более стабильную работу, а внешние размеры ламп могут быть значительно уменьшены. При этом величина электрической энергии, необходимой для требуемой эмиссии электронов, также может быть значительно снижена. Новые открытия, однако, еще предстояло реализовать в функционирующих устройствах посредством обширных испытаний с подходящими материалами и структурами функциональных систем. Возникал ряд вопросов. Например, как создать достаточно функционирующий вакуум и какие материалы и металлы можно использовать для того, чтобы этот вакуум оставался стабильным и функционирующим достаточно долгое время.

На рис. 1 показаны некоторые версии модернизации лампы Либена предложенные компанией *Siemens* с целью уменьшения ее габаритов.

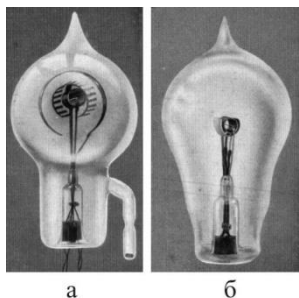


Рис. 1. Модернизация лампы Либена компанией *Siemens*: а — попытка уменьшения размеров лампы за счет иного размещения анода, сетки и нити накала, б — ранняя версия разработки электронной лампы.

Fig. 1. Modernization of the Liben tube by Siemens: a – an attempt to reduce the size of the tube due to a different placement of the anode, grid and filament, б – an early version of the development of an electron tube

Сообщения из США о производстве высоковакуумных труб вызвали недоумение и скептицизм у немецких разработчиков радиоламп. До сих пор физики свято верили, что ток не может течь в идеальном вакууме. И все еще не было уверенности в том, что эмиссионный эффект в лампе вообще может быть стабильным без ионизации газа.

Вскоре компания *Siemens* отказалась от работ по усовершенствованию газонаполненной лампы Либена. Лаборатория ламп *Siemens* стала заниматься дальнейшей разработкой конструкции электронной лампы в соответствии с патентом *Telefunken* DRP298460 [1], полученном при обмене информацией с разработчиками *Telefunken*.

Компании *Siemens* и *Telefunken* для дальнейшего развития электронных ламповых технологий выбрали разные области их применения. Компания *Siemens* работала в основном над улучшением усилительных устройств проводной телеграфии и телефонии, а *Telefunken* больше внимания уделяла проблемам беспроводной передаче сигналов. С 1913 года *Siemens* и *Telefunken* сосредоточились на высоковакуумных лампах и их серийном производстве. Лаборатории *AEG* продолжали раннее начатые работы по усовершенствованию ламп Либена.

3. Первые вакуумные триоды компании *Telefunken*

Представленные на Конгрессе беспроводной телеграфии в Лондоне в 1912 году усилители звуковых частот на лампах Либена внесли заметный прогресс в технологию приема информации. Компания *Telefunken*, в состоянии эйфории от этого успеха, не смогла увидеть бесперспективность дальнейшей разработки этой технологии и продолжала еще 2 года ею заниматься. Испытания аудиона де Фореста в лаборатории Е. Рейса компании *Telefunken*, показали, что высоковакуумная радиолампа превос-

ходит лампы Либена, заполненную парами ртути. Это и стало причиной того, *Telefunken* отказалась от дальнейших работ с лампой Либена.

Компания *Telefunken*, желая наверстать упущенные возможности в области разработки высоковакуумных ламп, решила создать лабораторию в области глубокого вакуума под руководством Ганса Рукопа (*Hans Rukop*, 27.02.1883—03.08.1958), которого порекомендовал профессор Джонатан Ценнек (*Jonathan Zenneck*). Рукоп был известен своими работами по усовершенствованию лампы Либена и диода Флеминга.

При назначении Рукопа важную роль сыграл тот факт, что он учился у эксперта по электрическим лампам *Siemens & Halske* Марчелло Пирани¹ (*Marcello Stefano Pirani*, 01.07.1880—11.01.1968). Пирани в основном занимался источниками света, а также производством танталовых ламп, для изготовления которых требовался более высокий вакуум, чем для ламп с угольной нитью.

В январе 1914 года компания *Telefunken* по заказу военного ведомства запустила в производство усилительные лампы *EVN94* и *EVN129*. Это были первые немецкие высоковакуумные радиолампы, которые использовались в устройствах для приема радиосообщений. Разработчиком лампы *EVN94* был Ганс Рукоп.

Лампа *EVN94* представляла собой триод с высоким вакуумом. Конструктивно лампа состояла из дискообразного анода, установленного над нитью накала; между этими электродами располагалась сетка, выполненная в виде плоской спирали. Для работы лампы требовалось анодное напряжение 95 В, а нагрева нити накала — 6 В. Вес лампы *EVN94* без цоколя с винтами для крепления четырех контактных ножек лампы составлял 77,5 грамм, рис. 2. В маркировке лампы, буква «N» означала ее тип, то есть «низкочастотная» лампа для использования в усилителях звуковой частоты.

Начавшаяся в 1914 году война вскоре вынудила *Telefunken* более интенсивно использовать высоковакуумные лампы и расширить ассортимент выпускаемых типов ламп. Однако оптимизация различных параметров ламп (таких как крутизна, внутреннее сопротивление, коэффициент усиления) были непосильной задачей для Рукопа и его лаборатории. Поначалу большие трудности вызывали, в частности, передающие лампы.

В июле 1914 года, *Telefunken* «почти в день начала войны», невзирая на трудности, выпустила первый радиоприемник с двух каскадным усили-

¹ Пирани разработал прибор вакуумметр (1906 г.), названный его именем. Особенность этого прибора в том, что вместо определения вакуумного давления по уровню ртутного столба теперь вакуумное давление можно было определять косвенно, измеряя теплопроводность газа. Теплопроводность газа преобразовывалась в электрический сигнал и считывалась на вольтметре для преобразования в уровень вакуумного давления. Вакуумметр Пирани стал отраслевым стандартом и по сей день широко используется во многих приложениях.

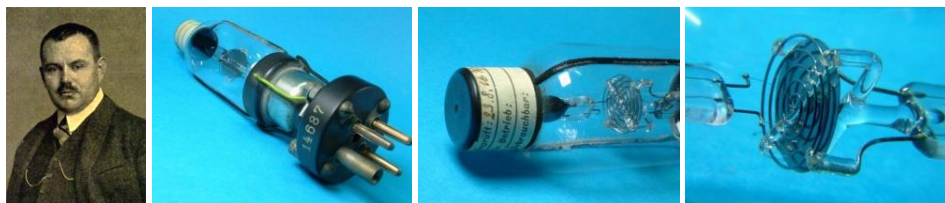


Рис. 2. Ганс Рукоп. Радиолампа типа EVN94 производства *Telefunken* (диаметр лампы 39 мм, длина —140 мм). 1914 г.

Fig. 2. Hans Rukop. Radio tube type EVN94 manufactured by *Telefunken* (tube diameter 39 mm, length —140 mm). 1914

телем звуковой частоты на высоковакуумных лампах собственного производства EVN94, рис. 3. Он имел обозначение EV89², которое расшифровывается следующим образом: *E* — приемник, *V* — ламповый усилитель, 89 — порядковый номер устройства. Питался радиоприемник от аккумуляторных батарей: 95 В для анодных цепей и 6 В — нитей накала. Габариты устройства (ширина, высота, длина) — 200 × 180 × 90 мм. Усилитель звуковой частоты имел коэффициент усиления, равный 100.



Рис. 3. Общий вид радиоприемника с двух каскадным усилителем звуковой частоты типа EV89 производства 1914 г. Лампа EVN94 в футляре (1914 г.).

Принципиальная схема усилителем звуковой частоты EV89 (1918 г.).

Fig. 3. General view of a radio receiver with a two-stage audio amplifier type EV89, manufactured in 1914. EVN94 tube in a case (1914).
Schematic diagram of the EV89 audio amplifier (1918)

Вскоре, во время Первой мировой войны, компанией *Telefunken* были разработаны и изготовлены и другие типы радиоламп, такие как EVN171, RE11 и RE58 (около 1916 г.). В 1919 г. появилось несколько уникальных ламп серии EVN и EVE. Все началось с EVN94, лампы для телефонных усилителей, изначально не имевшей собственного цоколя. Он по-

² Усилитель EV89 использовался также и на дирижаблях, он был частью небольшой и легкой радиостанции со звучащей искрой, которая устанавливалась на военных дирижаблях *Zeppelin LZ 79*. Рабочая волна радиостанции составляла 1450 м.

ставлялся отдельно и закреплялся под лампой с помощью расположенного по центру винта. Гибкие выводы к электродам лампы затем прикручивались проушинами к верхним резьбовым концам базовых штифтов. Лишь позже эти трубки стали поставляться со стационарно установленным штифтовым цоколем. Лампы поставлялись в мягких коробках по отдельности или группами по три штуки. При работе лампы в цепь нити накала всегда включался соответствующий железоводородный резистор, ограничивавший пусковой ток. После лампы *EVN94* появились триоды *EVN106*, *EVN129*; затем был выпущен *EVS129* с четырьмя параллельно соединенными нагревательными нитями и большими габаритами, рис. 4.



Рис. 4. Сравнение ламп *EVN94* (слева) и *EVS129* (1915 г.).
Общий вид 4 нитей накала лампы *EVS129*.

Fig. 4. Comparison of *EVN94* (left) and *EVS129* (1915) tubes.
General view of the 4 filaments of the *EVS129* tube

Триод *EVN171* имел плоский анод, подобный аноду в *EVN94*, однако в дальнейшем приоритет был отдан лампам с горизонтально расположенными цилиндрически-коаксиальными системами, особенно лампам на 90 В *EVN173*. К концу 1916 года триод *EVN173* обрел эффективную форму и стал стандартной приемной лампой высокого напряжения. Помимо прочего, он был использован в усилителе звуковой частоты *EV211*. В 1918-1919 гг. этим лампам было присвоено обозначение *RE11*.

В мае 1917 года компанией *Telefunken* было налажено производство фронтальных ламповых радиоустройств для немецкой армии. Первые ламповые передатчики появились в окопах немецкой армии в июне 1917 года. Это был передатчик типа *ARS 60* для диапазона волн от 250 до 550 м на триоде *RS5* с мощностью 5 Вт в антенне и питанием от педального генератора, рис. 5 [2]. Триод *RS5* имел нить накала прямого нагрева, рассчитанную на напряжение 9 В и ток 3 А.

В том же году BBC Германии представили лампу *RS17* мощностью 45 Вт в качестве стандартной передающей лампы. Имперский флот был

еще более изощренным, представив передающую лампу RS18 мощностью 450 Вт, также изготовленную в 1917 году (рис. 21). Два экземпляра этого типа использовались в передатчике подводной лодки ARS 78.



Рис. 5. Общий вид триода RS5.
Педальная рамка для управления малой радиостанцией G-Fuk 16a (1917 г.).

Fig. 5. General view of the RS5 triode.
Pedal frame for controlling the small radio station G-Fuk 16a (1917)

Согласно уставу компании, *Telefunken GmbH* не имела собственных производственных мощностей, а производила продукцию у материнских компаний *AEG* и *Siemens*. Растущий спрос на высоковакуумные лампы из-за войны вынудил с 1915 года начать собственное производство, управление которым взял на себя Рукоп на Фридрихштрассе в Берлине. К концу войны 2000 сотрудников производили около 1500 ламп в день. Когда в 1919-1920 гг. была основана *Osram KG*, еще одна дочерняя компания *Siemens* и *AEG*, то вскоре было принято решение начать производство ламп этой компанией. Таким образом, *Osram* стала контрактным производителем, особенно для *Telefunken*. Эти отношения приводили к постоянным спорам по поводу распределения затрат. В 1924 году *Osram* продавала клиентам свои радиолампы по 1,80 немецких марок, а *Telefunken* – по 15 немецких марок. Естественно, это вызывало споры между компаниями и требовало определенной энергии, которой не хватало для других дел. Это позволило компании *Philips* обогнать *Telefunken* и занять лидирующие позиции на европейском рынке радиопередающих ламп [3].

4. Первые вакуумные триоды компании *Siemens & Halske*

В время Первой мировой войны компания *Siemens & Halske* получила заказ на разработку устройств для прослушивания телефонных переговоров противника.

В конструкции первой электронной лампы в 1914-1915 гг. компания *Siemens* использовала запатентованную³ *Telefunken* структуру с пластин-

³ Патент *Telefunken* DRP298460 с приоритетом от 3 октября 1914 г.

чатым анодом и спиральной сеткой. Первые лампы типа *A* для телефонных устройств были поставлены осенью 1916 г. (рис. 6а). В этом варианте ламп, согласно патенту, вольфрамовая нить накала была изогнута в виде арки и находилась в фиксированном положении на расстоянии 1 мм над сеткой. В компании *Telefunken* в 1914-1915 гг. лампы типа *A* производились под наименованием *EVN94*, которая подключалась в схему с помощью гибких проводов.



Рис. 6. Лампа типа *A Siemens & Halske*: а — первый вариант (1916 г.), б — вариант с прямоугольной проволочной сеткой (1916 г.), в — вариант со штампованной сеткой (1917 г.), г — вариант с цоколем (1918 г.).

Fig. 6. Tube type *A Siemens & Halske*: а — first version (1916), б — version with a rectangular wire mesh (1916), в — version with a stamped mesh (1917), г — version with a base (1918)

Конструкция ламп *Siemens & Halske* (рис. 6а) похожа на одну из ламп Ли де Фореста. В лампах плоская сетка в виде спирали была изготовлена из вольфрамовой нити и запрессована в стеклянные стержни. В ходе дальнейшей разработки от этой конструкции отказались. Первым улучшением стало введение прямоугольной сетки (рис. 6б). Проволочная сетка крепилась к стеклянным опорам металлическими изогнутыми уголками. Признаком большой технической неопределенности в тот период времени явился тот факт, что, когда было внесено это изменение, были высказаны серьезные опасения относительно того, сможет ли лампа в этой новой версии вообще работать. Реструктуризация представляла собой значительный прогресс. В конструкцию лампы позже стали устанавливать плотно натянутую нить накала, рис. 6в. Нить накала при такой конструкции излучала равномерно по всей ее длине.

У лампы *AEK K1*, очень похожей внешне на лампу *Siemens A*, излучение было максимальным в верхней части нити накала, и, таким образом, в большинстве случаев она сгорала в этом месте после нескольких часов использования, рис. 7. *AEK K1* представляет собой триод прямого нагрева с дисковым анодом и вольфрамовой нитью в качестве нагревателя (катода).

Siemens также использовала перфорированную сетку, в то время как сетки *AEG* изготавливались в виде спирали. Такая конструкция лампы тогда отвечала всем требованиям, которые предъявлялись во время войны. Компания *Siemens & Halske AG* изготовила в общей сложности более 50 тыс. ламп типа *A* со штампованной сеткой. Этот триод имел очень жесткую конструкцию и, следовательно, очень низкий уровень микрофонного эффекта. Усиление было недостаточным для генерации колебаний, а детектирование было низкого качества. В то время было еще очень непонятно, каким электрическим параметрам должна соответствовать радиолампа, так как измерялся только ее коэффициент усиления.

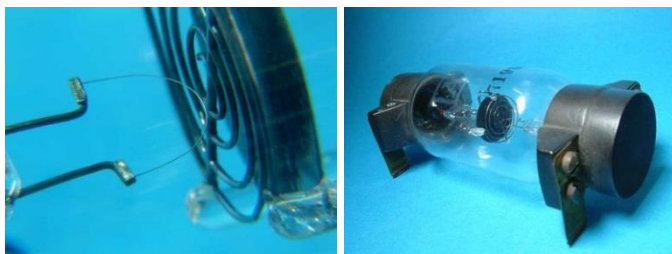


Рис. 7. Ламповый триод *AEG K1*: общий вид и вид нити накала.

Fig. 7. *AEG K1 vacuum tube triode*: general view and filament view

Во время Первой мировой войны у *AEG*, *Siemens* и *Telefunken* были собственные площадки по производству ламп, больше похожие на мастерские. Позже эти площадки были объединены в компанию *OSRAM*, которая изготовила большое количество ламп для материнских компаний.

5. Особенности производства первых немецких вакуумных триодов

В 1916 году Военное министерство Германии поручило компании *Seddig* (военное производство) открыть в Вюрцбурге (нем. *Würzburg*) завод по разработке и производству электронных ламп для передатчиков и усилителей. Чтобы добиться более стабильного вакуума и продлить срок службы ламп, необходимо было для электродов и стекла найти материалы, не выделяющие газов. Это стало причиной к проведению исследований плавки в высоком вакууме сплавов железа с никелем, хромом, кобальтом или марганцем, титаном или бериллием. После научных изысканий в выходных и передающих лампах для анодов стали использовать листы тантала или циркона, рис. 8. Аноды из этих металлов работали при красном калении. В этом состоянии они обладали свойством поглощать и надолго связывать остаточные газы.

Впервые в 1917 году доктор Эрих Ф. Хут (*Erich F. Huth*), владелец компании *Huth*, использовал дегазацию снаружи посредством высокочастотного нагрева как замену тлеющей дегазации, которая с 1923 года использовалась для геттерирования магнием. Этот улавливающий материал приводил к связыванию остаточного газа.

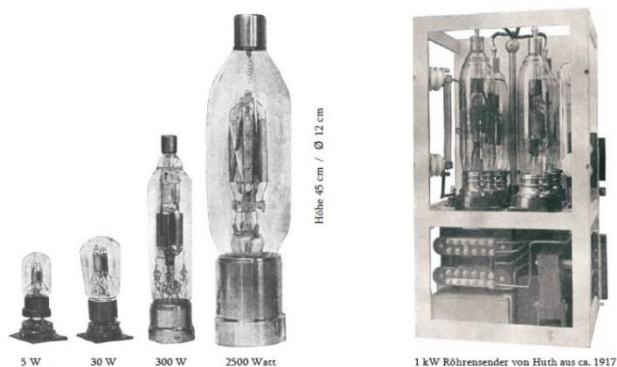


Рис. 8. Передающие ламповые триоды компании *Gesellschaft für Funktelegraphie Dr. Эрих Ф. Хут* около 1916—1919 гг.

Fig. 8. Transmitting triode tubes of the *Gesellschaft für Funktelegraphie Dr. Erich F. Huth* around 1916–1919

К концу Первой мировой войны Германия была отрезана от таких материалов, как слюда, тантал, молибден и вольфрам, которые можно было найти только за рубежом. Научно-исследовательский центр радиоустройств *Tafunk*, который в то время возглавлял профессор Макс Вин (*Max Wien*), решал задачи продвижения разработок для военных нужд в области беспроводной связи. Из-за нехватки слюды компании *SCHOTT AG* было поручено начать изготовление конденсаторов из стекла передающих ламп. Эти занялся Эрих Шотт (*Erich von Schott*) сын владельца компании Отто Шотта (*Otto von Schott*, 1851—1935), который был призван солдатом на Первую мировую войну и в 1917 году был прикомандирован на стекольный завод компании в Йене. Эрих Шотт разработал лампы с анодом из других материалов, таких как железо или медь. Однако для таких ламп требовались значительно более высокие температуры, чтобы вытеснить связанные вредные газы. В связи с этим было разработано специальное стекло, способное выдерживать более высокие температуры. В конце 1917 года в Йене компания *SCHOTT AG* начала производство передающих и приемных ламп, в которых в качестве электродных материалов вместо вольфрама, молибдена и тантала использовались медь и железо. В большинстве типов таких триодов анодное соединение подводится сверху к одному из контактов гнезда через внешний провод, рис. 9.

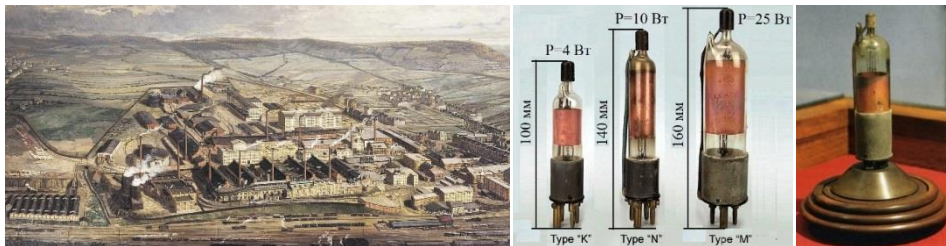


Рис. 9. Стекольный завод компании SCHOTT AG в Йене (1924 г.). Сравнение по мощности и высоте ламповых триодов SCHOTT типа K, H, M. Ламповый триод типа SCHOTT DM, который использовали в своих экспериментах Баркгаузен и Курц (1917 г.)

Fig. 9. SCHOTT AG glassworks in Jena (1924). Comparison of power and height of SCHOTT vacuum tube triodes of the K, H, M type. Vacuum tube triode of the SCHOTT DM type, which was used in their experiments by Barkhausen and Kurz (1917)

В 1917 г. немецкие физики Генрих Баркгаузен (*Heinrich Barkhausen*, 1881—1956), и Карл Курц (*Karl Kurz*, 1881—1960) при исследовании триода типа SCHOTT DM⁴ (рис. 4.9) обнаружили сверхвысокочастотные (СВЧ) колебания с частотой в нескольких сотен мегагерц. Впоследствии СВЧ генераторы стали основой для высокочастотной техники, в том числе в области радиолокации.

В 1918 году производство ламп компанией SCHOTT AG было прекращено. Эрих Шотт в 1967 году в воспоминаниях отметил: «Мы сами отказались от производства передающих ламп после войны, потому что, подобно графу Арко считали, что это дело электротехнических компаний, а не стекольного завода» [4].

6. Причина разработок электронных мультиламп

В Германии в 20-е годы XX века был введен налог на радиоприемники, его платили только те, кто зарегистрировал купленный радиоприемник. Налог называется *Rundfunkbeitrag*⁵. За уклонение от оплаты полагался огромный штраф. В те годы по улицам немецких городов даже ездили специальные автомобили, выявлявшие незарегистрированные радиоприемники.

На заре развития радиовещания, в далеком 1924 году, радиоприемники представляли собой несложные устройства в виде деревянного ящика, где все радиокомпоненты располагались внутри корпуса, а на внешней верхней его поверхности были установлены радиолампы. Радиоприемники собирали

⁴ Триод MD имеет мощность 5/25 Вт при анодном напряжении 400/600 В и напряжении нити накала 12 В и токе 1,2 А. Габариты: длина 170 мм, диаметр 38 мм.

⁵ Налог *Rundfunkbeitrag* существует в Германии и сегодня. В этот налог добавлены и владельцы телевизоров. В 2023 г. плата составила 18,36 евро в месяц. Платят налог все жители, за исключением получающих стипендию студентов, а также имеющих некоторые виды инвалидности.

во многих фирмах и в многочисленных мастерских. В связи с ростом радиовещательной аудитории в Германии принимается закон об обязательной регистрации всех радиоприемников и уплаты налога за их пользование. С 1 апреля 1924 года плата за вещание составляла 2,00 немецких марок в месяц. Это был административный сбор, который взимался Рейхспочтой за телекоммуникации и эксплуатацию системы радиоприема. Величина налога напрямую зависела от количества радиоламп в радиоприемнике.

Одним из подходов к снижению уплаты величины налога за счет уменьшения видимого количества радиоламп в приемнике явилось помещение нескольких ламп в один стеклянный баллон под общим вакуумом. Внутри этого баллона усилители радиочастоты и звуковой частоты должны были быть собраны на пассивных радиокомпонентах, способных работать в условиях высокой температуры. Одна такая ламповая интегральная схема должна представлять собой законченное радиоустройство с внешним подключением настраиваемого входного контура, источника питания, громкоговорителя (или головных телефонов) и антенны с землей.

Разработки по подобным радиоустройствам велись в Германии. Наиболее известными были работы Эриха Хута (*Erich F. Huth*). В одном из своих патентов, в частности, DE394657A, он предложил конструкцию комбинированной электронной лампы (рис. 10 Abb. 3), внутри которой находятся два триода (рис. 10 Abb. 1 и Abb. 2) [5].

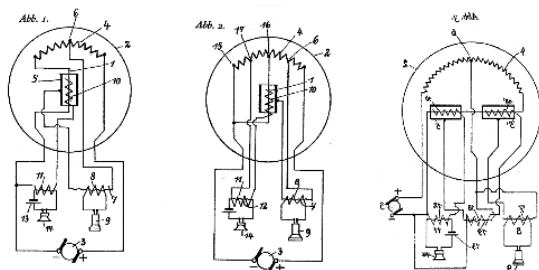


Рис. 10. Комбинированная лампа двойной триод по патенту Эриха Хута DE394657A [5]. 1921 г.

Fig. 10. Double triode combination tube based on Erich Huth's patent DE394657A [5]. 1921

Элементы триодов в лампе Хута: горячий катод, вспомогательный электрод и анод, были подключены к единому источнику питания, питающему все детали посредством делителя напряжения. Это позволило снимать с делителя необходимые напряжения или вспомогательные напряжения. Главная особенность делителя напряжения заключалась в том, что он располагался в трубчатом сосуде в виде резистора, который был выполнен из металлической нити, например, из вольфрамовой проволоки. У делителя имелась одна или несколько точек ответвления, так что источник питания можно было подключить к различным частям лампы с нужным напряжением. Это упростило всю конструкцию, а также позволило создать стан-

дартизированную конструкцию. В этом случае вся лампа, включая делитель напряжения, представляет собой законченный герметичный аппаратный блок, который можно легко подключить к соответствующим точкам контакта или контактными ножками цоколя лампы.

Нужно заметить, что у Эриха Хута была своя компания *Dr. Erich F. Huth GmbH, Ges.*, которую он основал в 1906 году. В 1923 г. для производства радиооборудования Хут основывает компанию «*Signalbau AG, Dr. Erich F. Huth*» (*Signalbau Huth*). Помимо прочего, компания *Huth* также производила небольшие серии ламп, которые использовались как в приемниках, так и в передатчиках. Имя Хута было связано со многими немецкими компаниями, которые имели дело с электронными устройствами. Известно, что некоторое время, до 1918 года, в компании *Huth* работал Зигмунд Лёве (*Siegmund Loewe*, 06.11.1885—28.05.1962) в должности ее технического директора, а после поддерживал контакты с этой компанией. Вероятно, что из компании *Huth* Лёве и вынес идеи о многократных лампах.

7. Особенности построения интегральных схем на электронных лампах

Расширение аудитории радиовещания в 20-е годы XX века в Германии, и не только, сдерживалось в первую очередь отсутствием на рынке качественных приемных устройств. Слушателям необходим был приемник, который при пользовании, как головным телефоном, так и громкоговорителем, обеспечивал нормальный прием и точно передавал звуки. Другим требованием являлась возможная простота в обращении с аппаратом, а также и уменьшение эксплуатационных расходов.

Значительным достижением на пути к этим целям следует считать два новых типа электронных ламп, сконструированных немецкой компанией *Loewe-Radio* в 1926 году. Новые конструкции ламп *Loewe* получили название многократные лампы (нем. *mehrfachröhren*, англ. *multiple valves*). Главным отличием этих ламп от комбинированных⁶ ламп явилось то, что в их баллоне кроме ламп еще содержались радиокомпоненты, в частности, резисторы и конденсаторы. Другими словами, в баллоне лампы находилось законченное радиоэлектронное устройство на лампах, усилитель электрических сигналов. По современным представлениям такую многократную лампу можно назвать ламповой интегральной схемой.

⁶ Комбинированная лампа — электронная лампа, в баллоне которой установлено две и более ламп одного или разных типов, которые могут быть использованы для выполнения одинаковых или различных функций. Использование таких ламп позволяет уменьшить общее количество ламп в устройстве.

Многократные лампы представляли собой апериодические⁷ усилители с резисторной высокоомной нагрузкой. Апериодические усилители низкой и высокой частоты, в которых лампы различных каскадов усилителя связаны друг с другом не трансформаторами или колебательными цепями, а омическими резисторами, известны давно. Этот метод усиления применялся, например, для приема телеграфных сигналов на высокой частоте. Этим методом не пользовались для усиления низкой частоты, так как при существовавших тогда типах ламп можно было достигнуть гораздо большего усиления применением в схемах трансформаторов низкой частоты, к тому же, при телеграфном приеме не предъявлялись требования усиления, свободного от искажений звука. Лишь при развитии радиовещания возникла необходимость в разработке типов усилителей, дающих равномерное усиление во всем диапазоне частот речи и музыки, и при том свободных от искажений, подобных тем, что происходят при пользовании трансформаторов вследствие явлений резонанса.

Первые разработки усилителей с резисторной нагрузкой относятся еще к 1914 году. Ламповые усилители такого типа появились только с изобретением Гаральдом де Форест-Арнольдом (патент US1129942, май 1914 г.), рис. 11 [6]. Особенностью этого типа схемы является то, что анодный резистор R_a , расположенный в анодной цепи предыдущей лампы, связан конденсатором C_k с сеткой последующей лампы и сопротивлением утечки сетки R_g . Другие известные патенты по этому поводу принесли лишь незначительные улучшения.

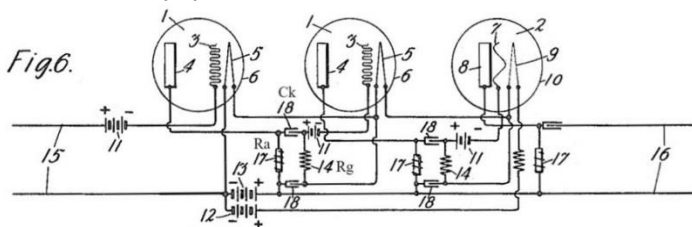


Рис. 11. Принципиальная схема апериодического усилителя на резисторах по патенту US1129942A Гарольда Арнольда с приоритетом от 28 мая 1914 г. [6].

Fig. 11. Schematic diagram of an aperiodic resistor amplifier according to Harold Arnold's patent US1129942A with priority dated May 28, 1914 [6]

Апериодические усилители на резисторах были использованы с большим успехом для предварительного усиления в передатчиках. Правда,

⁷ Апериодическими усилителями называются усилители, в которых явно выраженной нагрузкой является чисто активное сопротивление (резистор). Эти усилители также называются усилителями с RC-связями, или резисторными. Сопротивление такой нагрузки практически не зависит от частоты, и не имеет ярко выраженных резонансных свойств.

здесь применялись сопротивления в анодной цепи, соответствующие порядку внутренних сопротивлений существующих тогда типов ламп, то есть величины от 30—80000 ом. Вследствие таких низких величин, для достижения хорошей степени усиления требовалось довольно большое количество ламп, что не имело большого значения в случае усилителей для передатчиков. Другая ситуация наблюдалась в области приема. Лишь изготовление высокоомных сопротивлений, достаточно стабильных, позволило осуществить переход от обычного для того времени усиления мощности к так называемому усилению напряжения. Последнее характерно тем, что, во-первых, применяются лампы с малой проницаемостью — от 3 до 7 %, а, во-вторых, в анодную цепь включаются сопротивления порядка многих миллионов ом. Бестрансформаторный усилитель с резисторной нагрузкой оказался действительно полезным устройством в разработках многократных ламп Лёве.

В 1921 году доктор Зигмунд Лёве основал компанию *Radiofrequenz GmbH*, которая в январе 1923 года сменила название на *Radio AG, D.S. Loewe*, в котором указаны имена братьев *David Loewe* и *Siegmund*. Компания начала производство ламп и громкоговорителей. Первоначальный ассортимент ламп представлял собой триоды *LA74* и тетроды *LA77*. Эти лампы предназначались для экспортного рынка, так как Германия находилась под ограничениями Версальского договора. В 1925 году компания выпустила в виде модуля ламповый усилитель *NF333* в деревянном корпусе с габаритами 230 × 130 × 140 мм, рис. 12. На корпусе имелись клеммы для подключения громкоговорителя или наушников, входного устройства и источников питания (аккумуляторные и/или сухие батареи для накала 4 В и для анода 150 В).



Рис. 12. Общий вид и устройство лампового усилителя типа *NF333*. 1925 г.

Fig. 12. General view and structure of a tube amplifier type *NF333*. 1925

Схема усилителя имела три ступени усиления с резисторной нагрузкой и емкостной связью между каскадами. В устройстве использовались три бесцокольные лампы (две лампы *LA77* и одна — *LA101*), которые были припаяны непосредственно в схеме. Модуль *NF333* можно было превратить в средневолновой радиоприемник, если к нему подключить съем-

ные катушки индуктивности с переменным конденсатором или рамочную антенну, рис. 13.



Рис. 13. Здание, в котором размещалась компания *Radiofrequenz GmbH* в Берлине (1923 г.).
 Реклама усилителя типа NF333 и его принципиальная схема. 1925 г.

Fig. 13. Building housing *Radiofrequenz GmbH* in Berlin (1923).
 Advertisement for an amplifier type NF333 and its circuit diagram. 1925

Выпущенные в тот период времени на рынок трехступенчатые усилители на сопротивлениях имели коэффициент усиления, который равнялся коэффициенту усиления двухступенчатого усилителя низкой частоты на трансформаторах. Значительным преимуществом появившихся аperiodических усилителей являлось то, что они имели почти одинаковое усиление всех тонов (частот). Лишь самые высокие тона не могли быть переданы достаточно громко. Причина этого лежит в наличии собственных емкостей между электродами ламп, в цоколе и в соединительных проводах. Так как безваттное сопротивление этих емкостей сильно уменьшается при увеличении частоты, то для более высоких частот эти емкости представляют собой легко проходимый побочный путь, параллельный анодным сопротивлениям. Такие вредные емкости стремились свести до минимума и, прежде всего, пытались уменьшить емкость цоколей введением в схему бесцокольных ламп. У Зигмунда Лёве возникла мысль настолько сблизить все электроды трех ламп и двух элементов связи между лампами, чтобы все это могло быть заключено в одном единственном стеклянном баллоне. Таким образом он пришел к трехступенчатому усилителю в одной единственной лампе с шестью выводами. Подобных многоступенчатых ламп было в дальнейшем разработано два типа: первый — «тройная лампа» с усилением низкой частоты, для приема близких станций на громкоговоритель, и другой — «телелампа» с усилением высокой частоты для приема дальних станций.

8. Первые интегральные схемы на электронных лампах

24 сентября 1924 года Зигмунд Лёве подал заявку на патент «Усилитель высокой частоты» (нем. *Hochfrequenzverstärker*) [7]. Основной целью изобретения явилась разработка конструкции мультилампы с многокаскад-

ным аperiодическим высокочастотным ламповым усилителем⁸ в одном стеклянном баллоне, чтобы можно было избежать высокочастотных потерь, возникающих из-за параллельной прокладки проводов питания в обжимной ножке лампы. В изобретении для решения поставленных задач предлагаются различные подходы. Для того, чтобы добиться эффекта широкополосного усиления на максимально высоких частотах (более 500 кГц), необходимо сделать соединение между каскадами как можно короче. Использование сверхкоротких соединений позволяет уменьшить паразитные эффекты, присущие соединению нескольких ламп. Это кроме практической целесообразности открывает возможность обеспечить стоимость такой единственной лампы меньше, чем стоимость трех ламп, которые она заменяет.

Эксперименты показали, что схема с нормальным емкостным сопротивлением для высокочастотных усилителей вполне подходит для решения этой задачи, если принять во внимание следующие моменты. С одной стороны, емкости между элементами схемы, а также внутри лампы должны быть как можно меньше. С другой стороны оказывается, что на сопротивление резистора оказывает негативное воздействие, так называемое явление последействия напряжения. При протекании электрического тока через резистор в нем, как в конденсаторе или аккумуляторе, остается остаточный заряд, который очень медленно рассеивается. Часто остаточный заряд можно обнаружить даже через несколько секунд после снятия напряжения с резистора. Если через такой резистор проходит радиочастотный ток, то он действует как емкость, т. е. его эффективное сопротивление становится тем меньше, чем выше становится частота. Таким образом, задача изобретения могла быть решена только путем применения резисторов, полностью свободных от этого явления. Для этой цели подходят стеклянные стержни, помещенные в вакуумные лампы, покрытые тонким слоем сажи.

В патенте предлагается в усилителях высокой частоты для уменьшения вредных емкостей между проводниками использовать лампы без цоколей. Это позволяет добиться некоторого улучшения усиления на коротких волнах. Однако в такой схеме вредные емкости между фактическими коммутационными соединениями все еще значительны.

В патенте Лёве [7] приводит особую конструкцию вакуумной лампы, в баллоне которой содержится аperiодический высокочастотный усилитель, лишенный рассмотренных недостатков. Такой усилитель эффективен при работе на очень высоких частотах. Многоламповый усилитель кроме ламп содержит встроенные резисторы связи и передающие емкости.

⁸ Аperiодическими усилителями называются усилители, в которых явно выраженной нагрузкой является чисто активное сопротивление (резистор).

Для решения задач изобретения рассеивающие резисторы и емкости могут быть заключены в специальные трубки из стекла, а при необходимости — вакуумные трубки, рис. 14.

В патенте [7] формула изобретения содержит 10 пунктов. В первом пункте отмечены особенности изобретенной мультитампы: «Многокаскадный аperiодический усилитель высокой частоты с емкостно-резистивной связью на длины волн до 600 м, характеризующийся одновременным наличием следующих особенностей: 1. Сборка электродных систем и элементов связи в общем вакуумном баллоне с возможно минимальной емкостью, 2. Использование безостаточных резисторов связи, 3. Проведение проводов питания к сетке первого каскада через стеклянный колпак к аноду последнего каскада системы через прижимную ножку разрядного баллона».

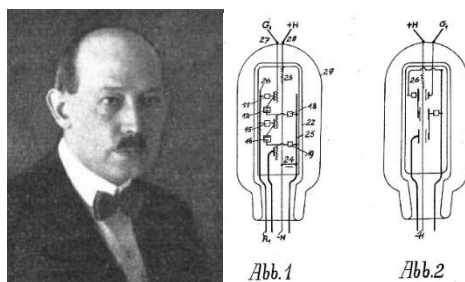


Рис. 14. Зигмунд Лёве (1923 г.). Устройство и монтаж трехкаскадного лампового аperiодического высокочастотного усилителя в стеклянном баллоне. Рисунки из патента Лёве DE629185 с приоритетом от 24 сентября 1924 г. [7].

Fig. 14. Sigmund Loewe (1923). Design and installation of a three-stage tube aperiodic high-frequency amplifier in a glass cylinder. Drawings from Loewe's patent DE629185 with priority dated September 24, 1924 [7]

Зигмунд Лёве перед тем как начать производство многократных ламп решил важнейшую задачу: сконструировал стабильный резистор и получил на него патент на изобретение, рис. 15 [8]. Резистор конструкции Лёве был способен работать в тяжелых тепловых условиях и при этом сохранять свои параметры, в то время как имеющиеся в то время резисторы не подходили для работы в баллоне многократной лампы ввиду их низкой стабильности свойств во времени.

Специальные виды высокоомных резисторов до изобретения Лёве обычно создавались путем нанесения поверхностного слоя или пленки на изолирующий носитель или подложку, например, путем разбрызгивания или распыления на него растворов, содержащих углерод или графит. Созданные таким образом сопротивления из-за поведения углерода были причиной производственных трудностей. Углерод, будучи гигроскопич-

ным материалом, изменяет свое сопротивление даже в процессе производства резистора. Нестабильность свойств подобных резисторов и стали причиной того, что Лёве решил разработать конструкцию и технологию производства резисторов с высоким омическим сопротивлением, способных сохранять свои свойства длительное время в условиях высоких температур, то есть быть стабильными.

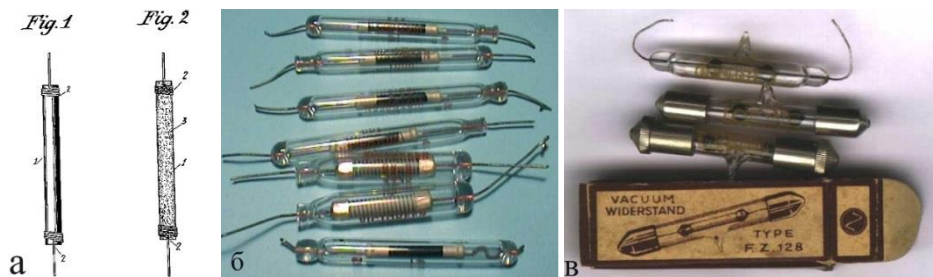


Рис. 15. Радиокомпоненты Loewe: а — конструкция стабильных резисторов по патенту US1717712A Зигмунда Лёве [8], б — вакуумные резисторы, в — конденсаторы Loewe и упаковка для вакуумных резисторов.

Fig. 15. Loewe radio components: а – design of stable resistors according to Sigmund Loewe's patent US1717712A [8], б – vacuum resistors, в – Loewe capacitors and packaging for vacuum resistors

Согласно патенту Лёве [9] предлагалось для изготовления высоко- и низкоомных сопротивлений использовать стеклянные стержни длиной около 20 мм и диаметром 3 мм, рис. 16. На концы этих стержней были наплавлены короткие соединительные провода. На подготовленные таким образом детали затем распылялись жидкие растворы драгоценных металлов под высоким давлением и одновременном нагреве непроводящего носителя. Из-за чрезвычайных мельчайших капель жидкости, образующихся при распылении под высоким давлением, на изолирующих опорных телах, снабженных соединительными выводами, образовывался очень тонкий и однородный слой или пленка. Полученные таким образом резисторы содержали металлические пленки, которые по своему внешнему виду напоминали пленки, полученные электролизом или распылением металлов. Эти резисторы были малочувствительны к влаге и другим факторам. Поскольку полученный углеродный слой резистора был хрупким, то стеклянный стержень помещали в вакуумированную стеклянную трубку. Последним шагом была маркировка резисторов в соответствии со значениями их величин.

Изготовленные резисторы либо оснащались клеммными колпачками и продавались индивидуально, либо устанавливались непосредственно в несколько ламп, рис. 16. Вместо указанных растворов драгоценных метал-

лов можно использовать любой другой металлический раствор, полученный из недрагоценных металлов, при условии, что они подходят для процессов распыления, в частности, распыления под высоким давлением.

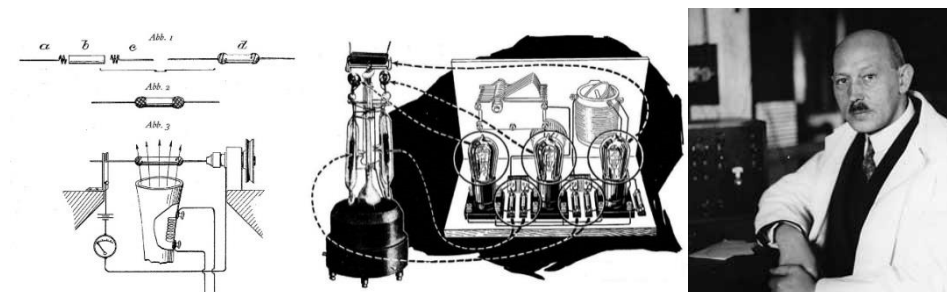


Рис. 16. Технология производства стеклянных резисторов с углеродным слоем согласно описанию патента DE493325 Siegmund Loewe 1924 г. [9]. Процесс создания многократной лампы (средний рисунок) путем включения в ее баллон элементов трех ламп и внешних радиокомпонентов. Зигмунд Лёве.

Fig. 16. Technology for the production of glass resistors with a carbon layer according to the description of the Siegmund Loewe patent DE493325 of 1924 [9]. The process of creating a multiple lamp by incorporating elements of three lamps (middle drawing) and external radio components into its cylinder. Siegmund Loewe

Резисторы *Loewe* прошли апробацию и были высоко оценены производителями радиоустройств благодаря своей стабильности свойств. Что касается конденсаторов, то конденсаторы с бумажным диэлектриком оказались совершенно непригодны для установки в электронные лампы. После замены неподходящего диэлектрика на слюдяную фольгу конденсаторы связи также были помещены в герметичные стеклянные трубки и устанавливались в лампы.

Изобретение мультилампы [10] в совокупности с разработкой высокоомного резистора сделало возможным создание широкополосных резисторных усилителей высокой и низкой частоты. Наличие стабильных резисторов и конденсаторов позволило компании *Loewe-Radio* начать разработку ламп нового типа. Зигмунд Лёве в конструкции первой мультилампы использовал свои патенты на общее устройство многократной лампы [10] и конструкцию с трехкаскадным ламповым аperiодическим усилителем [11], рис. 17.

Несмотря на ничтожные расстояния между отдельными каскадами и большое общее усиление по напряжению — около 1000 (фактическое), низкочастотные автоколебания полностью подавляются, хотя эта проблема поначалу казалась непреодолимой.

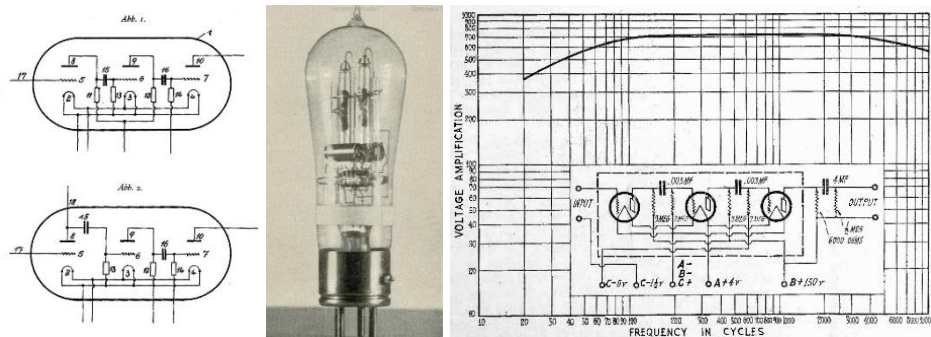


Рис. 17. Варианты схем трехкаскадного аperiodического усилителя в многократной лампе Loewe [11]. Общий вид первого промышленного образца многократной лампы Loewe 3NF. График зависимости напряжения усиления трехкаскадного аperiodического усилителя от частоты [12].

Fig. 17. Variants of three-stage aperiodic amplifier circuits in a Loewe multiplex tube [11]. General view of the first industrial prototype of the Loewe 3NF multiple tube. Graph of the gain voltage of a three-stage aperiodic amplifier as a function of frequency [12]

Фактическое усиление такой триплексной лампы на разных звуковых частотах показано в виде кривой, представленной на рис. 17. Видим, что искажения из-за непостоянства усиления во всем диапазоне слышимых частот малы по сравнению с другими усилительными устройствами. Нормальных потенциалов анода вполне достаточно для удовлетворительной работы усилителя, поскольку две высокоомных лампы и выходная лампа последней ступени рассчитаны на потенциал анода около 90—100 вольт.

Несмотря на быстрый прогресс, в середине 1920-х годов Лёве был вынужден прекратить производство ламп. Акция была инициирована консорциумом европейских производителей, в том числе *Siemens & Halske*, *AEG*, *Felten-Guillaume* и *Telefunken*, который контролировал права на некоторые важные детали электроники, изобретенные австрийцем Робертом фон Либеном. В результате этих ограничений *Radiofrequenz* в течение примерно года испытывала серьезные финансовые трудности. Зигмунд Лёве не сдался. В 1926 году он подал иск в патентное ведомство Германии, заявив права на шесть патентов. Судебный иск побудил *Telefunken* пойти на компромисс. 15 августа 1926 года компания *Radiofrequenz* снова смогла производить и продавать многоэлементные лампы в Германии. Соглашение также разрешило *Radiofrequenz* экспортировать одноэлементные лампы.

К 1926 году немецкая радиопромышленность пережила глубокий кризис, сократившись примерно со 150 компаний в 1924 году до всего лишь 40 в 1926 году. *Radiofrequenz* смогла выжить благодаря сильной программе исследований и разработок продукции Зигмунда Лёве. Например,

в 1926 году компания *Radiofrequenz* представила продукт, вызвавший сенсацию: недорогой средне-длинноволновой приемник для местного приема OE 333 *Ortsempfänger* на ламповой интегральной схеме 3NF, рис. 18. За основу 3NF был взят ламповый усилитель типа NF333 (рис. 13). Приемник был собран по схеме прямого усиления с одним настраиваемым контуром на входе и триодным детектором. Прием радиостанций осуществлялся в диапазоне волн 200—2000 метров, в зависимости от использованной настроечной катушки. Мультилампа спасла компанию *Loewe*, которая в противном случае была бы разорена патентными процессами.

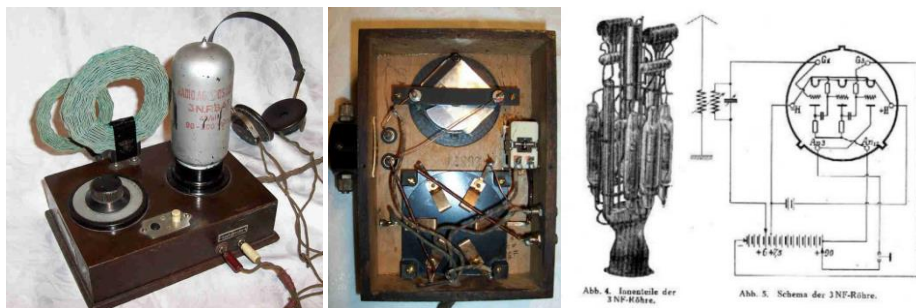


Рис. 18. Средневолновой приемник для ближнего приема OE 333 *Ortsempfänger* на ламповой интегральной схеме 3NF: общий вид, устройство, конструкция 3NF и принципиальная схема приемника. 1926 г.

Fig. 18. Medium-wave receiver for short-range reception OE 333 *Ortsempfänger* on a 3NF tube integrated circuit: general view, device, 3NF design, and circuit diagram of the receiver. 1926

Ламповая интегральная схема 3NF (*Niederfrequenz* — низкочастотный), произведенная немецкой компанией *Loewe AG* в 1926 году, состоит из трех триодов в одной стеклянной колбе вместе с двумя постоянными конденсаторами и четырьмя резисторами, необходимыми для создания полноценного радиоприемника. Величина сопротивлений анодной цепи в обеих ступенях усилителей напряжения (первых) составляет 3 МОм, а сеточные сопротивления — 5 МОм. В качестве связывающих емкостей выбраны конденсаторы величиной около 1500 пФ.

Включение пассивных компонентов сократило количество необходимых контактов до шести, но, чтобы они не загрязняли вакуум, каждый из них запаивают в стеклянные трубки. Ток накала лампы составляет 0,3 А при 4 В, а нормальный анодный потенциал равен 90 В. Однако для хорошей громкости громкоговорителя рекомендовалось анодное напряжение 150 В. Отдельный детектор для выпрямления высокой частоты не нужен, так как лампа сама производит это выпрямление. Для достижения свободной от искажений передачи на сетки всех ступеней подаются отрицатель-

ные добавочные напряжения, которые берутся от анодной батареи. Для этого можно взять часть напряжения (напр., +7,5 вольт) анодной батареи.

Цена лампы 3NF вместе со специальным цоколем с шестью контактами в тот период времени составляла примерно 17 шиллингов, плюс лицензионный сбор в размере 7 шиллингов. Единственными деталями, необходимыми для сборки радиоприемника OE 333, были входные катушки индуктивности, конденсатор настройки на станцию, громкоговоритель и источники питания нитей накала и анодных цепей. Радиоприемник OE 333 при подключении комнатной антенны длиной от 5 до 10 м обеспечивал хороший прием на небольшом расстоянии от передатчика, а с высокой антенной можно было принимать радиостанции, находившиеся на расстоянии от 50 до 100 км. Если не удалось установить какой-либо провод в качестве антенны, то можно было добиться желаемого результата с помощью рамочной антенны. Однако надежный прием на большие расстояния не удавался из-за недостаточной чувствительности и избирательности устройства. На рынке до 1929 года существовала даже версия приемника OE 333 с обратной связью (EO433), позволявшая увеличить дальность приема, рис. 19.

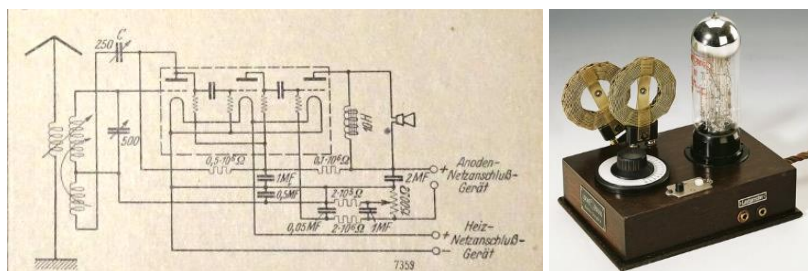


Рис. 19. Принципиальная схема радиоприемника с обратной связью на многократной лампе 3NF. Общий вид приемника Loewe Type 3NF. 1926/1927 г.

Fig. 19. Schematic diagram of a radio receiver with feedback using a multiple tube 3NF. General view of the receiver Loewe Type 3NF. 1926/1927

Радиоприемник OE 333 продавался в розницу всего за 39,50 рейхсмарок (или RM, валюта, предшествовавшая немецкой марке в Германии). Цена на удивление низкая для того времени. Клиент Loewe получал очень надежную технологию и хорошую гарантию. Убедившись в надежной работе тройной лампы, компания гарантировала своим клиентам бесплатную замену сроком на один год в случае неисправности. Эксклюзивная комплектация премиум-класса, состоящая из элегантного динамика *Nautilus*, аккумулятора и дополнительного аккумулятора, была доступна за 100 рейхсмарок. Приемник Loewe OE 333 практически не менялся в ассортименте до 1929 года.

Спрос на радиоприемник OE 333 был настолько высок, что *Radiofrequenz* пришлось запустить три круглосуточные смены на своих производственных линиях.

Размещение трех ламп в одном корпусе имело основной недостаток том, что при выходе из строя одной нити накала все устройство становилось бесполезным. Для устранения этого недостатка Лёве предложил недорогой сервис по ремонту для замены вышедших из строя нитей. Услуга при замене неисправной лампы 3NF по гарантии, соответствовала цене простой радиолампы — всего 8 шиллингов.

Увеличение объемов продаж многократных ламп позволило компании *Loewe-Radio* больше тратить средств на научные исследования и новые разработки. Были разработаны еще несколько таких же интегральных радиоламп, но они пользовались успехом только в странах с аналогичной налоговой системой.

В 1926 году, с 3 по 12 сентября, в Берлине проходила Третья большая немецкая выставка беспроводной связи. Самой яркой серией экспонатов на выставке стала линейка многократных ламп, представленная компанией *Loewe-Radio*. Эта фирма сделала поразительное заявление о том, что в будущем они предполагают прекратить производство обычных трех- и четырехэлектродных приемных ламп и сосредоточиться на мультиламповых устройствах с резистивно-емкостной связью двух типов: тип 1 «3NF» — трехламповый блок с детектором и усилителем низкой частоты и тип 2 «2HF» — двухламповый усилитель высокой частоты (телелампа).

Эксперименты, проведенные с первыми многократными лампами, дали настолько обнадеживающие результаты, что молодой сотрудник компании Манфред фон Арденне (нем. *Manfred von Ardenne*, 20.01.1907—26.05.1997), которому тогда было 19 лет, предпринял попытку улучшить конструкцию каскадов усилителя [13]. В многократной лампе он вместо усилителей на триодах установил усилители на тетродах особого размера, которые имели коэффициент усиления, необходимый при резисторной нагрузке, рис. 4.20. Усиливающие свойства используемых систем ламп и регулировка внешних сопротивлений были выбраны с учетом коэффициента усиления усилителей таким образом, чтобы можно было ожидать оптимального усиления для волн менее 1000 м. В этих лампах конструкционные и вакуумные проблемы были преодолены и лампы этого типа были изготовлены в большом количестве.

Многократная лампа на тетродах с экранной сеткой получила название «телелампа». Телелампа «2HF» содержала два тетрода с экранной сеткой, два резистора и конденсаторы связи, которые были установлены ближе к лампам, рис. 21. Эта лампа позволяла получить заметное усиление на

длинах волн до 200 метров. Селективность, конечно, не является особенностью этого типа схем на тетрадах, но оказалось возможным получить достаточную избирательность для большинства целей с помощью слабосвязанного тюнера.

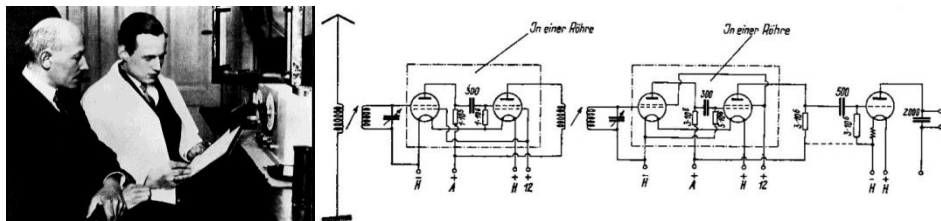


Рис. 20. Зигмунд Лёве (слева) и Манфред фон Арденне. Принципиальная схема радиоприемника на многократных лампах, содержащих тетроды [13]. 1926 г.

Fig. 20. Siegmund Loewe (left) and Manfred von Ardenne. Schematic diagram of a radio receiver using multiple tubes containing tetrodes [13]. 1926

Стеклянный баллон лампы *2HF* имеет диаметр 46 мм, высота лампы без учета штырей цоколя — 147 мм. Цоколь лампы типа *Loewe Bajonet, 6-pin*. Нить накала потребляет ток 0,17 А. при напряжении 4 В, а общий анодный ток составляет 5 мА при анодном напряжении 90 В. Цена блока — 15 шиллингов плюс лицензионный сбор 5 шиллингов, а специальная ламповая панелька стоит 2 шиллинга.

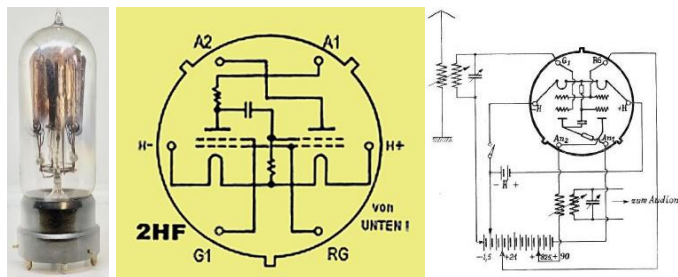


Рис. 21. Лампа *2HF*: общий вид, цоколевка и схема включения. 1926 г.

Fig. 21. 2HF tube: general view, pinout and connection diagram. 1926

Компания *LOEWE-RADIO G.m.b.H., Berlin-Steglitz* также продемонстрировала полный комплект радиоприемника *Loewe Type 2H3N*, включавший два ламповых блока (*2HF* и *3NF*) вместе с соответствующими схемами настройки и сопряжения. Приемник принимал радиостанции в трех диапазонах: 200—500 м, 450—1000 м и 950—2100 м. На эти диапазоны был рассчитан набор из трех пар катушек индуктивности, входящий в комплект радиоприемника. Схема устройства представляла собой двух-

контурный приемник прямого усиления с триодным детектором, рис. 22. Цена приемника составляла 6 фунтов 15 шиллингов, включая лицензионные сборы, но без учета стоимости четырех сменных катушек. Чувствительность приемного устройства в целом была улучшена за счет добавления небольшой емкости, конденсатора C_k обратной связи, подключенного между сеткой первой ВЧ-лампой и сеткой лампы детектора. Габариты $20 \times 42 \times 18$ см.

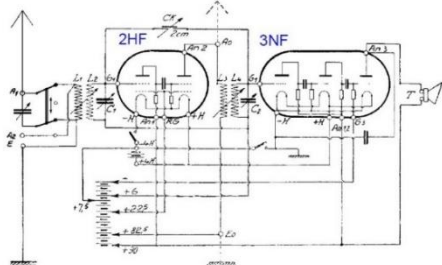


Рис. 22. Принципиальная схема радиоприемника *Loewe Type 2H3N* для дальнего приема на многократных лампах 2HF и 3NF. Общий вид приемника *Loewe Type 2H3N*. 1928 г.

Fig. 22. Schematic diagram of a radio receiver *Loewe Type 2H3N* for long-distance reception using multiple 2HF and 3NF tube's. General view of the receiver *Loewe Type 2H3N*. 1928

К концу 1928 года высокий спрос на продукцию *Radiofrequenz* потребовал от компании переезда на большой новый завод в Берлине и увеличения штата сотрудников до более чем 1100 человек. В 1927/28 году ежегодное производство многократных ламп составляло около 780 000 штук! Это говорит о том, что многие лампы использовались для запасных частей или в ремонтных целях.

Начиная с 1927 года, компания *Loewe-Radio* производила два устройства: 2H3N (до 1930 года) и OE333 (до 1931 года). На рис. 23 представлен радиоприемник 2H3N *Loewe-Radio*. Приемник 2H3N относился к классу «*Fernempfänger*», т. е. был предназначен для приема дальних радиостанций в диапазонах средних и длинных волн, в зависимости от используемых катушек индуктивности. Этот более сложный аппарат по конструкции и схемным решениям, чем OE333. В основе этого двухконтурного приемника лежит схема прямого усиления с триодным детектором. В схеме две многократные лампы 2HF и 3NF, которые образуют пять каскадов, в том числе два каскада УВЧ, триодный детектор и два каскада УНЧ, рис. 23. Лампа 2HF содержит в общем стеклянном баллоне два тетрода, а в лампе 3NF, как указано выше, находится три триода с дополнительными резисторами и конденсаторами.

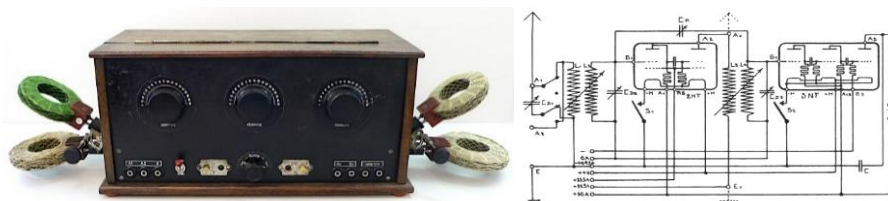


Рис. 23. Общий вид приемника для дальнего радиоприема *Loewe 2H3N*. 1927 г.
Принципиальная схема *Loewe 2H3N*.

Fig. 23. General view of the receiver for long-range radio reception *Loewe Fernempfänger 2H3N*. 1927 Schematic diagram of *Loewe 2H3N*

Приемник 2H3N потреблял ток силой 7—8 мА от анодной батареи и ток около 0,5 А от накальной батареи напряжением 4 В. Устройство по-ставлялось без катушек, так как можно было использовать любые имею-щиеся в продаже катушки индуктивности для настройки, но, при покупке их стоимость могла быть включена в стоимость приемника.

В 1929 году компания Лёве была реорганизована в холдинговую компанию *Berliner Radio-Handels-Aktiengesellschaft* с различными дочер-ними предприятиями, включая *Radiofrequenz GmbH* (радиоприемники и громкоговорители), *Loewe Radio GmbH* (производство резисторов), *Loewe Audion GmbH* (производство ламп) и *Astrowerk GmbH* (производство рези-сторов). Вскоре после этого в результате иска, поданного известным про-мышленником Людвигом Лёве⁹ (*Ludwig Loewe*), в названии компании, которого тоже фигурировало «*Loewe*», радиотехническая компания поте-ряла право использовать названия *Loewe Radio* и *Loewe Audion*. Последней приобретенной Лёве компанией стала *Audion-Werke DS Loewe*. В феврале 1930 года Лёве частично вернул себе свою фамилию, когда холдинговая компания была переименована в *Radio-aktiengesellschaft DS Loewe*.

До начала 30-х годов XX века фирмой *Loewe*, помимо указанных многократных ламп, были разработаны и выпускались другие вакуумные интегральные схемы: 3NFK, 3NFL, 3NFW — 3 триода, 4 резистора, 2 кон-денсатора; 2HMD — 2 тетрода, конденсатор; HF30 — 2 триода, 2 резисто-ра, конденсатор, M044 — 2 тетрода, конденсатор, WG33 — 2 триода, пен-тод, резистор, конденсатор; WG34 — тетрод, мощный пентод, резистор, конденсатор; WG35 — тетрод, мощный пентод, диод; WG36 — 2 пентода, триод, WG37 — 3 пентода, резистор, конденсатор.

⁹ Людвиг Лёве (*Ludwig Loewe*, 27.11.1837—11.09.1886) в 1869 году создал корпорацию *Ludwig Loewe & CO*. в Берлине. Заложил основы массового производства в немецкой металлургической промыш-ленности с помощью американского точного оборудования. Вместо производства швейных машин немец-кая армия перепрофилировала завод *Loewe* для производства деталей для винтовок, что в конечном итоге привело к тому, что конгломерат *Loewe* стал крупнейшим производителем стрелкового оружия в Европе.

Зигмунд Лёве был потомком еврейской семьи. В 1938 году ему пришлось покинуть Германию из-за начавшейся в стране «арианизации» и он сбежал в США. В 1949 году он возвратился в Германию и вернул права на свою компанию в рамках военных репараций.

9. Заключение

Немецкие ламповые триоды на протяжении большей части Первой мировой войны имели очень плохую конструкцию электродов, очень низкий коэффициент усиления по напряжению и могли использоваться только в качестве низкочастотных усилителей с трансформаторной связью, где их коэффициент усиления по току был полезен. Трансформаторная связь обеспечивала весь прирост напряжения. Однако качество изготовления электронных ламп было очень высоким: они были прочными и малошумящими, имели очень низкое энергопотребление, что было важным фактором для работы на фронте, где питание от батарей часто было ненадежным. К концу сентября 1917 года немцы начали производить триод типа EVE173, который представлял собой копию французского триода «R», образцы которого к тому времени были захвачены немцами на фронте.

Проведенное исследование изобретения многократной лампы Зигмундом Лёве показало, что это изобретение полностью сделано Лёве самостоятельно и без чей-либо помощи. Бытующее мнение, отраженное в ряде исторических статей об этом изобретении, утверждающее, что в нем сыграл главную роль Манфред фон Арденне, не имеет под собой оснований. Автором настоящей статьи не обнаружено в патентной литературе ни одного упоминания о Манфреде фон Арденне как изобретателе многократной лампы. Тем самым упоминание о Манфреде фон Арденне как изобретателе знаменитых ламп *Loewe* с трехкаскадными усилителями является мифом. Лёве является основоположником принципа создания интегральной схемы (IC), а именно объединения нескольких активных и пассивных компонентов в один блок. Следует отметить, что все упомянутые в данной статье типы многократных ламп защищены патентами, в которых только один автор — Зигмунд Лёве.

Компания *LOEWE-RADIO* была единственной по производству многократных ламп и радиоприемников с их использованием в Германии и Англии. Оригинальные мультилампы Лёве представляли собой шедевры стекольного дела, производство которых было очень дорогим, поэтому в более поздних версиях использовались слюдяные опоры, а внешнее стекло имело алюминиевое покрытие, чтобы скрыть менее элегантную внутреннюю структуру. Появившиеся в 30-е годы XX века в продаже супергетеродинные

приемники составили серьезную конкуренцию приемникам на многократных лампах, что стало одной из причин прекращения их производства.

Список литературы

1. Gesellschaft für drahtlose telegraphie m. b. H. in Berlin. Ohne Glimmlicht arbeitende Kathodenstrahlröhre (Elektronenrelais). Patentschrift DE298460 ausgegeben AM 8. September 1919. Patentiert im Deutschen Reiche vom 3. Oktober 1914 ab.
2. Telefunken im deutschen Heere // Telefunken-Zeitung, Mei 1919. Nr. 15. S. 12.
3. Luxbacher G. Massenproduktion im globalen Kartell. GNT-Verlag, 2003.
4. M_Schott. URL: https://www.radiomuseum.org/tubes/tube_m_schott.html (31.05.2024).
5. Huth Erich F. G. in. b. H. in Berlin. Einrichtung für Elektronenröhren. Patentschrift DE394657 ausgegeben AM 30. April 1924. Patentiert im Deutschen Reiche vom 16. September 1921 ab. Für diese Anmeldung ist gemäß dem Unionsvertrage vom 2 Juni 1911 die Priorität auf Grund der Anmeldungen in Schweden vom 16 September und 21 Oktober 1920 beansprucht.
6. Arnold H. DE F. Gaseous repeater in circuits of low impedance. Patent US1129942 patented March 2, 1915. Application filed May 28, 1914.
7. Loewe Siegmund. Hochfrequenzverstärker [Усилитель высокой частоты]. Patentschrift DE629185. Tag der Bekanntmachung über die Erteilung des Patents : 9. April 1936. Patentiert im Deutschen Reiche vom 24 September 1924 ab.
8. Loewe Siegmund. Resistor and method of making same. Patent US1717712A. Patented June 18, 1929. Application filed January 17, 1927 and in Germany February 13, 1926.
9. Loewe Siegmund. Verfahren zur herstellung hochohmiger Widerstände, insbesondere mittels chinesischer tusche. Patentschrift DE493325. Ausgegeben am 10. März 1930. Patentiert im Deutschen Reiche vom 7. November 1924 ab.
10. Loewe Siegmund. Hochfrequenzverstärker [Усилитель высокой частоты]. Patentschrift DE629185. Tag der Bekanntmachung über die Erteilung des Patents : 9 April 1936. Patentiert im Deutschen Reiche vom 24 September 1924 ab.
11. Loewe Siegmund. Mehrfachröhre mit eingebauten, aus hochohmigen Widerständen und Kondensatoren bestehenden Kopplungselementen. Patentschrift DE454530. Ausgegeben am Januar 1928. Patentiert im Deutschen Reiche vom 20 Juli 1926 ab.
12. Manfred von Ardenne. Multi-Valve Systems // Radio. June, 1927. Vol. 9, No 06. P. 13.
13. Loewe S. und M. von Ardenne. Zweiyttmröhren für Hoch- und Niederfrequenzvetstärkung // Telegraphie und Telephonie. 1926. Band 27. Heft 1. S.19–20.

The Origin of Industrial Radio Tube Technologies in Germany

V. M. Pestrikov

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

Received: December 2, 2024

Peer-reviewed: December 15, 2024

Accepted: December 15, 2024

Abstract: *A study of radio tube technologies developed in Germany during the First World War has been conducted. The designs of tube triodes from various German companies and the features of their production and application in radios and audio amplifiers are considered. The invention of a multiple tube by Sigmund Loewe and the technology of its manufacture are considered in detail. It is shown that Manfred von Ardenne has nothing to do with this invention.*

Keywords: *Hans Rukop, EVN94 vacuum tube, EV89 radio receiver, multiple tube, vacuum tube integrated circuit, Sigmund Loewe, OE 333 receiver.*

For citation (IEEE): V. M. Pestrikov, "The Origin of Industrial Radio Tube Technologies in Germany," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 8, no. 1, pp. 152–182, 2025, doi: 10.21227/9kvf-r414. (In Russ.).

References

- [1] Gesellschaft für drahtlose telegraphie m. b. H. in Berlin. Ohne Glimmlicht arbeitende Kathodenstrahlröhre (Elektronenrelais). Patentschrift DE298460 ausgegeben AM 8. September 1919. Patentiert im Deutschen Reiche vom 3. Oktober 1914 ab.
- [2] "Telefunken im deutschen Heere," *Telefunken-Zeitung*, nr. 15, s. 12, Mei 1919.
- [3] G. Luxbacher, *Massenproduktion im globalen Kartell*, GNT-Verlag, 2003.
- [4] M_Schott. URL: https://www.radiomuseum.org/tubes/tube_m_schott.html (31.05.2024).
- [5] E. Huth, "Einrichtung für Elektronenröhren," Patentschrift DE394657 ausgegeben AM 30. April 1924. Patentiert im Deutschen Reiche vom 16. September 1921 ab. Für diese Anmeldung ist gemäß dem Unionsvertrage vom 2 Juni 1911 die Priorität auf Grund der Anmeldungen in Schweden vom 16 September und 21 Oktober 1920 beansprucht.
- [6] H. Arnold, "Gaseous repeater in circuits of low impedance," Patent US1129942 patented March 2, 1915. Application filed May 28, 1914.
- [7] S. Loewe, "Hochfrequenzverstärker," Patentschrift DE629185. Tag der Bekanntmachung über die Erteilung des Patents: 9. April 1936. Patentiert im Deutschen Reiche vom 24 September 1924 ab.
- [8] S. Loewe, "Resistor and method of making same," Patent US1717712A. Patented June 18, 1929. Application filed January 17, 1927 and in Germany February 13, 1926.

- [9] S. Loewe, "Verfahren zur herstellung hochohmiger Widerstände, insbesondere mittels chinesischer tusche," Patentschrift DE493325. Ausgegeben am 10. März 1930. Patentiert im Deutschen Reiche vom 7. November 1924 ab.
- [10] S. Loewe, "Hochfrequenzverstärker," Patentschrift DE629185. Tag der Bekanntmachung über die Erteilung des Patents: 9 April 1936. Patentiert im Deutschen Reiche vom 24 September 1924 ab.
- [11] S. Loewe, "Mehrfachröhre mit eingebauten, aus hochohmigen Widerständen und Kondensatorenbestehenden Kopplungselementen," Patentschrift DE454530. Ausgegeben am Januar 1928. Patentiert im Deutschen Reiche vom 20 Juli 1926 ab.
- [12] M. von Ardenne, "Multi-Valve Systems," *Radio*, June, vol. 9, no. 06, p. 13, 1927.
- [13] S. Loewe und M. von Ardenne, "Zweiytttemröhren für Hoch- und Niederfrequenzvetstärkung," *Telegraphie und Telephonie*, Band 27, Heft 1, S. 19–20, 1926.

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.

Ученый в области механики разрушения и историк науки и техники (к 75-летию профессора В. М. Пестрикова)

Ермолов П. П., Обжерин Ю. Е.

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

Получено: 10 января 2025 г.

Отрецензировано: 20 января 2025 г.

Принято к публикации: 20 января 2025 г.

Аннотация: В статье рассмотрены основные этапы научной и общественной деятельности известного российского ученого Виктора Михайловича Пестрикова, приведена библиография его работ в таких областях, как старение, разрушение и диагностика твердых тел; история радиоэлектроники, информационные технологии; прикладная математика; общая история. Статья проиллюстрирована фотографиями 1986—2011 гг.

Ключевые слова: старение, разрушение и диагностика твердых тел; история радиоэлектроники, информационные технологии; прикладная математика; общая история.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Ермолов П. П., Обжерин Ю. Е. Ученый в области механики разрушения и историк науки и техники (к 75-летию профессора В. М. Пестрикова) // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2025. Т. 8, № 1. С. 183—194.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Ермолов, П. П. Ученый в области механики разрушения и историк науки и техники (к 75-летию профессора В. М. Пестрикова) / П. П. Ермолов, Ю. Е. Обжерин // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. — 2025. — Т. 8, № 1. — С. 183—194.

1. Введение

Известному российскому ученому-механику Виктору Михайловичу Пестрикову 8 февраля исполняется 75 лет. В область его научных интересов входят вопросы математического моделирования научно-технических задач с использованием компьютерных технологий. Он автор ряда книг по меха-

нике разрушения и компьютерному моделированию научно-технических задач, которые хорошо известны в России и за рубежом, а также автор научных исследований по истории радиотехники, которые принесли ему известность и признание.

Несмотря на это, публикаций о В. М. Пестрикове крайне мало. Авторам настоящей статьи известна только одна такая публикация¹. Настоящая статья устраняет этот пробел.



Рис. 1. Виктор Михайлович Пестриков. 2011 г.

Fig. 1. Victor Mikhailovich Pestrikov. 2011

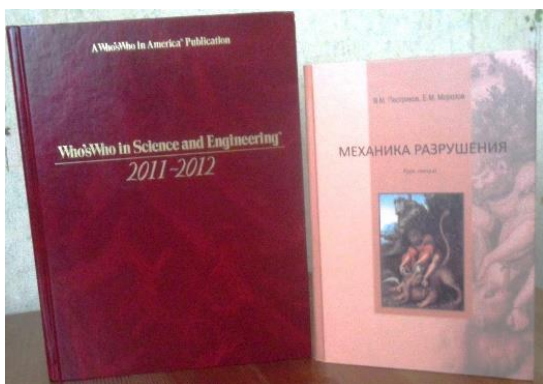


Рис. 2. Одна из номинаций книги *Who Is Who in Science and Engineering* 2011–2012, в которую включен В. М. Пестриков и книга курса лекций «Механика разрушения».

Fig. 2. One of the nominations of the book *Who Is Who in Science and Engineering* 2011–2012, which includes V. M. Pestrikov and the book of the lecture course “Fracture Mechanics”

2. Днепропетровский период

Пестриков В. М. родился 8 февраля 1950 г. в Днепропетровской области (нынешняя Новороссия). Он является выпускником двух ведущих вузов бывшей УССР: Днепропетровский металлургический институт (1973 г., инженер-механик, диплом с отличием) и Днепропетровский государственный университет (1980 г., математик). С 1973 г. работал инжене-

¹ Who Is Who in Science and Engineering 2011–2012, p. 1462.

ром-конструктором в отделе механизации Укргипромеze (Украинский государственный институт по проектированию металлургических заводов), где занимался разработкой нестандартного оборудования для доменных печей металлургических заводов СССР. В Укргипромеze на формирование В. М. Пестрикова как конструктора оказали большое влияние главный конструктор отдела к. т. н. Л. М. Арист, Заслуженный изобретатель Украины, и заведующий отделом к. т. н. А. И. Городецкий. В этот период времени им была опубликована первая научная статья (1974 г.), посвященная качающимся желобам доменных печей. Виктору Михайловичу Пестрикову поручались решения важных конструкторских задач, в частности, он отвечал за пуск всего механического оборудования при реконструкции домны № 3 металлургического комбината в Темиртау (Казахстан). За успешное решение этой задачи он был отмечен благодарностью Министерства черной металлургии Украины (1975 г.).

В 1976 г. В. М. Пестриков перешел на работу старшим инженером в вычислительный центр Днепропетровского металлургического института. В 1980 г. он поступил в очную аспирантуру Института механики АН Украины (г. Киев), которую окончил досрочно, защитив кандидатскую диссертацию «Исследование докритического роста трещин в стареющих вязко-упругих материалах» на степень кандидата физико-математических наук. Научным руководителем диссертации работы был известный ученый-механик д. ф.-м. н. А. А. Каминский. В Институте механики АН Украины В. М. Пестриков проработал научным сотрудником до мая 1996 г. Здесь он провел фундаментальные теоретические и экспериментальные исследования по старению и разрушению вязкоупругих материалов. Это позволило построить функциональную модель старения полимеров и композитов на их основе, позволяющую учесть влияние истории изменения действующего фактора на параметры интенсивности процесса старения. Были сформулированы определяющие соотношения вязкоупругих тел с изменяющимися свойствами с учетом протекающих физико-химических процессов в материале. Исходя из полученных выражений для возраста материала, связанных с процессом старения, построены ядра ползучести интегральных операторов вязко-упругости. Полученные определяющие уравнения развития трещины в вязкоупругом теле с учетом протекающего в нем процесса старения материала позволили прогнозировать срок службы конструкций из полимеров и композитов на их основе с учетом реальных условий эксплуатации. За цикл работ по докритическому росту трещин в стареющих материалах В. М. Пестрикову в 1984 году была присуждена премия им. академика АН Украины Ф. П. Белянкина (Институт механики АН Украины, Киев).



Рис. 3. Конференция молодых ученых Института механики АН УССР.
Средний ряд справа налево: В. Шевченко и В. М. Пестриков. Май 1986 г.

Fig. 3. Conference of young scientists of the Institute of Mechanics of the Academy of Sciences of the Ukrainian SSR. Middle row, right to left: V. Shevchenko and V. M. Pestrikov. May 1986

Нельзя не отметить увлечение В. М. Пестрикова радиолюбительством, которое сопровождает его со школьной скамьи. В 1992 году он вместе с группой радиолюбителей способствовал возрождению журнала «Радиоаматор», который выходил в Киеве до Великой отечественной войны. В этом журнале появились первые статьи В. М. Пестрикова по радиоэлектронике. В 1998 году он вошел в редакционную коллегия журнала «Радиолюбитель», который начал издавать известный радиоинженер по магнитной записи звука Николай Сухов. В журнале «Радиолюбитель» В. М. Пестриков на протяжении всего времени существования журнала (в середине 2014 года проект был закрыт) вел рубрику по истории радиотехники.

3. Санкт-Петербургский период

С 1996 года, после переезда в Россию и защиты в 1999 г. докторской диссертации «Механика разрушения стареющих тел с трещинами» на степень д. т. н., вся научная и педагогическая деятельность В. М. Пестрикова связана с Санкт-Петербургом: 2004—2014 г. — заведующий кафедрой «Информатика», профессор Санкт-Петербургского государственного университета сервиса и экономики (СПбГУСЭ); 2008—2013 г. — заведующий кафедрой «Прикладная математика и информатика», профессор Санкт-Петербургского государственного технологического университета растительных полимеров (по совместительству); 2015—2018 гг. — заведующий кафедрой радиотехники и информационных технологий Санкт-Петербургского государственного института кино и телевидения

(СПбГИКиТ); с 2018 г. — профессор кафедры аудиовизуальных систем и технологий СПбГИКиТ.

Невзирая на загруженность научной и учебной работой, В. М. Пестриков уделяет большое внимание написанию научных монографий и учебников. В. М. Пестриковым написано и издано более 50 книг по вопросам: информатики и информационных технологий, старения и механики разрушения твердых тел, радиоэлектроники, электротехники, мобильной связи, истории радиотехники. Опубликовано 8 монографий и более 180 научных статей. Среди изданных книг В. М. Пестрикова следует особо отметить вышедший в 2012 г. первый в СНГ системный курс лекций для вузов «Механика разрушения твердого тела» (в соавторстве с Е. М. Морозовым) [1]. В. М. Пестриков также автор двух изобретений.

В. М. Пестриковым получены приоритетные научные результаты в области старения и разрушения твердых тел, в частности, предложена теория длительного разрушения оптоволоконных (ОВ) линий связи в условиях эксплуатации. На основе проведенных исследований построена модель длительного разрушения ОВ, в основе которой лежит тот факт, что долговечность ОВ определяется наиболее опасным трещиноподобным дефектом, который подтверждается экспериментами автора работы. Такая модель наиболее приемлема для длинных ОВ, в которых вероятность появления больших дефектов достаточно велика. Стекланные волокна обладают ползучестью, особенно при наличии влаги. Несмотря на то, что деформации ползучести невелики по сравнению с упругими, их наличие позволяет использовать подходы механики разрушения вязкоупругих тел. Как показали эксперименты по разрушению ОВ, при действии докритических нагрузок его долговечность в основном определяется длительностью развития трещины во время инкубационного периода. В работе В. М. Пестрикова получены уравнения, описывающие долговечность ОВ с учетом влияния внешних факторов — температуры и влажности, которые хорошо согласуются с имеющимися экспериментальными данными и могут быть использованы для прогнозирования их срока службы.

Среди опубликованных им научных работ следует также отметить статьи по истории радиотехники, в которых на основании архивных источников показаны пионерские исследования русских ученых в области радиотехники, которые опередили зарубежные разработки. В. М. Пестриков — один из авторов монографии, выпущенной к 150-летию со дня рождения А. С. Попова: Из истории изобретения и начального периода развития радиосвязи: сборник документов и материалов [2]. С 2006 г. В. М. Пестриков руководит исторической секцией РНТОРЭС имени А. С. Попова в Санкт-Петербурге.

В 2022—2024 гг. В. М. Пестриков представил многотомную (4 тома) монографию по истории науки и техники, посвященную зарождению, развитию и появлению промышленных радиоламповых технологий [3—5] (4-й том — в печати). В этом научном труде впервые показаны изобретения и открытия в социуме, которые способствовали появлению этих технологий. Исследуются научно-технические предпосылки, которые явились определяющими при зарождении радиоламповых технологий. При этом выделено два основных направления, которые привели к изобретению первой электронной радиолампы (вакуумного диода) и первой усилительной вакуумной лампы (лампы Либена). Начало первого пути ведет отсчет с открытия эффекта Эдисона, а второго — с открытия катодных лучей. Приоритет в науке имеет несколько важных составляющих, в том числе самолюбие ученого и финансовая составляющая. В связи с этим в работе исследована ситуация вокруг приоритета изобретения аудиона перед судебными исками к *De Forest Radio Telephone & Telegraph Company*. Подробно рассмотрены патентные разбирательства между *Marconi Wireless Telegraph Company of America* и *De Forest Radio Telephone & Telegraph Company*.

В. М. Пестриков активно принимает участие в работе международных и всероссийских научных конференций. Выступал с результатами своих работ по механике разрушения на семинарах в ведущих институтах РАН по проблемам прочности конструкций. Под его руководством защищены магистерские и кандидатские диссертации.



Рис. 4. Выступление В. М. Пестрикова с результатами своих исследований по проблемам старения и разрушения вязкоупругих материалов на семинаре академика РАН В. Е. Панина в Институте физики прочности и материаловедения СО РАН. Томск, 15 октября 2011 г.

Fig. 4. Presentation by V. M. Pestrikov with the results of his research on the problems of aging and destruction of viscoelastic materials at the seminar of Academician of the Russian Academy of Sciences V. Ye. Panin at the Institute of Strength Physics and Materials Science of the Siberian Branch of the Russian Academy of Sciences. Tomsk, October 15, 2011

В. М. Пестриков на протяжении длительного времени является председателем оргкомитета Международной научно-технической конференции «Актуальные проблемы радио- и кинотехнологий», которую организовал в 2016 году в Санкт-Петербургском государственном институте кино и телевидения. Помимо этого, В. М. Пестриков с 2009 года является членом Программного комитета Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо) и экспертом КрыМиКо по направлению «История исследований в области радиотехнологий». Он член редколлегии научного журнала «Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии». В. М. Пестриков является членом Европейского консорциума математика в индустрии (ECMI).



Рис. 5. Севастопольский государственный университет. КрыМиКо'2011 — 21-я Международная крымская конференция «СВЧ техника и телекоммуникационные технологии». На фото три профессора (слева направо): П. П. Ермолов, В. М. Пестриков и Ю. Е. Обжерин. Сентябрь 2011 г.

Fig. 5. Sevastopol State University. CriMiCo'2011 – 21st International Crimean Conference “Microwave and Telecommunication Technology”. In the photo three professors (from left to right): P. P. Yermolov, V. M. Pestrikov and Yu. Ye. Obzherin. September 2011

Плодотворная научная деятельность Виктора Михайловича, направленная как на подготовку и воспитание новых молодых радиоспециалистов, так и на развитие отечественной промышленности. В 2006 году он награжден грамотой Балтийского флота «За активную деятельность по пропаганде достижений отечественного радио, формировании гордости и любви к отечественной науке и истории, флоту и армии, и в ознаменование 100-летия юбилея Мемориального музея-кабинета А. С. Попова». В 2011 году Виктору Михайловичу было присвоено звание Почетный работник высшего профессионального образования Российской Федерации. Он отмечен в разных номинациях книг «Who Is Who» в Англии и в США.

Несмотря на годы, Виктор Михайлович продолжает научную деятельность в области старения и разрушения конструкций и радиокомпонентов, а также подготовке кадров для растущей промышленности России.

4. Основные труды В. М. Пестрикова

4.1. Основные труды по старению, разрушению и диагностике твердых тел

1. Пестриков В. М. О некоторых закономерностях деформирования и длительной трещиностойкости вязкоупругих материалов в условиях естественного старения // Известия РАН. Механика твердого тела. 1998. № 5. С. 137—145.

2. Пестриков В. М. О критериях разрушения вязкоупругих тел в условиях старения материала // Известия РАН. Механика твердого тела. 1999. № 3. С. 86—96.

3. Пестриков В. М. Об определяющих соотношениях стареющих материалов с учетом протекающих физико-химических процессов // Известия РАН. Механика твердого тела. 1999. № 4. С. 134—140.

4. Пестриков В. М. Длительная прочность оптических волокон в условиях старения материала // Физика и химия стекла. 2000. Т. 26, № 2. С. 244—257.

5. Пестриков В. М., Морозов Е. М. Механика разрушения твердых тел : курс лекций. СПб : Профессия, 2002. 320 с.

6. Пестриков В. М., Морозов Е. М. Механика разрушения на базе компьютерных технологий. Практикум. СПб. : БХВ-Петербург, 2007. 464 с.

7. Пестриков В. М. Предисловие к статье Черепанова Г. П. «О дискуссиях и ученых» // Мир человека. 2008. Т. 8, № 4. С. 151—153.

8. Пестриков В. М. Компьютерная диагностика состояния основных узлов автомобиля // Техничко-технологические проблемы сервиса. 2008. № 3(5). С. 17—27.

9. Пестриков В. М., Пестрикова О. В. Особенности разрушения автомобильных стекол // Техничко-технологические проблемы сервиса. 2008. № 4(6). С. 54—59.

10. Пестриков В. М., Боровиков А. В. Компьютерная диагностика автомобиля в процессе эксплуатации // Инновации. 2009. № 5. С. 94—99.

11. Пестриков В. М. Один из творцов современной механики разрушения. In: Proceedings of Polish-American Symposium Honoring 75th Birthday and Fifty Years of Teaching and Research of professor Michael P. Wnuk. Theoretical Foundation of Excellence in Contemporary Engineering. Sept. 12, 2011. Foundry Research Institute Krakow. 2011. P. 126–142.

12. Пестриков В. М., Морозов Е. М. Механика разрушения. Курс лекций. СПб : Профессия 2012. 552 с.

13. Пестриков В. М. Прогнозирование долговечности полимерных деталей бытовых машин // Техничко-технологические проблемы сервиса. 2013. № 2(24) С.55—58.

14. Пестриков В. М., Евкарпиев В. Е. Особенности диагностики современных автотранспортных средств // Техничко-технологические проблемы сервиса. 2014. № 4(30). С.14—19.

15. Пестриков В. М. Использование методов механики разрушения в задачах эксплуатационной надежности и долговечности металлургического оборудования // Металлургическая и горнорудная промышленность. 2015. № 7. С. 10—14.

16. Мальцева В. А., Пестриков В. М. Нанoeлектроника : учеб. пособие. СПб : СПбГИКиТ, 2018. 101 с.

17. Пестриков В. М. Старение и разрушение радиоматериалов и радиокомпонентов : монография. СПб : СПбГИКиТ, 2023. 179 с.

4.2. Основные монографии и статьи по истории радиоэлектроники

1. Золотинкина Л. И., Лавренко Ю. Е., Пестриков В. М. Из истории изобретения и начального периода развития радиосвязи: Сб. документов и материалов / Под ред. проф. В. Н. Ушакова. СПб. : Комитет по науке и высшей школе Правительства Санкт-Петербурга, Мемориальный музей А. С. Попова СПбГЭУ «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина), 2008. 304 с.

2. Пестриков В. М. Эра безламповых устройств беспроводной передачи информации. Монография. Севастополь : Вебер, 2011. 185 с.

3. Пестриков В. М. Эволюция ламповых устройств беспроводной передачи информации. Монография. СПб. : СПбГУСЭ, 2012. 250 с.

4. Пестриков В. М. Эволюция безламповых устройств беспроводной передачи информации в первой половине XX века. Монография. СПб. : СПбГУСЭ, 2010. 183 с.

5. Пестриков В. М. Эволюция радиоламповых систем передачи информации : Монография. СПб. : СПбГИКиТ, 2018. 151 с.

6. Пестриков В. М. Эволюция безламповых радиосистем передачи информации : Монография. СПб. : СПбГИКиТ, 2019. 242 с.

7. Пестриков В. М. Зарождение радиоламповых технологий. СПб. : СПбГИКиТ, 2022. 172 с.

8. Пестриков В. М. Первая «электронная революция» в радиотехнологиях : монография / Министерство культуры Российской Федерации, Санкт-Петербургский государственный институт кино и телевидения. СПб. : СПбГИКиТ, 2023. 172 с.

9. Пестриков В. М. Рождение и развитие промышленных радиоламповых технологий : монография / Министерство культуры Российской Федерации, Санкт-Петербургский государственный институт кино и телевидения. СПб. : СПбГИКиТ, 2024. 205 с.

10. Pestrikov V. M. A. S. Popov – The Inventor of a First Crystal Radio. These Proceedings contain papers presented at IEEE EUROKOM – International IEEE Conference Devoted to the 150-anniversary of Alexander S. Popov. May 18–23, 2009, St. Petersburg. P. 13–20.

11. Пестриков В. М., Перелыгин С. В. Method of sounds differentiation of musical instruments based on the sound attacks detecting // Materials of the International Conference “Scientific research of the SCO countries: synergy and integration”. Part 2: Participants’ reports in English. November 12, 2018. Beijing, PRC. P. 274–281.

12. Pestrikov V. M., Yermolov P. P. The struggle for the range of telephone communication before the invention of the audion Lee de Forest // ITM Web of Conferences, 2019, vol. 30, art. 16002.

4.3. Основные труды по информационным технологиям

1. Пестриков В. М., Маслобоев А. Н. Turbo Pascal 7.0. Изучаем на примерах. 2-е изд., перераб. и доп. СПб. : Наука и техника, 2004. 368 с.

2. Пестриков В. М., Маслобоев А. Н. Delphi на примерах. СПб : БХВ, 2005. 350 с.

3. Пестриков В. М. Выжми все из мобильного телефона. СПб : БХВ-Петербург, 2008. 688 с.

4. Пестриков В. М., Тяжев А. Т. QBASIC на примерах. СПб : БХВ, 2010. 310 с.

5. Пестриков В. М., Маковецкая-Абрамова О. В., Петров Г. А. Защита информации в автотранспортных системах связи и мониторинга // Техно-ко-технологические проблемы сервиса. 2013. № 2(24). С. 78—82.

4.4. Основные труды по прикладной математике

1. Пестриков В. М., Пестрикова М. В. Статистика. Основы теории статистики. СПб : СПбГИКиТ, 2017. 223 с.

2. Пестриков В. М. Математические методы в инженерии. СПб : ВШТЭ СПбГУПТД. 2023. 160 с.

4.5. Основные труды по истории

1. Пестриков В. М. Попытки сопротивления Октябрьскому перевороту 1917 года. Материалы Международных научно-практических Петербургских чтений к 100-летию Великой русской революции 1917 года. Санкт-Петербург, 16—18 ноября 2017 г. Часть III. СПб : СПбГУПТД, 2018. С. 3—11.

2. Пестриков В. М. Современное медиапространство как средство воздействия на реальное пространство // Актуальные вопросы развития индустрии кино и телевидения в Современной России. Материалы II Национальной научно-практической конференции (СПб, 25 октября 2019 г.). СПб : СПбГИКиТ, 2019. С. 52—55.

5. Заключение

Научная деятельность известного российского ученого-механика и историка радиотехники Виктора Михайловича Пестрикова достойна более полного исследования.

Список литературы

1. Пестриков В. М., Морозов Е. М. Механика разрушения твердых тел : курс лекций. СПб : Профессия, 2002. 320 с.
2. Золотинкина Л. И., Лавренко Ю. Е., Пестриков В. М. Из истории изобретения и начального периода развития радиосвязи : сб. документов и материалов / Под ред. проф. В. Н. Ушакова. СПб. : Комитет по науке и высшей школе Правительства Санкт-Петербурга, Мемориальный музей А. С. Попова Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина). 2008. 304 с.
3. Пестриков В. М. Зарождение радиоламповых технологий. Санкт-Петербург : СПбГИКиТ, 2022. 172 с.
4. Пестриков В. М. Первая «электронная революция» в радиотехнологиях : монография / Министерство культуры Российской Федерации, Санкт-Петербургский государственный институт кино и телевидения. Санкт-Петербург : СПбГИКиТ, 2023. 172 с.
5. Пестриков В. М. Рождение и развитие промышленных радиоламповых технологий : монография / Министерство культуры Российской Федерации, Санкт-Петербургский государственный институт кино и телевидения. Санкт-Петербург : СПбГИКиТ, 2024. 205 с.

Сведения об авторах

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.

Обжерин Юрий Евгеньевич, доктор технических наук, профессор, профессор кафедры «Высшая математика» Севастопольского государственного университета, г. Севастополь, Российская Федерация.

Scientist in the Field of Fracture Mechanics and Historian of Science and Technology (on the 75th Anniversary of Professor V. M. Pestrikov)

P. P. Yermolov and Yu. Ye. Obzherin

Sevastopol State University

33 Universitetskaya St., Sevastopol, 299053, Russian Federation

ppermolov@mail.sevsu.ru

Received: January 10, 2025

Peer-reviewed: January 20, 2025

Accepted: January 20, 2025

Abstract: The article examines the main stages of scientific and social activity of the famous Russian scientist Viktor Mikhailovich Pestrikov, provides a bibliography of his works in such areas as aging, destruction and diagnostics of solids; history of radio electronics, information technology; applied mathematics; general history. The article is illustrated with photographs from 1986–2011.

Keywords: aging, failure and diagnostics of solids; history of radio electronics, information technology; applied mathematics; general history.

For citation (IEEE): P. P. Yermolov and Yu. Ye. Obzherin, “Scientist in the Field of Fracture Mechanics and Historian of Science and Technology (on the 75th Anniversary of Professor V. M. Pestrikov),” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 8, no. 1, pp. 183–194, 2025, doi: 10.21227/vpfb-xz89. (In Russ.).

References

- [1] V. M. Pestrikov and E. M. Morozov, *Mechanics of Solids: A Course of Lectures*. SPb: Professiya, 2002.
- [2] L. I. Zolotinkina, Yu. Ye. Lavrenko, and V. M. Pestrikov, *From the History of the Invention and the Initial Period of Development of Radio Communication: A Collection of Documents and Materials*, Ed. by Prof. V. N. Ushakov, SPb: 2008.
- [3] V. M. Pestrikov, *The Birth of Radio Vacuum Tube Technologies*, SPb: SPbGI-KiT, 2022.
- [4] V. M. Pestrikov, *The First “Electronic Revolution” in Radio Technologies: monograph*, St. Petersburg: SPbGIKiT, 2023.
- [5] V. M. Pestrikov, *The Birth and Development of Industrial Radio Tube Technologies: monograph*, St. Petersburg: SPbGIKiT, 2024.

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.

Yuri Ye. Obzherin, Doctor of Technical Sciences, Professor, Professor of the Department of Higher Mathematics, Sevastopol State University, Sevastopol, Russian Federation.