

ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫЕ И РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ

Том 7
№ 3



СЕВАСТОПОЛЬСКИЙ
ГОСУДАРСТВЕННЫЙ
УНИВЕРСИТЕТ

2024

ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫЕ и РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ

2024

Том 7

№ 3

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 федерального государственного бюджетного учреждения науки «Крымская астрофизическая обсерватория РАН» (Крым, 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)

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

Ермолов Павел Петрович — кандидат технических наук, заведующий базовой кафедрой «Инновационная радиоэлектроника» Института радиоэлектроники и информационной безопасности федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования «Севастопольский государственный университет» (Севастополь, Россия) — заместитель главного редактора

Иванов Вячеслав Элизбарович — доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой радиоэлектроники и телекоммуникаций Института радиоэлектроники и информационных технологий — РТФ федерального государственного автономного образовательного учреждения высшего образования «Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б. Н. Ельцина» (Екатеринбург, Россия)

Калошин Вадим Анатольевич — доктор физико-математических наук, заведующий лабораторией «Электродинамика композиционных сред и структур» Института радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН, профессор кафедры «Радиотехника и системы управления» федерального государственного автономного образовательного учреждения высшего образования «Московский физико-технический институт — национальный исследовательский университет» (Москва, Россия)

Кураев Александр Александрович — доктор физико-математических наук, профессор кафедры информационных радиотехнологий Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники (Минск, Беларусь)

Носков Владислав Яковлевич — доктор технических наук, профессор кафедры радиоэлектроники и телекоммуникаций Института радиоэлектроники и информационных технологий — РТФ федерального государственного автономного образовательного учреждения высшего образования «Уральский федеральный университет имени 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)

Пестриков Виктор Михайлович — доктор технических наук, профессор кафедры аудиовизуальных систем и технологий федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования «Санкт-Петербургский государственный институт 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» федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования «Московский технический университет связи и информатики» (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, заведующий кафедрой радиофизики и электроники Физико-технического института федерального государственного автономного образовательного учреждения высшего образования «Крымский федеральный университет имени В. И. Вернадского» (Симферополь, Россия)

Широков Игорь Борисович — доктор технических наук, профессор кафедры «Электронная техника» Института радиоэлектроники и информационной безопасности федерального государственного образовательного учреждения высшего образования «Севастопольский государственный университет» (Севастополь, Россия)

Международный редакционный совет

Афонин Игорь Леонидович — доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой «Радиоэлектронные системы и технологии» Института радиоэлектроники и информационной безопасности федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования «Севастопольский государственный университет» (Севастополь, Россия)

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

Ipev Dimov Stojce — professor at Durban University of Technology (South Africa)

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

Нечаев Владимир Дмитриевич — доктор политических наук, профессор РАО, ректор федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования «Севастопольский государственный университет» (Севастополь, Россия)

Новиков Владимир Витальевич — доктор технических наук, профессор кафедры ракетного вооружения надводных кораблей федерального государственного бюджетного военного образовательного учреждения высшего образования «Черноморское высшее военно-морское ордена Красной Звезды училище имени П. С. Нахимова» (Севастополь, Россия)

Содержание

Физические науки (1.3)

Богатов Н. А., Янин Д. В.

Телеграфные уравнения однопроводной линии передачи 373

Электроника, фотоника, приборостроение и связь (2.2)

Широков И. Б., Косарев Н. А., Широкова Е. И.

Оптоакустическая система измерения дальности под водой 392

Железнова В. С., Овчинникова Е. В., Матросова И. В., Слепцов П. Е.

Конструкции трансформируемых космических
крупногабаритных рефлекторов.....404

Вяткина С. А., Губский Д. С., Иванова И. Н., Клещенков А. Б., Крутиев С. В.

Виртуальная лабораторная работа по изучению
многотональной амплитудной модуляции425

Марончук И. И., Меженный М. В., Чельный А. А.,

Санникович Д. Д., Рыбин П. С., Широков И. Б.

Разработка технологии получения буферных слоев нитрида галлия
на установке МОС-гидридной эпитаксии AIXTRON CCS 6X2436

Амонский Д. С., Крутиев С. В.

Электродинамический анализ и синтез волноводного фильтра 458

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

Поперечно-направленный ответвитель на связанных линиях
с накладным керамическим бруском473

Аверина Л. И., Смусева К. В., Усков Г. К.

Проектирование антенных решеток для систем
massive MIMO СВЧ диапазона485

Полетаев Д. А., Фитаев И. Ш., Нудьга А. А., Майко В. В., Власов В. П.

Применение СВЧ-зондов для анализа элементов археологических объектов 501

Бирюков В. В., Раевский А. С., Серафимова Е. А.

Демодуляция сигнала в приемном устройстве субтерагерцовой линии связи517

Начаров Д. В., Рукусев Е. Р., Иванов В. А., Михайлюк Ю. П.

Алгоритм оценки интенсивности дождя по телевизионным изображениям533

История науки и техники (5.6.6)

Золотинкина Л. И. Первый фундаментальный труд России по радиотехнике.

К 100-летию выхода в свет первого издания «Курса радиотехники»
проф. И. Г. Фреймана 544

Пестриков В. М.

Нейтродин558

INFOCOMMUNICATIONS and RADIO TECHNOLOGIES

2024

Vol. 7

No. 3

The journal was founded in 2018
Published 4 times a year

Honorary Chief Editor

Gulyaev Yury Vasilievich – Scientific Director of the Institute of Radio Engineering and Electronics named after V. A. Kotelnikov RAS, academician, member of the Presidium of the RAS (Moscow, Russia)

Editor in Chief

Volvach Alexander Evgenievich – Doctor of Physical and Mathematical Sciences, Deputy Director for Research of the Federal State Budgetary Institution of Science “Crimean Astrophysical Observatory of the Russian Academy of Sciences” (Crimea, 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)

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)

Yermolov Pavel Petrovich – Candidate of Technical Sciences, Head of the Basic Department “Innovative Radio Electronics” of the Institute of Radio Electronics and Information Security of the Federal State Budgetary Educational Institution of Higher Education “Sevastopol State University” (Sevastopol, Russia) – Deputy Editor-in-Chief

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 the Federal State Autonomous Educational Institution of Higher Education “Ural Federal University named after the first President of Russia B. N. Yeltsin” (Ekaterinburg, Russia)

Kaloshin Vadim Anatolyevich – Doctor of Physical and Mathematical Sciences, Head of the Laboratory “Electrodynamics of Composite Media and Structures” of the Institute of Radio Engineering and Electronics named after V. A. Kotelnikov RAS, Professor of the Department of Radio Engineering and Control Systems of the Federal State Autonomous Educational Institution of Higher Education “Moscow Institute of Physics and Technology – National Research University” (Moscow, Russia)

Kuraev Aleksandr Aleksandrovich – Doctor of Physical and Mathematical Sciences, Professor of the Department of Information Radio Technologies of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (Minsk, Belarus)

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 the Federal State Autonomous Educational Institution of Higher Education “Ural Federal University named after the first President of Russia B. N. Yeltsin” (Ekaterinburg, Russia)

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

Pestrikov Victor Mikhailovich – Doctor of Technical Sciences, Professor of the Department of Audiovisual Systems and Technologies of the Federal State Budgetary Educational Institution of Higher Education “St. Petersburg State Institute of Film and Television” (St. Petersburg, Russia)

Pestryakov Alexander 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 the Federal State Budgetary Educational Institution of Higher Education “Moscow Technical University of Communications and Informatics” (Moscow, Russia)

Sovlukov Alexander Sergeevich – Doctor of Technical Sciences, Professor, Chief Researcher of the Institute of Control Problems named after V. A. Trapeznikov RAS (Moscow, Russia)

Starostenko Vladimir Viktorovich – Doctor of Physical and Mathematical Sciences, Head of the Department of Radiophysics and Electronics of the Physico-Technical Institute of the Federal State Autonomous Educational Institution of Higher Education “Crimean Federal University named after V. I. Vernadsky” (Simferopol, Russia)

Shirokov Igor Borisovich – Doctor of Technical Sciences, Professor of the Department of Electronic Engineering of the Institute of Radio Electronics and Information Security of the Federal State Budgetary Educational Institution of Higher Education “Sevastopol State University” (Sevastopol, Russia)

International Editorial Council

Afonin Igor Leonidovich – Doctor of Technical Sciences, Professor, Head of the Department “Radioelectronic Systems and Technologies” of the Institute of Radioelectronics and Information Security of the Federal State Budgetary Educational Institution of Higher Education “Sevastopol State University” (Sevastopol, Russia)

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

Iltsev Dimov Stojce – Professor at Durban University of Technology (South Africa)

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

Nechaev Vladimir Dmitrievich – Doctor of Political Sciences, Professor of the Russian Academy of Education, Rector of the Federal State Budgetary Educational Institution of Higher Education “Sevastopol State University” (Sevastopol, Russia)

Novikov Vladimir Vitalievich – Doctor of Technical Sciences, Professor of the Department of Missile Weapons of Surface Ships of the Federal State Budgetary Military Educational Institution of Higher Education “Black Sea Higher Naval Order of the Red Star School named after P. S. Nakhimov” (Sevastopol, Russia)

Address:

Sevastopol State University
33, Universitetskaya str., Sevastopol, 299053, Russian Federation
E-mail: icrt.mail@mail.ru
Website: <http://icrtjournal.com>

Contents

Physical sciences

N. A. Bogatov and D. V. Yanin, The Telegrapher's Equations of a Single Wire Transmission Line	373
---	-----

Electronics, photonics, instrumentation and communications

I. B. Shirokov, N. A. Kosarev, and E. I. Shirokova, Optoacoustic Underwater Range Measuring System	392
V. S. Zheleznova, E. V. Ovchinnikova, I. V. Matrosova, and P. E. Sleptsov, Designs of Transformable Large-Sized Space Reflectors	404
S. A. Vyatkina, D. S. Gubsky, I. N. Ivanova, A. B. Kleschenkov, and S. V. Krutiev, Virtual Laboratory Work on Studying Multi-Tone Amplitude Modulation	425
I. I. Maronchuk, M. V. Mezheny, A. A. Chelny, D. D. Sanikov, P. S. Rybin, and I. B. Shirokov, Development of a Technology for Producing Gallium Nitride Buffer Layers Using the AIXTRON CCS 6X2 MOS-Hydride Epitaxy Installation	436
D. S. Amonskii and S. V. Krutiev, Electrodynamics Analysis and Synthesis of a Waveguide Filter	458
A. N. Sychev, S. A. Artishchev, N. Y. Rudy, and N. S. Trufanova, Trans-Directional Coupled Line Coupler with Overlaid Ceramic Bar	473
L. I. Averina, K. V. Smuseva, and G. K. Uskov, Design of Antenna Arrays for Massive MIMO Microwave Systems	485
D. A. Poletaev, I. Sh. Fitaev, A. A. Nudga, V. V. Maiko, and V. P. Vlasov, Application of Microwave Probes to Analyze Elements of Archaeological Objects	501
V. V. Biryukov, A. S. Raevsky, and E. A. Serafimova Signal Demodulation in the Receiving Device of the Subterahertz Communication Line	517
D. V. Nacharov, E. R. Rukosuev, V. A. Ivanov, and Y. P. Mickhayluck, Algorithm of Rain Intensity Estimation by Television Images Processing	533

History of science and technology

L. I. Zolotinkina, The National Fundamental Pioneering Work on Radio Engineering. On the Occasion of the 100th Anniversary of the First Edition of "Course on Radio Engineering" developed by professor I. G. Freiman	544
V. M. Pestrikov, Neutrodyne	558

УДК 537.876.42

Телеграфные уравнения однопроводной линии передачи

Богатов Н. А., Янин Д. В.

Институт прикладной физики им. А. В. Гапонова-Грехова РАН
ул. Ульянова, 46, бокс-120, г. Нижний Новгород, 603950, Российская Федерация
bogatov@appl.sci-nnov.ru

Получено: 18 мая 2024 г.

Отрецензировано: 24 мая 2024 г.

Принято к публикации: 24 мая 2024 г.

Аннотация: Получены телеграфные уравнения для поверхностных волн в однопроводной неизолированной («голой») линии передачи. Получены аналитические выражения в обычных функциях для распределенных параметров телеграфных уравнений в приближении тонкого хорошо проводящего (металлического) круглого прямого провода. Исследованы зависимости параметров однопроводной линии передачи и распределенных параметров ее телеграфных уравнений от частоты электромагнитной волны, радиуса и удельной проводимости круглого проводника линии в широком диапазоне изменения этих параметров. Обнаружен эффект усиления локализации (прижатия к поверхности проводника) электромагнитного поля волны в линии при уменьшении удельной проводимости материала проводника.

Ключевые слова: однопроводная линия, поверхностная волна, телеграфные уравнения.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Богатов Н. А., Янин Д. В. Телеграфные уравнения однопроводной линии передачи // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2024. Т. 7, № 3. С. 373—391.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Богатов, Н. А. Телеграфные уравнения однопроводной линии передачи / Н. А. Богатов, Д. В. Янин // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. — 2024. — Т. 7, № 3. — С. 373—391.

1. Введение

В одиночном проводе круглого сечения с отличным от нуля сопротивлением может распространяться поверхностная («прижатая») электромагнитная волна [1]. Впервые уравнения для такой волны были написаны А. Зоммерфельдом [2]. Д. Хондрос рассмотрел высшие моды поверхностных волн в одиночном проводе [3] и показал, что они очень сильно по-

глощаются, поэтому практического значения не имеют. Г. Губо рассчитал параметры волны в одиночном проводе — коэффициент затухания и масштаб поперечного распределения поля — в диапазоне 0,1—10 ГГц [4] в предположении малости толщины скин-слоя в проводе по сравнению с его радиусом и малости радиуса провода по сравнению с характерным масштабом поперечного распределения электромагнитного поля. В работе [5] расчет этих параметров был выполнен в диапазоне частот до 1 ТГц без использования приближения малости радиуса провода по сравнению с поперечным масштабом распределения поля, поскольку такое приближение на столь высоких частотах несправедливо.

Высокий интерес исследователей к электромагнитным волнам в одиночном проводе связан с тем, что коэффициент затухания волны в такой линии передачи существенно меньше, чем в коаксиальной и волноводной. В патентах [6, 7] предлагаются устройства возбуждения и приема поверхностных электромагнитных волн СВЧ диапазона в проводах линий электропередачи. В работах [8—12] исследуется возможность передачи однопроводной линией электромагнитных волн терагерцового диапазона и использование такой линии в различных приложениях.

Линии передачи, имеющие два и более проводников, в которых могут распространяться ТЕМ-волны, описываются телеграфными уравнениями. Телеграфные уравнения удобно использовать в численном расчете нелинейных волн в длинных линиях, когда параметры линии зависят от параметров волны. Для однопроводной линии также можно получить телеграфные уравнения. Вывод телеграфных уравнений в общем виде для неизолированного («голого») провода круглого сечения был сделан в работе [13]. В данной работе приведен более простой, чем в [13], вывод телеграфных уравнений для линии передачи в виде одиночного проводника круглого сечения, рассмотрено приближение тонкого и хорошо проводящего проводника и проанализированы зависимости параметров однопроводной длинной линии от радиуса и удельной проводимости проводника и частоты гармонического сигнала, как в частном случае тонкого проводника с высокой проводимостью, так и в общем случае, при изменении частоты, радиуса и проводимости проводника в широких пределах.

2. Вывод телеграфных уравнений однопроводной линии

Рассмотрим бесконечный прямолинейный проводник круглого сечения радиусом a , среда которого имеет относительные диэлектрическую ϵ_c и магнитную μ_c проницаемости и удельную проводимость σ . Проводник находится в бесконечной не проводящей среде с относительными диэлектрической ϵ и магнитной μ проницаемостями.

Основная мода гармонических поверхностных волн в прямолинейном проводнике круглого сечения (волна Зоммерфельда) является ТМ-волной, у которой отличны от нуля только три компоненты электромагнитного поля: E_r , E_z и H_φ , где E и H — электрическое и магнитное поле, соответственно, а (z, r, φ) — цилиндрические координаты. В гармонической волне все величины имеют множитель $e^{i(hz - \omega t)}$, где ω — круговая частота, h — постоянная распространения. Вывод выражений для компонент электромагнитного поля и дисперсионное уравнение для постоянной распространения такой волны можно найти в монографиях [14, 15]. Ниже эти выражения приведены с несколько отличными от [14, 15] коэффициентами и опущена произвольная константа, на которую могут быть умножены все компоненты поля (произвольная амплитуда). Все выражения записаны в единицах СИ.

$$E_z = H_0^{(1)}(ipr) \quad (1)$$

$$E_r = -\frac{h}{p} H_1^{(1)}(ipr) \quad (2)$$

$$H_\varphi = -\frac{\omega \varepsilon \varepsilon_0}{p} H_1^{(1)}(ipr) \quad (3)$$

где $H_0^{(1)}$ и $H_1^{(1)}$ — функции Ганкеля нулевого и первого порядка соответственно, ε_0 — абсолютная диэлектрическая проницаемость вакуума. $p = \pm \sqrt{h^2 - k^2}$ — параметр поперечного распределения поля (знак у корня следует выбирать такой, чтобы реальная часть p была больше нуля). $k = k_0 \sqrt{\mu \varepsilon}$ — волновое число волны с частотой ω в среде, в которой находится провод. $k_0 = \frac{\omega}{c_0}$ — волновое число в вакууме, $c_0 = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_0 \mu_0}}$ — скорость света в вакууме, μ_0 — абсолютная магнитная проницаемость вакуума. Продольная компонента электрического поля внутри провода E_{cz} равна:

$$E_{cz} = \frac{\varepsilon p_c H_1^{(1)}(ipa)}{\varepsilon'_c p J_1(ip_c a)} J_0(ip_c r) \quad (4)$$

где J_0 и J_1 — функции Бесселя нулевого и первого порядка соответственно, $p_c = \sqrt{h^2 - k_c^2}$ — параметр поперечного распределения поля внутри провода, $k_c = k_0 \sqrt{\mu_c \varepsilon'_c}$ — волновое число внутри провода, $\varepsilon'_c = \varepsilon_c + i \frac{\sigma}{\omega \varepsilon_0}$ — относительная комплексная диэлектрическая проницаемость внутри провода.

Постоянная распространения h находится из дисперсионного уравнения:

$$\frac{\varepsilon'_c J_1(ip_c a)}{p_c J_0(ip_c a)} = \frac{\varepsilon H_1^{(1)}(ipa)}{p H_0^{(1)}(ipa)} \quad (5)$$

Потенциал провода в некоторой точке z равен:

$$U = \int_a^\infty E_r dr = - \int_a^\infty \frac{h}{p} B H_1^{(1)}(ipr) dr = \frac{ih}{p^2} B H_0^{(1)}(ipa) \quad (6)$$

Ток проводимости в проводе равен:

$$I = 2\pi\sigma \int_0^a E_{cz} r dr = -i \frac{2\pi a \sigma \varepsilon}{\varepsilon'_c p} H_1^{(1)}(ipa) \quad (7)$$

Импеданс однопроводной линии равен:

$$Z = \frac{U}{I} = - \frac{h \varepsilon'_c}{2\pi a \sigma \varepsilon' p} \frac{H_0^{(1)}(ipa)}{H_1^{(1)}(ipa)} \quad (8)$$

Телеграфные уравнения для гармонической волны с частотой ω и постоянной распространения h имеют вид:

$$ihU = (i\omega L - R)I \quad (9)$$

$$ihI = (i\omega C - G)U \quad (10)$$

где параметры погонной индуктивности L , погонной емкости C , погонного сопротивления R и погонной проводимости G являются действительными величинами. Из уравнений (9,10) находим:

$$L = \frac{1}{\omega} \operatorname{Re}\{hZ\} \quad C = \frac{1}{\omega} \operatorname{Re}\left\{\frac{h}{Z}\right\} \quad R = \operatorname{Im}\{hZ\} \quad G = \operatorname{Im}\left\{\frac{h}{Z}\right\} \quad (11)$$

2.1. Приближение тонкого провода и высокой частоты

Рассмотрим тонкий провод, для которого выполняется соотношение $|ap| \ll 1$. Это соотношение означает, что размер поперечного распределения поля много больше радиуса провода. В этом случае функции Ганкеля можно заменить их приближенными выражениями:

$$H_0^{(1)}(ipa) \approx 1 - i \frac{2}{\pi} \ln \frac{2}{\gamma ipa} \approx -i \frac{2}{\pi} \ln \frac{2}{\gamma ipa} \approx -i \frac{2}{\pi} \ln \frac{2}{\gamma |p|a} \quad H_1^{(1)}(ipa) \approx -\frac{2}{\pi pa} \quad (12)$$

Предположим частоту достаточно высокой, чтобы толщина скин-слоя в проводе была много меньше его радиуса:

$$|\operatorname{Im}(p_c)| \cdot a \gg 1 \quad (13)$$

Тогда $\frac{J_1(ip_c a)}{J_0(ip_c a)} \approx i$. Будем также считать, что ток проводимости в проводе много больше тока смещения и выполняются соотношения:

$$\frac{\sigma}{\omega \varepsilon_0} \gg \varepsilon_c \quad \text{и} \quad \frac{\sigma}{\omega \varepsilon_0} \gg \frac{1}{\pi} \ln \frac{2}{\gamma |p|a} \quad (14)$$

При этом $\varepsilon'_c \approx i \frac{\sigma}{\omega \varepsilon_0}$, $k_c \approx \sqrt{\frac{\sigma \omega \mu_c \mu_0}{2}} (i + 1)$. Импеданс линии приближенно равен:

$$Z \approx \frac{h}{2\pi\omega\epsilon\epsilon_0} \left[\ln \frac{2}{\gamma|p|a} - i \cdot \arg(p) \right] \approx \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \ln \frac{2}{\gamma|p|a} \quad (15)$$

где $p = |p|e^{i \cdot \arg(p)}$. Тогда выражения для параметров однопроводной длинной линии будут иметь вид:

$$C \approx \frac{2\pi\epsilon\epsilon_0}{\ln \frac{2}{\gamma|p|a}} \quad (16)$$

$$L \approx \frac{\mu_0}{2\pi} \ln \frac{2}{\gamma|p|a} \quad (17)$$

$$R \approx \frac{\mu_0\mu\omega}{2\pi} \left[\frac{\epsilon}{a} \sqrt{\frac{\mu_c}{2\mu_0\sigma\omega}} - \arg(p) \right] \quad (18)$$

$$G \approx \frac{2\pi\omega\epsilon\epsilon_0 \cdot \arg(p)}{\left(\ln \frac{2}{\gamma|p|a} \right)^2} \quad (19)$$

Дисперсионное уравнение для параметра p принимает вид:

$$p^2 \approx \frac{2\epsilon\omega\epsilon_0 \sqrt{\frac{\omega\mu_c\mu_0}{2\sigma}} (i-1)}{\pi a \left(1 - i^2 \ln \frac{2}{\gamma|p|a} \right)}. \quad (20)$$

Из уравнения (20) следует, что $\arg(p) \approx \frac{\pi}{8}$, а модуль p приблизительно удовлетворяет уравнению:

$$|p| \approx \omega^{\frac{3}{4}} a^{-\frac{1}{2}} \sigma^{-\frac{1}{4}} \sqrt{\frac{\epsilon\epsilon_0 \sqrt{\mu_c\mu_0}}{\ln \frac{2}{\gamma|p|a}}}. \quad (21)$$

Постоянная распространения в этом приближении равна:

$$h \approx k \left[1 + \frac{1}{2a\mu \ln \frac{2}{\gamma|p|a}} \sqrt{\frac{\mu_c}{2\omega\sigma\mu_0}} (i+1) \right] \quad (22)$$

Коэффициент затухания α равен:

$$\alpha = \operatorname{Im}(h) \approx \frac{1}{2a \ln \frac{2}{\gamma|p|a}} \sqrt{\frac{\mu_c\epsilon\epsilon_0\omega}{2\mu\sigma}} \quad \frac{\alpha}{k} \approx \frac{\mu_c}{4\mu \ln \frac{2}{\gamma|p|a}} \frac{\delta}{a} \quad (23)$$

где $\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu_c\mu_0\sigma}}$ — толщина скин-слоя.

Выражения для емкости, индуктивности и импеданса однопроводной линии в приближении тонкого хорошо проводящего провода подобны аналогичным для коаксиальной линии, но в качестве радиуса внешнего проводника выступает величина $\Lambda = \frac{2}{\gamma|p|}$, которая является радиусом, в котором сосредоточено 95—99 % всего потока электромагнитной энергии, передаваемой по однопроводной линии (Рис. 46). Параметры погонного

сопротивления R и погонной проводимости G не имеют простой физической интерпретации. Погонное сопротивление R является отрицательным, поскольку первый член в квадратных скобках в выражении (18) много меньше второго: $\frac{\varepsilon}{a} \sqrt{\frac{\mu_c}{2\mu_0\sigma\omega}} \ll \arg(p)$. Такая ситуация часто имеет место и в общем случае (11). Несмотря на отрицательное сопротивление, усиление волны, которое имело бы место в обычной длинной линии при отрицательном погонном сопротивлении, равном члену в выражении (18), пропорциональному $\arg(p)$, в точности компенсируется затуханием, связанным с погонной проводимостью G . Заметим, что погонная проводимость (19) и часть погонного сопротивления (18), пропорциональная $\arg(p)$, не зависят от удельной проводимости материала провода. В общем случае (11) затухание, найденное по стандартной формуле длинной линии, оказывается точно равным мнимой части постоянной распространения h , как и следовало ожидать. В случае тонкого хорошо проводящего провода за затухание отвечает часть R' погонного сопротивления (18), в которую входит удельная проводимость:

$$R' \approx \frac{\mu_0\mu\omega}{2\pi} \frac{\varepsilon}{a} \sqrt{\frac{\mu_c}{2\mu_0\sigma\omega}} = \frac{\varepsilon\mu}{2\pi a} \sqrt{\frac{\mu_c\mu_0\omega}{2\sigma}} \quad (24)$$

При $\varepsilon = \mu = 1$ сопротивление (24) совпадает с сопротивлением внутреннего проводника коаксиальной линии с таким же радиусом и удельной проводимостью.

Поскольку $|p|a \ll 1$, логарифм под корнем в правой части уравнения (21) меняется незначительно в широком диапазоне изменения величины $|p|$. Поэтому зависимость $|p|$ от частоты, радиуса провода и удельной проводимости материала провода приблизительно описывается соответствующими сомножителями в правой части уравнения (21), а зависимость от этих параметров радиуса, внутри которого сосредоточен основной поток электромагнитной энергии, будет следующей:

$$\Lambda \sim \omega^{-3/4} a^{1/2} \sigma^{1/4} \quad (25)$$

3. Зависимость параметров телеграфных уравнений однопроводной линии от радиуса и удельной проводимости провода и частоты электромагнитной волны

Расчет параметров телеграфных уравнений однопроводной линии был выполнен на основе точных уравнений (8, 11). На рис. 1 приведены зависимости от частоты распределенных параметров телеграфных уравне-

ний для медного провода в воздухе. Погонная индуктивность медленно, по логарифмическому закону, уменьшается с ростом частоты и радиуса провода. На низкой частоте погонная емкость так же медленно, по логарифмическому закону, растет с ростом частоты и радиуса провода. На высоких частотах зависимость погонной емкости от частоты усиливается, приближаясь к линейной. Зависимость погонной емкости от радиуса провода, хотя и увеличивается с ростом частоты, но остается при этом довольно слабой. Погонное сопротивление всегда отрицательное. В широком диапазоне частот его величина практически не зависит от радиуса провода и прямо пропорциональна частоте. Существенное отличие погонного сопротивления от прямо пропорциональной зависимости наблюдается для тонкого провода на низкой частоте, когда толщина скин-слоя становится сравнима с радиусом провода. Зависимость погонной проводимости от частоты не сильно отличается от прямо пропорциональной. Мнимая часть импеданса мала по сравнению с действительной. Действительная часть импеданса, практически равная его модулю, уменьшается с ростом частоты по логарифмическому закону (в соответствии с формулами (15, 21)).

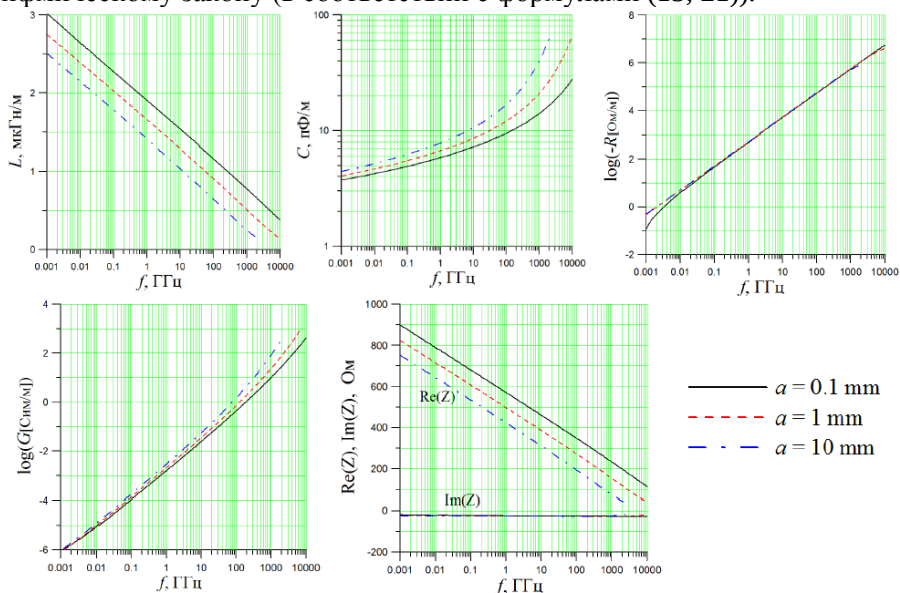


Рис. 1. Погонная индуктивность L , емкость C , сопротивление R (на графике приведена величина $(-R)$), проводимость G и импеданс Z однопроводной линии из медного ($\sigma = 5.7 \cdot 10^7$ Сим·м) провода радиусом 0,1 мм, 1 мм и 10 мм.

Fig. 1. Linear inductance L , capacitance C , resistance R (the graph shows the value $(-R)$), conductivity G and impedance Z of a single-wire line made of copper ($\sigma = 5.7 \cdot 10^7$ S·m) wire with a radius of 0.1 mm, 1 mm and 10 mm

На рис. 2 показана зависимость коэффициента затухания (мнимой части постоянной распространения) от частоты для трех радиусов провода — 0,1 мм, 1 мм и 10 мм. На низких частотах коэффициент затухания обратно пропорционален радиусу провода, на высоких частотах эта зависимость становится слабее. Коэффициент затухания в однопроводной линии радиусом 0,1 мм на полтора порядка ниже, чем в коаксиальном кабеле РК-1-21 с внутренним проводником того же радиуса.

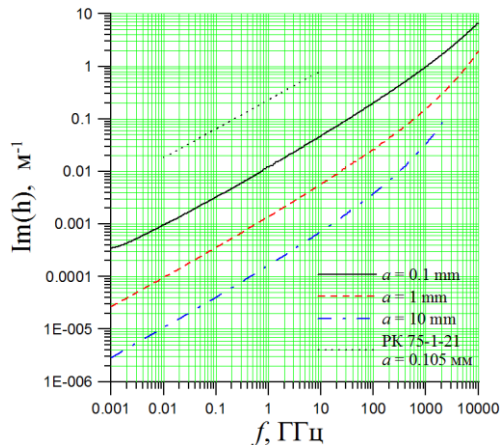


Рис. 2. Зависимость коэффициента затухания однопроводной линии от частоты для трех радиусов медного ($\sigma = 5.7 \cdot 10^7$ Сим·м) провода: 0,1 мм, 1 мм и 10 мм. Пунктирной линией показан коэффициент ослабления в коаксиальном кабеле РК-1-21, радиус центрального посеребренного проводника 0.105 мм (паспортные данные).

Fig. 2. Dependence of the attenuation coefficient of a single-wire line on frequency for three radii of copper ($\sigma = 5.7 \cdot 10^7$ S·m) wire: 0.1 mm, 1 mm and 10 mm. The dotted line shows the attenuation coefficient in the RK-1-21 coaxial cable, the radius of the central silver-plated conductor is 0.105 mm (datasheet)

Фазовая и групповая скорости волн в однопроводной линии зависят от частоты даже в отсутствие частотной дисперсии у окружающей проводной среды. Однако для медного провода эта зависимость слабая, поскольку обе скорости мало отличаются от скорости света в вакууме. На рис. 3а приведены зависимости относительного отклонения фазовой и групповой скоростей от скорости света в вакууме для медного провода в воздухе. Степень частотной дисперсии можно характеризовать длиной распространения сигнала в линии, на которой происходит существенное искажение фазового спектра сигнала. На рис. 3б показана длина L_d , на которой волны с частотами ниже (f_1) и выше (f_2) центральной частоты (f) на 5 % ($f_2 - f_1 = 0.1f$) расходятся на 0,1 длины волны на центральной частоте в зависимости от частоты f для медного провода.

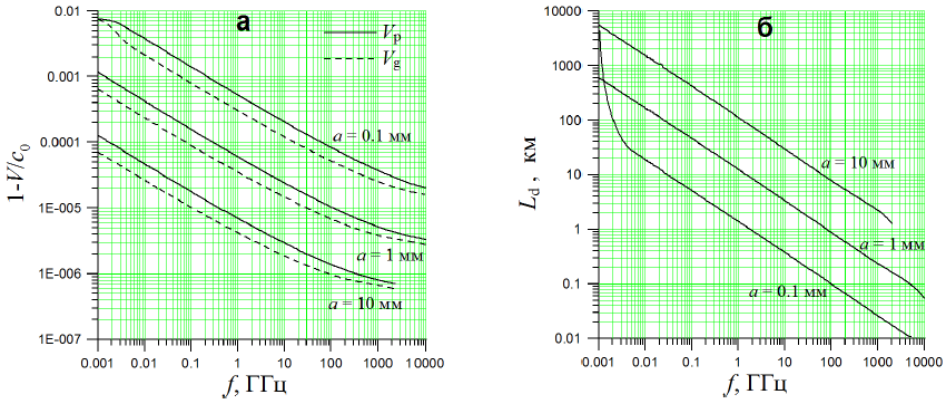


Рис. 3. Медный провод в воздухе. Радиус провода $a = 0,1$ мм, 1 мм и 10 мм.
 а) Относительное отличие фазовой (V_p , сплошные линии) и групповой (V_g , пунктирные линии) скоростей от скорости света в вакууме в зависимости от частоты;
 б) Длина L_d в зависимости от частоты.

Fig. 3. Copper wire in the air. Wire radius $a = 0.1$ mm, 1 mm and 10 mm. a) The relative difference between the phase (V_p , solid lines) and group (V_g , dotted lines) velocities from the speed of light in vacuum depending on frequency; б) Length L_d depending on frequency

Заметим, что фазовая скорость гармонической волны в однопроводной линии всегда меньше скорости волн этой частоты в среде, окружающей линию, поэтому в линии отсутствуют потери на излучение.

На рис. 4а показана зависимость величины $S(r)r^2/S(a)a^2$ ($r \geq a$), где $S(r)$ — плотность потока энергии снаружи провода, от отношения радиальной координаты к размеру $\Lambda = \frac{2}{\gamma|p|}$. Эта зависимость является уни-

версальной для всех частот и радиусов провода, которые удовлетворяют условию $a \ll \Lambda$. При $r \ll \Lambda$ амплитуды поперечных электрического и магнитного полей обратно пропорциональны радиусу, а плотность потока энергии обратно пропорциональна квадрату радиуса. На расстоянии $r \sim \Lambda$ амплитуды полей и плотность потока энергии уменьшаются уже экспоненциально. За пределами радиуса $r \sim \Lambda$ протекает лишь малая часть всего потока энергии (рис. 4б).

С ростом частоты поперечный размер Λ потока электромагнитной энергии уменьшается (рис. 5а), а его отношение к длине волны растет, достигая максимума при некоторой, достаточно высокой частоте (рис. 5б).

На рис. 6а показана зависимость коэффициента затухания от радиуса провода, а на рис. 6б — зависимость коэффициента затухания, отнесенного к вакуумному волновому числу, от отношения радиуса провода к толщине скин-слоя. Последняя зависимость практически одинакова для

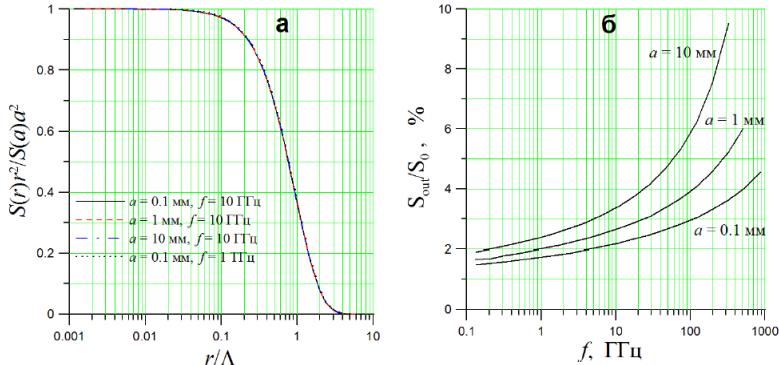


Рис. 4. Медный провод в воздухе. а) Поперечное распределение потока электромагнитной энергии S ; б) Зависимость доли потока электромагнитной энергии за пределами радиуса, равного $\Lambda = \frac{2}{\gamma|p|}$, от частоты.

Fig. 4. Copper wire in the air. а) Transverse distribution of electromagnetic energy flow S ; б) Dependence of the fraction of electromagnetic energy flow outside the radius equal to $\Lambda = \frac{2}{\gamma|p|}$ on frequency

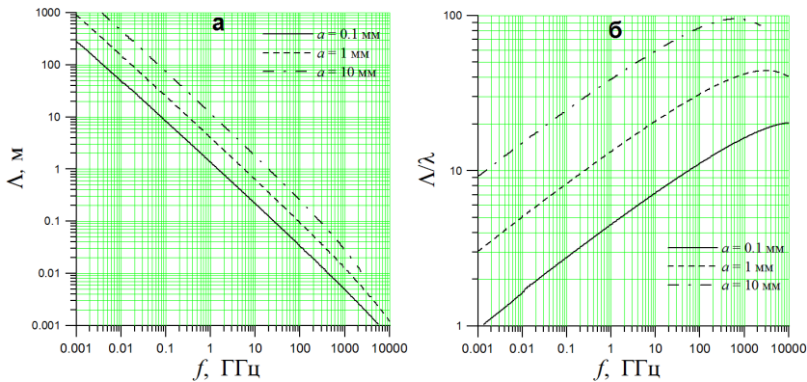


Рис. 5. Поперечный размер $\Lambda = \frac{2}{\gamma|p|}$ (а) и его отношение к длине волны λ (б) в зависимости от частоты.

Fig. 5. Transverse size $\Lambda = \frac{2}{\gamma|p|}$ (а) and its relation to the wavelength λ (б) depending on frequency

разных частот. При больших значениях a/δ все эти зависимости являются степенными, близкими к обратно пропорциональной, что соответствует приближению $a/\delta \rightarrow \infty$ (см. формулу (23)). При уменьшении радиуса провода это приближение нарушается. Из рис. 6б видно, что отклонение зависимости $\alpha(a)$ от степенной при уменьшении радиуса провода начинается при одном и том же для разных частот значении $a/\delta \approx 2$.

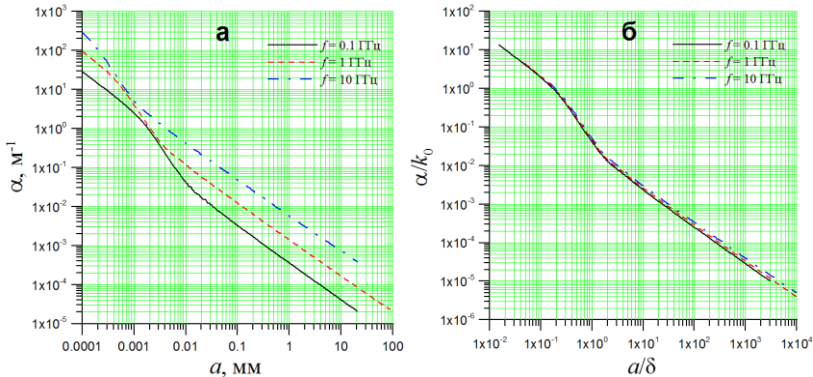


Рис. 6. Зависимость коэффициента затухания α от радиуса провода (а) и от отношения радиуса провода к толщине скин-слоя (б).

Fig. 6. Dependence of the attenuation coefficient α on the radius of the wire (а) and on the ratio of the radius of the wire to the thickness of the skin layer (б)

На рис. 7 показана зависимость относительной разности между скоростью электромагнитных волн в воздухе c (в данном случае $c = c_0$) и скоростью волны в медном проводе в воздухе от отношения радиуса провода к толщине скин-слоя δ . Из рис. 7 видно, что для разных частот эти зависимости получаются близкими. Опять же при большом a/δ эти зависимости близки к обратно пропорциональным, что соответствует приближению $a/\delta \rightarrow \infty$, а при уменьшении радиуса провода эта закономерность нарушается и начинается это при том же значении $a/\delta \approx 2$, как и в случае с зависимостью $\alpha(a/\delta)$. Заметим, что при $a \ll \delta$ волны становятся сильно замедленными. На рис. 7 можно проследить и зависимость относительного замедления волны в однопроводной линии от удельной проводимости провода, поскольку толщина скин-слоя обратно пропорциональна корню квадратному из удельной проводимости. Поэтому уменьшение удельной проводимости эквивалентно на рис. 7 уменьшению радиуса провода. При уменьшении удельной проводимости фазовая скорость волны уменьшается, особенно быстро это происходит после того, как толщина скин-слоя достигнет величины диаметра провода.

На рис. 8 представлены зависимости коэффициента затухания, отнесенного к вакуумному волновому числу, от удельной проводимости материала провода, деленной на величину $\sigma^* = \frac{2}{a^2 \omega \mu_c \mu_0}$, при которой толщина скин-слоя равна половине радиуса провода, $\delta(\sigma^*) = a/2$, для проводов разного диаметра на разных частотах. На рис. 8 видно, что для всех радиусов провода и всех частот изменение характера зависимости $\alpha(\sigma)$ происходит при $\sigma \approx \sigma^*$. В области значений $\sigma < \sigma^*$ коэффициент затухания быстро возрастает с уменьшением удельной проводимости.

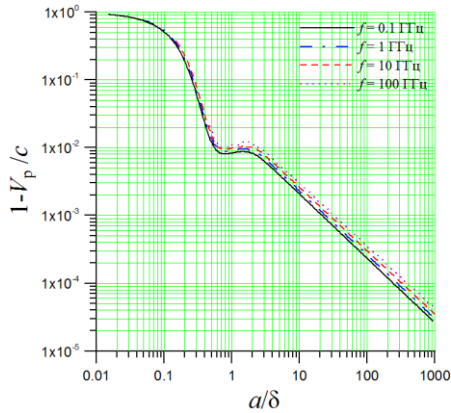


Рис. 7. Относительная разность между скоростью электромагнитных волн в воздухе c и фазовой скоростью волны в однопроводной линии V_p в зависимости от отношения радиуса провода a к толщине скин-слоя δ . Медный провод в воздухе.

Fig. 7. The relative difference between the speed of electromagnetic waves in air c and the phase speed of the wave in a single-wire line V_p depending on the ratio of the wire radius a to the skin layer thickness δ . Copper wire in the air

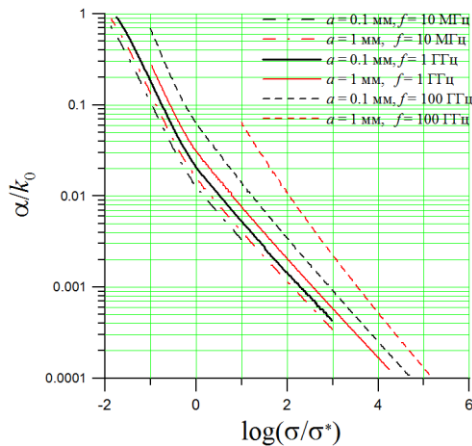


Рис. 8. Зависимость коэффициента затухания от удельной проводимости материала провода.

Fig. 8. Dependence of the attenuation coefficient on the conductivity of the wire material

Зависимости параметров телеграфных уравнений от удельной проводимости провода для проводов разных радиусов на разных частотах приведены на рис. 9. Зависимость $R/f(\sigma/\sigma^*)$ является универсальной для всех значений радиуса провода и частоты, а зависимости $\Lambda f(\sigma/\sigma^*)$ и $\text{Im}Z(\sigma)$ близки к универсальным, особенно для невысоких частот. Погонные индуктивность и емкость меняются с изменением σ сравнительно

плавно и не сильно. Погонное сопротивление в области $\sigma < \sigma^*$ резко возрастает с уменьшением σ , меняя при этом знак с отрицательного, характерного для проводов с высокой удельной проводимостью, на положительный. Мнимая часть импеданса много меньше действительной при $\sigma \geq 0.1\sigma^*$, а при стремлении σ к нулю мнимая и действительная части импеданса становятся равными и стремятся к бесконечности. Зависимость действительной части импеданса от удельной проводимости имеет минимум. Например, для провода радиусом 0,1 мм на частоте 1 ГГц минимальное значение реальной части импеданса (близкое к значению модуля импеданса) равно 400 Ом. Размер Λ области, в которой сосредоточен основной поток энергии, уменьшается с уменьшением удельной проводимости, особенно быстро это происходит в области $\sigma < \sigma^*$. На рис. 10 приведена зависимость отношения Λ к длине волны λ от σ/σ^* . Видно, что $\Lambda \sim \lambda$ при $\sigma \sim \sigma^*$, а при дальнейшем уменьшении σ размер Λ становится много меньше длины волны. При высокой удельной проводимости провода и не слишком высокой частоте размер Λ много больше радиуса провода, поэтому Λ совпадает с радиусом внешней границы области, в которой сосредоточен поток электромагнитной энергии (см. рис. 4а). В случае низкой проводимости и достаточно высокой частоты Λ может быть порядка и меньше радиуса провода. В этом случае Λ равна толщине цилиндрического

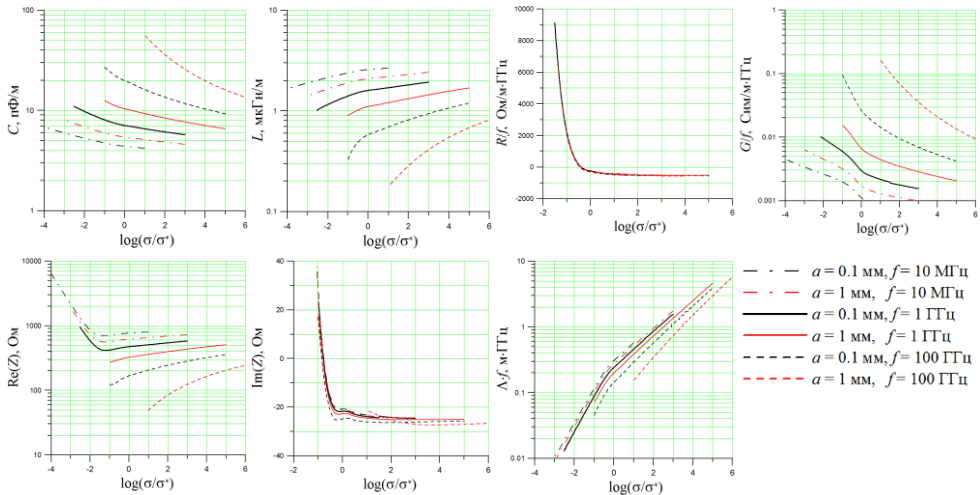


Рис. 9. Параметры телеграфных уравнений однопроводной линии L, C, R, G , реальная и мнимая часть импеданса линии Z и поперечный размер потока электромагнитной энергии Λ в зависимости от удельной проводимости σ .

Fig. 9. Parameters of the telegrapher's equations of a single-wire line L, C, R, G , the real and imaginary part of the line impedance Z and the transverse size of the electromagnetic energy flow Λ depending on the specific conductivity σ

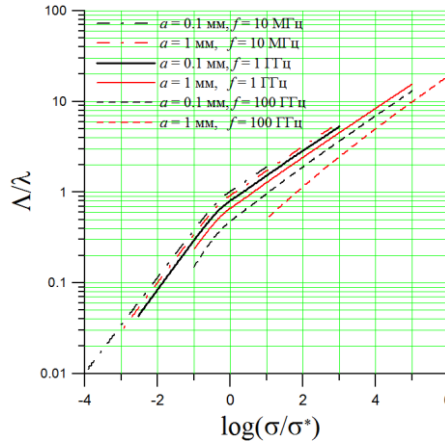


Рис. 10. Зависимость размера Λ , отнесенного к длине волны λ , от удельной проводимости.

Fig. 10. Dependence of the size Λ per wavelength λ , on conductivity

слоя вокруг провода, в котором сосредоточен поток энергии. Распределение плотности потока энергии в проводе с низкой проводимостью ($\sigma = 250$ Сим/м) показано на рис. 11.

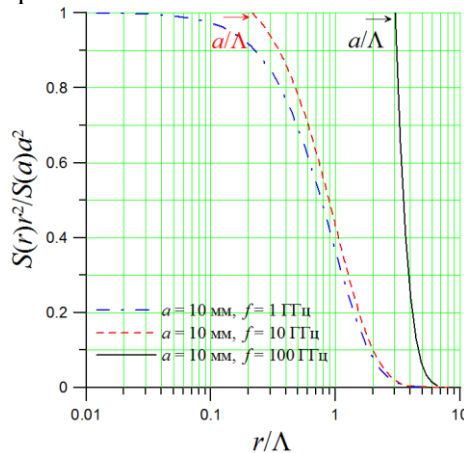


Рис. 11. Поперечное распределение потока электромагнитной энергии в проводе с удельной проводимостью 250 Сим/м.

Fig. 11. Transverse distribution of electromagnetic energy flow in a wire with a specific conductivity of 250 S/m

4. Обсуждение

Результаты данного исследования, как и предыдущих [2, 4], показывают, что в однопроводной неизолированной («голой») линии, представ-

ляющей собой круглый цилиндрический канал с высокой удельной проводимостью (например, металлический провод) может быть достигнут рекордно низкий коэффициент затухания волн СВЧ диапазона — существенно ниже, чем у коаксиальных и волноводных линий передачи. Особенностью однопроводной линии, не позволившей ей найти широкое применение в практике, является значительный размер области вокруг линии, занимаемой полем. Данное исследование показало, что локализацию поля вблизи провода можно усилить, уменьшив удельную проводимость среды канала линии. Однако это приводит к росту коэффициента затухания, что лишает этот эффект прикладной ценности. В то же время эффект локализации поля расширяет область применимости модели однопроводной линии по сравнению с коаксиальными моделями для описания нелинейных волн в каналах с низкой удельной проводимостью (например, ионизационные волны в плазменных каналах длинных искровых разрядов и молнии). Ведь до радиуса, равного $(a + \Lambda)$, структура поля в однопроводной линии близка ТЕМ-волне и внутри этого радиуса сосредоточен поток энергии (рис. 11). Поэтому, если внутри этого радиуса находится обратный проводник, эквивалентный внешнему проводнику коаксиальной линии, то поле волны, возбуждаемой в такой линии, будет близким к полю ТЕМ-волны и адекватным описанием такой линии будет модель коаксиальной линии. Если же обратный проводник находится на расстоянии, большем чем $(a + \Lambda)$, то более точным приближением этой длинной линии будет модель однопроводной линии.

В некоторых случаях при исследовании объектов, поддающихся описанию моделью длинной линии, возможно экспериментальное определение импеданса этой линии [16]. В этом случае зависимость импеданса однопроводной линии от частоты и параметров проводника линии (формулы (8, 15), рисунки 1 и 9) можно использовать для определения радиуса и (или) удельной проводимости проводника.

5. Заключение

В работе получены телеграфные уравнения для однопроводной неизолированной линии передачи.

Получены аналитические выражения параметров однопроводной длинной линии в обычных функциях в частном случае тонкого (радиус провода много меньше характерного размера поперечного распределения поля) и хорошо проводящего (толщина скин-слоя много меньше радиуса проводника) проводника.

Исследованы зависимости параметров однопроводной длинной линии, в том числе параметров телеграфных уравнений, от частоты, радиуса

и удельной проводимости проводника в широком диапазоне изменения последних.

Обнаружен эффект усиления локализации поля вблизи проводника при уменьшении удельной проводимости проводника, указывающий на необходимость использования модели однопроводной длинной линии вместо коаксиальной для исследования электромагнитных волн в каналах с невысокой удельной проводимостью.

Благодарности

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского Научного Фонда, грант № 23-17-00264.

Список литературы

1. Вайнштейн Л. А. Электромагнитные волны. М. : Радио и связь, 1988. 440 с.
2. Sommerfeld A. Ueber die Fortpflanzung electrodynamischer Wellen langs eines Drahtes // Ann. der Physik und Chem. 1899. Vol. 303, no. 2. P. 233–290.
3. Hondros D. Über elektromagnetische drahtwellen // Annalen der Physik. 1909. Vol. 335, no. 15. P. 905–950.
4. Goubau G. Surface Waves and Their Application to Transmission Lines // J. Appl. Phys. 1950. Vol. 21. P. 1119–1128.
5. King M. J., Viltse J. C. Surface-Wave Propagation on Coated or Uncoated Metal Wires at Millimeter Wavelengths // IRE Trans. Antennas Propag. 1962. Vol. 10, no. 3. P. 246–254.
6. Elmore G. E. Method and apparatus for launching a surface wave onto a single conductor transmission line using a sloshed flared cone. US Patent 7,009,471, 2006.
7. Антонов А. С., Башмаков В. Г., Султан-Заде Т. Т., Шкляев А. А., Способ и устройство возбуждения и приема поверхностной электромагнитной волны в проводящей линии. Пат. RU2619038C1. 2016.
8. Wang K., Barkan A., Mittleman D. M. Propagation effects in apertureless near-field optical antennas // Appl. Phys. Lett. 2004. Vol. 84, no. 2. P. 305–307.
9. Wang K., Mittleman D. M. Metal wires for terahertz wave guiding // Nature. 2004. Vol. 432. P. 376–379.
10. Jeon T.-I., Zhang J., Grischkowsky D. THz Sommerfeld wave propagation on a single metal wire // Appl. Phys. Lett. 2005. Vol. 86. Art. 161904.
11. Wang K., Mittleman D. M. Guided propagation of terahertz pulses on metal wires // J. Opt. Soc. Am. B. 2005. Vol. 22, no. 9. P. 2001–2008.
12. Akalin T., Treizebré A., Bocquet B. Single-Wire Transmission Lines at Terahertz Frequencies // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2006. Vol. 54, no. 6. P. 2762–2767.
13. Schaich T., Molnar D., Rawi A. A., Payne M. Surface wave transmission line theory for single and many wire systems // J. Appl. Phys. 2021. Vol. 130, iss. 19. Art. 194902.
14. Зоммерфельд А. Электродинамика, М. : Изд-во иностр. л-ры, 1958. 501 с.
15. Стрэттон Дж. А. Теория электромагнетизма, Москва — Ленинград : ОГИЗ, 1948. 539 с.
16. Горин Б. Н. Математическое моделирование главной стадии молнии // Электричество. 1985. № 4, С. 10—15.

Информация об авторах

Богатов Николай Анатольевич, научный сотрудник Отделения геофизических исследований Института прикладной физики им. А. В. Гапонова-Грехова РАН, Нижний Новгород, Российская Федерация.

Янин Дмитрий Валентинович, кандидат физико-математических наук, старший научный сотрудник Отделения геофизических исследований Института прикладной физики им. А. В. Гапонова-Грехова РАН, Нижний Новгород, Российская Федерация.

The Telegrapher's Equations of a Single Wire Transmission Line

N. A. Bogatov and D. V. Yanin

*Institute of Applied Physics n. a. A. V. Gaponov-Grekhov RAS
Ulyanova st., 46, box 120, Nizhny Novgorod, 603950, Russian Federation
bogatov@appl.sci-nnov.ru*

Received: May 18, 2024

Peer-reviewed: May 24, 2024

Accepted: May 24, 2024

Abstract: *Telegrapher's equations for surface waves in a single-wire non-insulated ("bare") transmission line are derived. Analytical expressions in ordinary functions are obtained for the distributed parameters of the telegraph equations in the approximation of a thin, well-conducting (metal) round straight wire. The dependences of the parameters of a single-wire transmission line and the distributed parameters of its telegraph equations on the frequency of the electromagnetic wave and the radius and conductivity of the round conductor of the line in a wide range of changes in these parameters have been studied. The effect of increasing localization (pressing to the surface of the conductor) of the electromagnetic field of the wave in the line with a decrease in the conductivity of the conductor material was discovered.*

Keywords: *single-wire line, surface waves, telegrapher's equations.*

For citation (IEEE): N. A. Bogatov and D. V. Yanin, "The Telegrapher's Equations of a Single Wire Transmission Line," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 7, no. 3, pp. 373–391, 2024, doi: 10.xxxx/2587-9936.2024.07.3.24. (In Russ.).

References

- [1] L. A. Vainshtein, *Electromagnetic waves*, Moscow : Radio i svyaz, 1988. (In Russ.).
- [2] A. Sommerfeld, "Ueber die Fortpflanzung electrodynamischer Wellen langs eines Drahtes," *Ann. der Physik und Chem.*, vol. 303, iss. 2, pp. 233–290. 1899, doi: 10.1002/andp.18993030202.
- [3] D. Hondros, "Über elektromagnetische Drahtwellen," *Annalen der Physik*, vol. 30, no. 15, pp. 905–950, 1909.
- [4] G. Goubau, "Surface Waves and Their Application to Transmission Lines," *J. Appl. Phys.*, vol. 21, pp. 1119–1128, 1950, doi: 10.1063/1.1699553.
- [5] M. J. King and J. C. Viltse, "Surface-Wave Propagation on Coated or Uncoated Metal Wires at Millimeter Wavelengths," *IRE Trans. Antennas Propag.*, vol. 10, no. 3, pp. 246–254, 1962, doi: 10.1109/TAP.1962.1137859.
- [6] G. E. Elmore, "Method and apparatus for launching a surface wave onto a single conductor transmission line using a sloshed flared cone," US Patent 7,009,471, 2006.

- [7] A. S. Antonov, V. G. Bashmakov, T. T. Sultan-Zade, and A. A. Shklyayev, "Method and device for excitation and reception of a surface electromagnetic wave in a conducting line," Pat. RU2619038C1, 2016. (In Russ.).
- [8] K. Wang, A. Barkan, and D. M. Mittleman, "Propagation effects in apertureless near-field optical antennas," *Appl. Phys. Lett.*, vol. 84, no. 2, pp. 305–307, 2004, doi: 10.1063/1.1640473.
- [9] K. Wang and D. M. Mittleman, "Metal wires for terahertz wave guiding," *Nature*, vol. 432, pp. 376–379, 2004, doi: 10.1038/nature03040.
- [10] T.-I. Jeon, J. Zhang, and D. Grischkowsky, "THz Sommerfeld wave propagation on a single metal wire," *Appl. Phys. Lett.*, vol. 86, art. 161904, 2005, doi: 10.1063/1.1904718.
- [11] K. Wang and D. M. Mittleman, "Guided propagation of terahertz pulses on metal wires," *J. Opt. Soc. Am. B*, 22(9), vol. 22, no. 9, pp. 2001–2008, 2005, doi: 10.1364/JOSAB.22.002001.
- [12] T. Akalin, A. Treizebré, and B. Bocquet, "Single-Wire Transmission Lines at Terahertz Frequencies," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 6, pp. 2762–2767, 2006, doi: 10.1109/TMTT.2006.874890.
- [13] T. Schaich, D. Molnar, A. A. Rawi, and M. Payne, "Surface wave transmission line theory for single and many wire systems," *J. Appl. Phys.*, vol. 130, iss. 19, Art. 194902, 2021, doi: 10.1063/5.0059393.
- [14] A. Sommerfeld, *Electrodynamics*, New York : Academic Press, 1952.
- [15] J. A. Stratton, *Electromagnetic Theory*, McGraw Hill Book Co., 1941.
- [16] B. N. Gorin, "Mathematical modeling of the main stage of lightning," *Electrichestvo*, no. 4, pp. 10–15, 1985. (In Russ.).

Information about the authors

Nikolay A. Bogatov, researcher at the Geophysical Research Department of the Institute of Applied Physics n. a. A. V. Gaponov-Grekhov RAS, Nizhny Novgorod, Russian Federation.

Dmitry V. Yanin, Candidate of Physical and Mathematical Sciences, Senior Researcher of the Geophysical Research Department of the Institute of Applied Physics n. a. A. V. Gaponov-Grekhov RAS, Nizhny Novgorod, Russian Federation.

Оптоакустическая система измерения дальности под водой

Широков И. Б., Косарев Н. А., Широкова Е. И.

*Севастопольский государственный университет,
Институт радиоэлектроники и интеллектуальных технических систем
ул. Университетская, 33, г. Севастополь, 299053, Российская Федерация
shirokov@ieee.org, kosarev@ieee.org, shirokova@ieee.org*

Получено: 20 мая 2024 г.

Отрецензировано: 24 мая 2024 г.

Принято к публикации: 24 мая 2024 г.

Аннотация: *Предлагается к разработке и исследованию бимодальная система измерения дальности в подводных условиях, использующая одновременно два канала передачи информации: акустический и оптический. Анализируемая система обеспечивает повышенную точность и надежность в задачах автоматического причаливания автономных необитаемых подводных аппаратов (АНПА) к донному или мобильному терминалу или причалу в морских и пресноводных условиях. Существующие системы измерения дальности, использующие только один метод передачи данных (акустический или оптический), не позволяют добиться высоких показателей точности и, как следствие, автоматизации всего процесса. Благодаря одновременному использованию оптического и акустического модулей исследуемая система позволяет повысить точность в отличие от существующих аналогов, достигая значений в единицы сантиметров на финальных стадиях причаливания. Рассмотренная система также предусматривает снижение габаритов ее модулей и упрощение программно-аппаратной реализации, что делает ее легко эксплуатируемой и внедряемой.*

Ключевые слова: *беспроводная связь, оптическая связь, акустическая связь, измерение расстояния, АНПА, автоматическое причаливание.*

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Широков И. Б., Косарев Н. А., Широкова Е. И. Оптоакустическая система измерения дальности под водой // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2024. Т. 7, № 3. С. 392—403.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Широков, И. Б. Оптоакустическая система измерения дальности под водой / И. Б. Широков, Н. А. Косарев, Е. И. Широкова // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. — 2024. — Т. 7, № 3. — С. 392—403.

1. Введение

Задача определения расстояния под водой является объектом изучения многих научных направлений, без успешного решения которой становится проблематичным использование автономных необитаемых подводных аппаратов (АНПА), выполняющего ту или иную задачу. К кругу задач, решаемых АНПА, можно отнести: обследование гидротехнических сооружений и поверхности дна, подводную археологию, разведение аквакультур, доставку грузов, охрану водных районов [1—4]. Особенно важно определять дальность АНПА при организации его причаливания в автоматическом режиме.

Для определения дальности под водой можно использовать три наиболее эффективных метода передачи информационных сигналов: акустический, оптический и с использованием переменного магнитного поля. В то же время, использование любого из вышеперечисленных методов передачи информационных сигналов поодиночке дает ошибки определения основного параметра — дальности на уровне 0,5—2 м [5—11]. Совершенно очевидным представляется тот факт, что организовать в этом случае автоматическое причаливание без дополнительных средств не представляется возможным. Одним из таких средств является использование так называемой «воронки» [12, 13]. Недостатки такого подхода очевидны. Решение других задач с указанной выше точностью позиционирования АНПА также представляется весьма проблематичным. Ни один из отмеченных выше подходов не способен обеспечить требуемой точности в измерениях дальности. Следовательно, высокоточное автоматическое причаливание АНПА без специальных устройств также становится невозможным.

Для решения поставленной задачи автоматизации причаливания АНПА представляет интерес реализация точности позиционирования, исчисляемая единицами сантиметров или даже миллиметров. При такой точности измерения дальности АНПА может подойти к причальному устройству с любого направления и осуществить автоматического причаливание без «воронок», захватов и других приспособлений.

С целью взаимного дополнения и компенсации ограничений каждого подхода к измерению дальности по отдельности ранее было предложено одновременное использование двух принципиально различных типов волновых процессов для решения задач определения дальности под водой [14]. К таким процессам относятся излучение и прием акустических волн, а также излучение и прием переменного магнитного поля. Причем эти два процесса происходят одновременно, что позволяет построить фазовую радиотехническую систему измерения дальности, в которой магнитный

канал используется для передачи опорного сигнала, а акустический канал используется для передачи информационного сигнала, по изменению фазы которого и осуществляется измерение дальности [14]. В то же время, использование магнитного канала связи предопределяет определенные требования по высокой энергетике линии связи. Кроме того, излучение и прием переменного магнитного поля предполагает использование рамочных магнитных антенн, что не лучшим образом сказывается на массогабаритных показателях системы.

В работе предлагается заменить магнитный канал передачи опорного сигнала оптическим. Масса и габариты такой системы передачи опорного сигнала будут существенно ниже, ниже будет также энергетика канала связи передачи опорного сигнала.

2. Оптоакустические подходы к измерению дальности

Оптоакустические подходы к измерению расстояний под водой предполагают использование причального терминала (ПТ) (условно первый конец измерительной трассы) и, собственно, АНПА (условно второй конец измерительной трассы). Отличаются подходы местом излучения и местом приема акустических информационных колебаний. Опорный сигнал всегда передается с помощью оптической системы с ПТ и принимается на борту АНПА. Далее осуществляется измерение разности фаз полученных на выходах преобразователей электрических сигналов, и по этим измерениям определяется расстояние между собственно акустическими преобразователями ПТ и АНПА.

2.1. Измерение дальности на борту АНПА

Структурная схема первого подхода измерения дальности под водой с получением данных на борту АНПА показана на рис. 1.

С помощью генератора непрерывных низкочастотных электрических колебаний первоначально генерируют непрерывные колебания с известной частотой f_1 , начальной фазой φ_{01} и амплитудой U_0

$$u_1(t) = U_0 \sin(2\pi f_1 t + \varphi_{01}). \quad (1)$$

Частота этих колебаний выбирается невысокой (ее значение лежит в звуковом или ультразвуковом диапазоне волн). Эти колебания подаются на вход модулятора передатчика оптического излучения и одновременно на вход передающего акустического преобразователя ПТ. Тип модуляции не является принципиальным, он может быть любой. Применяется модуля-

ция для того, чтобы осуществить передачу модулирующего сигнала с помощью оптического излучения под водой на некоторое расстояние. Само собой разумеется, что наиболее просто осуществить амплитудную модуляцию оптического излучения, которая достигается простым изменением тока через источник оптического излучения. Использовать другие виды модуляции представляется нецелесообразным в силу того, что они сложны в реализации, и, как следствие, дороги.

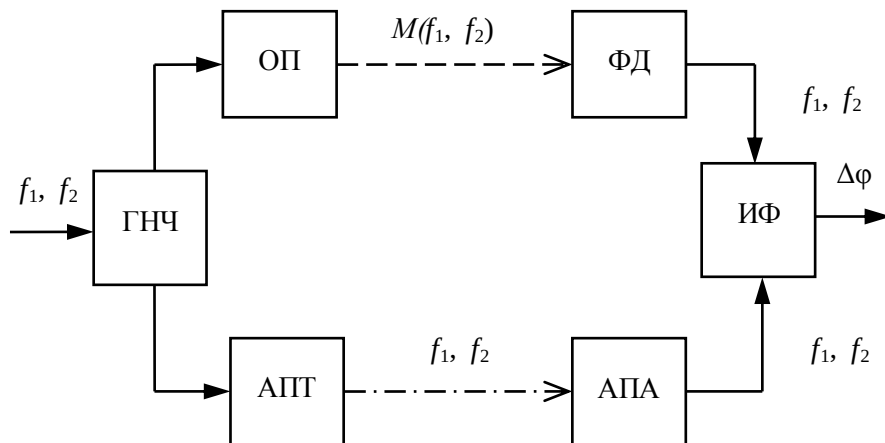


Рис. 1. Структурная схема измерения дальности под водой для получения результата на АНПА: ГНЧ — генератор низкочастотных электрических колебаний; ОП — оптический передатчик; АПТ — передающий акустический преобразователь причального терминала; ФД — приемник оптического излучения (фотодетектор); АПА — приемный акустический преобразователь АНПА; ИФ — измеритель разности фаз.

Fig. 1. The structure scheme of the underwater range measurement system for results at the AUV: ГНЧ — low-frequency oscillator; ОП — optical transmitter; АПТ — transmitting acoustic transducer of docking terminal; ФД — optical receiver; АПА — receiving acoustic transducer of AUV; ИФ — phase difference meter

С помощью передатчика оптического излучения, в качестве которого наиболее целесообразно использовать светодиод соответствующей мощности (или линейку светодиодов), излучают в направлении другого конца измерительной трассы модулированное оптическое излучение. Использование в качестве источника излучения ламп накаливания представляется невозможным в силу их низкой световой отдачи и известной инерциальности формирования светового потока (модулирующий сигнал будет подавлен).

Известно, что под водой лучше распространяются оптическое излучение длиной волны 400—500 нм (зеленый, синий и ультрафиолетовый свет), чем 600—800 нм (красный и инфракрасный свет). Это оптическое излучение модулировано по амплитуде электрическим сигналом, описы-

ваемым формулой (1). Модулированное оптическое излучение, распространяясь со скоростью света в воде на расстояние D , претерпевает определенное затухание. Кроме того, оптические колебания получают определенный набег фазы. Однако при приеме оптического излучения указанный набег фазы оптических колебаний не имеет значения, он подавляется в детекторе оптического излучения, в качестве которого целесообразно использовать фотодиод соответствующего спектрального диапазона.

Таким образом, на выходе приемника оптического излучения получают электрические колебания с той же формой и частотой, что и колебания, описываемые выражением (1). Амплитуда этих колебаний в контексте проводимых измерений не имеет значения.

Однако указанные электрические колебания имеют определенный сдвиг фаз относительно колебаний, описываемых выражением (1). Этот сдвиг фаз можно интерпретировать распространением гипотетической электромагнитной волны с частотой f_1 при распространении ее на расстояние D от одного конца измерительной трассы до другого. Набег фазы будет определяться выражением $\varphi_{11} = 2\pi f_1 D / c_l$, где c_l — скорость света. При низких частотах f_1 звукового или ультразвукового длин волн и при малых дальностях D , составляющих до сотни метров, длина волны гипотетического электромагнитного излучения оказывается много больше измеряемой дальности D . Другими словами, первично генерируемые непрерывные низкочастотные электрические колебания на первом конце измерительной трассы и электрические колебания на выходе приемника оптического излучения (на другом конце измерительной трассы) являются синфазными.

Надо понимать, что место установки передатчика и приемника оптического излучения не принципиально. Непрерывные электрические колебания на входе модуляции передатчика и на выходе приемника оптического излучения всегда будут синфазными при любой их взаимной ориентации. В описываемом случае оптический канал связи является опорным. Через него передают опорные колебания для фазовых измерений.

С другой стороны, акустический канал связи является информационным. С помощью передающего акустического преобразователя ПТ излучают в направлении другого конца измерительной трассы (АНПА) акустическую волну. Акустическая волна с частотой f_1 при распространении на расстояние D от передающего акустического преобразователя ПТ до приемного акустического преобразователя АНПА также получает свой набег фазы $\varphi_{21} = 2\pi f_1 D / c_a$, где c_a — скорость звука в среде распространения. Значением этого набег фазы пренебречь нельзя, поскольку его ве-

личина может достигать нескольких тысяч фазовых циклов величиной 2π каждый. Таким образом, на выходе приемного акустического преобразователя АНПА формируется непрерывные колебания

$$u_2(t) = U_0 A_1 \sin(2\pi f_1 + \varphi_{01} + 2\pi f_1 D/c_a). \quad (2)$$

Непрерывные колебания с выхода приемника оптического излучения, описываемые выражением (1), и с выхода приемного акустического преобразователя АНПА, описываемые выражением (2), подают на входы измерителя разности фаз непрерывных электрических колебаний, на выходе которого получают сигнал, пропорциональный разности фаз сигналов (1) и (2).

Надо понимать, что измеритель разности фаз непрерывных электрических колебаний способен адекватно отобразить измеряемую разность фаз, если величина этой разности фаз лежит в пределах от 0 до 2π . Другими словами, измеритель разности фаз формирует сигнал, пропорциональный некоторой величине $\Delta\varphi_{m1}$, которая связана с реальным набегом фазы φ_{21} соотношением

$$\Delta\varphi_{m1} = \varphi_{21} - n \cdot 2\pi = 2\pi f_1 D/c_a - n \cdot 2\pi,$$

где n — некоторое целое число, которое может достигать нескольких тысяч и более.

Для решения этой проблемы указанное измеренное значение $\Delta\varphi_{m1}$ фиксируют, после чего изменяют значение частоты непрерывных низкочастотных электрических колебаний до некоторой другой известной величины f_2 и повторяют всю процедуру излучения и приема оптических излучений и акустических волн и вновь измеряют разность фаз $\Delta\varphi_{m2}$ непрерывных колебаний на выходе приемника оптических излучений и выходе приемного акустического преобразователя, которую вновь фиксируют. После чего определяют разность фаз $\Delta\varphi = \Delta\varphi_{m1} - \Delta\varphi_{m2}$ и вычисляют дальность по формуле

$$D = \frac{\Delta\varphi c_a}{2\pi(f_1 - f_2)}.$$

Важно при этом помнить, что изменение частоты $(f_1 - f_2)$ не должно приводить к изменению разности фаз сигналов на величину большую, чем 2π . Другими словами $f_1 - f_2 \leq c_a/D$.

2.2. Измерение дальности на причальном термине

Структурная схема измерения дальности под водой на причальном терминале показана на рис. 2. В схеме использованы те же обозначения, что и по рис. 1, с той лишь разницей, что в схему добавлен усилитель низкой частоты УНЧ.

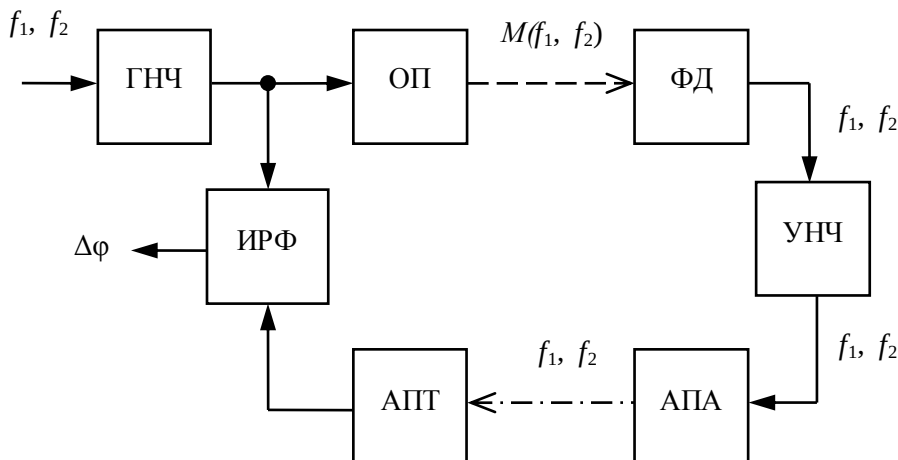


Рис. 2. Структурная схема измерения дальности под водой для получения результата на причальном терминале: УНЧ — усилитель низкой частоты.

Fig. 2. The structure scheme of the underwater range measurement system for results at the docking terminal: УНЧ — low-frequency amplifier

Работа системы измерения дальности в воде на причальном терминале, схема которой показана на рис. 2, в целом аналогична работе системы измерения дальности на АНПА, схема которой показана на рис. 1. Для описания работы устройства по рис. 2 используются те же выражения, что и для устройства по рис. 1. Отличие в работе систем заключается в том, что излучение акустических колебаний осуществляют не на первом конце измерительной трассы (причальном терминале), как в устройстве по рис. 1, а на втором конце измерительной трассы (на АНПА). Для этого электрические колебания с выхода приемника оптического излучения усиливают с помощью усилителя низкой частоты и подают на вход передающего акустического преобразователя, расположенного на борту АНПА. При этом акустические колебания принимают на причальном терминале с помощью приемного акустического преобразователя ПТ и там же производят измерение разности фаз электрических сигналов с помощью измерителя разности фаз непрерывных электрических колебаний. Другими словами, в устройстве измерения дальности под водой, построенного по

схеме, показанной на рис. 1, измеренное значение дальности получают на борту АНПА. В устройстве измерения дальности под водой, построенного по схеме, показанной на рис. 2, измеренное значение дальности получают на причальном терминале.

Анализируя схемы измерений, представленные на рис. 1 и рис. 2, можно сделать вывод о том, что их работа в корне отличается от известных способов позиционирования подводных объектов, осуществляемых с помощью акустических волн. Работа известных акустических способов измерения дальности основана на использовании эффекта гидролокации (работа сонара). Для такого подхода к измерению дальности характерно наличие «мертвой зоны» — минимального расстояния, после которого система начинает работать. Это связано с наличием конечной длительности импульса сонара.

В определении дальности по рассматриваемым подходам «мертвая зона» отсутствует. Система будет продолжать работать вплоть до полного контакта АНПА с причальным устройством. Это возможно благодаря тому, что используется не импульсное излучение акустических сигналов, а непрерывное — строится фазовая радиотехническая система измерения дальности. Точность фазовых систем — наивысшая и определяется долями длины волны акустического (для данного случая) излучения, что может составлять единицы миллиметров и выше. Учитывая то, что для организации опорного канала связи вместо рамочных магнитных антенн и соответствующих передатчиков и приемников используются оптические передатчик и приемник, вес и габариты системы можно уменьшить. Сказанное существенно расширяет круг возможных применений для решения различных задач позиционирования АНПА и его причаливания.

Кроме того, дополнительный эффект от применения описанного подхода связан с возможностью измерения дальности в расширенном диапазоне при том же уровне мощности оптического излучения в опорном канале, или появляется возможность снизить мощность оптического излучения в опорном канале для той же рабочей дальности. Сказанное справедливо по той причине, что уровень переменного магнитного поля убывает обратно пропорционально кубу расстояния, в то время как уровень принимаемого оптического излучения обратно пропорционален квадрату расстояния. Конечно, надо понимать, что сказанное будет справедливо при высокой прозрачности воды и отсутствия в ней взвесей.

4. Заключение

Существующие системы определения дальности под водой (оптические, акустические, магнитные по отдельности) не обеспечивают требуе-

мой точности функционирования. Для обеспечения причаливания требуется применение специальных устройств (воронкообразных уловителей, внешних рычагов захвата, управляемых исключительно оператором). В ряде случаев радиус действия систем может быть крайне мал, что не позволит войти АНПА в зону причаливания в автоматическом режиме. С другой стороны, ряд систем измерения дальности имеет «мертвую зону», что не позволяет осуществить саму процедуру причаливания в автоматическом режиме в принципе. Реализация многих систем требует существенных затрат мощности, как электрического потребления, так и вычислительной мощности встроженных компьютеров.

В работе показан новый подход к построению системы измерения дальности АНПА, свободный от указанных недостатков. Система строится на объединении двух технологий распространения волновых процессов в воде: модулированного оптического излучения и акустических колебаний. Обе технологии достаточно глубоко проработаны. Объединение этих технологий позволит построить фазовую радиотехническую систему, обладающую повышенной точностью определения главного информационного параметра — дальности. Система способна работать на дистанциях от нуля до нескольких сот метров, что обеспечивает надежный вход АНПА в зону причаливания с одной стороны. С другой стороны измерение дальности сопровождается вплоть до полной швартовки АНПА к причальному терминалу.

Предлагаемая система способна обеспечить точность причаливания АНПА к терминалу порядка 1 мм и лучше. Система имеет повышенную предельную рабочую дальность, которая может достигать нескольких сотен метров. Система не имеет «мертвой зоны» причаливания и в состоянии контролировать движения АНПА вплоть до его полной швартовки к терминалу. Реализация системы предполагает полную автоматизацию процедуры причаливания и швартовки АНПА, обеспечивает беспрепятственное автоматическое и надежное измерение расстояния в сложных подводных условиях. Система обладает простотой конструкции, имеет малые габариты и вес, а также малую потребляемую электрическую мощность и не требует высокой вычислительной мощности бортового компьютера.

Благодарности

Работа выполнена при поддержке РНФ и Севастопольского региона, номер проекта 24-29-20009.

Список литературы

1. Peña F. L., Orjales F., Deibe A. Development of a Collaborative Host-Guest Unmanned Underwater Vehicle Docking System for Inspection and Maintenance of Offshore Structures. In : OCEANS 2023 – MTS/IEEE U.S. Gulf Coast. Biloxi, MS, USA. 2023. P. 1–5.

2. Инзарцев А. В., Матвиенко Ю. В., Павин А. М., Рылов Н. И. Мониторинг морского дна с применением технологий интеллектуальной обработки данных поисковых устройств на борту автономного необитаемого подводного аппарата // Подводные исследования и робототехника. 2015. № 2(2). С. 20—28.
3. Naugalkkhen B. O. A., Kelasidi E., Mulelid M., Bloecher N. Docking Stations for Net-Crawling Underwater Vehicles in Aquaculture Net Pens. In : OCEANS 2021. San Diego – Porto, San Diego, CA, USA, 2021. P. 1–10.
4. Агеев М. Д., Киселев Л. В. Матвиенко Ю. В. и др. Автономные подводные роботы : системы и технологии. М. : Наука, 2005. 398 с.
5. Спасский Б. А. Автономная навигация необитаемых подводных аппаратов // Робототехника и техническая кибернетика. 2014. № 4(5). С. 13—20.
6. Martin S., Fletcher B., Flores G. et al. Characterizing the critical parameters for docking unmanned underwater vehicles. In : OCEANS 2016 MTS/IEEE Monterey, CA, USA, 2016. P. 1–7.
7. Колесников М. П., Мартынова Л. А., Пашкевич И. В., Шелест П. С. Метод позиционирования АНПА в процессе приведения к причальному устройству // Известия ТулГУ. Технические науки. 2015. Вып. 11, ч. 2. С. 38—48.
8. Cowen S., Briest S., Dombrowski J. Underwater docking of autonomous undersea vehicles using optical terminal guidance. In : Oceans'97. MTS/IEEE Conference Proceedings. Halifax, NS, Canada, 1997. Vol. 2. P. 1143–1147.
9. Polovko S., Tseluyko V., Popov A., Stepanov D. A Computer Vision System for Determination of AUV Position in the Problem of Cooperative Docking // Extreme Robotics. 2019. No. 1(30). P. 264–275.
10. Feezor M. D., Sorrell F. Y., Blankinship P. R., Bellingham J. G. Autonomous Underwater Vehicle Homing/Docking via Electromagnetic Guidance // Journal of oceanic engineering. 2001. Vol. 26, no. 4. P. 515–521.
11. Park J. T., Jun B. H., Lee P. M., Oh J. Experiments on Vision Guided Docking of an Autonomous Underwater Vehicle Using One Camera // Ocean Engineering, 2009. Vol. 36, iss. 1. P. 48–61.
12. McEwen R. S., BxHobson R. S., McBride L. Bellingham J. G. Docking Control System for a 54-cm-Diameter (21-in) AUV // Journal of Oceanic Engineering. 2008. Vol. 33, no. 4. P. 550–562.
13. Hurtós N., Mallios A., Palomeras N., et al. LOON-DOCK: AUV homing and docking for high-bandwidth data transmission // In : OCEANS 2017-Aberdeen, Aberdeen, UK, 2017, P. 1–7.
14. Широков И. Б. Локальная система прецизионного позиционирования автономных необитаемых подводных аппаратов. В кн. : Сборник научных трудов (Специальный выпуск) «Навигация по геофизическим полям Земли» под ред. В. Т. Минлигареева. М. : ВТУ ГШ ВС РФ, ФГБУ «ИПП», 2023. С. 371—393.

Информация об авторах

Широков Игорь Борисович, профессор Севастопольского государственного университета, г. Севастополь, Российская Федерация. ORCID: 0000-0001-6425-5385.

Косарев Никита Антонович, студент 2-го курса Института радиоэлектроники и интеллектуальных технических систем, Севастопольский государственный университет, г. Севастополь, Российская Федерация.

Широкова Елена Игоревна, ассистент Севастопольского государственного университета, г. Севастополь, Российская Федерация. ORCID: 0000-0003-2716-3638.

Optoacoustic Underwater Range Measuring System

I. B. Shirokov, N. A. Kosarev, and E. I. Shirokova

Sevastopol State University

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

shirokov@ieee.org, kosarev@ieee.org, shirokova@ieee.org

Abstract: A bimodal system of range measurement in underwater conditions using simultaneously two channels of information transmission: acoustic and optical is presented. The analyzed system provides increased accuracy and reliability in the tasks of automatic docking of autonomous underwater vehicles (AUVs) to a bottom or mobile terminal in marine and freshwater conditions. The considered systems of range measurement, using only one method of data transmission (acoustic or optical) at a time, do not allow to achieve high accuracy and, as a consequence, to automate the whole process. Due to the simultaneous use of optical and acoustic modules, the system under study allows to increase the accuracy by several orders of magnitude in contrast to the existing analogues, reaching values in the units of centimeters at the final stages of docking. The considered system also provides for decrease of dimensions of its modules and simplification of software and hardware implementation, which makes it easy to operate and implement.

Keywords: wireless communication, optical communication, acoustic communication, distance measurement, AUV, automatic docking.

For citation (IEEE): I. B. Shirokov, N. A. Kosarev, and E. I. Shirokova, "Optoacoustic Underwater Range Measuring System," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 7, no. 3, pp. 392–403, 2024, doi: 10.xxxxx/2587-9936.2024.07.3.25. (In Russ.).

References

- [1] F. L. Peña, F. Orjales and A. Deibe, "Development of a Collaborative Host-Guest Unmanned Underwater Vehicle Docking System for Inspection and Maintenance of Offshore Structures," in *OCEANS 2023 – MTS/IEEE U.S. Gulf Coast*, Biloxi, MS, USA, 2023, pp. 1–5, doi: 10.23919/OCEANS52994.2023.10337355.
- [2] A. V. Inzartsev, Yu. V. Matvienko, A. M. Pavin, and N. I. Rylov, "Seabed monitoring using intelligent data processing technologies from search devices on board an autonomous uninhabited underwater vehicle," *Podvodnye issledovaniya i robototekhnika*, no. 2(2), pp. 20–28, 2015. (In Russ.).
- [3] B. O. A. Haugaløkken, E. Kelasidi, M. Mulelid and N. Bloecher, "Docking Stations for Net-Crawling Underwater Vehicles in Aquaculture Net Pens," in: *OCEANS 2021*, San Diego – Porto, San Diego, CA, USA, pp. 1–10, 2021, doi: 10.23919/OCEANS44145.2021.9705970.
- [4] M. D. Ageev, L. V. Kiselev, Yu. V. Matvienko, et al., *Autonomous underwater robots: systems and technologies*, Moscow : Nauka, 2005. (In Russ.).
- [5] B. A. Spassky, "Autonomous navigation of uninhabited underwater vehicles," *Robototekhnika i tekhnicheskaya kibernetika*, no. 4(5), pp. 13–20, 2014. (In Russ.).

- [6] S. Martin; B. Fletcher; G. Flores, et al., "Characterizing the critical parameters for docking unmanned underwater vehicles," in *OCEANS 2016 MTS/IEEE Monterey*, Monterey, CA, USA, pp. 1–7, 2016, doi: 10.1109/OCEANS.2016.7761451.
- [7] M. P. Kolesnikov, L. A. Martynova, I. V. Pashkevich, and P. S. Shelest, "Method of positioning AUVs in the process of bringing to the mooring device," *Izvestiya TulGU. Tekhnicheskie nauki*, iss. 11, part 2, pp. 38–48, 2015. (In Russ.).
- [8] S. Cowen, S. Briest and J. Dombrowski, "Underwater docking of autonomous undersea vehicles using optical terminal guidance," in *Oceans '97. MTS/IEEE Conference Proceedings*, Halifax, NS, Canada, vol. 2, pp. 1143–1147, 1997, doi: 10.1109/OCEANS.1997.624153.
- [9] S. Polovko, V. Tseluyko, A. Popov, and D. Stepanov, "A Computer Vision System for Determination of AUV Position in the Problem of Cooperative Docking," *Extreme Robotics*, no. 1(30), pp. 264–275, 2019.
- [10] M. D. Feezor, F. Y. Sorrell, P. R. Blankinship, and J. G. Bellingham, "Autonomous Underwater Vehicle Homing/Docking via Electromagnetic Guidance," *Ocean Engineering*, vol. 26, no. 4, pp. 515–521, 2001, doi: 10.1109/48.972086.
- [11] J. T. Park, B. H. Jun, P. M. Lee, and J. Oh, "Experiments on Vision Guided Docking of an Autonomous Underwater Vehicle Using One Camera," *Ocean Engineering*, vol. 36, iss. 1, pp 48–61, 2009, doi: 10.1016/j.oceaneng.2008.10.001.
- [12] R. S. McEwen, B. W. Hobson, L. McBride and J. G. Bellingham, "Docking Control System for a 54-cm-Diameter (21-in) AUV," *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, vol. 33, no. 4, pp. 550–562, 2008, doi: 10.1109/JOE.2008.2005348.
- [13] N. Hurtós, A. Mallios, N. Palomeras, et al., "LOON-DOCK: AUV homing and docking for high-bandwidth data transmission," *OCEANS 2017-Aberdeen*, Aberdeen, UK, 2017, pp.1–7, doi: 10.1109/OCEANSE.2017.8084806.
- [14] I. B. Shirokov, "Local precision positioning system for autonomous uninhabited underwater vehicles," in *Navigation through the geophysical fields of the Earth*, Moscow: 2023, pp. 371–393. (In Russ.).

Information about the authors

Igor B. Shirokov, Professor, Sevastopol State University, Sevastopol, Russian Federation.
ORCID: 0000-0001-6425-5385.

Nikita A. Kosarev, 2th year student of the Institute of Radioelectronics and Intelligent Technical Systems, Sevastopol State University, Sevastopol, Russian Federation.

Elena I. Shirokova, assistant, Sevastopol State University, Sevastopol, Russian Federation.
ORCID: 0000-0003-2716-3638.

УДК 621.396.677.81

Конструкции трансформируемых космических крупногабаритных рефлекторов

^{1,2} Железнова В. С., ¹ Овчинникова Е. В.,

² Матросова И. В., ² Слепцов П. Е.

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

² АО «Информационные спутниковые системы» им. акад. М. Ф. Решетнева»
ул. 3-я Мытищинская, д. 16, корп. 37, Москва, 129626, Российская Федерация
keloraun@mail.ru

Получено: 20 мая 2024 г.

Отрецензировано: 27 мая 2024 г.

Принято к публикации: 27 мая 2024 г.

Аннотация: В статье приводятся конструкции и рассматриваются особенности построения трансформируемых космических саморазвертывающихся рефлекторов. Обозначены требования, предъявляемые к антеннам для размещения на борту космического аппарата. Рассмотрены различные конструкции рефлекторов современных антенн. Описан способ конструирования крупногабаритных рефлекторов для выбора оптимальной конструкции, отвечающей заявленным требованиям.

Ключевые слова: антенны, крупногабаритные рефлекторы, космический аппарат.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Железнова В. С., Овчинникова, Е. В. Матросова И. В., Слепцов П. Е. Конструкции трансформируемых космических крупногабаритных рефлекторов // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2024. Т. 7, № 3. С. 404—424.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Железнова, В. С. Конструкции трансформируемых космических крупногабаритных рефлекторов / В. С. Железнова, Е. В. Овчинникова, И. В. Матросова, П. Е. Слепцов // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2024. — Т. 7, № 3. — С. 404—424.

1. Введение

В последние годы, когда развитие собственной производственной базы стало особенно актуальным для страны, разработка космических антенн (КА) отечественного производства явилась очень важным шагом на

пути к развитию космических программ. Одним из наиболее перспективных видов антенн являются крупногабаритные трансформируемые рефлекторы. В транспортном положении такой рефлектор складывается и занимает небольшой объем, а после вывода на орбиту антенна разворачивается и переводится в рабочее состояние [1]. В связи с этим возникают проблемы, связанные с выбором конструкции таких рефлекторов. Поэтому актуальной задачей является анализ способов построения антенн данного типа при соблюдении ограничений, определяемых условиями эксплуатации на борту космического аппарата [2].

Крупногабаритные трансформируемые рефлекторы – значимая составляющая часть в конструкции современных КА. Их разработке уделяется значительное внимание во всех ведущих компаниях космической промышленности, как за рубежом, так и в России [3, 4]. В целях обеспечения требуемых конструктивных особенностей, целесообразно проводить модернизацию таких антенн с использованием установленных требований. Это означает, что:

1. силовой каркас и элементы крепления антенны на КА должны быть складными;
2. отражающая поверхность должна позволять складывание конструкции;
3. разворачивание рефлектора должно быть автономным с минимальным участием силовых агрегатов КА.

Требование складываемости отражающей поверхности, помимо основного, привело к формированию комплекса специфических требований:

- минимальный объем в сложенном состоянии;
- минимальное усилие каркаса для приведения отражающей поверхности в рабочее состояние;
- минимальная масса;
- возможность многократного складывания и раскладывания.

К силовому каркасу предъявляются следующие требования:

- минимальная масса;
- габариты укладки, обеспечивающие размещение под обтекателем;
- запас энергии, достаточный для разворачивания конструкции, включая отражающую поверхность.

Намечается несколько направлений развития, различающихся по способу раскрытия рефлектора, которые приводятся в рабочее состояние без выполнения дополнительных операций по сборке или разборке.

В качестве отражающей поверхности в таких антеннах в ходе многолетних исследований утвердились металлические трикотажные сетеплотна различной плотности вязания, обеспечивающие работоспособность

(коэффициент отражения не менее 0,98) в диапазоне радиочастот от 300 МГц (*P*-диапазон) до 30 ГГц (*Ka*-диапазон). В настоящее время идут поисковые работы по применению в качестве отражающих материалов упругих полимерных материалов (так называемые мембраны). Однако перспективы их применения пока неопределенны и поэтому будут рассматриваться только отражающие сетеполотна [5].

Размер ячейки сетеполотна зависит от диаметра проволоки и типа плетения. Максимальный коэффициент отражения сетеполотна достигается при оптимальном натяжении, т. е. при увеличении натяжения коэффициент отражения уменьшается из-за увеличения размера ячеек (что приводит к увеличению пропускной способности), а при недостаточном натяжении увеличивается контактное сопротивление между проволоками, что также снижает коэффициент отражения. Кроме того, величина натяжения влияет на способность сетеполотна сохранять форму при механических нагрузках [6].

Начальная точность отражающей поверхности космических трансформируемых рефлекторов, которая всегда фасетирована, определяется параметрами формообразующей структуры (ФОС), а именно:

- формой аппроксимирующей отражающую поверхность элемента (фасеты);
- геометрией границ фасеты: прямые или профилированные.

2. Перспективы рефлекторов различного типа

Классификацию космических рефлекторов с учетом их конструктивных особенностей целесообразно проводить как по форме фасеты, так и по профилю их ребер.

Широко признано, что оптимальная форма фасеты — равносторонний треугольник. Однако на практике также используются клиновидная форма, связанная с привлекательностью спицевой конструкции каркаса (например, «зонтичные» рефлекторы), а также трапециевидная или прямоугольная формы, которые являются развитием клиновидной формы.

Для двух основных форм фасет рассмотрены аналитические выражения для оценки среднеквадратического отклонения (СКО) сетчатой мембраны от теоретического параболоида, то есть основной эксплуатационной характеристики:

1. для треугольника с линейной границей фасеты:

$$\text{СКО} = \frac{0,0164 \cdot d^2}{F}. \quad (1)$$

2. для треугольника с профилированной по радиусу $R = 2 * F$ границей facets:

$$\text{СКО} = \frac{0,0082 * d^2}{F}. \quad (2)$$

3. для клина с профилированными по параболоиду спицами:

$$\text{СКО} = \frac{0,212 * D^2}{F * N^2}, \quad (3)$$

где: d — размер стороны треугольного элемента; F — фокусное расстояние параболоида; D — размер апертуры; N — число спиц.

При необходимости можно рассмотреть аналитически или численными методами данные и для других форм, но на практике оказывается достаточным двух.

Таким образом, качество космического рефлектора определяют три параметра:

- СКО поверхности рефлектора от теоретического;
- удельная масса (масса 1 м² апертуры);
- габариты в сложенном состоянии.

СКО является определяющей характеристикой, два других являются вспомогательными. Из этого следует, что основой для стратегии построения космических рефлекторов является анализ способов построения отражающей поверхности при соблюдении ограничений [7].

Далее рассматривается два основных типа конструкций трансформируемых рефлекторов с facets треугольной и клиновидной формы.

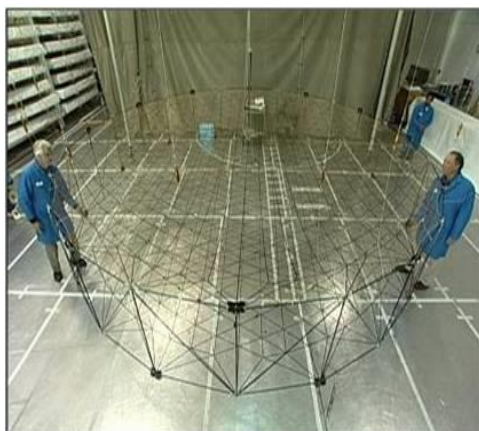


Рис. 1а. 6-метровый рефлектор в раскрытом состоянии.

Fig. 1a. 6-meter reflector in the open state



Рис. 1б. Рефлектор в сложенном состоянии.

Fig. 1b. Reflector folded

Конструкция «ферм натяжения» представляет собой ободной каркас (рис. 1а, б), который служит в качестве опорного кольца для внутренней шнуровой структуры, состоящий из двух сетей. Одна из этих сетей является ФОС, к которой крепится радиоотражающая поверхность. Форма ФОС регулируется с помощью оттяжек, соединяющих сети в точках регулирования [8].

С точки зрения формообразования «фермы натяжения» — это плоские треугольники, погрешность аппроксимации которых вычисляется по формуле 1. Число точек регулировки при такой аппроксимации, а именно число вершин треугольников сети разбиения для разных частотных диапазонов приведены в таблице 1.

Таблица 1. Число точек регулировки в «фермах натяжения» для разных частотных диапазонов (погрешностей аппроксимации)

Table 1. Number of adjustment points in “tension trusses” for different frequency ranges (approximation errors)

	D, мм							
б, мм	5000	10000	15000	20000	25000	30000	40000	50000
0,25	545	1067	1586	2102	2617	3132	4159	5184
0,5	281	545	807	1067	1327	1586	2102	2617
0,75	191	369	545	720	894	1067	1413	1758
1	146	281	413	545	676	807	1067	1327
1,25	119	227	334	440	545	650	859	1067
1,5	100	191	281	369	457	545	720	894
1,75	87	165	242	319	394	470	620	770
2	77	146	214	281	347	413	545	676
2,5	63	119	173	227	281	334	440	545
3	53	100	146	191	236	281	369	457
10	19	34	49	63	77	91	119	146
20	11	19	27	34	41	49	63	77

Если принять за предельное значение точек регулировки технологически разумное число 500, то правый верхний угол таблицы окрасится другим цветом. Действительно, технологический процесс настройки 1000 точек, да еще с хорошей точностью, становится практически нереализуем. Перспективу усугубляет стабильность (временная и температурная) размеров шнуровых конструкций [8].

Потенциал улучшения точности поверхности «ферм натяжения» возможен изменением только одного конструктивного параметра — размера стороны, аппроксимирующей facets, что существенно ограничивает область их применения: размерами до 30 м в диапазонах L - X , размерами до 50 м в диапазоне P . В K диапазонах их применение, вероятно, нецелесообразно. При этом данные конструкции крайне нетехнологичны в производстве и требуют больших производственных затрат [3, 4].

Конструктивно ферменные рефлекторы состоят из жесткого ферменного каркаса и отражающей поверхности, крепящейся к элементам лицевой сети каркаса, образуя поверхность из facets треугольной формы (рис. 2).



Рис. 2. Ферменный рефлектор размером $6 \times 2,7$ м антенной системы ТКСА-6П на модуле «Природа» пилотируемого космического комплекса «МИР».

Fig. 2. Truss reflector measuring 6×2.7 m of the ТКСА-6П antenna system on the Priroda module of the MIR manned space complex

Перспективы жестких ферм в том виде, в котором они были разработаны в 80-х годах прошлого века, в ОКБ МЭИ ограничены главным образом большой массой. Область их применения до 12 м в диапазонах L - C и большего размера в P диапазоне. Поэтому в современные конструкции стали включать сильные стороны «ферм натяжения»:

1. сильная сторона «ферм натяжения» — малая масса, но при этом в достатке слабых:

- крайняя нетехнологичность при изготовлении (необходимость настройки сотен взаимовлияющих точек отражающей поверхности);
- трудности квалификации точности поверхности при наземных испытаниях,
- необходимость специальных конструктивных мер по предотвращению запутывания шнуров ФОС при развертывании;
- малая жесткость каркаса (на современном уровне развития — ободного) с последующими последствиями.

2. для жестких ферм все наоборот — слабая сторона большая масса (в традиционном на сегодняшний момент исполнении с разбивкой ФОС на плоские треугольники), но при этом:

- технологичность сборочного процесса каркаса на стапеле (точность выставки опорных площадок стапеля $\pm 0,1$ мм) без последующей регулировки ФОС при сборке;
- жесткость каркаса.

Кроме того, у жестких ферм есть потенциал увеличения точности отражающей поверхности, что в конечном счете позволит получить конструкции с достоинствами обеих ферм.

3. увеличение точности отражающей поверхности жесткой фермы, естественно с непосредственным креплением отражающего сетеполотна к стержням каркаса, возможно за счет профилирования стержней лицевой сети ФОС по параболе [9]. При этом:

- точность поверхности увеличивается в 2 раза, или при сохранении той же точности появляется возможность увеличить в $\sqrt{2}$ раз длину стержней сети, при этом уменьшить соответственно число пролетов фермы [10];
- остаточные отклонения независимы и находятся в центрах треугольных элементов жесткой сети, имея вид «трехлучевой звезды» с максимальным отклонением в центре треугольника;
- максимальное отклонение в центре треугольника мало, что позволяет использовать для компенсации этих отклонений «ферму натяжения» с базированием на стержнях верхней сети;

— при использовании обычного разбиения гибкой сети на равнобедренные треугольники количество зависимых точек регулировки в реальных случаях может достигать десятков в худшем случае. В табл. 2 приведено количество точек регулировки для рефлекторов различных размеров при различных точностях поверхности для четырехпролетной жесткой фермы. В скобках указано количество зависимых точек регулировки в одном треугольнике. Учитывая специфику области отклонений (трехлучевая звезда), структура натяжения фермы может быть оптимизирована.

Таблица 2. Количество точек регулировки рефлекторов разных размеров при различных точностях поверхности для шестипролетной жесткой фермы (54 треугольника, в скобках — число точек регулировки в одном треугольнике).

Table 2. Number of adjustment points for reflectors of different sizes at different surface accuracies for a six-span rigid truss (54 triangles, in parentheses – the number of adjustment points in one triangle)

	D, мм							
Б, мм	5000	10000	15000	20000	25000	30000	40000	50000
0,25	162 (3)	540 (10)	810 (15)	1512 (28)	1944 (36)	2430 (45)	2970 (55)	4212 (78)
0,50	54 (1)	162 (3)	324 (6)	540 (10)	810 (15)	810 (15)	1512 (28)	1944 (36)
0,75	0	162 (3)	162 (3)	324 (6)	540 (10)	540 (10)	810 (15)	1134 (21)
1,00	0	54 (1)	162 (3)	162 (3)	324 (6)	324 (6)	540 (10)	810 (15)
1,25	0	54 (1)	54 (1)	162 (3)	162 (3)	324 (6)	324 (6)	540 (10)
1,50	0	0	54 (1)	162 (3)	162 (3)	162 (3)	324 (6)	540 (10)
1,75	0	0	54 (1)	54 (1)	162 (3)	162 (3)	324 (6)	324 (6)
2,00	0	0	54	54 (1)	54 (1)	162 (3)	162 (3)	324 (6)
2,50	0	0	0	54 (1)	54 (1)	54 (1)	162 (3)	162 (3)
3,00	0	0	0	0	54 (1)	54 (1)	162 (3)	162 (3)
10,00	0	0	0	0	0	0	0	0
20,00	0	0	0	0	0	0	0	0

Таким образом, перспективы жестких ферменных рефлекторов в улучшении основного параметра обеспечивается тремя конструктивными параметрами:

- изменением размера аппроксимирующего элемента (число пролетов);
- профилированием стержней фацет ФОС;
- компенсацией остаточных отклонений в центрах фацет дополнительными гибкими вставками.

Область применения ферменных рефлекторов с жестким каркасом распространяются от 5—10 м в диапазоне до K_a ($\sigma=0,3$ мм) до 30—50 м в

диапазонах до K_u ($\sigma=1$ мм). Точность отражающей поверхности во многом зависит от числа пролетов фермы. Однако в данном случае ограничительным фактором является масса, а не технологические факторы, как в случае с «фермами натяжения» [9].

У «спицевых» рефлекторов, состоящих из ступицы и прикрепленных к ней спиц, есть два неоспоримых достоинства — простота конструкции механизма развертывания и наличие жесткого центра (рисунк 3а, б).



Рис. 3а. Рефлектор аппарата «Луч» на измерительном стенде.

Fig. 3a. Reflector of the Luch apparatus on a measuring stand

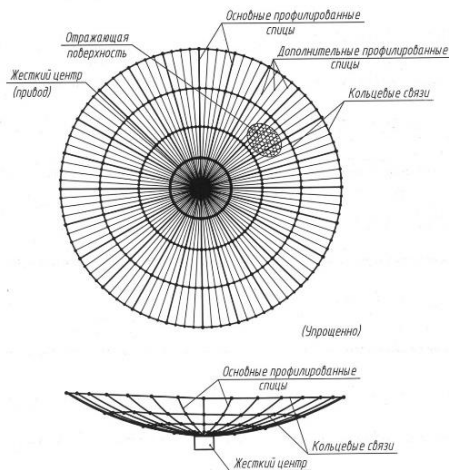


Рис. 3б. Схема спицевого рефлектора.

Fig. 3b. Spoke reflector diagram

Клиновидная форма facets имеет как достоинства, так и недостатки. Недостатком является то, что погрешность отклонения от параболоида увеличивается по радиусу, и увеличение размера рефлектора или точности аппроксимации требует увеличения числа спиц. Хотя можно компенсировать отклонения с помощью гибких сетей между спицами, с увеличением радиуса расстояние между спицами также увеличивается, что приводит к увеличению количества точек регулирования и возникновению проблем, схожих с «фермами натяжения». Кроме того, увеличение диаметра требует складывания спиц, что усложняет конструкцию [4].

Таким образом, спицевый вариант рефлектора является промежуточным между ферменным и ободным, имеет два параметра регулировки: количество спиц и межспицевые гибкие сети и целесообразен при построении рефлекторов до 30 м в диапазоне до Ku (СКО не менее 2-3 мм) [11].

3. Алгоритм конструирования космических рефлекторов и его применение

Основными параметрами, которые задаются при разработке космического рефлектора, являются:

- геометрические параметры антенны (размер рефлектора, фокусное расстояние, схема облучения);
- схема закрепления рефлектора на КА;
- точность отражающей поверхности рефлектора (СКО);
- допустимая масса рефлектора;
- габариты укладки рефлектора.

Алгоритм конструирования рефлектора состоит из следующих этапов:

1. Выбор конструктивной схемы, который состоит из двух этапов:

1.1. Выбор первичных вариантов по основному параметру — СКО:

- анализ геометрической схемы антенны и определение геометрических размеров рефлектора (в случае вынесенного облучения);
- определение геометрических схем всех типов рефлекторов, обеспечивающих заданную точность, выбор конкурентных вариантов по технологии изготовления и возможности реализации схемы закрепления на КА.

1.2. Выбор основного варианта по ограничительным параметрам:

- сравнение выбранных вариантов по массе;
- сравнительный анализ вариантов по габаритам укладки.

2. Разработка конструкции основного варианта:

- 2.1. Построение CAD модели и первичные инженерные расчеты, подтверждающие работоспособность выбранного варианта.

2.2. Выпуск конструкторской документации (КД).

Для лучшего усвоения алгоритма конструирования будет рассмотрено эскизное проектирование следующей антенны:

- геометрическая схема антенны приведена на рис. 4;
- точность отражающей поверхности (СКО) не более 1 мм;
- масса не более 70 кг;
- габариты определяются в процессе компоновки КА.

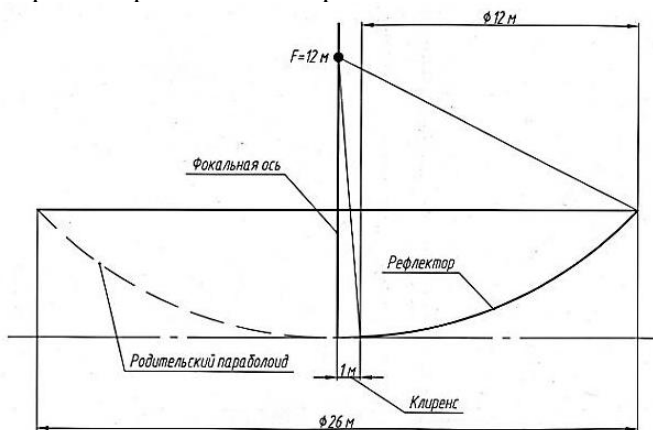


Рис. 4. Геометрическая схема антенны.

Fig. 4. Geometric diagram of the antenna

На первом этапе необходимо осуществить выбор первичных вариантов по основному параметру — СКО. Антенна построена по схеме вынесенного облучения, поэтому рефлектор имеет несимметричную конструкцию (эллипс) и должен иметь боковое крепление. В принципе все три

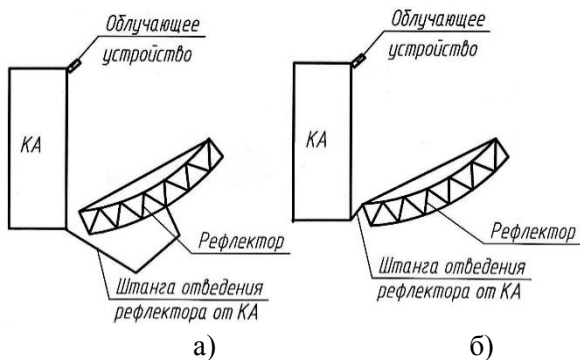


Рис. 5. Варианты крепления ферменного каркаса рефлектора к космическому аппарату.

Fig. 5. Options for attaching the reflector truss frame to the spacecraft

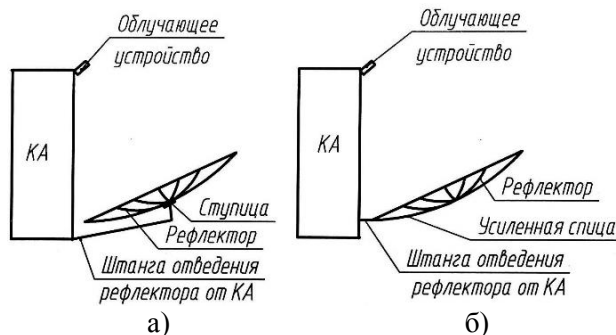


Рис. 6. Варианты крепления спицевого каркаса рефлектора к космическому аппарату.

Fig. 6. Options for attaching the spoke frame of the reflector to the spacecraft

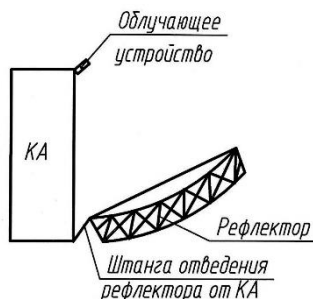


Рис. 7. Крепление ободного каркаса рефлектора к космическому аппарату.

Fig. 7. Attaching the reflector rim frame to the spacecraft

варианта рефлекторов: ферменные, спицевые и ободные позволяют реализовать этот вариант закрепления. Ферменный каркас крепится к штанге за центральный фрагмент (рис. 5а) или за боковую поверхность (рис. 5б), спицевой за ступицу (рис. 6а) или за конец спицы (при этом она должны быть усиленной, рис. 6б), а ободной только за стойку обода (рис. 7) [1].

Крепление за середину рефлектора приводит к значительному удлинению длины штанги отведения от КА, что существенно снижает частоту собственных механических колебаний связки штанга отведения — рефлектор. Это может привести к потере управляемости КА из-за выхода частоты за пределы спектра и частот системы регулирования КА [1].

Крепление за спицу в варианте спицевого рефлектора сопряжено с несимметрией силовой конструкции каркаса и появлением дополнительного спектра низкочастотных колебаний конструкции. По этим причинам на первом этапе анализа вариантов предпочтительнее выглядят ферменный и ободной варианты.

В обеих конструкциях, где точность отражающей поверхности должна быть не более 2 мм, разбиение сети производится на треугольные элементы. В ободном рефлекторе с аппроксимацией поверхности плоскими треугольниками требуется не менее 12 пролетов (с числом точек регулирования порядка 300). В ферменном каркасе с применением профилированных стержней необходимо 6 пролетов с числом лицевых шарниров 37, числом facets 54 и одной точкой регулирования в каждом факете.

На первый взгляд разница в конструкциях по обеспечению этого точностного параметра неочевидна. Картина проясняется после сравнения технологий сборки рефлектора и настройки его отражающей поверхности.

Сборка ободного рефлектора производится в следующей последовательности (рисунки 8а, б):

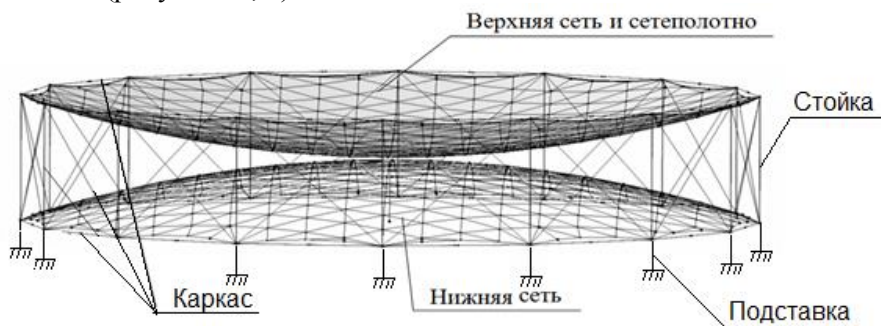


Рис. 8а. Общий вид рефлектора с ободным каркасом
(один из вариантов конструктивного исполнения).

Fig. 8a. General view of a reflector with a rim frame (one of the design options)

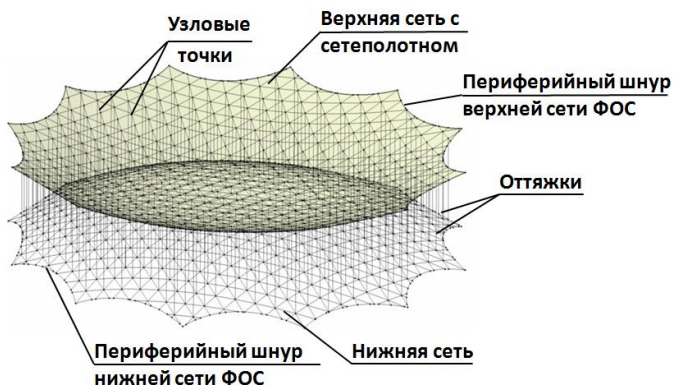


Рис. 8б. Формообразующая структура с радиоотражающим сетеполотном.

Fig. 8b. Form-building structure with radio-reflective mesh fabric

- установка и закрепление необходимого количества подставок для стоек каркаса рефлектора в размеченных точках;
 - установка стоек каркаса на подставках и соединение их шарнирно-стержневой конструкцией для получения замкнутого обода;
 - изготовление верхней и нижней сетей гибкого каркаса;
 - монтаж гибких сетей на стойках;
 - соединения сетей в узловых точках оттяжками регулируемой длины;
 - регулировка длин оттяжек с точностью 2σ для обеспечения заданной точности поверхности $\sigma(\text{СКО}) = 2\text{мм}$;
 - монтаж отражающей поверхности.
- Технология изготовления включает три сложных момента:
- изготовление сетей;
 - закрепление их на стойках и соединение оттяжками;
 - регулировка длин оттяжек.
- Сложность монтажа сетей и оттяжек заключается в необходимости их последовательного монтажа при нахождении монтажника внутри рефлектора под сетями [12].

Однако самая сложная операция в изготовлении данного рефлектора заключается в процедуре регулировки длин оттяжек для достижения заданной точности. Регулировка длины производится вручную над головой монтажника, находящегося внутри гибкой структуры рефлектора. Для достижения заданной точности ± 2 мм необходимо провести 2-3 итерации по измерениям лазерного дальномера, который постоянно задействован в настройке. Число измерений для настройки всех 300 точек колеблется в диапазоне 600—900. Поскольку все точки регулировки связаны в гибкой структуре, регулировка одной точки влияет на положение других окрестных точек, что требует 2-3 итераций по общей регулировке. Общее количество регулировок может превысить две с половиной тысячи. При условии, что процесс единичной настройки занимает 5 минут, чистое время на весь процесс настройки может составить более 200 часов [13].

Таким образом, процесс изготовления ободного рефлектора не является технологичным. Увеличить точность аппроксимации отражающей поверхности здесь можно только путем уменьшения размера треугольника, что приведет к увеличению количества точек регулирования со всеми описанными проблемами. Эти структуры называются «фермами натяжения», так как они существуют только в напряженном состоянии и полностью зависят от стабильности материала шнуров, из которых создается структура.

В отличие от рефлектора с ободным каркасом рефлектор с ферменным каркасом (рис. 9) собирается в два этапа в следующей последовательности (рис. 10):

- на первом этапе на стапеле собирается каркас;
- на втором этапе на собранном каркасе закрепляется отражающая поверхность.

Сборка каркаса производится на стапеле, представляющем собой совокупность отдельно стоящих в размеченных точках стоек с регулируемыми в трех координатах (z , угол наклона, азимут вокруг оси z) площадками. Угол наклона, как правило, не регулируется и задается инструментально, а азимут выставляется автоматически в процессе сборки.

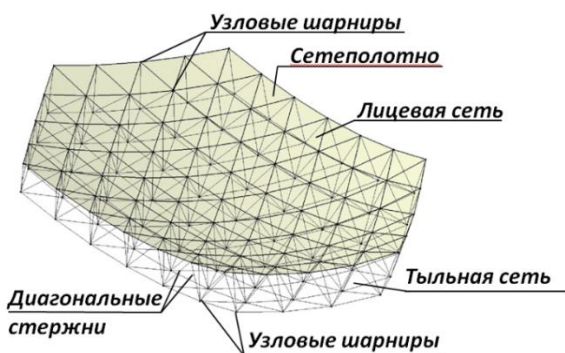


Рис. 9. Общий вид рефлектора с ферменным каркасом.

Fig. 9. General view of a reflector with a truss frame

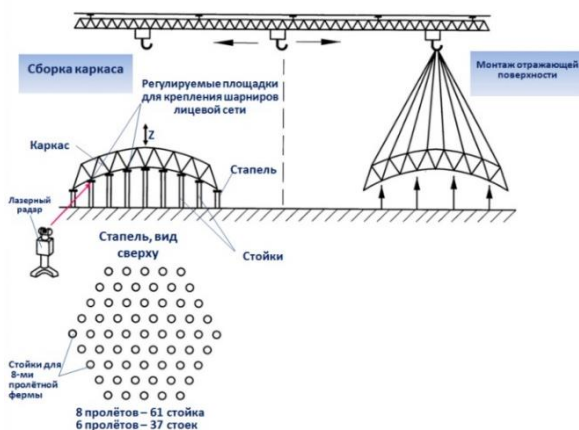


Рис. 10. Сборка рефлектора с ферменным каркасом.

Fig. 10. Assembling a reflector with a truss frame

На площадках закрепляются узловые шарниры лицевой сети и соединяются между собой складывающимися стержнями. На диагональные пальцы этих шарниров закрепляются диагональные стержни, а на них узловые шарниры тыльной сети. В конце процедуры на сетевых пальцах тыльных шарниров закрепляются складывающиеся стержни тыльной сети. Сборка ведется кольцами от центра. Никаких регулировок положения шарниров не требуется, при этом точность воспроизведения стапельной точности практически идеальная [7].

На втором этапе каркас отсоединяется от стапеля, перемещается на свободное место, и на него производится монтаж сетчатой отражающей поверхности. Почти вся неточность аппроксимации теоретической поверхности сетчатой поверхностью обусловлена отклонением внутри треугольников и, следовательно, дальше может быть уменьшена. Это обстоятельство обуславливает преимущество жестких каркасов перед гибкими.

Таким образом, с точки зрения технологичности производства и точностного потенциала ферменные рефлекторы (а, точнее говоря, рефлекторы с жестким каркасом) имеют неоспоримые преимущества перед рефлекторами с ободными каркасами и мягкими «фермами натяжения» [7].

Для выбора основного варианта необходимо тем не менее сравнить оба рассмотренных варианта по ограничительным параметрам: массе и габаритам укладки.

На первый взгляд, масса ободного рефлектора должна быть существенно меньше, чем у ферменного. Действительно, у ободного рефлектора жестким и, следовательно, имеющим массу, является только ободной каркас, в то время как гибкая «ферма натяжения» кажется невесомой. Ферменный рефлектор, помимо ободной (периферийной) части, имеет также жесткую центральную часть, заполненную элементами, имеющими массу, такими как шарниры и стержни.

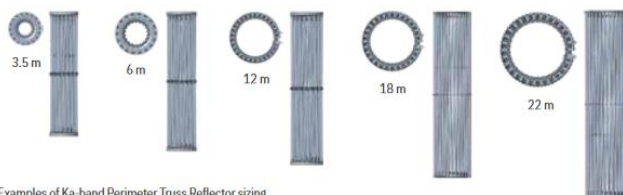
Однако эта видимость оказывается ошибочной. Обод, чтобы обладать достаточной жесткостью для растяжения «фермы натяжения», состоит из элементов повышенной жесткости по сравнению с такими же элементами жесткой фермы, которые не подвергаются подобным нагрузкам.

В результате ободной рефлектор фирмы *L3Harris* (рис. 11) диаметром 12 м имеет массу 54,3 кг. Аналогичный рефлектор разработки АО ИСС им. акад. М. Ф. Решетнева [1] имеет проектную массу 60 кг. Здесь нужно отметить, что для получения точности 1 мм необходимо не менее 20 разбиений (пролетов) в гибкой ферме, а, соответственно, и необходимые усилия для ее натяжения.

PERFORMANCE PARAMETERS

PARAMETER	SPECIFICATION				
Deployed geometry	3.5 m	6 m	12 m	18 m	22 m
Reflector mass (kg)	18.6	29.5	54.3	99.8	118
Stowed height (cm)	84.6	133.0	205.7	261.7	417
Stowed diameter (cm)	19.0	27.6	54.6	82.6	82

*Values vary based on F/D.



Examples of Ka-band Perimeter Truss Reflector sizing.

Рис. 11. Параметры ободных рефлекторов фирмы L3 Harris.

Fig. 11. Parameters of L3 Harris rim reflectors

Ферменный рефлектор размером 12 м на базе шестипролетной фермы имеет проектную массу не более 55 кг. В жесткой же ферме при числе пролетов 6 необходимая точность достигается профилированием ребер треугольной факеты и применением гибкой корректирующей вставки внутри факеты, что и позволяет иметь сравнимую массу.

Таким образом, при внешней очевидности в пользу ободного рефлектора, оба варианта сравнимы по массе.

Габариты укладки не всегда являются критичным ограничительным параметром. Иногда, если есть такая возможность, этот параметр, наряду с другими, участвует в определении оптимальной компоновки космического аппарата. При такой постановке решающими могут стать рассмотренные ранее параметры. Тем не менее, необходимо рассмотреть возможные варианты ободного и ферменного рефлекторов.

Ободной вариант имеет только один вариант укладки: цилиндр. Высота укладки определяется геометрией рефлектора, а именно удвоенной глубиной отражающей сети с небольшим (200—300 мм) запасом. Диаметр укладки определяется количеством стоек, которое, в свою очередь, зависит от количества разбиений сети. Упомянутый ранее рефлектор фирмы Harris [6] имел размеры 2,06×0,55 м.

Ферменный рефлектор инвариантен по укладке. Высота укладки определяется длиной складывающегося стержня с небольшим запасом. Длина складывающегося стержня зависит от числа пролетов.

Для рассматриваемого рефлектора заданную точность можно обеспечить при числе пролетов 8, 6 и 4. При 8 пролетах вообще не требуется гибкой корректирующей вставки, при 6 пролетах точность достигается с

одноточечной вставкой. При 4 пролетах требуется более сложная структура корректирующей вставки. При выборе числа пролетов надо иметь в виду, что с увеличением числа пролетов масса увеличивается.

Для выбранного ранее варианта с 6 пролетами масса составляет не более 55 кг. Габариты укладки в этом варианте $2,2 \times 0,7$ м.

При числе пролетов 8 габариты укладки составят $1,6 \times 0,9$ м, а масса возрастет до 70—75 кг.

При числе пролетов 4 габариты укладки составят $3,1 \times 0,5$ м, а масса уменьшится до 40—45 кг.

Таким образом, окончательный выбор варианта рефлектора должен быть произведен с учетом влияния всех рассмотренных факторов в ходе оптимизации компоновки всего космического аппарата. Кроме того, к рассмотрению должны быть привлечены результаты прочностных расчетов и результаты модального анализа.

4. Заключение

В работе рассмотрены крупногабаритные трансформируемые рефлекторы, применяемые в телекоммуникационных системах, системах межспутниковой связи, высокоскоростных системах передачи данных. Сформулированы основные конструктивные требования к таким антеннам, диктуемые применением в условиях открытого космоса. Проведен анализ существующих на мировом рынке конструкций данного типа антенн [5, 7], который показал, что, несмотря на определенные достижения в этой области, лишь немногие из них способны в невесомости обеспечить точность соответствия заданной формы и необходимую жесткость конструкции. По итогам произведенных исследований можно сделать вывод о том, что одним из перспективных направлений является создание ферменных рефлекторов, так как с точки зрения технологичности производства и точностного потенциала эти рефлекторы (рефлекторы с жестким каркасом) имеют неоспоримые преимущества перед рефлекторами с ободными и «спицевыми» каркасами — использование верхней сети ферменного каркаса в качестве формообразующей позволяет максимально реализовать точностные возможности фацетной аппроксимации сетчатой отражающей поверхности рефлектора, особенно при использовании жестких стержней сети.

Список литературы

1. Митин Ф. В. Управление системой создания и поддержания формы крупногабаритной трансформируемой конструкции космического базирования : дис. ... канд. тех. наук: 05.13.01 ; БГТУ «ВОЕНМЕХ» им. Д. Ф. Устинова». Санкт-Петербург, 2019. 135 с.

2. Тайгин В. Б., Лопатин А. В. Метод обеспечения высокой точности формы рефлекторов зеркальных антенн космических аппаратов // Космические аппараты и технологии : ракетно-космическая техника [Электрон. журн.]. 2019. Т. 3, № 4 (30). С. 201—207.
3. Литовка Д. А., Тайгин В. Б. Крупногабаритная прецизионная трансформируемая антенна на основе твердотельных отражательных панелей // Вестник СибГАУ. Серия Авиационная и ракетно-космическая техника. Т. 17, № 2. С. 408—417.
4. Лопатин А. В., Рутковская М. А. Обзор конструкций современных трансформируемых космических антенн // Вестник СибГУ им. М. Ф. Решетнева. Серия Авиационная и ракетно-космическая техника. 2007. Ч. 1. С. 51—57.
5. Кисанов Ю. А., Фейзулла Н. М., Кудрявин Л. А., Заваруев В. А. Материалы для отражающих поверхностей космических складных антенн (КСА) // Микроэлектроника. 1979. С. 20—25.
6. Жуков А. П. Динамика отражающей поверхности крупногабаритного зонтичного рефлектора космического аппарата: дис. ... канд. физ.-мат. наук: 01.02.04; НИ ТГУ. – Томск, 2016. 156 с.
7. Зимин В. Н. Трансформируемые ферменные конструкции зеркальных антенн больших размеров // Антенны. 2005. № 10 (101). С. 28—31.
8. Величко А. И. Кисанов Ю. А., Церихов В. И., Матросова И. В. Ободной крупногабаритный космический рефлектор. В кн. : Решетневские чтения. Часть 1. Красноярск : 2017. С. 96—97.
9. Зимин В. Н. Экспериментальное определение динамических характеристик крупногабаритных трансформируемых космических конструкций // Вестник МГТУ им. Н. Э. Баумана. Серия Машиностроение. 2011. № 1. С. 47—56.
10. Марков Г. Т., Сазонов Д. М. Антенны. Москва : Энергия, 1975. 238 с.
11. Chahat N., Hodges R., Sauder J. et al. Cubesat Deployable Ka-Band Mesh Reflector Antenna Development For Earth Science Missions // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2016. P. 2083—2093.
12. Величко А. И., Кисанов Ю. А., Церихов В. И. и др. Ободной крупногабаритный космический рефлектор со стойками повышенной жесткости. В кн. : Решетневские чтения. Красноярск, 2018. С. 88—89.
13. Thomson M. W. Astromesh deployable reflectors for Ku- and Ka-band commercial satellites. In : 20th AIAA international communication satellite systems conference and exhibit. 2002. Art. 2032. 9 p.

Информация об авторах

Железнова Вероника Сергеевна, студент кафедры радиоэлектронные системы и устройства Московского государственного технического университета имени Н. Э. Баумана; инженер АО «Информационные спутниковые системы им. акад. М. Ф. Решетнёва», г. Москва, Российская Федерация.

Овчинникова Елена Викторовна, д. т. н., профессор Московского государственного технического университета имени Н. Э. Баумана, г. Москва, Российская Федерация.

Матросова Ирина Васильевна, инженер-конструктор 1 категории АО «Информационные спутниковые системы им. акад. М. Ф. Решетнёва», г. Москва, Российская Федерация.

Слепцов Павел Евгеньевич, инженер АО «Информационные спутниковые системы им. акад. М. Ф. Решетнёва», г. Москва, Российская Федерация.

Designs of Transformable Large-Sized Space Reflectors

V. S. Zheleznova^{1,2}, E. V. Ovchinnikova¹,
I. V. Matrosova², and P. E. Sleptsov²

¹*Bauman Moscow State Technical University (National Research University)
2-ya Baumanskaya Street, 5, Moscow, 105005, Russian Federation*

²*JSC Information Satellite Systems n. a. Acad. M. F. Reshetnev
3-ya Mytishchinskaya str., 16, building 37, Moscow, 129626, Russian Federation
keloraun@mail.ru*

Received: May 20, 2024

Peer-reviewed: May 27, 2024

Accepted: May 27, 2024

Abstract: *The article presents the designs and discusses the features of the construction of transformable space self-rotating reflectors. The requirements for antennas to be placed on board a spacecraft (spacecraft) are outlined. Various designs of modern antenna reflectors are considered. A method for designing large-sized reflectors to select the optimal design that meets the stated requirements is described.*

Keywords: *antennas, large reflectors, spacecraft.*

For citation (IEEE): V. S. Zheleznova, E. V. Ovchinnikova, I. V. Matrosova, and P. E. Sleptsov, “Designs of Transformable Large-Sized Space Reflectors,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 7, no. 3, pp. 404–424, 2024, doi: 10.xxxxx/2587-9936.2024.07.3.26. (In Russ.).

References

- [1] F. V. Mitin, *Control of the system for creating and maintaining the shape of a large-sized transformable space-based structure*, dis., St. Petersburg, 2019. (In Russ.).
- [2] V. B. Taigin and A. V. Lopatin, “Method for ensuring high accuracy of the shape of reflectors of mirror antennas of spacecraft,” *Kosmicheskie apparaty i tekhnologii : raketno-kosmicheskaya tekhnika* [Electron. journal], vol. 3, no. 4 (30), pp. 201–207, 2019. (In Russ.).
- [3] D. A. Litovka and V. B. Taigin, “Large-sized precision transformable antenna based on solid-state reflective panels,” *Vestnik SibSAU. Series Aviation, rocket and space technology*, vol. 17, no. 2, pp. 408–417. (In Russ.).
- [4] A. V. Lopatin and M. A. Rutkovskaya, “Review of the designs of modern transformable space antennas,” *Bulletin of Siberian State University n. a. M. F. Reshetnev. Series Aviation, rocket and space technology*, 2007, part 1, pp. 51–57. (In Russ.).
- [5] Yu. A. Kisanov, N. M. Feyzulla, L. A. Kudryavin, and V. A. Zavaruev, “Materials for reflective surfaces of space folding antennas (FSA),” *Microelectronika*, pp. 20–25. 1979. (In Russ.).
- [6] A. P. Zhukov, *Dynamics of the reflective surface of a large-sized umbrella reflector of a spacecraft*, dis., Tomsk, 2016. (In Russ.).

- [7] V. N. Zimin, “Transformable truss structures of large-sized mirror antennas,” *Antenny*, no. 10 (101), pp. 28–31, 2005. (In Russ.).
- [8] A. I. Velichko, Yu. A. Kisanov, V. I. Tserichov, and I. V. Matrosova, “Rim large-sized space reflector,” in *Reshetnev readings. Part 1*. Krasnoyarsk: pp. 96–97, 2017. (In Russ.).
- [9] V. N. Zimin, “Experimental determination of the dynamic characteristics of large-sized transformable space structures,” *Bull of MSTU n. a. N. E. Bauman. Mechanical Engineering Series*, no. 1, pp. 47–56, 2011. (In Russ.).
- [10] G. T. Markov and D. M. Sazonov, *Antennas*, Moscow: Energiya, 1975. (In Russ.).
- [11] N. Chahat, R. Hodges, J. Sauder, et al., “Cubesat Deployable Ka-Band Mesh Reflector Antenna Development For Earth Science Missions,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, pp. 2083–2093. 2016, doi: 10.1109/TAP.2016.2546306.
- [12] A. I. Velichko, Yu. A. Kisanov, V. I. Tserichov, et al., “Rim large-sized space reflector with stands of increased rigidity,” in *Reshetnev readings*, Krasnoyarsk, 2018. pp. 88–89. (In Russ.).
- [13] M. W. Thomson, “Astromesh deployable reflectors for Ku- and Ka-band commercial satellites,” in *20th AIAA international communication satellite systems conference and exhibit*. Art. 2032, 2002, doi: 10.2514/6.2002-2032.

Information about the authors

Veronika S. Zheleznova, student of the Department of Radioelectronic Systems and Devices of the Bauman Moscow State Technical University; Engineer of JSC “Information Satellite Systems n. a. Academician M. F. Reshetnev”, Moscow, Russian Federation.

Elena V. Ovchinnikova, Doctor of Technical Sciences, Professor, Bauman Moscow State Technical University, Moscow, Russian Federation.

Irina V. Matrosova, design engineer of the 1st category of JSC “Information Satellite Systems n. a. Academician M. F. Reshetnev”, Moscow, Russian Federation.

Pavel E. Sleptsov, engineer of JSC “Information Satellite Systems n. a. Academician M. F. Reshetnev”, Moscow, Russian Federation.

УДК 621.372.8

Виртуальная лабораторная работа по изучению многотональной амплитудной модуляции¹

Вяткина С. А., Губский Д. С., Иванова И. Н.,
Клещенков А. Б., Крутиев С. В.

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

Получено: 20 мая 2024 г.

Отрецензировано: 27 мая 2024 г.

Принято к публикации: 27 мая 2024 г.

Аннотация: Рассмотрено создание различных компьютерных моделей модуляторов радиосигнала, созданных с учетом ранее разработанной концепции виртуальной лаборатории. Представлена компьютерная модель анализатора спектра, которая включена в состав открытой виртуальной радиофизической лаборатории. Описано ее взаимодействие с другими устройствами, выступающими в роли источников изучаемого радиосигнала. Описан пример создания виртуальной лабораторной работы по изучению спектра модулированных радиосигналов.

Ключевые слова: спектр радиосигнала, модуляция, виртуальная лаборатория, компьютерное моделирование, СВЧ-устройства.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Виртуальная лабораторная работа по изучению многотональной амплитудной модуляции /С. А. Вяткина, Д. С. Губский, И. Н. Иванова и др. // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2024. Т. 7, № 3. С. 425—435.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Виртуальная лабораторная работа по изучению многотональной амплитудной модуляции /С. А. Вяткина, Д. С. Губский, И. Н. Иванова и др. // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. — 2024. — Т. 7, № 3. — С. 425—435.

1. Введение

При подготовке студентов технических специальностей особое внимание уделяется выполнению специальных лабораторных работ. Высокая

¹ Работа выполнена при поддержке Южного федерального университета, программа «Приоритет 2030», проект № ИП-28-24-01.

стоимость современного измерительного оборудования ограничивает его использование в учебных лабораториях. Поэтому в последнее время большое внимание уделяется вопросам использования в учебном процессе различных виртуальных лабораторных работ [1, 2]. Многие авторы в своих работах отмечали неоднократно важность лабораторных работ в инженерном образовании. Так в [3] проводится обзор литературы, посвященный, в том числе, и дистанционным методам лабораторных исследований.

Однако количество работ, посвященных применению виртуальных лабораторий при подготовке специалистов радиофизического профиля, не велико. Так, например, в работе [4] описан процесс изучения передачи данных в системе радиосвязи и исследование его ключевых моментов (таких, как модуляция и демодуляция, кодирование и фильтрация). В [5] авторы отмечают важность спектрального анализа при обработке и изучении различных сигналов. Он важен во многих приложениях обработки сигналов, поскольку предоставляет информацию об уровне различных частотных составляющих, присутствующих в сигнале во временной области. Авторы работы [6] создали интерактивную образовательную среду для обучения работе с анализатором спектра. Эти работы еще раз показали актуальность и необходимость создания виртуальных компьютерных моделей современных высокотехнологичных измерительных приборов и устройств для изучения и обработки радиосигналов.

Работы [7, 8] посвящены изучению обработки сигналов и методов цифровой модуляции с помощью среды моделирования *MATLAB* [9]. Также широкое применение находит *LabVIEW* [10]. При этом необходимо отметить, что создаваемые модели адекватно описывают физику процессов, но их компьютерный интерфейс далек от реального оборудования. Все это делает актуальным моделирование измерительных приборов, имеющих полностью реалистичный интерфейс.

Поэтому создание виртуальных лабораторных работ, позволяющих не только исследовать физику изучаемых процессов, но и получать первичные навыки по работе на современном высокотехнологичном измерительном оборудовании, является актуальным, особенно в условиях цифровизации образования.

Данная работа является логическим развитием ранее созданных работ [11], а ее новизна заключается в создании компьютерной модели для изучения спектра многотональных амплитудно-модулированных сигналов.

2. Постановка задачи

Разработка моделей для изучения модулированных радиосигналов, включаемых в состав виртуальной лаборатории, должна быть проведена с

учетом ранее выработанных требований [12], предъявляемых к моделям устройств и виртуальным измерительным приборам, включаемым в состав открытой радиофизической лаборатории. Выполнение этих требований позволит создать новые устройства, предназначенные для изучения спектров различных радиосигналов.

В качестве изучаемого устройства разработаем модель, позволяющую с помощью виртуального анализатора спектра изучать спектр многотонального амплитудно-модулированного сигнала. Создаваемое устройство будет включено в состав открытой виртуальной радиофизической лаборатории.

3. Используемая модель анализатора спектра

Для отображения спектра изучаемых радиосигналов будем использовать созданную виртуальную модель [11—14], которая имеет интерфейс, полностью аналогичный устройству фирмы *Rohde&Schwarz* (*HMS 3000*).

Реальный аналог нашей модели обладает богатыми функциональными возможностями. Однако для его практического использования достаточно освоить небольшое количество основных функций [13], которые и реализованы в созданной модели анализатора спектра. Ее компьютерный интерфейс полностью совпадает с реальным прототипом, так как в соответствии с ранее разработанной концепцией в качестве виртуального интерфейса используется фотография реального прибора. При этом реализована обработка «клика» компьютерной мышью по виртуальной клавише на панели модели прибора, в результате которой определяется «нажатие» соответствующей кнопки прибора и выполняются запрограммированные действия, аналогичные реальному устройству. Так, например, при вызове меню *MARKER* («клик» по соответствующей кнопке на панели прибора) становится доступно меню установки маркеров и управления ими. Все это создает впечатление работы на реальном измерительном приборе и позволяет пользователю получить первичные навыки проведения измерений.

Компьютерный интерфейс используемой модели анализатора спектра показан на рис. 1.

Рассмотрим вкратце реализацию обработки сигнала нашей моделью. Известно, что на единственный вход реального прибора подается исследуемый пользователем сигнал во временном представлении, который обрабатывается анализатором спектра (выполняется преобразование Фурье) и отображается на экране прибора в частотном представлении для дальнейшего исследования.

Однако такая реализация модели анализатора спектра сильно затруднила бы ее вторичное использование. Поэтому для обеспечения воз-

— размер массива (количество спектральных составляющих во входном сигнале). Данный параметр используется моделью анализатора спектра для создания динамических массивов, в которых хранится информация о спектральном представлении входного радиосигнала.

— информацию об i -ой компоненте спектра (частоту составляющей спектра и ее амплитуду).

Все эти данные должны быть рассчитаны в изучаемом устройстве и подготовлены для передачи виртуальной модели анализатора спектра.

4. Моделирование многотональной амплитудной модуляции

Рассмотрим создание моделей устройства для изучения видов и параметров модуляции радиосигналов. Используем ранее разработанный подход [11, 13] и представим модель изучаемого устройства в виде «черного ящика» [12], который состоит из собственно модулятора и обработчика выходного сигнала (рис. 2). Обработчик осуществляет его преобразование к виду, необходимому для передачи в модель анализатора спектра.

Пусть на вход устройства подается два сигнала: сигнал несущей частоты (например, от генератора высокой частоты) и модулирующий низкочастотный сигнал (например, от генератора низкой частоты). В качестве последнего будем рассматривать многотональное колебание. При этом у пользователя должна быть возможность изменять частоту и амплитуду этих сигналов.

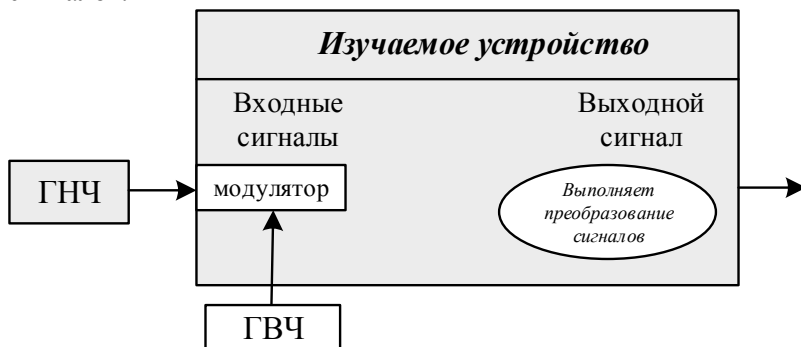


Рис. 2. Блок-схема модели изучаемого устройства.

Fig. 2. Block diagram of the model of the device under study

Далее оба сигнала в модели изучаемого устройства подвергаются обработке, в процессе которой в соответствии с разработанной концепцией выполняется преобразование Фурье и вычисляется спектральное представление выходного сигнала. В результате этого формируются все необ-

ходимые данные для передачи в модель анализатора спектра для дальнейшей их обработки и отображения на его экране. Рассмотрим этот процесс.

Пусть на вход устройства поступает гармоническое колебание, которое представляет собой несущее высокочастотное колебание:

$$U(t) = U_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0), \quad (1)$$

где U_0 — его амплитуда, f_0 — несущая частота, φ_0 — начальная фаза, а $\omega_0 = 2\pi f_0$. А второй сигнал — это модулирующий сигнал (сообщение), который является многотональным колебанием:

$$U_c(t) = \sum_{n=1}^N U_n \cos(\omega_n t + \varphi_n), \quad (2)$$

где U_n — амплитуда, ω_n и φ_n — частота и фаза модулирующего сигнала. Если последовательность частот ω_n упорядочена, то результирующее колебание можно представить в виде:

$$U_{am}(t) = U_0 \left(1 + \sum_{n=1}^N m_n \cos(\omega_n t + \varphi_n) \right) \cos(\omega_0 t + \varphi_0), \quad (3)$$

где $m_n = U_n / U_0$ — коэффициенты модуляции.

Для упрощения анализа начальные фазы колебаний можно положить равными нулю. Это не повлияет на общность выводов и рассуждений. Тогда, выполняя необходимые преобразования, можно записать результирующий сигнал в виде суммы колебаний:

$$U_{am}(t) = U_0 \cos \omega_0 t + \sum_{n=1}^N \frac{m_n U_0}{2} (\cos(\omega_0 + \omega_n)t + \cos(\omega_0 - \omega_n)t). \quad (4)$$

Если модулирующее колебание выбрать в виде последовательности прямоугольных импульсов со скважностью $q=2$ (меандр), то можно получить:

$$U_{am}(t) = U_0 \left(1 + 2m \sum_{i=1}^{\infty} \frac{\sin(2i+1)\pi/2}{(2i+1)\pi/2} \cos(2i+1)\omega_s t \right) \cos(\omega_0 t), \quad (5)$$

где $m_n = E / U_0$ — коэффициенты модуляции, E — амплитуда прямоугольного импульса, а ω_s — частота модулирующего сигнала. В этом случае можно получить результирующий модулированный сигнал в следующем виде:

$$U_{am}(t) = U_0 \cos(\omega_0 t) + mU_0 \sum_{i=1}^{\infty} \frac{\sin(2i+1)\pi/2}{(2i+1)\pi/2} \cos(\omega_0 - (2i+1)\omega_s)t + \\ + mU_0 \sum_{i=1}^{\infty} \frac{\sin(2i+1)\pi/2}{(2i+1)\pi/2} \cos(\omega_0 + (2i+1)\omega_s)t \quad (6)$$

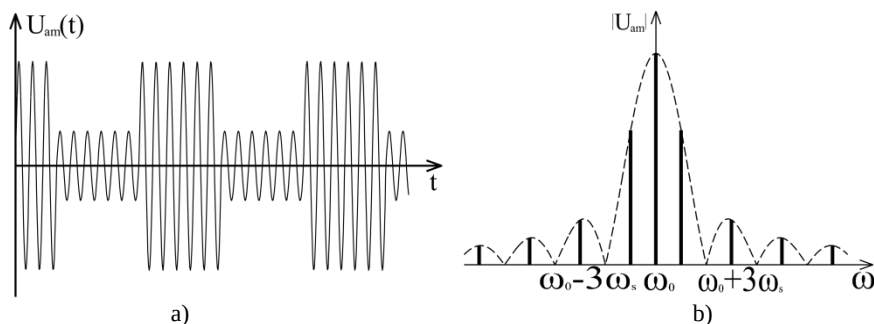


Рис. 3. Модулированный сигнал: временное (a) и спектральное (b) представление.

Fig. 3. Modulated signal: time-domain (a) and frequency domain (b)

Выполняя далее преобразование Фурье, можем сформировать массив данных для передачи его модели анализатора спектра для дальнейшей обработки. Необходимо отметить, что четные компоненты в спектральном представлении будут равны нулю. На рис. 3 схематично показана временная реализация амплитудно-модулированного сигнала последовательностью прямоугольных импульсов со скважностью 2 и его спектральное представление.

5. Создание лабораторной работы

Для практического использования была создана новая лабораторная работа по изучению спектра модулированных радиосигналов. Для этого созданная модель устройства по изучению различных видов модуляции была интегрирована в открытую радиофизическую лабораторию и подключена к модели анализатора спектра.

В данной лабораторной работе пользователь может изучать различные виды модуляции радиосигналов, изменять их характеристики (например, частоту и амплитуду несущего сигнала и сообщения) и проводить измерение его спектрального представления. В процессе работы пользователи могут понять влияние изменяемых параметров на спектр радиосигнала и изучить зависимость спектра от них. Например, выбрав режим «Многотональные АМ-сигналы» пользователь может исследовать зависимость спектра от коэффициента модуляции, наблюдая в реальном времени изменение спектральных компонент сигнала при изменении его характеристик.

Для проверки адекватности работы изучаемого устройства было проведено сравнение получаемых результатов с помощью виртуальной лабораторной работы и аналогичных данных на реальном оборудовании. Частотное представление сигналов совпало полностью. Наблюдались отклонения в амплитудах спектральных компонент сигнала, которые не превышали 3 % и могут быть объяснены потерями в реальных линиях передачи, которые не учитываются в виртуальных моделях.

6. Заключение

Таким образом, в работе развит общий подход к построению компьютерных моделей различных модуляторов радиосигналов и создана виртуальная лабораторная работа по изучению их спектра с помощью компьютерной модели анализатора спектра с полностью реалистичным интерфейсом. Показано, что по аналогии могут быть созданы модели устройств и лабораторные работы по изучению спектра различных СВЧ смесителей.

Список литературы

1. May D., Morkos B., Jackson A. et al. Rapid transition of traditionally hands-on labs to online instruction in engineering courses // *European Journal of Engineering Education*. 2023. Vol. 48, no. 5. P. 842–860.
2. Gubsky D. S., Kleschenkov A. B., Mamay I. V. Virtual laboratory for microwave measurements // *Computer Applications in Engineering Education*. 2019. Vol. 27, no. 6. P. 1496–1505.
3. Nikolic S., Ros M., Jovanovic K., Stanisavljevic Z. Remote, simulation or traditional engineering teaching laboratory: a systematic literature review of assessment implementations to measure student achievement or learning // *European Journal of Engineering Education*. 2021. Vol. 46, no. 6. P. 1141–1162.
4. Juan-Llacer L., Rodriguez J.-V., Molina-Garcia-Pardo J.-M. Et al. RADIOGIS : Educational software for learning the calculation of radio electric coverage in wireless communication systems // *Computer Applications in Engineering Education*. 2018. Vol. 27, no. 1. P. 13–28.
5. Borade R., Dimber A., Gharpure D., Ananthakrishnan, S. Design and Development of FPGA-Based Spectrum Analyzer // *IETE Journal of Education*. 2018. Vol. 59, no. 1. P. 5–17.
6. Chuang C. P., Jou M., Lin Y. T., Lu, C. T. Development of a situated spectrum analyzer learning platform for enhancing student technical skills // *Interactive Learning Environments*. 2015. Vol. 23, no. 3. P. 373–384.
7. Singh G., Mantri A., Sharma O. Et al. Evaluating the impact of the augmented reality learning environment on electronics laboratory skills of engineering students // *Computer Applications in Engineering Education*. 2019. Vol. 27, no. 6. P. 1361–1375.
8. Avilés-Cruz C., Villegas-Cortez J. A smartphone-based augmented reality system for university students for learning digital electronics // *Computer Applications in Engineering Education*. 2019. Vol. 27, no. 3. P. 615–630.
9. Rodríguez J. M., González V., González J. E. et al. Development of educational software for the teaching of telecommunication engineering by using MATLAB // *European Journal of Engineering Education*. 2021. Vol. 26, no. 4. P. 361–374.

10. Rana K. P. S., Kumar V., Mendiratta J. An educational laboratory virtual instrumentation suite assisted experiment for studying fundamentals of series resistance–inductance–capacitance circuit // *European Journal of Engineering Education*. 2017. Vol. 42, no. 6. P. 1220–1239.
11. Губский Д. С., Клещенков А. Б., Крутиев С. В. и др. Виртуальная лабораторная работа по изучению спектра модулированных радиосигналов // *СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии*. 2023. № 5. С. 191–192.
12. Губский Д. С., Земляков В. В., Мамай И. В., Синявский Г. П. Компьютерное моделирование приборов и устройств для виртуальных лабораторных работ // *Вестник компьютерных и информационных технологий*. 2014. № 3. С. 38–42.
13. Gubsky D. S., Daineko Y. A., Kleschenkov A. B. et al. Virtual Laboratory Work for Studying the Spectrum of Radio Signals. In : *International Conference on Actual Problems of Electron Devices Engineering (APEDE)*. Saratov, Russian Federation. 2022. P. 130–133.
14. Gubsky D. S., Daineko E. A., Ipalakova M. T. et al. Spectrum Analyzer Model for a Virtual Laboratory. In : *Photonics & Electromagnetics Research Symposium (PIERS)*. 2021. Hangzhou, China. 22 November. P. 373–376.

Информация об авторах

Вяткина Светлана Александровна, кандидат физико-математических наук, доцент физического факультета Южного федерального университета, Ростов-на-Дону, Российская Федерация.

Губский Дмитрий Семенович, кандидат физико-математических наук, доцент физического факультета Южного федерального университета, Ростов-на-Дону, Российская Федерация.

Иванова Ирина Николаевна, кандидат физико-математических наук, доцент физического факультета Южного федерального университета, Ростов-на-Дону, Российская Федерация.

Клещенков Анатолий Борисович, кандидат физико-математических наук, доцент физического факультета Южного федерального университета, Ростов-на-Дону, Российская Федерация.

Крутиев Сергей Владимирович, кандидат физико-математических наук, доцент физического факультета Южного федерального университета, Ростов-на-Дону, Российская Федерация.

Virtual Laboratory Work on Studying Multi-Tone Amplitude Modulation

S. A. Vyatkina, D. S. Gubsky, I. N. Ivanova,
A. B. Kleschenkov, and S. V. Krutiev

Southern Federal University
5 Zorge st., Rostov-on-Don, 344006, Russian Federation
ds@sfedu.ru

Received: May 20, 2024
Peer-reviewed: May 27, 2024
Accepted: May 27, 2024

Abstract: *The creation of computer models of the radio signal modulation process is considered. The presented models were created taking into account the previously developed concept of a virtual laboratory. A computer model of a spectrum analyzer is presented, which is included in the open virtual radiophysical laboratory. Its interaction with other devices acting as sources of the radio signal being studied is described. An example of creating a virtual laboratory to study the spectrum of modulated radio signals is described.*

Keywords: *spectrum of radio signal, modulation, virtual laboratory, computer software, microwave devices.*

For citation (IEEE): S. A. Vyatkina, D. S. Gubsky, I. N. Ivanova, A. B. Kleschenkov, and S. V. Krutiev, “Virtual Laboratory Work on Studying Multi-Tone Amplitude Modulation,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 7, no. 3, pp. 425–435, 2024, doi: 10.xxxxx/2587-9936.2024.07.3.27. (In Russ.).

References

- [1] D. May, B. Morkos, A. Jackson, N. J. Hunsu, et al., “Rapid transition of traditionally hands-on labs to online instruction in engineering courses,” *European Journal of Engineering Education*, vol. 48, no. 5, pp. 842–860, 2023, doi: 10.1080/03043797.2022.2046707.
- [2] D. S. Gubsky, A. B. Kleschenkov, and I. V. Mamay, “Virtual laboratory for microwave measurements,” *Computer Applications in Engineering Education*, vol. 27, no. 6, pp. 1496–1505, 2019, doi: 10.1002/cae.22164.
- [3] S. Nikolic, M. Ros, K. Jovanovic, and Z. Stanisavljevic, “Remote, simulation or traditional engineering teaching laboratory: a systematic literature review of assessment implementations to measure student achievement or learning,” *European Journal of Engineering Education*, vol. 46, no. 6, pp. 1141–1162, 2021, doi: 10.1080/03043797.2021.1990864.
- [4] L. Juan-Llacer, J.-V. Rodriguez, J.-M. Molina-Garcia-Pardo, et al., “RADIOGIS: Educational software for learning the calculation of radio electric coverage in wireless communication systems,” *Computer Applications in Engineering Education*, vol. 27, no. 1, pp. 13–28, 2018, doi: 10.1002/cae.22052.

- [5] R. Borade, A. Dimber, D. Gharpure, and S. Ananthakrishnan, "Design and Development of FPGA-Based Spectrum Analyzer," *IETE Journal of Education*, vol. 59, no. 1, pp. 5–17, 2018, doi: 10.1080/09747338.2018.1450648.
- [6] C. P. Chuang, M. Jou, Y. T. Lin, and C. T. Lu, "Development of a situated spectrum analyzer learning platform for enhancing student technical skills," *Interactive Learning Environments*, vol. 23, no. 3, pp. 373–384, 2015, doi: 10.1080/10494820.2013.765896.
- [7] G. Singh, A. Mantri, O. Sharma, et al., "Evaluating the impact of the augmented reality learning environment on electronics laboratory skills of engineering students," *Computer Applications in Engineering Education*, vol. 27, no. 6, pp. 1361–1375, 2019, doi: 10.1002/cae.22156.
- [8] C. Avilés-Cruz and J. Villegas-Cortez, "A smartphone-based augmented reality system for university students for learning digital electronics," *Computer Applications in Engineering Education*, vol. 27, no. 3, pp. 615–630, 2019, doi: 10.1002/cae.22102.
- [9] J. M. Rodríguez, V. González, J. E. González, et al., "Development of educational software for the teaching of telecommunication engineering by using MATLAB," *European Journal of Engineering Education*, vol. 26, no. 4, pp. 361–374, 2021, doi: 10.1080/03043790110068666.
- [10] K. P. S. Rana, V. Kumar, and J. Mendiratta, "An educational laboratory virtual instrumentation suite assisted experiment for studying fundamentals of series resistance–inductance–capacitance circuit," *European Journal of Engineering Education*, vol. 42, no. 6, pp. 1220–1239, 2017, doi: 10.1080/03043797.2017.1284764.
- [11] D. S. Gubsky, A. B. Kleschenkov, S. V. Krutiev, et al., "Virtual laboratory work on studying the spectrum of modulated radio signals," *Microwave & telecommunication technology*, no. 5, pp. 191–192, 2023. (In Russ.).
- [12] D. S. Gubsky, V. V. Zemlyakov, I. V. Mamay, G. P. Sinyavsky, "Computer simulation of the devices for virtual laboratory works," *Vestnik komp'yuternykh i informatsionnykh tekhnologii*, no. 3, pp. 38–42, 2014. (In Russ.).
- [13] D. S. Gubsky, Y. A. Daineko, A. B. Kleschenkov, et al., "Virtual Laboratory Work for Studying the Spectrum of Radio Signals," in *International Conference on Actual Problems of Electron Devices Engineering (APEDE)*, Saratov, Russian Federation, pp. 130–133, 2022, doi: 10.1109/APEDE53724.2022.9912973.
- [14] D. S. Gubsky, E. A. Daineko, M. T. Ipalakova, et al., "Spectrum Analyzer Model for a Virtual Laboratory," in *Photonics & Electromagnetics Research Symposium (PIERS)*, Hangzhou, China. November 22, 2021, pp. 373–376, 2021, doi: 10.1109/PIERS53385.2021.9695123.

Information about the authors

Svetlana A. Vyatkina, Candidate of Physical and Mathematical Sciences, Associate Professor, Faculty of Physics, Southern Federal University, Russian Federation.

Dmitry S. Gubsky, Candidate of Physical and Mathematical Sciences, Associate Professor, Faculty of Physics, Southern Federal University, Russian Federation.

Irina N. Ivanova, Candidate of Physical and Mathematical Sciences, Associate Professor, Faculty of Physics, Southern Federal University, Russian Federation.

Anatoliy B. Kleschenkov, Candidate of Physical and Mathematical Sciences, Associate Professor, Faculty of Physics, Southern Federal University, Russian Federation.

Sergey V. Krutiev, Candidate of Physical and Mathematical Sciences, Associate Professor, Faculty of Physics, Southern Federal University, Russian Federation.

Разработка технологии получения буферных слоев нитрида галлия на установке МОС-гидридной эпитаксии AIXTRON CCS 6X2

¹Марончук И. И., ¹Меженный М. В., ¹Чельный А. А.,

¹Санникович Д. Д., ¹Рыбин П. С., ²Широков И. Б.

¹АО «Оптрон»

ул. Щербаковская, 53, Москва, 105187, Российская Федерация

²Севастопольский государственный университет

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

igimar@mail.ru, shirokov@ieee.org

Получено: 20 мая 2024 г.

Отрецензировано: 27 мая 2024 г.

Принято к публикации: 27 мая 2024 г.

Аннотация: В работе рассматриваются проблемные вопросы, связанные с получением буферных слоев GaN на сапфире для дальнейшего формирования приборных гетероэпитаксиальных структур на основе GaN широкого спектра применений. Авторами проведены работы по монтажу и запуску комплекса оборудования МОС-гидридной эпитаксии на основе установки AIXTRON CCS 6X2. Осуществлена наладка контрольных систем роста структур *in situ* на основе измерительных комплексов Laytec EpiCurveTT и ARGUS, выполняющих контроль за распределением температурных полей в процессе роста структур GaN с помощью измерения коэффициента отражения с использованием лазеров (950 и 405 нм). Разработана технология получения буферных слоев GaN на сапфире, основанная с помощью импульсной подачи прекурсов для формирования зародышевого слоя. Проведен цикл экспериментальных работ по отработке технологических режимов подготовки сапфировой подложки путем ее отжига и нитридации, получения зародышевых слоев GaN с их дальнейшим отжигом. Обоснован и оптимизирован процесс коалесценции для формирования буферного слоя с необходимыми свойствами. Получены опытные образцы буферных слоев GaN на сапфире при формировании зародышевого слоя за счёт подачи в реактор импульсами триметилгаллия в количестве от 3 до 15. Показано, что оптимальными свойствами для дальнейшего формирования гетероэпитаксиальных структур является образец с 10 импульсами: толщина выращенного слоя составила 2,7–2,8 мкм, скорость роста 1,1 мкм в час, коэффициент дифракционного отражения — 460 угловых секунд, плотность дислокаций составила $1,1 \cdot 10^8 \text{ см}^{-2}$.

Ключевые слова: МОС-гидридная эпитаксия, установка AIXTRON CCS 6X2, нитрид галлия, сапфировая подложка, триметилгаллия, аммиак, буферный слой, фотототклик, электронная микроскопия, оптическая микроскопия, рентгенодифракционный анализ.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Разработка технологии получения буферных слоев нитрида галлия на установке МОС-гидридной эпитаксии AIXTRON CCS 6X2 / И. И. Марончук, М. В. Меженный, А. А. Чельный и др. // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2024. Т. 7, № 3. С. 436—457.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Разработка технологии получения буферных слоев нитрида галлия на установке МОС-гидридной эпитаксии AIXTRON CCS 6X2 / И. И. Марончук, М. В. Меженный, А. А. Чельный и др. // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2024. — Т. 7, № 3. — С. 436—457.

1. Введение

Многокомпонентные полупроводниковые соединения на основе твердых растворов различных составов нитридов III группы (включая AlN , GaN и InN , а также их тройные $AlGaN$ и $InGaN$, четверные $AlGaInN$), имеют ширину запрещенной зоны в диапазоне от 0,7 эВ (InN) до 6,2 эВ (AlN), что определяет их как перспективные материалы для создания светоизлучающих и лазерных диодов, работающих в спектральном диапазоне от видимого и ультрафиолетового излучения, а также при создании силовых и СВЧ приборов, стойких к воздействию высокой температуры и радиации [1—3].

Большинство приборных многокомпонентных гетероэпитаксиальных структур (ГЭС) на основе твердых растворов нитридов III группы получают в процессе эпитаксиального роста путем химического осаждения металлоорганических соединений из газовой фазы, методом МОС-гидридной эпитаксии [4—8].

Однако технология получения приборных ГЭС на основе нитридов методом МОС-гидридной эпитаксии имеет значительные трудности, связанные прежде всего с отсутствием материала подложки с параметром кристаллической решетки, близким к параметру решетки GaN и легирования эпитаксиальных слоев [9]. Вследствие высокой стоимости и малого объема производства объемного GaN большинство приборных ГЭС выращиваются на подложках $\alpha-Al_2O_3$ (сапфир), Si , SiC . Пленки GaN , полученные на инородных подложках, имеют высокую плотность дислокаций, что ухудшает качество изготавливаемых из них приборов: уменьшается время жизни, увеличиваются обратные токи, падает быстродействие приборов, ухудшается теплопроводность материала [10—13]. Использование подложки GaN и в меньшей степени SiC позволяет получать более качественные приборные ГЭС [14—16].

С целью компенсации рассогласования периода решеток при формировании ГЭС на основе GaN на инородных подложках присутствует необходимость наращивания на последних зародышевого и буферного слоев [8, 17, 18]. Рост зародышевого слоя на подложках $\alpha-Al_2O_3$ и SiC осуществляется не только с тем, чтоб учесть рассогласование решеток, но и с целью облегчить двумерный рост последующего эпитаксиального слоя GaN [19]. Кроме того, зародышевый слой оказывает существенное влияние на кристаллическую структуру и качество последующего эпитаксиального слоя GaN [20], а также играет важную роль в отводе тепла от границы раздела GaN — подложка [21]. В литературных источниках рассматривается возможность выращивания такого слоя с оптимальной толщиной до 100 нм [20, 22]. Однако выращивание зародышевого слоя на основе GaN имеет ряд недостатков. На ранней стадии роста присутствуют дислокации несоответствия высокой плотности из-за несоответствия периодов решеток между GaN и подложкой (3,4 % с SiC и 16 % с $\alpha-Al_2O_3$), а также из-за низкой подвижности Ga адатомов, что вызывает сильное рассеяние фононов и приводит к плохой теплопроводности зародышевого слоя [23].

При формировании любой приборной ГЭС к выращиванию буферного слоя предъявляются высокие требования. Прежде всего, это связано с тем, что фронт роста буферного слоя является границей раздела, где расположен канал двухмерного электронного газа, поэтому предъявляются жесткие требования к его структурному совершенству, в частности, к шероховатости и морфологии поверхности. Чтобы обеспечить атомарно плоскую и непрерывную морфологию поверхности буферного слоя, для развития структуры на основе GaN требуется определенная толщина; например, для ГЭС с буферным слоем GaN на подложке SiC достаточно толщины от 1,2 до 1,5 мкм, а на $\alpha-Al_2O_3$ от 2,5 мкм и более [24, 25].

Проблемой при выращивании буферного слоя GaN на инородных подложках является наличие высокой плотности дислокаций, составляющей порядка 10^8 — 10^{10} см^{-2} [26].

Выращивание зародышевого слоя, его отжиг и слияние монокристаллических островков в процессе коалисценции при формировании и выращивании буферного слоя позволяют уменьшить количество дислокаций и улучшить возможность 2D-роста (способствует получению гладкой поверхности) [27].

2. Постановка задачи

Исходя из вышесказанного, любые технические и технологические решения, способные качественно повысить характеристики многокомпо-

нентных приборных ГЭС на основе твердых растворов нитридов элементов III группы, получаемых методом МОС-гидридной эпитаксии, носит научный и практический интерес.

Кроме того, актуальность работы обусловлена отсутствием в настоящее время в России производства ГЭС на основе многокомпонентных твердых растворов нитридов элементов III группы для светоизлучающих и лазерных диодов на длину волны 0,55—0,45 мкм. Основными отечественными потребителями таких ГЭС использовалась продукция, производимая фирмами *Osram* (Германия), *Nichia* (Япония), *Sharp* (Япония). Поскольку такие структуры имеют двойное применение, их поставки в Россию ограничены в связи с санкционным давлением.

Целями работы являлись: разработка технологии получения высококачественных буферных слоев нитрида галлия, выращиванием на сапфировой подложке методом МОС-гидридной эпитаксии на установке *AIXTRON CCS 6X2*, исследование полученных образцов методами оптической и электронной микроскопии, а также рентгенодифракционным анализом.

3. Основной материал, техника эксперимента

Одним из ключевых результатов проведенной работы является запуск комплекса оборудования МОС-гидридной эпитаксии на основе установки *AIXTRON CCS 6X2*. В комплекс, кроме основного оборудования входят: станция генерации высокочистого азота; системы начальной и финишной очисток азота и водорода; система скруберов для очистки отработанных газов; система контроля и утечки рабочих газов и прекурсоров; обвязка комплекса оборудования оборотной водой, вентиляционными системами и газовыми коммуникациями.

В рамках жесткого санкционного давления работы осуществлялись силами сотрудников АО «Оptron» без информационной и технологической помощи и поддержки зарубежных производителей основного и вспомогательного оборудования.

Авторами осуществлена наладка контрольных систем роста структур *in situ* на основе измерительных комплексов *Laytec EpiCurveTT* и *ARGUS*. Данное оборудование осуществляет контроль фотоотклика (коэффициента отражения) лазеров на 950 и 405 нм и распределение истинных температурных полей с помощью системы пирометрических датчиков на подложке и выращиваемом слое в процессе роста ГЭС на основе *GaN*, а также анализирует качество поверхности выращиваемой структуры при стабильном распределении температурного (теплового) поля. Проведены пробные и горячие запуски оборудования на тестовых ростовых процессах.

Необходимо отметить, что разрабатываемая в работе технология возможна к реализации, использованию и масштабированию только на оборудовании с данной конструкцией реактора с душевой головкой (CCS). Такие реакторы используются для массового производства устройств из нитрида III группы за рубежом и позволяют осуществлять технологические процессы с превосходной однородностью роста, однородностью и воспроизводимостью структурных и электрофизических свойств ГЭС. Реакторная зона нашей установки представлена на рисунке 1.

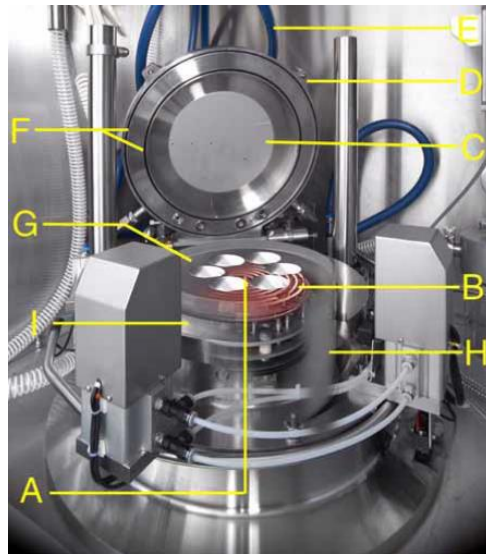


Рис. 1. Реакторная зона установки AIXTRON CCS 6X2.

A — термопара, *B* — вольфрамовый нагреватель, *C* — душевая головка, *D* — крышка реактора, *E* — водяное, обратное охлаждение, *F* — двойное уплотнительное кольцо, *G* — подложкодержатель, *H* — кварцевый вкладыш, *I* — вращающийся кварцевый держатель.

Fig. 1. Reactor zone of the AIXTRON CCS 6X2 installation.

A — thermocouple, *B* — tungsten heater, *C* — shower head, *D* — reactor cover, *E* — water, reverse cooling, *F* — double O-ring, *G* — substrate holder, *H* — quartz liner, *I* — rotating quartz holder

Процесс выращивания буферных слоев GaN на сапфировой подложке, являющийся предметом данной работы, осуществлялся нами в шесть технологических этапов:

- отжиг подложки при высокой температуре в среде H_2 ;
- нитридизация (азотирование) поверхности сапфировой подложки в потоке аммиака;
- формирование зародышевого (атомарного) низкотемпературного слоя;

- отжиг зародышевого слоя;
- процесс коалисценции;
- выращивания нелегированного буферного слоя.

В качестве исходных материалов использовали продукты отечественных производителей. Подложки производства АО «Монокристалл», г. Ставрополь из монокристаллического синтетического корунда чистотой 99,9996 мас. %, диаметром 50,8 мм, кристаллографической ориентацией C (0001). Аммиак особо чистый производства АО НПП «Салют» по ТУ Тг 0.045.029. В качестве элементоорганического соединения особой чистоты использовали триметилгаллий (ТМГ) производства ООО «ЭлмаХим» по ТУ 2430-008-40363534-07. В качестве газов носителей использовался азот и водород собственной генерации.

Ниже представим более подробное описание экспериментальных технологических режимов этапов процесса выращивания буферных слоев GaN на сапфировой подложке.

Отжиг подложки при высокой температуре в среде H_2 . Первым этапом процесса является отжиг подложек в атмосфере водорода, необходимый для удаления с химико-механической полированной поверхности свободных (поверхностных) оксидов, осуществления десорбции загрязнений. Процесс осуществляли, варьируя температуру от 950 до 1100 °С и время отжига от 300 до 600 секунд. Поток водорода в реакторе меняли от 16 до 20 литров в минуту.

Нитридизация (азотирование) поверхности сапфировой подложки в потоке аммиака. Процесс проводится с целью разрыва оборванных связей азота. Процесс осуществляли в диапазоне температур 500—550 °С и временном интервале от 180 до 420 секунд.

Формирования зародышевого (атомарного) низкотемпературного слоя. Как отмечалось выше, зародышевые слои играют важную роль в отводе тепла от границы раздела подложка — буферный слой, т. е. теплопередаче препятствует так называемое термическое граничное сопротивление (ТГС) в области гетероэпитаксиальной границы раздела из-за дефектной природы переходных слоев [28]. Следовательно, можно ожидать, что улучшение структурных свойств зародышевого слоя GaN поможет уменьшить ТГС. Поскольку ТГС прямо пропорционально длине, его можно уменьшить за счет уменьшения толщины зародышевого слоя. Исходя из вышесказанного, считаем, что в процессе формирования буферного слоя толщина зародышевого должна составлять не более 40—50 нм. Этот слой действует как смачивающий для последующего роста. С целью равномерного и воспроизводимого «высева» наноразмерных аморфных островков-зародышей GaN на поверхности азотированной сапфировой под-

ложки, в данной работе нами использовалась техника импульсного формирования зародышевого слоя. Процесс осуществляли в диапазоне температур 500—550 °C в потоке аммиака при импульсной подаче ТМГ в реактор продолжительностью 1 до 3 секунд и перерывом до 10 секунд, количество импульсов составляло от 3 до 15 импульсов. Поток водорода в реакторе меняли от 16 до 20 литров в минуту при потоке аммиака от 1,8 до 2,0 литра в минуту. Давление в реакторе поддерживали от 200 до 500 бар.

Отжиг зародышевого слоя при повышении температуры для создания монокристаллических островков. Целью отжига является снижение плотности и увеличение размера монокристаллических зародышей в аморфном зародышевом слое. При отжиге исследовали влияние трех параметров: времени отжига, давления в реакторе и температуры на формирование монокристаллических островков. Самый очевидный способ увеличить размер монокристаллических зародышей — это увеличить время отжига во время развития зародышей. Оптимизация времени роста зародышевого слоя и последующего отжига является критическим шагом для успешного роста GaN на сапфире [29].

При незначительном времени отжига в процессе рекристаллизации монокристаллические зародыши не достигают поверхности зародышевого слоя, поэтому получается плохое кристаллическое качество при последующем формировании буферного слоя.

В случае правильно выбранного времени отжига монокристаллические зародыши становятся достаточно большими, а их расширяющаяся часть становится зародышами для последующей высокотемпературной монокристаллической эпитаксии. Аморфный зародышевый слой усиливает боковой рост островков, при этом достигается хорошее качество созданного и последующего слоя.

При длительном времени отжига происходит обеднение смачивающего аморфного зародышевого слоя, трехмерный рост островков и поверхность получается шероховатой.

Более длительное время зародышеобразования и отжига увеличивает размер островков, при этом меньшее количество дефектов подложки проникает в высокотемпературный буфер во время процесса коалесценции.

Процесс осуществлялся в диапазоне температур от 500—550 °C до 950—1050 °C в потоке аммиака, время нагрева изменялось от 360 до 900 секунд. Поток водорода в реакторе изменялся от 16 до 20 литров в минуту при потоке аммиака от 1,8 до 2,0 литра в минуту. Давление в реакторе поддерживалось от 200 до 500 бар.

Процесс коалесценции. В определенный момент отжиг прекращают и в камеру вводят ТМГ. Монокристаллические зародыши разрастаются в острова. Острова растут во всех направлениях, и рост переключается с 3D на 2D в тот момент, когда островки сливаются и создают гладкую поверхность. В ходе этого процесса множество дислокаций изгибаются и аннигилируют друг с другом, происходит уменьшение их плотности с почти 10^{10} до 10^8 см^{-2} . Время коалесценции можно регулировать путем изменения соотношения V/III, регулируя поток аммиака или снижением/повышением температуры. Более низкое соотношение V/III на начальной стадии слияния приводит к расширенной трехмерной области роста. Винтовые дислокации в основном возникают из-за разной высоты ступеней подложки, а краевые дислокации в результате процесса слияния разориентированных отдельных островков [30, 31]. Более низкое соотношение V/III на начальной стадии коалесценции снижает плотность краевых или смешанных краевых дислокаций, плотность винтовых дислокаций не изменяется [31]. Увеличение времени коалесценции способствует улучшению структурного совершенства буферного слоя, уменьшению плотности дислокаций.

Поток водорода в реакторе в процессе коалесценции менялся от 16 до 20 литров в минуту. Давление в реакторе поддерживалось от 200 до 500 бар. При коалесценции изменяли потоки аммиака в процессе роста от 2,0 до 3,5 литров в минуту и/или поднимая температуру от 950 до 1050 °C, воздействуя на ее скорость.

Выращивание нелегированного буферного слоя. После окончания процесса коалесценции осуществлялось окончание процесса выращивания буферного слоя, которое заканчивалось выдержкой при температурах от 950 до 1050 °C и временных интервалах от 600 до 1800 секунд.

Далее осуществлялся отжиг полученного буферного слоя в течение 5 минут и ускоренное охлаждение полученной структуры в потоке аммиака с водородом.

Соотношение V/III (в молях) при формировании слоев GaN изменяли в различных этапах и экспериментах от 600 до 1200.

Контроль за ростом буферного слоя *in situ* осуществляли на штатных измерительных комплексах установки AIXTRON CCS 6X2: Laytec EpiCurveTT и ARGUS.

Исследования структурных характеристик проводилось методами оптической и электронной микроскопии на металлографическом микроскопе производства Альтамы и настольном сканирующем электронном микроскопе Emcrafts Cube-3. Характеризация структурных свойств III-нитридных материалов с определением постоянных решетки, оценкой кристаллического качества и деформационного статуса осуществлялась

рентгеновской дифрактометрией высокого разрешения на установке *Shimadzu XRD-6100*.

Выявление дислокаций на образцах буферных слоев осуществлялось их травлением в расплаве гидроокиси кальция при температуре 350 °С и временном интервале 420 секунд.

4. Результаты исследования

В результате проведения серии экспериментов по процессам выращивания буферных слоев *GaN* на сапфировой подложке, осуществляемых нами по описанным выше шести технологическим этапам, отобрали для рассмотрения результатов исследований оптимальный режим выращивания (описание ниже), одним из этапов которого было формирование зародышевого слоя при 10 импульсах ТМГ. Был получен буферный слой с требуемой планарной поверхностью. Исследования проводились с помощью электронной микроскопии, для определения морфологии привязывались к найденной на поверхности поре (рисунок 2 а). Слой равномерный, толщиной 2,7 мкм (рисунок 2 б).

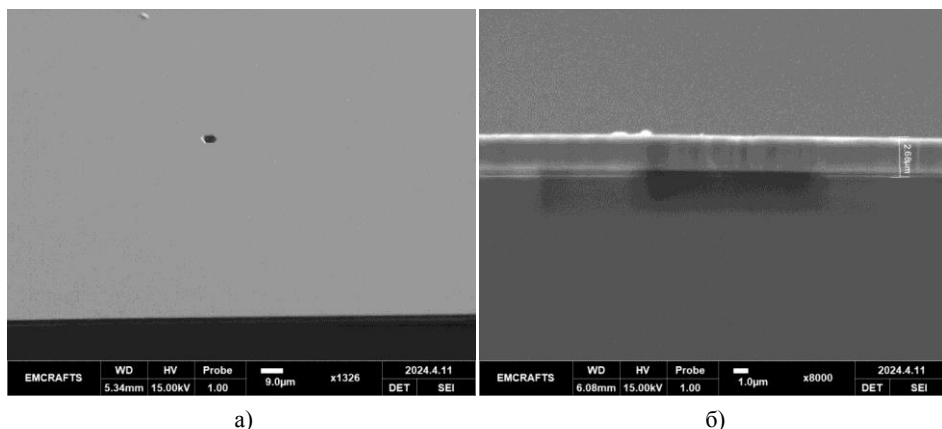


Рис. 2. Изображение РЭМ образца буферного слоя *GaN* на сапфире полученного при 10 импульсах ТМГ, а — поверхность, б — толщина слоя.

Fig. 2. SEM image of a sample of a *GaN* buffer layer on sapphire obtained with 10 TMGa pulses, а – surface, б – layer thickness

На рисунке 3 представлена информация о показаниях измерительного комплекса *Laytec EpiCurveTT* при выращивании буферного слоя *GaN* на сапфире при 10 импульсах ТМГ *in situ*. Зеленая кривая отображает пирометрическое измерение реальной температуры на поверхности подложка-выращиваемый слой, по сути, является циклограммой процесса (зависимо-

стью температуры от времени). Синяя кривая является фотооткликом (коэффициентом отражения) лазера на 405 нм, а красная кривая — фотоотклик (коэффициент отражения) лазера на 950. Каждый этап роста отмечен разным цветом фона: 1 — отжиг подложки, 2 — процесс нитридации, 3 — формирование зародышевого слоя, 4 — отжиг зародышевого слоя, 5 — процесс коаlessценции, 6 — наращивание буферного слоя. Рассмотрев кривые по этапам роста, можно довольно четко охарактеризовать процесс выращивания буферного слоя поэтапно, контролируя рост в режиме реального времени.

Опишем режим выращивания структуры. В течение всего процесса выращивания подача газа носителя (азот либо водород) в реактор составляла 16 литров в минуту. Из зеленой кривой рисунка 3, характеризующей температуру процесса получения буферного слоя от времени, видно, что первый этап, отжиг подложки, осуществлялся в протоке водорода при 1100 °C в течение 300 секунд. При этом наблюдался фотоотклик лазеров на 405 и 950 нм, говорящий об изменениях, происходящих на поверхности подложки. Перед охлаждением системы виден скачок температуры, говорящий о переключении потока водорода на азот (имеющим меньшую, чем у водорода, теплопроводность).

После охлаждения до до 550 °C включается поток аммиака 1,8 литра в минуту (начало этапа нитридации), за счет теплопроводности которого идет дальнейшее незначительное проседание температуры. На третьем этапе (формирование зародышевого слоя) происходит переключение потока газа носителя с азота на водород, об этом свидетельствует понижение температуры. Начинается импульсная подача ТМГ, о начале формирования зародышевого слоя свидетельствует незначительное повышение в течение 150 секунд интенсивности фотоотклика на 405 нм и 905 нм. При рекристаллизации зародышевого слоя в процессе отжига происходит падение интенсивности фотоотклика обоих лазеров, отжиг происходит в потоке водорода с амиаком при нагреве до температуры 970 °C за 420 секунд. При достижении максимальной температуры отжига включается поток ТМГ и программное увеличение потока аммиака с 1,8 до 2,4 литра в минуту, при этом наблюдается сначала всплеск (связанный с начальной стадией роста зародышевого слоя), затем — резкое падение интенсивности фотоотклика обоих лазеров. Колебания фотоотклика лазера 950 нм свидетельствуют о формировании монокристаллического слоя в процессе коаlessценции. После окончания программного поднятия потока аммиака, которое характеризуется незначительным падением температуры, с целью сокращения коаlessценции включался программируемый нагрев до 1050 °C, а затем, после 900-секундной выдержки, до 1100 °C. Выход интенсивности фотоотклика лазера 405 нм на полку говорит об окончании процесса

коалесценции и о сформировавшемся сплошном слое. При вышеописанном технологическом режиме процесс коалесценции продолжался практически 7200 секунд. Среднее соотношение V/III (в молях) при формировании слоев *GaN* в данном процессе соответствовало 630. Скорость роста составляет порядка 1,1 мкм в час.

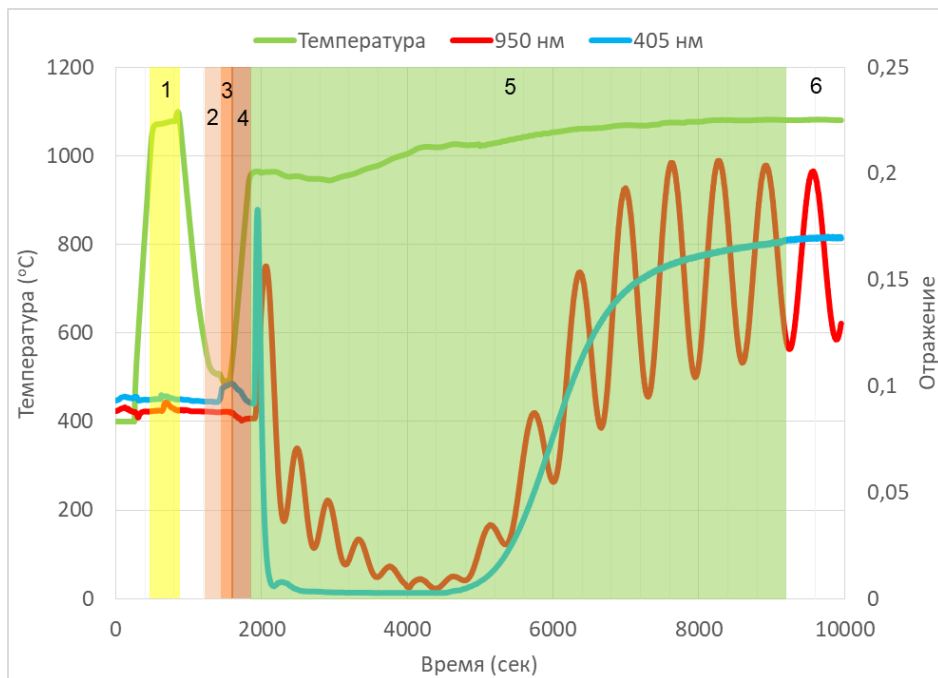


Рис. 3. Показания измерительного комплекса *Laytec EpiCurveTT* при выращивании буферного слоя *GaN* на сапфире при 10 импульсах ТМГ *in situ*:

зеленая кривая — пирометрическое измерение реальной температуры на поверхности подложки — выращиваемый слой (циклограмма процесса), синяя кривая — фотоотклик (коэффициент отражения) лазера на 405 нм, красная кривая — фотоотклик (коэффициент отражения) лазера на 950 нм. Каждый этап роста отмечен разным цветом фона: 1 — отжиг подложки, 2 — процесс нитридации, 3 — формирование зародышевого слоя, 4 — отжиг зародышевого слоя, 5 — процесс коалесценции, 6 — наращивание буферного слоя.

Fig. 3. Indications of the *Laytec EpiCurveTT* measuring complex when growing a *GaN* buffer layer on sapphire at 10 TMG pulses *in situ*:

green curve — pyrometric measurement of the actual temperature on the surface of the substrate-grown layer (process cyclogram), blue curve — photoresponse (reflection coefficient) of the laser at 405 nm, red curve — photoresponse (reflection coefficient) of the laser at 950 nm. Each stage of growth is marked with a different background color: 1 — annealing of the substrate, 2 — nitridation process, 3 — formation of the nucleation layer, 4 — annealing of the nucleation layer, 5 — coalescence process, 6 — overgrowth of the buffer layer

С целью наблюдения за процессом формирования буферного слоя при коалисценции была проведена серия экспериментов, аналогичных по оптимальным технологическим режимам, описанным выше. Результаты представлены на рис. 4. Исходя их анализа рисунка по цепочке от а) к г), хорошо виден процесс формирования (зарастивания) буферного слоя от «островов» к порам и сплошному слою (рисунок 2 а).

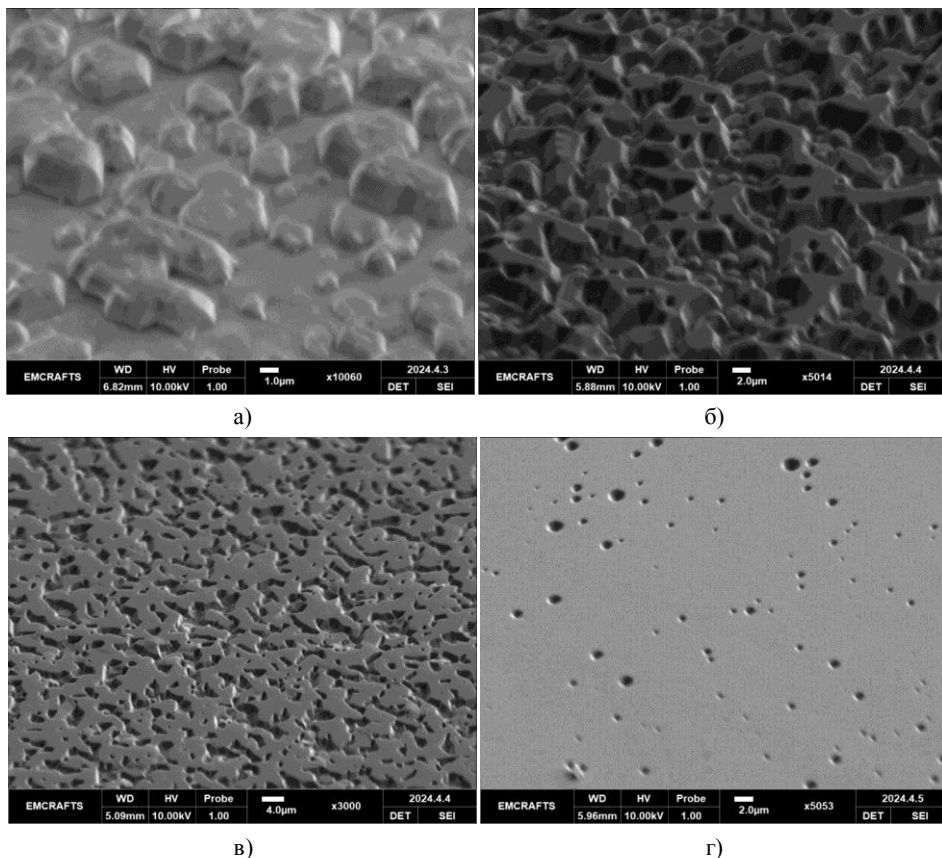


Рис. 4. Образование буферного слоя в процессе коалисценции:
 а — начальный этап разрастивания буферного слоя, б, в — промежуточный этап,
 г — конечный этап.

Fig. 4. Formation of a buffer layer during the coalescence process:
 а – initial stage of growing the buffer layer, б, в – intermediate stage, г – final stage

Для исследования влияния количества импульсов ТМГ на формирование зародышевого слоя, а затем в процессе коалисценции буферного был проведен эксперимент, в котором образование зародышевого слоя

осуществлялось тремя, пятью, и пятнадцатью импульсами ТМГ. При сохранении остальных оптимальных параметров технологического процесса, описанных для 10 импульсов.

Показания измерительного комплекса *Laytec EpiCurveTT* при выращивании буферного слоя *GaN* на сапфире при 3 и 5 импульсах ТМГ *in situ* выглядели практически одинаково. Изменений интенсивности фотооткликов обоих лазеров при формировании зародышевого слоя не наблюдались. Фотоотклики обоих лазеров практически совпадали, не было колебаний на кривой 950 нм, что говорит о структурном несовершенстве выращиваемого слоя. Процесс коалисценции длился практически три часа.

На рисунке 5 а) и б) в качестве примера представлены поверхность буферного слоя и его толщина соответственно при 5 импульсах ТМГ. При трех импульсах наблюдалась практически такая же картина.

Из рисунка 5 а) видим, что образованный монокристаллический слой характеризуется большим количеством малоугловых границ с наличием столбчатой структуры. При разращивании зародышевого слоя пленка росла неравномерно, толщина ее на различных отрезках меняется от 2,0 до 7,0 мкм.

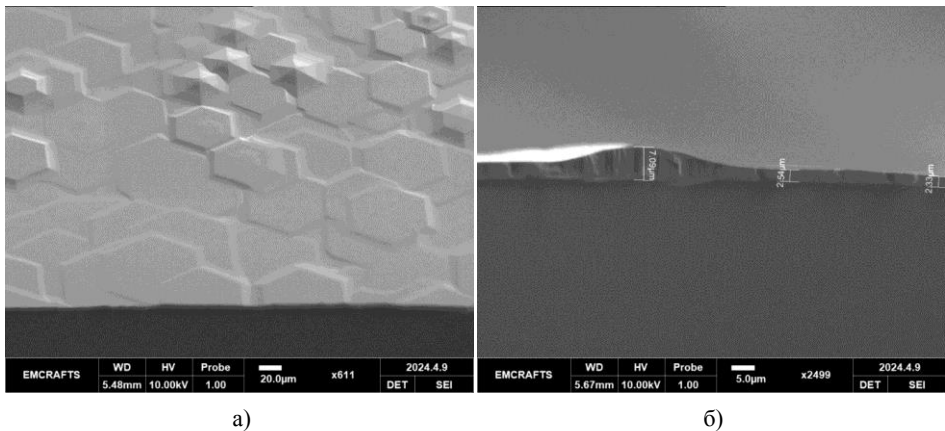


Рис. 5. Изображение РЭМ образца буферного слоя *GaN* на сапфире, полученного при 5 импульсах ТМГ, а — поверхность, б — толщина слоя.

Fig. 5. SEM image of a sample of a *GaN* buffer layer on sapphire obtained with 5 TMGa pulses, а – surface, б – layer thickness

Исследования буферного слоя, полученного при 15 импульсах ТМГ, проводимые с помощью электронной микроскопии, показало наличие планарной поверхности, и ее морфология практически полностью соответствуют буферному слою при 10 импульсах (см. рис. 2). Слой равномерный, толщиной 2,8 мкм.

Показания измерительного комплекса *Laytec EpiCurveTT* при выращивании буферного слоя *GaN* на сапфире при 15 импульсах ТМГ *in situ* выглядели практически одинаково с 10 импульсами (см. рис. 3). Различие составляло в увеличении времени коалиценции, которое равнялось 5100 секундам.

В таблице 1 сведены результаты исследований образцов полученных при формировании зародышевого слоя пятью, десятью и пятнадцатью импульсами ТМГ при испытаниях на оценку кристаллического качества с использованием рентгеновской дифрактометрии при определении коэффициента дифракционного отражения (КДО) и выявлением плотности дислокаций по методике, описанной выше.

Таблица 1. Свойства образцов буферных слоев *GaN* на сапфире, полученных при 5, 10 и 15 импульсах ТМГ.

Table 1. Properties of samples of *GaN* buffer layers on sapphire obtained at 5, 10 and 15 TMG pulses

№ п/п	Количество импульсов ТМГ	Ориентация		Толщина слоя мкм	$V_{h/2}$ (КДО), угл.сек	Плотность дислокаций, см ⁻²
		подложка	слой			
1	5	(0001)	(0001)	2,0-7,0	780	$5,1 \cdot 10^9$
2	10	(0001)	(0001)	2,7	460	$1,1 \cdot 10^8$
3	15	(0001)	(0001)	2,8	510	$4,2 \cdot 10^8$

Из таблицы видно, что оптимальные свойства соответствуют образцу, полученному при формировании зародышевого слоя 10 импульсами ТМГ. Полученный результат подтверждает сделанные выше утверждения о роли процесса формирования зародышевого слоя, а также о процессах и реализации технологических подходов при коалиценции.

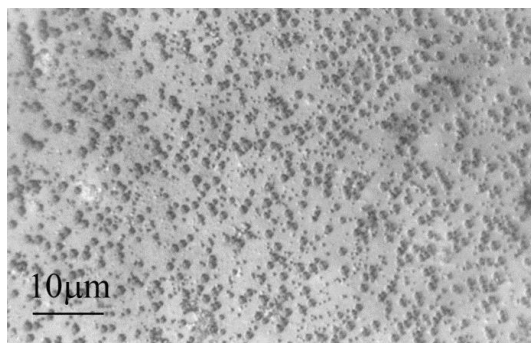


Рис. 6. Картина избирательного химического травления рабочей поверхности буферного слоя нитрида галлия, полученного при 10 импульсах ТМГ.

Fig. 6. Picture of selective chemical etching of the working surface of the gallium nitride buffer layer obtained with 10 TMGa pulses

На рис. 6 показана картина избирательного химического травления рабочей поверхности буферного слоя *GaN* на сапфире, полученного при 10 импульсах ТМГ. Ямки травления соответствуют выходам дислокаций.

5. Заключение

Проведены работы по монтажу и запуску комплекса оборудования МОС-гидридной эпитаксии на основе произведенной в Великобритании установки *AIXTRON CCS 6X2*, в который, кроме основного оборудования, входит: станция генерации высокочистого азота, системы начальной и финишной очисток азота и водорода, система скрубберов для очистки отработанных газов, система контроля и утечки рабочих газов и прекурсоров, обвязка комплекса оборудования оборотной водой, вентиляционными системами, газовыми коммуникациями.

Осуществлен полный комплекс наладки контрольных систем роста структур *in situ* на основе измерительных комплексов *Laytec EpiCurveTT* и *ARGUS*, проводящих контроль фотоотклика (коэффициента отражения) на 950 и 405 нм и распределения истинных температурных полей в процессе анализа роста структур на основе *GaN*, проведены пробные и горячие запуски оборудования на тестовых ростовых процессах.

Разработана технология получения буферных слоев *GaN* на сапфире, основанная на импульсном формировании зародышевого слоя. Проведен цикл экспериментальных работ по отработке технологических режимов подготовки сапфировой подложки путем ее отжига и нитридации, получения зародышевых слоев *GaN* с их дальнейшим отжигом, обоснован и оптимизирован процесс коалесценции при формировании буферного слоя с необходимыми свойствами. Авторами продемонстрировано, что уменьшение потока аммиака и/или снижение температуры коалесценции сказывается на времени формирования слоя и качестве его структуры. Эксперименты проведены при непосредственном контроле за ростом структур *in situ* с использованием измерительных комплексов *Laytec EpiCurveTT* и *ARGUS*.

По подобранным оптимальным технологическим параметрам при формировании зародышевого слоя 10 импульсами ТМГ получены опытные образцы буферных слоев *GaN* на сапфире с приемлемыми для формирования ГЭС свойствами. Толщина выращенного слоя составила 2,7—2,8 мкм при скорости роста 1,1 мкм в час, коэффициент дифракционного отражения — 460 угловых секунды, плотность дислокаций составила $1,1 \cdot 10^8 \text{ см}^{-2}$.

Дальнейшие работы, планируемые авторами в данном направлении, заключаются в усовершенствовании технологических подходов при формировании буферного слоя, и связаны с исследованиями технического

приема импульсного формирования зародышевого слоя при поочередной подаче ТМГ и аммиака, усовершенствовании коалесцентных процессов и выращивании приборных ГЭС на основе *GaN* на сапфире.

Список литературы

1. Muranaga W., Akagi T., Fuwa R. et al. GaN-based vertical-cavity surface-emitting lasers using n-type conductive AlInN/GaN bottom distributed Bragg reflectors with graded interfaces. // *Japanese Journal of Applied Physics*. 2019. Vol. 58, no. SC. Art. C. SCCC01.
2. Jeong G. J., Lee J. H., Han S. H. et al. Silver nanowires for transparent conductive electrode to GaN-based light-emitting diodes // *Applied Physics Letters*. 2015. Vol. 106, no. 3.
3. Jung S., Song K. P., Lee S. N. et al. Wet Chemical Etching of Semipolar GaN Planes to Obtain Brighter and Cost-Competitive Light Emitters // *Advanced Materials*. 2013. Vol. 25, no. 32. P. 4470—4476.
4. Bajaj S., Allerman A. A., Armstrong A. M. et al. High Al-content AlGaIn transistor with 0.5 A/mm current density and lateral breakdown field exceeding 3.6 MV/cm // *IEEE Electron Device Letters*. 2017. Vol. 39, no. 2. P. 256–259.
5. Baca A. G., Armstrong A. M., Klein B. A. et al. Al-rich AlGaIn based transistors // *Journal of Vacuum Science & Technology A*. 2020. Vol. 38, no. 2.
6. Abid I., Mehta J., Cordier Y. et al. AlGaIn channel high electron mobility transistors with regrown ohmic contacts // *Electronics*. 2021. Vol. 10, no. 6. P. 59–67.
7. Miyoshi M., Inoue A., Yamanaka M. et al. Improved on-state performance in AlGaIn-channel heterojunction field-effect transistors with a quaternary AlGaInN barrier layer and a selectively grown n⁺⁺-GaN contact layer // *Materials Science in Semiconductor Processing*. 2021. Vol. 133. Art. 105960.
8. Акчурин Р., Мармалюк А. МОС-гидридная эпитаксия в технологии материалов фотоники и электроники. М. : Техносфера, 2018. 488 с.
9. Заварин Е. Е. Исследование особенностей процесса газофазной эпитаксии слоев GaN и AlGaIn из металлорганических соединений и оптимизация роста на подложках сапфира и SiC для приборных применений: дис. ... канд. физ.-мат наук : 01.04.10. СПб, 2008. 184 с.
10. Ikeda M., Mizuno T., Takeya M. et al. High-power GaN-based semiconductor lasers // *Physica status solidi (c)*. 2004. Vol. 1. no. 6. P. 1461–1467.
11. Kozodoy P., Ibbetson J. P., Marchand H. et al. Electrical characterization of GaN pn junctions with and without threading dislocations // *Applied physics letters*. 1998. Vol. 73., no. 7. P. 975–977.
12. Zhang A. P., Rowland L. B., Kaminsky E. B. et al. Correlation of device performance and defects in AlGaIn/GaN high-electron mobility transistors // *Journal of electronic materials*. 2003. Vol. 32. P. 388–394.
13. Mion C., Muth J. F., Preble E. A. et al. Accurate dependence of gallium nitride thermal conductivity on dislocation density // *Applied Physics Letters*. 2006. Vol. 89, no. 9.
14. Figge S., Böttcher T., Dennemarck J. et al. Optoelectronic devices on bulk GaN // *Journal of crystal growth*. 2005. Vol. 281, no. 1. P. 101–106.
15. Diduck Q., Nie H., Alvarez B. et al. 1000V Vertical Jfet Using Bulk GaN // *ECS Transactions*. 2013. Vol. 58, no. 4. P. 295–298.
16. Kizilyalli I. C., Edwards A., Bour D. et al. Very high performance GaN-on-GaN diodes. In : *The 1st IEEE Workshop on Wide Bandgap Power Devices and Applications*. IEEE, 2013. P. 1–5.

17. Liu H. F., Dolmanan S. B., Zhang L. et al. Influence of stress on structural properties of AlGaIn/GaN high electron mobility transistor layers grown on 150 mm diameter Si (111) substrate // *Journal of Applied Physics*. 2013. Vol. 113, no. 2.
18. Sarua A., Ji H., Hilton K. P. et al. Thermal boundary resistance between GaN and substrate in AlGaIn/GaN electronic devices // *IEEE Transactions on electron devices*. 2007. Vol. 54. no. 12. P. 3152–3158.
19. Ponce F. A., Krusor B. S., Major Jr J. S. et al. Microstructure of GaN epitaxy on SiC using AlN buffer layers // *Applied physics letters*. 1995. Vol. 67, no. 3. P. 410–412.
20. Qu S., Li S., Zhu Y. et al. Influence of the growth temperature of AlN buffer on the quality and stress of GaN films grown on 6H–SiC substrate by MOVPE // *Journal of alloys and compounds*. 2010. Vol. 502, no. 2. P. 417–422.
21. Manoi, A. Benchmarking of thermal boundary resistance in AlGaIn/GaN HEMTs on SiC substrates: Implications of the nucleation layer microstructure / A. Manoi, J. W. Pomeroy, N. Kittat, M. Kuball // *IEEE electron device letters*. 2010. Vol. 31. no. 12. P. 1395–1397.
22. Hiramoto K., Itoh S., Amano H. et al. Growth mechanism of GaN grown on sapphire with AlN buffer layer by MOVPE // *Journal of Crystal Growth*. 1991. Vol. 115, no. 1–4. P. 628–633.
23. Yamada S., Kato J. I., Tanaka S. et al. Nucleation and growth kinetics of AlN films on atomically smooth 6H–SiC (0001) surfaces // *Applied Physics Letters*. 2001. Vol. 78, no. 23. P. 3612–3614.
24. Sun H., Yin J., Pecora E. F. et al. Deep-ultraviolet emitting AlGaIn multiple quantum well graded-index separate-confinement heterostructures grown by MBE on SiC substrates // *IEEE Photonics Journal*. 2017. Vol. 9, no. 4. P. 1–9.
25. Deng G., Zhang Y., Yu Y. et al. Significantly improved surface morphology of N-polar GaN film grown on SiC substrate by the optimization of V/III ratio // *Applied Physics Letters*. 2018. Vol. 112, no. 15.
26. Kaun S. W. Effects of threading dislocation density on the gate leakage of AlGaIn/GaN heterostructures for high electron mobility transistors // *Applied physics express*. 2011. Vol. 4, no. 2.
27. Hubáček T., Hospodková A., Oswald J., et al. Improvement of luminescence properties of GaN buffer layer for fast nitride scintillator structures // *Journal of Crystal Growth*. 2017. Vol. 464. P. 221–225.
28. Tanaka A., Ando Y., Nagamatsu K. et al. m-Plane GaN Schottky Barrier Diodes Fabricated With MOVPE Layer on Several Off-Angle m-Plane GaN Substrates // *Physica status solidi (a)*. 2018. Vol. 215. no. 9. Art. 1700645.
29. Lada M., Cullis A. G., Parbrook P. J. Effect of anneal temperature on GaN nucleation layer transformation // *J. Cryst. Growth*. 2003. Vol. 258, no. 1–2. P. 89–99.
30. Li S. T., Jiang F. Y., Fan G. H. et al. The influence of growth mode on quality of GaN films and blue LED wafers grown by MOCVD // *Physica B*. 2007. Vol. 391, no. 1. P. 169–173.
31. Kim S., Oh J., Kang J. et al. Two-step growth of high quality GaN using V/III ratio variation in the initial growth stage // *J. Cryst. Growth*. 2004. Vol. 262, no. 1–4. P. 7–13.

Информация об авторах

Марончук Игорь Игоревич, кандидат технических наук; начальник лаборатории АО «Оптрон», г. Москва, Российская Федерация. ORCID 0000-0003-2541-961X.

Санникович Дарья Дмитриевна, инженер 1 категории АО «Оптрон», г. Москва, Российская Федерация. ORCID 0000-0001-8576-1199.

Меженный Михаил Валерьевич, начальник научно-производственного комплекса АО «Оптрон», г. Москва, Российская Федерация. ORCID 0009-0000-5179-0864.

Чельный Александр Александрович, кандидат технических наук; заместитель генерального директора по научно-техническому развитию АО «Оптрон», г. Москва, Российская Федерация. ORCID 0009-0000-3992-4233.

Рыбин Павел Сергеевич, инженер 2 категории АО «Оптрон», г. Москва, Российская Федерация. ORCID 0009-0000-3023-0761.

Широков Игорь Борисович, профессор Севастопольского государственного университета, г. Севастополь, Российская Федерация. ORCID 0000-0001-6425-5385.

Development of a Technology for Producing Gallium Nitride Buffer Layers Using the AIXTRON CCS 6X2 MOS-Hydride Epitaxy Installation

I. I. Maronchuk¹, M. V. Mezheny¹, A. A. Chelny¹,
D. D. Sanikovich¹, P. S. Rybin¹, and I. B. Shirokov²

¹JSC «Optron»

Shcherbakovskaya str., 53, Moscow, 105187, Russian Federation

²Sevastopol State University

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

igimar@mail.ru, shirokov@ieee.org

Received: May 20, 2024

Peer-reviewed: May 27, 2024

Accepted: May 27, 2024

Abstract: The paper examines problematic issues related to the production of GaN buffer layers on sapphire for the further formation of device heteroepitaxial structures based on GaN for wide range of applications. The authors carried out work on the installation and launch of a complex of MOC-hydride epitaxy equipment based on the AIXTRON CCS 6X2 installation. Control systems for the growth of structures in situ were set up based on the Laytec EpiCurveTT and ARGUS measuring complexes, which monitor the distribution of temperature fields during the growth of GaN structures by measuring the reflectance using lasers (950 and 405 nm). A technology has been developed for producing GaN buffer layers on sapphire, based on pulsed supply of precursors to form the seed layer. A series of experimental works was carried out to develop technological regimes for preparing a sapphire substrate by annealing and nitriding, obtaining GaN seed layers with their further annealing. The coalescence process for the formation of a buffer layer with the necessary properties has been justified and optimized. Experimental samples of GaN buffer layers on sapphire were obtained during the formation of the seed layer by supplying trimethylgallium pulses in an amount from 3 to 15 into the reactor. It was shown that the optimal properties for the further formation of heteroepitaxial structures are a sample with 10 pulses: the thickness of the grown layer was 2.7–2.8 μm , growth rate 1.1 μm per hour, diffraction reflection coefficient – 460 arc seconds, dislocation density was $1.1 \cdot 10^8 \text{ cm}^{-2}$.

Keywords: MOC hydride epitaxy, AIXTRON CCS 6X2 setup, gallium nitride, sapphire substrate, trimethylgallium, ammonia, buffer layer, photoresponse, electron microscopy, optical microscopy, X-ray diffraction analysis.

For citation (IEEE): I. I. Maronchuk, M. V. Mezheny, A. A. Chelny, D. D. Sanikovich, P. S. Rybin, and I. B. Shirokov, “Development of a Technology for Producing Gallium Nitride Buffer Layers Using the AIXTRON CCS 6X2 MOS-Hydride Epitaxy Installation,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 7, no. 3, pp. 436–457, 2024, doi: 10.xxxxx/2587-9936.2024.07.3.28. (In Russ.).

References

- [1] W. Muranaga, T. Akagi, R. Fuwa, et al., "GaN-based vertical-cavity surface-emitting lasers using n-type conductive AlInN/GaN bottom distributed Bragg reflectors with graded interfaces," *Japanese Journal of Applied Physics*, vol. 58, no. SC, art. SCCC01. 2019, doi: 10.7567/1347-4065/ab1253.
- [2] G. J. Jeong, J. H. Lee, S. H. Han, et al., "Silver nanowires for transparent conductive electrode to GaN-based light-emitting diodes," *Applied Physics Letters*, vol. 106, no. 3, 2015, doi: 10.1063/1.4906459.
- [3] S. Jung, K. P. Song, S. N. Lee, et al., "Wet Chemical Etching of Semipolar GaN Planes to Obtain Brighter and Cost-Competitive Light Emitters," *Advanced Materials*, vol. 25, no. 32, pp. 4470–4476, 2013, doi: 10.1002/adma.201301640.
- [4] S. Bajaj, A. A. Allerman, A. M. Armstrong, et al., "High Al-content AlGaIn transistor with 0.5 A/mm current density and lateral breakdown field exceeding 3.6 MV/cm," *IEEE Electron Device Letters*, vol. 39, no. 2, pp. 256–259, 2017, doi: 10.1109/LED.2017.2780221.
- [5] A. G. Baca, A. M. Armstrong, B. A. Klein, et al., "Al-rich AlGaIn based transistors," *Journal of Vacuum Science & Technology A*, vol. 38, no. 2, 2020, doi: 10.1116/1.5129803.
- [6] I. Abid, J. Mehta, Y. Cordier, et al., "AlGaIn channel high electron mobility transistors with regrown ohmic contacts," *Electronics*, vol. 10, no. 6, pp. 59–67, 2021, doi: 10.3390/electronics10060635.
- [7] M. Miyoshi, A. Inoue, M. Yamanaka, et al., "Improved on-state performance in AlGaIn-channel heterojunction field-effect transistors with a quaternary AlGaInN barrier layer and a selectively grown n⁺⁺-GaIn contact layer," *Materials Science in Semiconductor Processing*, vol. 133, pp. 105960, 2021, doi: 10.1016/j.mssp.2021.105960.
- [8] R. Akchurin, A. Marmalyuk, *MOS-hydride epitaxy in the technology of photonics and electronics materials*, Mjsscow: Tekhnosfera, 2018. (In Russ.).
- [9] E. E. Zavarin, *Study of the features of the process of gas-phase epitaxy of GaN and AlGaIn layers from organometallic compounds and optimization of growth on sapphire and SiC substrates for device applications*: thesis, St. Petersburg, 2008. (In Russ.).
- [10] M. Ikeda, T. Mizuno, M. Takeya, et al., "High-power GaN-based semiconductor lasers," *Physica status solidi (c)*, vol. 1, no. 6, pp. 1461–1467, 2004, doi: 10.1002/pssc.200304086.
- [11] P. Kozodoy, J. P. Ibbetson, H. Marchand, et al., "Electrical characterization of GaN pn junctions with and without threading dislocations," *Applied physics letters*, vol. 73, no. 7, pp. 975–977, 1998, doi: 10.1063/1.122057.
- [12] A. P. Zhang, L. B. Rowland, E. B. Kaminsky, et al., "Correlation of device performance and defects in AlGaIn/GaN high-electron mobility transistors," *Journal of electronic materials*, vol. 32, pp. 388–394, 2003, doi: 10.1007/s11664-003-0163-6.
- [13] C. Mion, J. F. Muth, E. A. Preble, et al., "Accurate dependence of gallium nitride thermal conductivity on dislocation density," *Applied Physics Letters*, vol. 89, no. 9, 2006, doi: 10.1063/1.2335972.
- [14] S. Figge, T. Böttcher, J. Dennemarck, et al., "Optoelectronic devices on bulk GaN," *Journal of crystal growth*, vol. 281, no. 1, pp. 101–106, 2005, doi: 10.1016/j.jcrysgro.2005.03.017.
- [15] Q. Diduck, H. Nie, B. Alvarez, et al., "1000V Vertical Jfet Using Bulk GaN," *ECS Transactions*, vol. 58, no. 4, pp. 295–298, 2013, doi: 10.1149/05804.0295ecst.
- [16] I. C. Kizikyalli, A. Edwards, D. Bour, et al., "Very high performance GaN-on-GaN diodes," in: *The 1st IEEE Workshop on Wide Bandgap Power Devices and Applications*, IEEE, pp. 1–5, 2013, doi: 10.1109/WiPDA.2013.6695550.
- [17] H. F. Liu, S. B. Dolmanan, L. Zhang, et al., "Influence of stress on structural properties of AlGaIn/GaN high electron mobility transistor layers grown on 150 mm diameter Si (111) substrate," *Journal of Applied Physics*, vol. 113, no. 2, 2013, doi: 10.1063/1.4774288.

- [18] A. Sarua, H. Ji, K. P. Hilton, et al., "Thermal boundary resistance between GaN and substrate in AlGaIn/GaN electronic devices," *IEEE Transactions on electron devices*, vol. 54, no. 12, pp. 3152–3158, 2007, doi: 10.1109/TED.2007.908874.
- [19] F. A. Ponce, B. S. Krusor, J. S. Major Jr, et al., "Microstructure of GaN epitaxy on SiC using AlN buffer layers," *Applied physics letters*, vol. 67, no. 3, pp. 410–412, 1995, doi: 10.1063/1.114645.
- [20] S. Qu, S. Li, Y. Zhu, et al., "Influence of the growth temperature of AlN buffer on the quality and stress of GaN films grown on 6H–SiC substrate by MOVPE," *Journal of alloys and compounds*, vol. 502, no. 2, pp. 417–422, 2010, doi: 10.1016/j.jallcom.2010.04.185.
- [21] A. Manoi, J. W. Pomeroy, N. Kittat, and M. Kuball, "Benchmarking of thermal boundary resistance in AlGaIn/GaN HEMTs on SiC substrates: Implications of the nucleation layer microstructure," *IEEE electron device letters*, vol. 31, no. 12, pp. 1395–1397, 2010, doi: 10.1109/LED.2010.2077730.
- [22] K. Hiramarsu, S. Itoh, H. Amano, et al., "Growth mechanism of GaN grown on sapphire with AlN buffer layer by MOVPE," *Journal of Crystal Growth*, vol. 115, no. 1–4, pp. 628–633, 1991, doi: 10.1016/0022-0248(91)90816-N.
- [23] S. Yamada, J. I. Kato, S. Tanaka, et al., "Nucleation and growth kinetics of AlN films on atomically smooth 6H–SiC (0001) surfaces," *Applied Physics Letters*, vol. 78, no. 23, pp. 3612–3614, 2001, doi: 10.1063/1.1377309.
- [24] H. Sun, J. Yin, E. F. Pecora, et al., "Deep-ultraviolet emitting AlGaIn multiple quantum well graded-index separate-confinement heterostructures grown by MBE on SiC substrates," *IEEE Photonics Journal*, vol. 9, no. 4, pp. 1–9, 2017, doi: 10.1109/JPHOT.2017.2716420.
- [25] G. Deng, Y. Zhang, Y. Yu, et al., "Significantly improved surface morphology of N-polar GaN film grown on SiC substrate by the optimization of V/III ratio," *Applied Physics Letters*, vol. 112, no. 15, 2018, doi: 10.1063/1.5022237.
- [26] S. W. Kaun, "Effects of threading dislocation density on the gate leakage of AlGaIn/GaN heterostructures for high electron mobility transistors," *Applied physics express*, vol. 4, no. 2, 2011, doi: 10.1143/APEX.4.024101.
- [27] T. Hubáček, A. Hospodková, J. Oswald, et al., "Improvement of luminescence properties of GaN buffer layer for fast nitride scintillator structures," *Journal of Crystal Growth*, vol. 464, pp. 221–225, 2017, doi: 10.1016/j.jcrysgro.2016.12.088.
- [28] A. Tanaka, Y. Ando, K. Nagamatsu, et al., "m-Plane GaN Schottky Barrier Diodes Fabricated With MOVPE Layer on Several Off-Angle m-Plane GaN Substrates," *Physica status solidi (a)*, vol. 215, no. 9, art. 1700645, 2018, doi: 10.1002/pssa.201700645.
- [29] M. Lada, A. G. Cullis, and P. J. Parbrook, "Effect of anneal temperature on GaN nucleation layer transformation," *J. Cryst. Growth*, vol. 258, iss. 1-2, pp. 89–99, 2003, doi: [https://doi.org/10.1016/S0022-0248\(03\)01517-3](https://doi.org/10.1016/S0022-0248(03)01517-3).
- [30] S. T. Li, F. Y. Jiang, G. H. Fan, et al. "The influence of growth mode on quality of GaN films and blue LED wafers grown by MOCVD," *Physica B*, vol. 391, pp. 169–173, 2007, doi: 10.1016/j.physb.2006.09.014.
- [31] S. Kim, J. Oh, J. Kang, et al., "Two-step growth of high quality GaN using V/III ratio variation in the initial growth stage," *J. Cryst. Growth*, vol. 262, pp. 7–13, 2004, doi: 10.1016/j.jcrysgro.2003.10.009.

Information about the authors

Igor I. Maronchuk, Candidate of Technical Sciences, head of the laboratory JSC "Optron", Moscow, Russian Federation. ORCID 0000-0003-2541-961X.

Daria D. Sanikovich, 1st category engineer JSC "Optron", Moscow, Russian Federation. ORCID 0000-0001-8576-1199.

Mikhail V. Mezheny, head of the research and production complex JSC “Optron”, Moscow, Russian Federation. ORCID 0009-0000-5179-0864.

Chelny Alexander Alexandrovich, Candidate of Technical Sciences; Deputy General Director for Scientific and Technical Development JSC “Optron”, Moscow, Russian Federation. ORCID 0009-0000-3992-4233.

Rybin Pavel Sergeevich; 2nd category engineer JSC “Optron”, Moscow, Russian Federation. ORCID 0009-0000-3023-0761.

Igor B. Shirokov, Professor, Sevastopol State University, Sevastopol, Russian Federation. ORCID 0000-0001-6425-5385.

УДК 621.372.852.1

Электродинамический анализ и синтез волноводного фильтра

Амонский Д. С., Крутиев С. В.

Южный федеральный университет

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

skrutiev@sfedu.ru

Получено: 20 мая 2024 г.

Отрецензировано: 27 мая 2024 г.

Принято к публикации: 27 мая 2024 г.

Аннотация: В статье выполнен электродинамический анализ и синтез волноводного фильтра сечением 23×10 мм. В пакете программного обеспечения CST Studio Suite были созданы модели фильтров с разным количеством резонаторов, при использовании различных неоднородностей, а также их комбинаций. В качестве неоднородностей представлены емкостные диафрагмы и резонансные штыри. Отличия в моделях фильтров с комбинацией неоднородностей заключается в различном расположении резонансных штырей в поперечном сечении волновода, что позволяет получить передаточную характеристику с нулями пропускания выше либо ниже полосы пропускания. Получен фильтр с шестью нулями пропускания по обе стороны от полосы пропускания на основе шести пар резонансных штырей частичной высоты. В работе также представлена зависимость амплитудно-частотной характеристики от размеров отдельных элементов.

Ключевые слова: волновод, волноводный фильтр, квазиэллиптический фильтр, полосно-пропускающий фильтр, нули пропускания, прямоугольный резонатор, емкостные диафрагмы, резонансные штыри.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Амонский Д. С., Крутиев С. В. Электродинамический анализ и синтез волноводного фильтра // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2024. Т. 7, № 3. С. 458—472.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Амонский, Д. С. Электродинамический анализ и синтез волноводного фильтра / Д. С. Амонский, С. В. Крутиев // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. — 2024. — Т. 7, № 3. — С. 458—472.

1. Введение

Встроенным приемопередающим модулям в современных системах связи требуются высокоселективные полосовые фильтры со связанными

резонаторами для эффективного приема радиосигналов и подавления шума, а также нежелательных помех, которые находятся вне полосы пропускания [1]. Избирательность такого фильтра может быть увеличена за счет увеличения его порядка, но при этом будут иметь место более высокие уровни внутриполосных вносимых потерь, а также увеличение общего размера и громоздкости. В качестве альтернативы в конструкцию добавляются связи, которые обеспечивают появление нулей пропускания, они могут быть сгенерированы в области полосы подавления фильтра для достижения высокой избирательности без увеличения размера или вносимых потерь фильтра. Нули пропускания могут быть получены с помощью различных технологий, таких как введение дополнительных связей между несмежными резонаторами (т. е. перекрестные связи), возбуждение нерезонирующих мод или с помощью резонансных (т. е. дисперсионных) связей [2]. Во многих практических реализациях желательно использовать фильтры с линейной конфигурацией, чтобы избежать сложной геометрии и чувствительных резонаторных структур с перекрестной связью.

В последние несколько лет для достижения высокой селективности широкое признание в сообществе разработчиков фильтров получила частотно-вариационная (т. е. дисперсионная) связь. Такой вид связи широко используется для получения дополнительных нулей пропускания в полосе подавления полосно-пропускающего фильтра, а также обеспечивает необходимые взаиморезонаторные уровни связи. В технической литературе были предложены различные методы реализации и синтеза дисперсионных соединений для различных технологий, но в большинстве из этих подходов каждая дисперсионная связь создает одну единственную пару нулей пропускания в полосе подавления фильтра [3]. В случае волноводов частотно-вариационная связь реализуется с помощью инвертора в виде заглушки шунтирующего типа, одинарным или двойным штырем частичной высоты [4] или резонансной диафрагмой [3], [6]. Предполагая, что коэффициент связи является линейной функцией частоты, матрица связи фильтра может быть синтезирована путем решения обратной структурированной обобщенной задачи на собственные значения [5]. Кроме того, существуют методы прямого синтеза матрицы дисперсионной связи для встроенных топологий, а также блоки с дисперсной связью. В качестве альтернативы различные исследователи также сообщали о структурах связи, которые способны вводить более одного нуля пропускания [7]. Совсем недавно в планарной технологии был предложен и апробирован более обобщенный метод синтеза фильтра, который учитывает произвольную частотно-вариационную связь реактивного типа.

Несмотря на свою высокую производительность, особенно с точки зрения добротности, волноводные фильтры являются громоздкими, тяжелыми и дорогостоящими. В литературе было предложено несколько решений для устранения проблем с массой и объемом. Например, было предложено использовать двухрежимные или многомодовые резонаторы, чтобы уменьшить количество физических резонаторов, оставляя неизменным порядок фильтрации [8]. Совсем недавно было предложено использовать резонансные *TM*-моды, вместо *TE*-мод в двухрежимном резонаторе, чтобы значительно сократить длину резонатора [9]. Еще одним способом уменьшения размера является использование резонаторов, заполненных диэлектриком [10]. К сожалению, все вышеупомянутые конструкции являются довольно дорогостоящими, поскольку они обычно требуют изготовления методом фрезерования, в то время как более простые конструкции являются более предпочтительными для снижения затрат на изготовление и простую настройку. С этой точки зрения простые металлические штыревые фильтры являются отличным вариантом, поскольку их можно легко изготовить и настроить, изменяя положение и глубину погружения штифта в стенке волновода. Штыри действительно широко используются в технологии фильтрации, наиболее распространенным примером является гребенчатый фильтр [11]. Такие фильтры, как правило, питаются по коаксиальным кабелям, а волновод, в который вставлены штыри, находится ниже границы пропускания. Для проектирования встроенных фильтров в прямоугольных волноводах также были предложены индуктивные стойки [12]. В этом случае они выступают в роли индуктивных препятствий и могут использоваться вместо индуктивных диафрагм в обычных волноводных фильтрах. Этот метод упрощает изготовление, но не имеет преимуществ в отношении размеров фильтра. Кроме того, для настройки нельзя использовать индуктивные стойки. Стойки малой высоты использовались в качестве элементов, отклоняющих полосу пропускания; пара стоек определенной высоты используется также для замены одного или нескольких индуктивных препятствий в обычных встроенных фильтрах [13]. В полосе пропускания фильтра стойки с частичной высотой используются для создания преобразователя входного сигнала, в то время как их внеполосный резонанс используется для создания нулей пропускания. Кроме того, в полосно-пропускающих фильтрах было предложено использовать двухштыревой резонатор [14]. По сравнению с классическими встроенными фильтрами с индуктивными препятствиями такие фильтры имеют меньшую длину и демонстрируют нули пропускания в своих передаточных характеристиках за счет использования нерезонирующих режимов [15]. Однако, независимо от порядка фильтрации, можно получить максимум два нуля

пропускания. Кроме того, необходимы дополнительные соединительные секции для подключения входа к первому резонатору и выхода к последнему резонатору. В данной работе эти недостатки устраняются путем введения новых способов расположения двухштыревого резонатора, заключающихся в его вращении вокруг центральной оси и использовании штырей разной высоты. Несмотря на отсутствие секций связи [16], за счет использования новой геометрии удастся получить характеристику фильтра с максимальным числом нулей пропускания, т. е. равным числу резонаторов, со значительными преимуществами с точки зрения селективности.

2. Фильтр с неоднородностью в виде емкостных диафрагм

Электродинамический анализ и синтез полосно-пропускающих фильтров с нулями передачи начнем с простых конструкций. Так, например, в роли основного волновода для изучения выберем прямоугольный волновод с сечением 23×10 мм. Представлен фильтр с неоднородностью в виде емкостных диафрагм, трехмерная модель которого представлена на рис. 1.

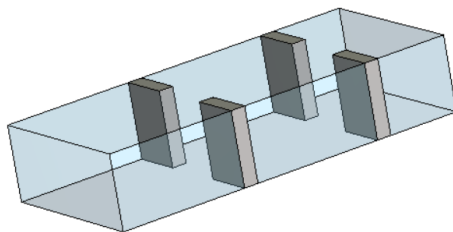


Рис. 1. Трехмерная модель фильтра с неоднородностью в виде емкостных диафрагм.

Fig. 1. 3D model of a filter with inhomogeneity in the form of capacitive diaphragms

В процессе синтеза были подобраны оптимальные параметры фильтра для получения необходимой передаточной характеристики, а также выявлены параметры, которые наибольшим образом влияют на данную характеристику. Чертеж исследуемой модели с размерами представлен на Рис. 2. ($a = 50$ мм, $c = 23$ мм, $t = 7$ мм, $da = 2$ мм, $x = 12$ мм, $y = 4$ мм).

Расчет входной проводимости для данного типа волновода производится по формуле:

$$Y_{\text{вх}} \cong G + jB, \text{ где}$$

$$G = \frac{1}{Z_3}, \quad Z_3 = \frac{c}{a} \frac{\sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}}}{\sqrt{1 - \frac{\lambda^2}{4a^2}}},$$

$$B = -\frac{\lambda}{a} \operatorname{ctg}^2 \left(\frac{\pi}{2} \frac{a'}{a} \right),$$

где a' — расстояние между диафрагмами.

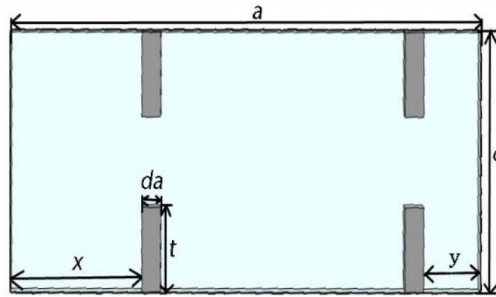
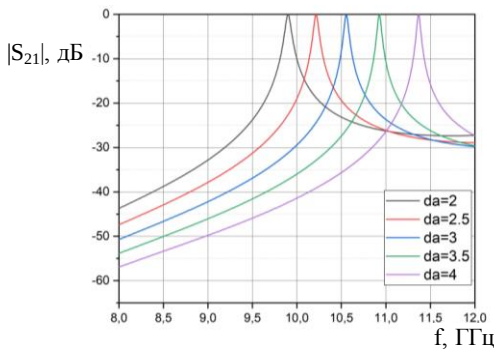
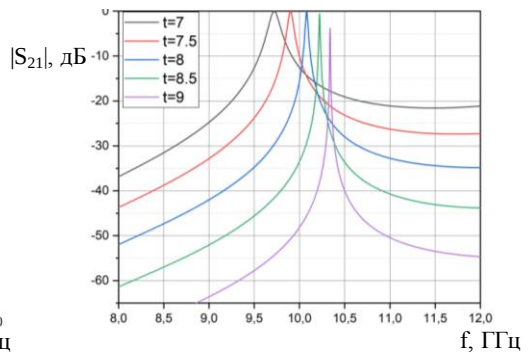


Рис. 2. Чертеж фильтра с неоднородностью в виде толстых емкостных диафрагм.

Fig. 2. Drawing of a filter with inhomogeneity in the form of thick capacitive diaphragms

В ходе исследования было установлено, что наибольшее влияние на амплитудно-частотную характеристику оказывают толщина и длина емкостных диафрагм. Вследствие этого были проведены исследования, отражающие изменения параметра $|S_{21}|$ при увеличении вышеупомянутых величин. Результаты приведены на рис. 3 и 4.

Рис. 3. Изменение параметра S_{21} при увеличении толщины емкостных диафрагм в исследуемом фильтре.Fig. 3. Change in parameter S_{21} with increasing thickness of capacitive diaphragms in the filter under studyРис. 4. Изменение параметра S_{21} при увеличении длины емкостных диафрагм в исследуемом фильтре.Fig. 4. Change in parameter S_{21} with increasing length of capacitive diaphragms in the filter under study

Исходя из представленных графиков, можно заметить, что как при изменении параметра da , отвечающего за толщину емкостных диафрагм, так и при изменении параметра t , отвечающего за изменение длины емкостных диафрагм, график зависимости параметра S_{21} от частоты смещается в область более высоких частот. При этом в случае изменения толщины диафрагм добротность фильтра сохраняется, а в случае изменения длины диафрагм добротность падает.

3. Фильтр с неоднородностью в виде цилиндрических штырей

Далее был проанализирован фильтр с неоднородностью в виде цилиндрических штырей, трехмерная модель которого представлена на рис. 5.

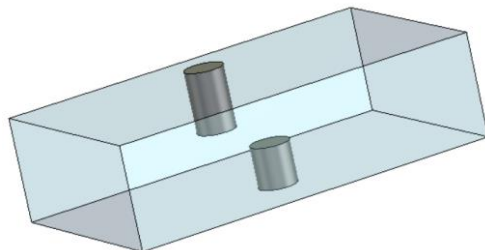


Рис. 5. Трехмерная модель фильтра с неоднородностью в виде цилиндрических штырей, расположенных на разных широких стенках волновода.

Fig. 5. 3D model of a filter with inhomogeneity in the form of cylindrical pins located on different wide walls of the waveguide

Был синтезирован фильтр с оптимальной передаточной характеристикой, а также выявлены параметры, которые оказывают на нее наибольшее влияние. Чертеж фильтра с размерами в двух проекциях представлен на рис. 6 ($a = 39,96$ мм, $b = 10,16$ мм, $c = 22,86$ мм, $l = 7,62$ мм, $d1 = 2,8$ мм, $d2 = 2,8$ мм, $h1 = 6$ мм, $h2 = 4$ мм).

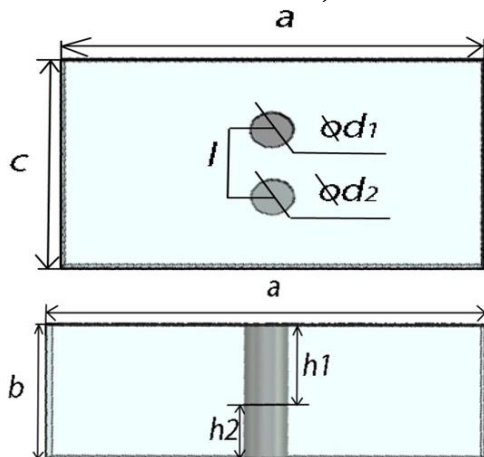


Рис. 6. Чертеж фильтра с неоднородностью в виде цилиндрических штырей.

Fig. 6. Drawing of a filter with heterogeneity in the form of cylindrical pins

В ходе синтеза было определено, что наибольшее влияние на амплитудно-частотную характеристику оказывают расстояние между штырями по длине волновода и расстояние между штырями по ширине волновода.

Исходя из этого были проведены исследования по установлению зависимости между увеличением вышеупомянутых величин и характером передаточной характеристики фильтра. Результаты представлены на рис. 7 и 8.

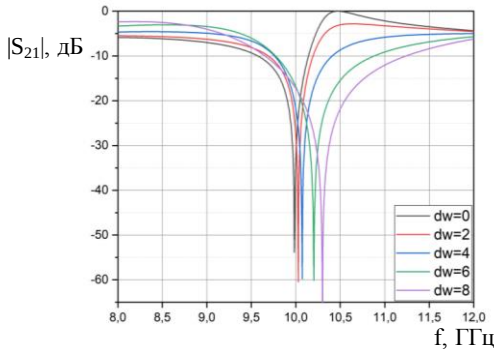


Рис. 7. Изменение параметра S_{21} при увеличении расстояния между штырями по длине волновода в исследуемом фильтре.

Fig. 7. Change in parameter S_{21} with increasing distance between pins along the length of the waveguide in the filter under study

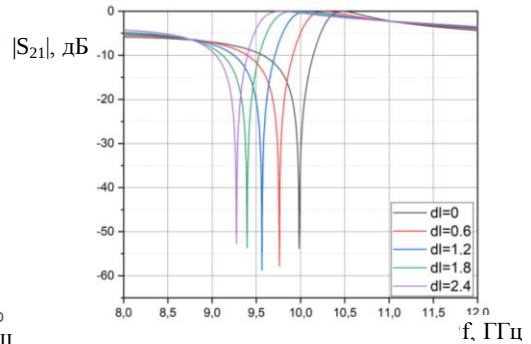


Рис. 8. Изменение параметра S_{21} при увеличении расстояния между штырями по ширине волновода.

Fig. 8. Changing parameter S_{21} with increasing distance between pins along the width of the waveguide

Вследствие представленных результатов можно прийти к выводу, что при увеличении параметра dw , отражающего увеличение расстояния между центрами штырей по длине волновода относительно начального положения, график зависимости параметра S_{21} от частоты смещается в сторону более высоких частот, также при этом наблюдается увеличение глубины нуля пропускания. В случае же, когда увеличивается расстояние между центрами штырей по ширине волновода относительно начального положения, график передаточной характеристики, наоборот, смещается в область более низких частот, при этом сохраняя свою первоначальную форму.

4. Исследование моделей с двумя неоднородностями

Следующий этап исследования заключается в объединении двух неоднородностей. Кроме того, было проведено исследование, отражающее изменение передаточной характеристики представленного волноводного фильтра при размещении цилиндрических штырей, являющихся одной из неоднородностей, на одной, либо на различных широких стенках волновода. Чертежи моделей синтезированного фильтра с размерами представлены на рис. 9 ($a = 22,83$ мм, $b = 10,16$ мм, $c_1 = 38,32$ мм, $r = 3,4$ мм, $l_1 = 3,97$ мм, $w = 1$ м., $h_{11} = 7,16$ мм, $h_{12} = 5,89$ мм, $c_2 = 36,98$ мм, $l_2 = 6,1$ мм, $h_{21} = 8,79$ мм, $h_{22} = 5,86$ мм).

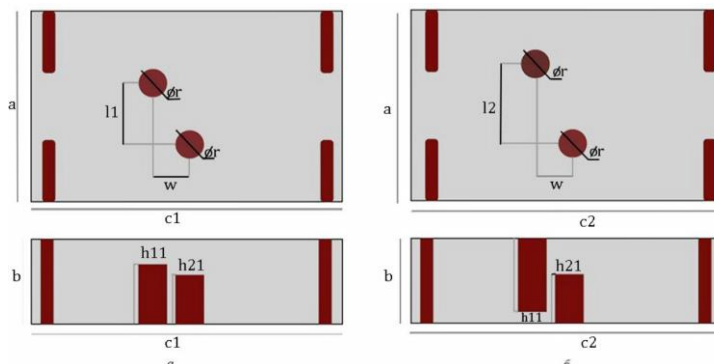


Рис. 9. Чертеж фильтра с двумя неоднородностями при расположении резонансных штырей на одной широкой стенке волновода (а) и на противоположных широких стенках волновода (б).

Fig. 9. Drawing of a filter with two inhomogeneities with resonant pins located on one wide wall of the waveguide (a) and on opposite wide walls of the waveguide (b)

На представленных чертежах мы можем видеть пару близко расположенных штырей частичной высоты, размещенных внутри волновода, которая позволяет получить передаточную функцию полосовой фильтрации первого порядка с двумя нулями пропускания. Нули пропускания можно перемещать либо ниже, либо выше полосы пропускания, разделяя штыри в поперечном направлении по длине волновода и управляя знаком взаимного соединения между штырями. Стоит отметить, что в ситуации, когда цилиндры расположены близко друг к другу, между ними возникает некоторая взаимная связь. Если мы переместим штыри в противоположные стороны в направлении распространения сигнала, то они будут разделены участком линии передачи. Это устройство может быть смоделировано эквивалентной схемой, в которой цилиндры представляют последовательно подключенные резонаторы, а расстояние между стойками моделируется участком линии передачи с неким характеристическим сопротивлением Z_c и некой электрической длиной θ_c (рис. 10). Эффект непосредственной близости между штырями моделируется взаимной связью между ними и позволяет нулям пропускания перемещаться относительно полосы пропускания, где их расположение, ниже или выше полосы, определяет знак взаимной связи. При положительном значении величины взаимной индуктивности резонаторов полюс перемещается выше пары нулей пропускания и наоборот.

На рис. 11 представлен синтезированный фильтр при расположении стоек на одной широкой стенке волновода. На рис. 12 изображен график передаточной характеристики представленного фильтра, из которого мож-

но получить следующие его характеристики: центральная частота данной модели равна 9,9 ГГц, полоса пропускания 0,25 ГГц, а нули пропускания расположены на частотах 10,19 и 10,36 ГГц. Из полученных результатов следует, что представленный фильтр можно использовать для реализации линейного волноводного полосового фильтра квазиэллиптического типа с нулями пропускания, расположенными выше полосы пропускания фильтра.

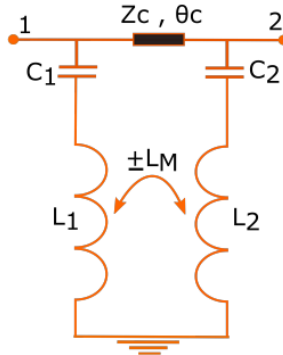


Рис. 10. Эквивалентная схема штыревого резонатора.

Fig. 10. Pin resonator equivalent circuit

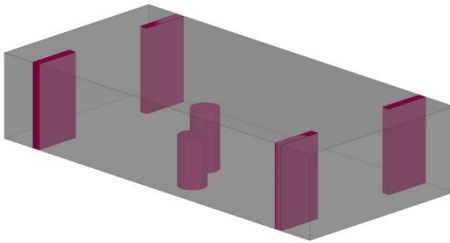


Рис. 11. Трехмерная модель фильтра с двумя неоднородностями при расположении стоек на одной широкой стенке волновода.

Fig. 11. 3D model of a filter with two inhomogeneities when the stands are located on one wide wall of the waveguide

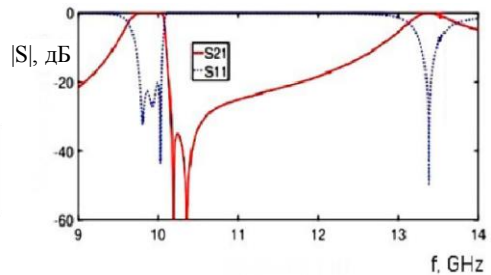


Рис. 12. График коэффициента передачи ($|S_{21}|$) и отражения ($|S_{11}|$) фильтра с двумя неоднородностями при расположении стоек на одной широкой стенке волновода.

Fig. 12. Graph of transmission coefficient ($|S_{21}|$) and reflection ($|S_{11}|$) of a filter with two inhomogeneities when the stands are located on one wide wall of the waveguide

Для представленной модели нули пропускания могут быть перемещены сверху вниз по частоте относительно полосы пропускания фильтра, если знак взаимной связи изменить с положительного на отрицательный. Этого можно добиться, переместив один из штырей на противоположную широкую стенку волновода.

На рис. 13 представлен синтезированный фильтр при расположении стоек на разных широких стенках волновода. На рис. 14 изображен график передаточной характеристики представленного фильтра, из которого можно получить следующие его характеристики: центральная частота данной модели равна 10 ГГц, полоса пропускания 0,2 ГГц, а нули пропускания расположены на частотах 9,4 и 9,75 ГГц.

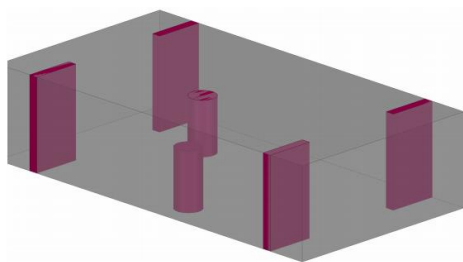


Рис. 13. Трехмерная модель фильтра с двумя неоднородностями при расположении стоек на разных широких стенках волновода.

Fig. 13. 3D model of a filter with two inhomogeneities with stands located on different wide walls of the waveguide

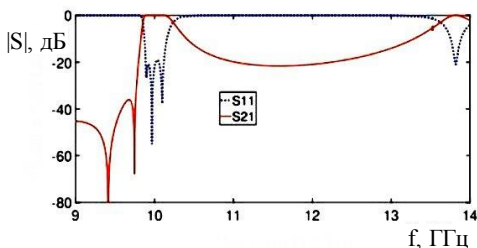


Рис. 14. График коэффициента передачи ($|S_{21}|$) и отражения ($|S_{11}|$) фильтра с двумя неоднородностями при расположении стоек на разных широких стенках волновода.

Fig. 14. Graph of transmission coefficient ($|S_{21}|$) and reflection ($|S_{11}|$) of a filter with two inhomogeneities when the stands are located on different wide walls of the waveguide

Таким образом, удалось получить волноводные полосовые фильтры квазиэллиптического типа с нулями пропускания, расположенными по обе стороны полосы пропускания, разместив двойные штыри либо на одной, либо на противоположных широких стенках волновода. Это дает возможность гибко размещать либо все, либо некоторые из нулей пропускания на одной стороне полосы пропускания, либо одинаковое количество нулей пропускания на обеих сторонах полосы пропускания.

Проведенное исследование позволит синтезировать более сложные конфигурации полоснопропускающих фильтров с несколькими полюсами полного пропускания по обе стороны от полосы пропускания, что позволит увеличить прямоугльность амплитудно-частотной характеристики.

5. Синтез 6-резонаторного квазиэллиптического фильтра

Исходя из результатов, полученных ранее, можно синтезировать волноводный квазиэллиптический фильтр с большим количеством нулей пропускания, которые будут располагаться по обе стороны от полосы пропускания. Так, был разработан шестиполосный фильтр с шестью ну-

лями пропускания соответственно. Представленный фильтр состоит из шести пар штырей, каждая из которых представляет собой резонатор, обеспечивающий наличие нуля пропускания. Была использована обычная процедура синтеза, начиная с матрицы связи, которая представлена ниже.

$$\begin{bmatrix} 0 & -1.0814 & 0 & 0 & 0 & -0.0021 & 0 & -0.00005 \\ -1.0814 & 0 & -0.9062 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -0.9062 & 0 & -0.6219 & 0 & 0.0912 & 0 & 0.0021 \\ 0 & 0 & -0.6219 & 0 & -0.6837 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -0.6837 & 0 & -0.6219 & 0 & 0 \\ -0.0021 & 0 & 0.0912 & 0 & -0.6219 & 0 & -0.9062 & 0.0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -0.9062 & 0 & 1.0814 \\ -0.00005 & 0 & 0.0021 & 0 & 0 & 0 & 1.0814 & 0 \end{bmatrix}$$

Трехмерная модель синтезированного фильтра и чертеж в двух проекциях с размерами представлен на рис. 15 ($r = 1,448$ мм, $d1 = 11,679$ мм, $d2 = 8,678$ мм, $d3 = 6,838$ мм, $d12 = 12,354$ мм, $d23 = 13,407$ мм, $d34 = 15,378$ мм, $\theta = -38,152$ мм, $dh1 = 1,754$ мм, $dh2 = -2,112$ мм), а полученная передаточная характеристика на рис. 16.

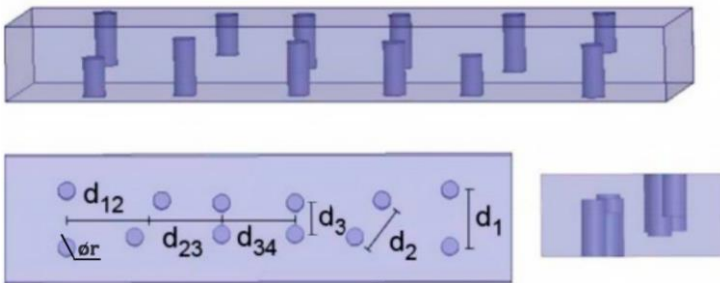


Рис. 15. Трехмерная модель и чертеж в двух проекциях 6-резонаторного фильтра.

Fig. 15. 3D model and drawing in two projections of a 6-cavity filter

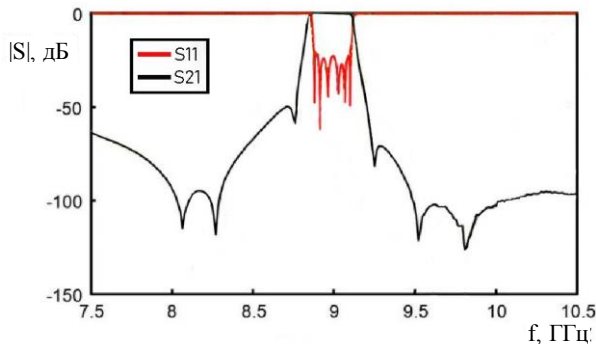


Рис. 16. График коэффициента передачи ($|S_{21}|$) и отражения ($|S_{11}|$) 6-резонаторного фильтра.

Fig. 16. Graph of transmission ($|S_{21}|$) and reflection ($|S_{11}|$) of a 6-cavity filter

Длина полученного фильтра составила 82,278 мм, его характеристики: центральная равна 9 ГГц, полоса пропускания 0,4 ГГц, а нули пропускания расположены на частотах 8,05, 8,3, 8,7, 9,3, 9,53 и 9,8 ГГц.

6. Заключение

Представлен новый метод проектирования для реализации миниатюрных встроенных волноводных полосовых фильтров квазиэллиптического типа с частотно-вариационной связью. Такие фильтры имеют два нуля пропускания, которые можно гибко размещать выше либо ниже полосы пропускания в соответствии с указанными требованиями. В зависимости от размещения штырей есть возможность получить между ними положительную, при их нахождении на одной широкой стенке волновода, или отрицательную, при их нахождении на разных широких стенках волновода, взаимную связь. Знак связи определяет положение нулей пропускания относительно полосы пропускания.

Кроме того, была представлена новая конфигурация двухштыревого фильтра, использующего нерезонирующий режим. Такая конструкция позволила получить передаточную характеристику, имеющую наибольшее количество нулей пропускания, то есть равное числу резонаторов.

Список литературы

1. Cameron R., Kudsia C., Mansour R. *Microwave Filters for Communication Systems*. New York : Wiley, 2007. 771 p.
2. Chaudhary M. A., Ahmed M. M. Inline waveguide pseudo-elliptic filters using non-resonating modes with folded-waveguide resonators // *IEEE Access*. 2021. Vol. 9. P. 140841–140852.
3. Snyder R. V., Macchiarella G., Bastioli S., Tomassoni C. Emerging trends in techniques and technology as applied to filter design // *IEEE J. Microw.* 2021. Vol. 1, no. 1, P. 317–344.
4. Szydlowski L., Lamecki A., Mrozowski M. A novel coupling matrix synthesis technique for generalized Chebyshev filters with resonant source-load connection // *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.* 2013. Vol. 61, no. 10. P. 3568–3577.
5. Szydlowski L., Mrozowski M. A self-equalized waveguide filter with frequency-dependent (resonant) couplings // *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.* 2014. Vol. 24, no. 11. P. 769–771.
6. Amari S., Bornemann J. Using frequency-dependent coupling to generate finite attenuation poles in direct-coupled resonator bandpass filters // *IEEE Microw. Guided Wave Lett.* 1999. Vol. 9, no. 10. P. 404–406.
7. Politi M., Fossati A. Direct coupled waveguide filters with generalized Chebyshev response by resonating coupling structures. In : *Proc. Eur. Microw. Conf.*, Sep. 2010. P. 966–969.
8. Rosenberg U., Amari S., Seyfert F. Pseudo-elliptic direct-coupled resonator filters based on transmission-zero-generating irises. In : *Proc. Eur. Microw. Conf.*, Sep. 2010, pp. 962–965.
9. Mospan L. P. Tri-post resonator in a rectangular waveguide // *J. Electromagn. Waves Appl.* 2020. Vol. 34, no. 5. P. 601–611.
10. Bage A., Das S., Murmu L. et al. Waveguide bandpass filter with easily adjustable transmission zeros and 3-dB bandwidth // *Int. J. Electron.* 2018. Vol. 105, no. 7. P. 1170–1184.

11. Williams A. E. A four-cavity elliptic waveguide filter // IEEE Trans. Microw. Theory Techn. 1970. Vol. MTT-18, no. 12. P. 1109–1114.
12. Matthaei G. L. Combine bandpass filters of narrow or moderate bandwidth // Microw. J. 1963. Vol. 6. P. 82–91.
13. Cristal E. G. Coupled circular cylindrical rods between parallel ground planes // IEEE Trans. Microw. Theory Techn. 1964. Vol. MTT-12. P. 428–439.
14. Rhodes J. D. The stepped digital elliptic filter // IEEE Trans. Microw. Theory Techn. 1969. Vol. MTT-17, no. 4. P. 178–184.
15. Li P. G., Adams A. T., Leviatan Y., Perini J. Multiple-post inductive obstacles in rectangular waveguide // IEEE Trans. Microw. Theory Techn. 1984. Vol. MTT-32, no. 4. P. 365–372.
16. Rosenberg U., Amari S. A novel band-reject element for pseudoelliptic bandstop filters // IEEE Trans. Microw. Theory Techn. 2007. Vol. 55, no. 4. P. 742–747.

Информация об авторах

Кругнев Сергей Владимирович, кандидат физико-математических наук; доцент кафедры радиофизики физического факультета Южного федерального университета, г.Ростов-на-Дону, Российская Федерация. ORCID 0000-0002-9389-8344.

Амонский Дмитрий Сергеевич, студент кафедры радиофизики физического факультета Южного федерального университета, г.Ростов-на-Дону, Российская Федерация.

Electrodynamics Analysis and Synthesis of a Waveguide Filter

D. S. Amonskii and S. V. Krutiev

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

Received: May 20, 2024

Peer-reviewed: May 27, 2024

Accepted: May 27, 2024

Abstract: *In this work, an electrodynamic analysis and synthesis of a waveguide filter with a cross section of 23×10 mm was performed. In the CST Studio Suite software package, filter models with different numbers of resonators were created, using various inhomogeneities, as well as their combinations. Capacitive diaphragms and resonant pins are presented as inhomogeneities. The difference in filter models with a combination of inhomogeneities lies in the different arrangement of resonant pins in the cross section of the waveguide, which allows you to obtain a transfer characteristic with transmission zeros above or below the bandwidth. It was also possible to obtain a filter with six transmission zeros on both sides of the bandwidth based on six pairs of resonant pins of partial height. In addition, the paper presents the dependence of the amplitude-frequency response on the size of individual elements.*

Keywords: *waveguide, waveguide filter, quasi-elliptical filter, band-pass filter, transmission zeros, rectangular resonator, capacitive diaphragms, resonant pins.*

For citation (IEEE): D. S. Amonskii and S. V. Krutiev, “Electrodynamics Analysis and Synthesis of a Waveguide Filter,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 7, no. 3, pp. 459–473, 2024, doi: 10.xxxxx/2587-9936.2024.07.3.29. (In Russ.).

References

- [1] R. Cameron, C. Kudsia, and R. Mansour, *Microwave Filters for Communication Systems*. New York, NY, USA: Wiley, 2007.
- [2] M. A. Chaudhary and M. M. Ahmed, “Inline waveguide pseudo-elliptic filters using non-resonating modes with folded-waveguide resonators,” *IEEE Access*, vol. 9, pp. 140841–140852, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3119698.
- [3] R. V. Snyder, G. Macchiarella, S. Bastioli, and C. Tomassoni, “Emerging trends in techniques and technology as applied to filter design,” *IEEE J. Microw.*, vol. 1, no. 1, pp. 317–344, Jan. 2021, doi: 10.1109/JMW.2020.3028643.
- [4] L. Szydlowski, A. Lamecki, and M. Mrozowski, “A novel coupling matrix synthesis technique for generalized Chebyshev filters with resonant source–load connection,” *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 61, no. 10, pp. 3568–3577, Oct. 2013, doi: 10.1109/TMTT.2013.2280113.

- [5] L. Szydlowski and M. Mrozowski, "A self-equalized waveguide filter with frequency-dependent (resonant) couplings," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 24, no. 11, pp. 769–771, Nov. 2014, doi: 10.1109/LMWC.2014.2303171.
- [6] S. Amari and J. Bornemann, "Using frequency-dependent coupling to generate finite attenuation poles in direct-coupled resonator bandpass filters," *IEEE Microw. Guided Wave Lett.*, vol. 9, no. 10, pp. 404–406, Oct. 1999, doi: 10.1109/75.798030.
- [7] M. Politi and A. Fossati, "Direct coupled waveguide filters with generalized Chebyshev response by resonating coupling structures," in *Proc. Eur. Microw. Conf.*, Sep. 2010, pp. 966–969, doi: 10.23919/EUMC.2010.5615965.
- [8] U. Rosenberg, S. Amari, and F. Seyfert, "Pseudo-elliptic direct-coupled resonator filters based on transmission-zero-generating irises," in *Proc. Eur. Microw. Conf.*, Sep. 2010, pp. 962–965, doi: 10.23919/EUMC.2010.5616622.
- [9] L. P. Mospan, "Tri-post resonator in a rectangular waveguide," *J. Electromagn. Waves Appl.*, vol. 34, no. 5, pp. 601–611, Mar. 2020, doi: 10.1080/09205071.2020.1728392.
- [10] A. Bage, S. Das, L. Murmu, U. Pattapu, and S. Biswal, "Waveguide bandpass filter with easily adjustable transmission zeros and 3-dB bandwidth," *Int. J. Electron.*, vol. 105, no. 7, pp. 1170–1184, Jul. 2018, doi: 10.1080/00207217.2018.1426123.
- [11] A. E. Williams, "A four-cavity elliptic waveguide filter," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. MTT-18, no. 12, pp. 1109–1114, Dec. 1970, doi: 10.1109/TMTT.1970.1127419.
- [12] G. L. Matthaei, "Comblines bandpass filters of narrow or moderate bandwidth," *Microw. J.*, vol. 6, pp. 82–91, Aug. 1963.
- [13] E. G. Cristal, "Coupled circular cylindrical rods between parallel ground planes," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. MTT-12, pp. 428–439, Jul. 1964, doi: 10.1109/TMTT.1964.1125843.
- [14] J. D. Rhodes, "The stepped digital elliptic filter," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. MTT-17, no. 4, pp. 178–184, Apr. 1969, doi: 10.1109/TMTT.1969.1126929.
- [15] P. G. Li, A. T. Adams, Y. Leviatan, and J. Perini, "Multiple-post inductive obstacles in rectangular waveguide," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. MTT-32, no. 4, pp. 365–372, Apr. 1984, doi: 10.1109/TMTT.1984.1132685.
- [16] U. Rosenberg and S. Amari, "A novel band-reject element for pseudoelliptic bandstop filters," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 55, no. 4, pp. 742–747, Apr. 2007, doi: 10.1109/TMTT.2007.893653.

Information about the authors

Sergey V. Krutiev, candidate of physical and mathematical sciences, Associate Professor, Department of Radiophysics, Faculty of Physics, Southern Federal University, Rostov-on-Don, Russian Federation. ORCID 0000-0002-9389-8344.

Dmitry S. Amonsky, student, Department of Radiophysics, Faculty of Physics, Southern Federal University, Rostov-on-Don, Russian Federation.

УДК 621.372

Поперечно-направленный ответвитель на связанных линиях с накладным керамическим бруском¹

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

*Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
просп. Ленина, 40, г. Томск, 634050, Российская Федерация,
ans@main.tusur.ru*

Получено: 17 мая 2024 г.

Отрецензировано: 21 мая 2024 г.

Принято к публикации: 21 мая 2024 г.

Аннотация: Предложен новый поперечно-направленный ответвитель на несимметричных связанных линиях с неоднородным диэлектриком. Многослойная структура состоит из микрополосковой линии на органической подложке с накладным керамическим бруском, имеющим высокую диэлектрическую проницаемость, на котором линии с горизонтальной лицевой связью, имея трехкратное отношение скоростей нормальных волн, поддерживают режим поперечной направленности и двукратную трансформацию импеданса (50:25 Ом). Моделирование выполняется методом численных конформных преобразований, результаты расчета и эксперимента совпадают с достаточной для практики точностью. Проводящие полоски на керамике изготавливаются из серебросодержащей пасты с помощью плоттера. Измеренные характеристики макета ответвителя: полоса рабочих частот 1,26—1,70 ГГц, т. е. 30 %; амплитудный и фазовый балансы между выходными портами верхней линии $4,0 \pm 1,7$ дБ и 89 ± 1 град. соответственно; возвратные потери опорной линии и изоляция между портами верхней линии более 20 дБ.

Ключевые слова: поперечно-направленный ответвитель, связанные линии, импедансный трансформатор.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Сычев А. Н., Артищев С. А., Рудый Н. Ю., Труфанова Н. С. Поперечно-направленный ответвитель на связанных линиях с накладным керамическим бруском // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2024. Т. 7, № 3. С. 473—484.

¹ Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 23-29-00400.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Сычев, А. Н. Поперечно-направленный ответвитель на связанных линиях с накладным керамическим бруском / А. Н. Сычев, С. А. Артишев, Н. Ю. Рудый, Н. С. Труфанова // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2024. — Т. 7, № 3. — С. 473—484.

1. Введение

Направленные ответвители находят широкое применение в конструировании СВЧ-модулей и систем, включая балансные усилители, аттенюаторы, фазовращатели, фазированные антенные решетки и т. п. [1—7]. При этом ответвители, построенные на связанных линиях (СЛ), используются довольно часто (например, ответвитель Ланге) и распадаются на три основных типа [1]: 1) сонаправленные; 2) противонаправленные и 3) поперечно-направленные. Однако последний тип, к сожалению, используется весьма редко из-за его «неклассической» схемы включения, непростой конструкторско-технологической реализации и малого количества публикаций о нем даже в научной литературе [2—7], не говоря уже об учебной. Первые статьи о поперечно-направленных (ранее у нас называемых «транснаправленными») ответвителях относились к электрически симметричным структурам на СЛ с межлинейными конденсаторами [2—4], а также на СЛ с вертикальной вставкой [5, 6], однако интересной и многообещающей видится многослойная несимметричная конструкция с двойным экраном [7, 8], обладающая свойством трансформации импеданса, оригинальное воплощение которой и будет представлено в данной работе.

2. Моделирование и расчет поперечно-направленного ответвителя на СЛ

Схема и конструкция исследуемого поперечно-направленного ответвителя (ПоНО) на СЛ изображены на рис. 1. На схеме (см. рис. 1, а) показано, что на рабочих частотах сигнал не доходит прямо до конца (порт 4) возбуждаемой опорной линии (порт 2), а уходит поперек во вторую верхнюю линию — на ее ближний и дальний концы (порты 1 и 3); отсюда и название «поперечно-направленный». Это достигается только в структурах с сильно неоднородным диэлектриком, где проницаемости различаются более чем в 10—16 раз и обеспечивается трехкратное отношение скоростей нормальных волн. Еще одной особенностью этой структуры (см. рис. 1, б) является то, что хотя она и симметрична относительно поперечной плоскости между ближним и дальним концами отрезка СЛ (см. рис. 1, г), а также относительно продольной вертикальной плоскости (см. рис. 1, в), но, тем не менее, отличается межлинейной асимметрией, так как несим-

метрична относительно межлинейной продольной горизонтальной плоскости. Отсюда и свойство трансформации импеданса. Кроме того, на выходных портах 1 и 3 ПоНО сигнал имеет равные амплитуды и разность фаз 90 град., что позволяет определить его как квадратурный мост.

Итак, в целом ПоНО на СЛ функционирует как трансформирующий квадратурный мост, выполненный на многослойной структуре (см. рис. 1, б), в которой опорная линия образована заземленным основанием 1, нижним диэлектрическим слоем 2 и нижней металлической полоской 3, а верхняя линия образована той же нижней металлической полоской 3, верхним керамическим бруском 4 с высокой диэлектрической проницаемостью и верхней металлической полоской 5, имеющей с нижней полоской 3 горизонтально-лицевую 3-децибельную связь, при этом опорная линия имеет электрическую длину 90 град. и импеданс 50 Ом, согласованный с системным импедансом, а верхняя линия имеет электрическую длину 270 град. и импеданс 25 Ом, в два раза меньший системного, что обеспечивает двукратную межлинейную трансформацию импеданса, равную амплитуду квадратурных выходных сигналов и поперечную направленность ответвителя.

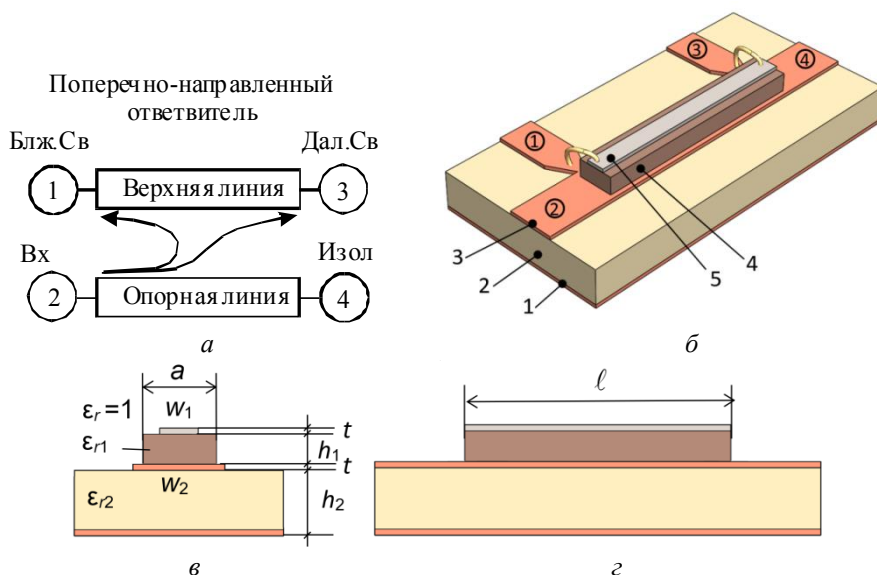


Рис. 1. Схема (а) и конструкция ПоНО на СЛ — общий вид (б); поперечное сечение (в); вид сбоку (г).

Fig. 1. Scheme (a) and design of TRD coupler – general view (б); cross section (в); side view (г)

При моделировании конструкции СЛ учитывались следующие основные параметры (см. рис. 1, в, г): a — ширина керамического бруска; w_1 — ширина верхней полоски; w_2 — ширина опорной полоски; h_1 — толщина керамического бруска; h_2 — толщина нижней платы; t — толщины металлических полосок; ℓ — длина отрезка линий; ϵ_{r1} , ϵ_{r2} , ϵ_{r3} — диэлектрические проницаемости материалов нижней платы, керамического бруска и окружающего пространства соответственно. Благодаря симметрии СЛ относительно продольной вертикальной плоскости сначала моделировалась лишь одна (правая) половина структуры. Потом в расчете всей структуры из-за параллельного соединения со второй половиной (левой) погонные емкости удваивались, а погонные индуктивности соответственно уменьшались вдвое.

В качестве исходных данных для квазистатического анализа и численных расчетов ПоНО на СЛ были взяты следующие геометрические размеры СЛ (w_1 w_2 h_1 h_2 t ℓ) = (1,5 3,5 1,5 1,5 0,035 30) мм и диэлектрические проницаемости материалов и окружающей среды (ϵ_{r1} ϵ_{r2} ϵ_{r3}) = (46 3,4 1), при этом ширина бруска a не ограничивалась. С этими данными методом численных конформных преобразований, реализованном в компьютерной программе *Lines_Modelling_Toolbox* [9, 10], были вычислены погонные и модальные параметры СЛ, которые оказались следующими: элементы матрицы погонных емкостей (L_{11} L_{22} L_{12}) = (0,5483 0,2705 0,1781) мкГн/м; погонные емкости (C_{11} C_{22} C_{12}) = (682,3 780,3 671,5) пФ/м; характеристические сопротивления (Z_{11} Z_{22} Z_{12}) = (63,67 46,69 42,16) Ом; модальные диэлектрические проницаемости (ϵ_{rc} ϵ_{rp}) = (2,71 28,39); модальные напряжения СЛ (R_c R_p) = (0,9792 -0,2679).

Далее были рассчитаны шесть частотных зависимостей S -параметров ответвителя на отрезке СЛ: $|S_{11}|$, $|S_{22}|$ — возвратные потери верхней и опорной линий соответственно; $|S_{13}| = |S_{31}|$, $|S_{24}| = |S_{42}|$ — межпортовая изоляция в верхней и в опорной линиях соответственно; $|S_{12}| = |S_{21}| = |S_{34}| = |S_{43}|$, $|S_{14}| = |S_{41}| = |S_{23}| = |S_{32}|$ — межлинейная связь на ближнем и дальнем концах СЛ соответственно, показанных на рис. 2. Из расчетных графиков, характеризующих ПоНО (рис. 2), видно, что центральная частота близка к 1,5 ГГц.

Заметим, что некоторые сложности при измерениях ПоНО на отрезке СЛ будет доставлять межлинейная импедансная несимметрия. Здесь опорная и верхняя линии (вместе с их согласованными нагрузками) имеют различающиеся импедансы 50 и 25 Ом соответственно. В расчетах это учесть несложно, однако при измерениях в стандартном 50-омном тракте необхо-

димы дополнительные меры. К ним можно отнести следующее: а) изготовить оснастку с согласующими трансформаторами на четвертьволновых отрезках линий передачи; б) выполнить математическое моделирование существующей оснастки, реализующей расчетное преобразование импеданса порта и исключение перемычек на концах верхней линии после измерений. Оба способа видятся довольно трудоемкими, поэтому лучше пойти иным путем и выполнить два расчетных прогона по единой модели ПоНО (см. рис. 2): первый, с согласованными нагрузками на портах, т. е. опорная и верхняя линии нагружаются на свои согласованные 50 и 25 Ом соответственно; второй, со стандартными 50-омными нагрузками на всех портах, т. е. опорная 50-омная линия оказывается нагруженной согласованно, а верхняя 25-омная линия при 50-омных нагрузках оказывается слабонагруженной.

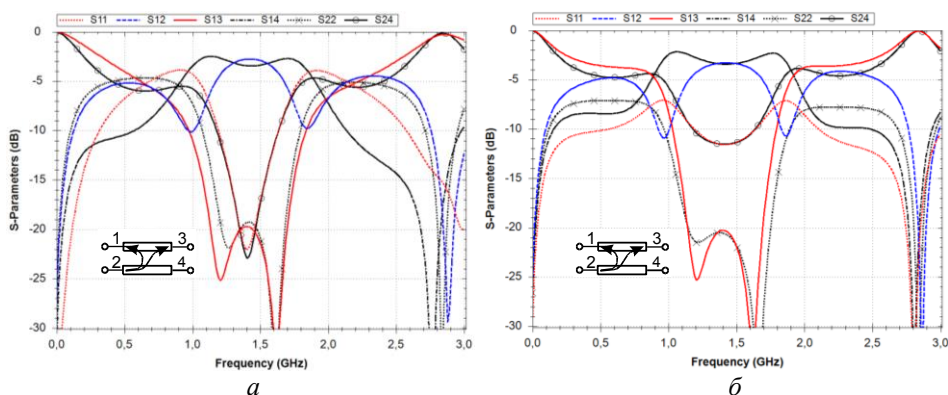


Рис. 2. Рассчитанные частотные зависимости S-параметров ПоНО на отрезке СЛ:
 а) с согласованными нагрузками; б) со стандартными 50-омными нагрузками,
 где опорная линия согласована, а верхняя линия слабонагружена.

Fig. 2. Calculated frequency dependences of the S-parameters of a TRD coupler:
 а) with matched loads; б) with standard 50-ohm loads,
 where the reference line is matched and the upper line is lightly loaded

Сопоставляя все шесть графиков частотных зависимостей S-параметров, полученных из двух прогонов (см. рис. 2, а, б), замечаем, что лишь два из них — возвратные потери верхней линии $|S_{11}|$ и межпортовая изоляция в опорной линии $|S_{24}|$ — в первом и втором прогонах различаются ощутимо. Однако можно обоснованно предположить, что последующие результаты измерений в стандартном 50-омном тракте, совпадая с расчетными графиками второго прогона в правом поле (см. рис. 2, б) после математического преобразования импеданса портов и исключения перемычек совпадут с графиками первого прогона в левом поле при согласованных нагрузках (см. рис. 2, а).

Отметим, что остальные четыре параметра — возвратные потери опорной линии $|S_{22}|$; межпортовая изоляция в верхней линии $|S_{13}|$; межлинейные связи на ближнем и дальнем концах $|S_{12}| = |S_{34}|$ и $|S_{14}| = |S_{23}|$ соответственно — при вариации нагрузочных импедансов различаются несущественно, поэтому эти расчетные данные будут реально сопоставимыми с результатами измерений в стандартном 50-омном тракте и не будут нуждаться в дополнительных математических преобразованиях.

3. Результаты эксперимента

Для проверки работоспособности предложенного решения был изготовлен макет ПоНО на отрезке СЛ длиной 30 мм (рис. 3, а), который имел те же физические параметры, что и в расчетах: $(a \ w_1 \ w_2 \ h_1 \ h_2 \ t \ \ell) = (3,5 \ 1,5 \ 3,5 \ 1,5 \ 1,5 \ 0,035 \ 30)$ мм; $(\epsilon_{r1} \ \epsilon_{r2} \ \epsilon_{r3}) = (46 \ 3,4 \ 1)$, за исключением ширины бруска, которая в расчетах не ограничивалась. Материал опорной платы — RO4003C (Rogers) с габаритами $15 \times 50 \times 1,5$ мм³, керамический брусок — В46 (ООО «Керамика», Санкт-Петербург) с габаритами $3,5 \times 30 \times 1,5$ мм³.

Процедура измерений ПоНО на СЛ выполнялась с помощью векторного анализатора цепей Planar S5048 в два этапа: 1) предварительный, в котором верхняя линия находилась в режиме холостого хода, и ответвитель сводился к двухпортовому устройству с портами 2 и 4 (см. рис. 1, а); 2) полные измерения четырехпортового моста в стандартном тракте.

На рис. 3, б показаны рассчитанные и предварительно измеренные частотные характеристики ПоНО на СЛ, у которого концы верхней линии находятся в режиме холостого хода (без смонтированных на порты переключек), а опорная линия, работая на проход, соединяется с входным и выходным 50-омными портами с помощью согласованных подводящих микрополосковых линий (МПЛ) с длинами по 10 мм каждая. Все рассчитанные и измеренные зависимости — $|S_{22}|$, $|S_{42}|$, $\text{Arg}(S_{42})$ возвратных и вносимых потерь, а также вносимого фазового сдвига, соответственно, в опорной линии с учетом длины подводящих линий близки с приемлемой погрешностью (6—10 % по частоте), хотя точность расчетов можно повысить, учтя ширину керамического бруска.

При этом важно отметить две особенности этих предварительных измерений (см. рис. 3, б): а) опорная линия на центральной частоте 1,5 ГГц имеет фазовый сдвиг 150 град. с учетом длины подводящих МПЛ (по 10 мм с каждого конца, т. е. всего 20 мм), которые вносят дополнительный фазовый сдвиг 60 град. Однако при исключении подводящих линий (т. е. минус 60 град.) расчетная фаза возвращается точно к 90 град. на центральной частоте с неизменными графиками всех амплитудно-частотных харак-

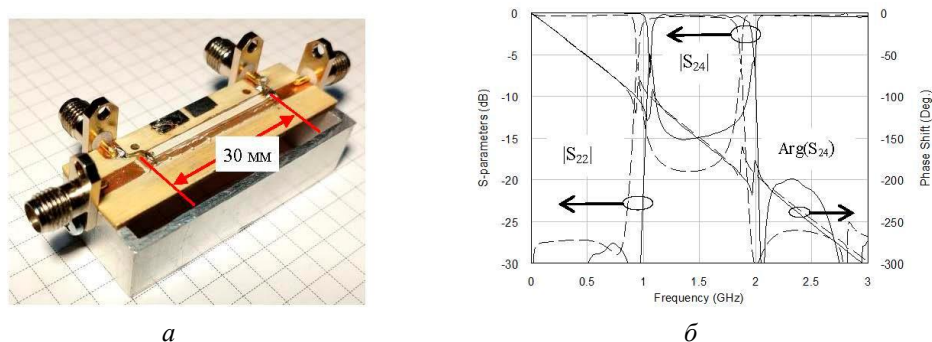


Рис. 3. Фото макета ПоНО на СЛ (а). Рассчитанные (штриховые) и измеренные (сплошные) частотные зависимости возвратных $|S_{22}|$ и вносимых $|S_{42}|$ потерь и вносимой фазы $\text{arg}(S_{42})$ опорной линии при ненагруженной верхней линии (б).

Fig. 3. Photo of the layout of a TRD coupler (a). Calculated (dashed) and measured (solid) frequency dependences of return $|S_{22}|$ and introduced $|S_{42}|$ losses and insertion phase $\text{arg}(S_{42})$ of the reference line with the upper line unloaded (b)

теристик; б) полоса рабочих частот опорной линии ограничена двумя резонансами, создаваемыми верхней ненагруженной линией на керамическом бруске. Учитывая, что низкочастотный полуволновый резонанс (около 1 ГГц) возникает при электрической длине верхней разомкнутой линии 180 град., а высокочастотный резонанс (около 2 ГГц) — при 360 град., следует, что на центральной частоте (1,5 ГГц) она имеет среднюю электрическую длину 270 град., что можно интерпретировать как фазовую квадратуру на центральной частоте между выходными портами верхней линии.

Далее, после монтажа двух перемычек, соединяющих концы верхней линии ПоНО со своими подводящими линиями с оконечными портами (см. рис. 3, а), были произведены полные измерения четырехпортового моста в стандартном 50-омном тракте (рис. 4).

Измеренные в 50-омном тракте частотные характеристики ПоНО на СЛ длиной 30 мм (см. рис. 4, а) оказались достаточно близкими к расчетным (рис. 2, б) и имели следующие значения:

1. Полоса рабочих частот 1,26—1,7 или $1,48 \pm 0,22$ ГГц, т. е. 30 %.
2. Амплитудный баланс между выходными портами 1 $|S_{12}|$ и 3 $|S_{32}|$, 2,3—5,7 или $4,0 \pm 1,7$ дБ.
3. Фазовый баланс между выходными портами 1 и 3 $\text{Arg}(S_{32}/S_{12})$, 89 ± 1 град.
4. Возвратные потери верхней линии и изоляция опорной линии при стандартных 50-омных нагрузках $|S_{11}|$, $|S_{42}|$, более 7 дБ.
5. Возвратные потери опорной линии и изоляция верхней линии при стандартных 50-омных нагрузках $|S_{22}|$, $|S_{31}|$, более 20 дБ.
6. Импеданс опорной и верхней линий 50 и 25 Ом соответственно.

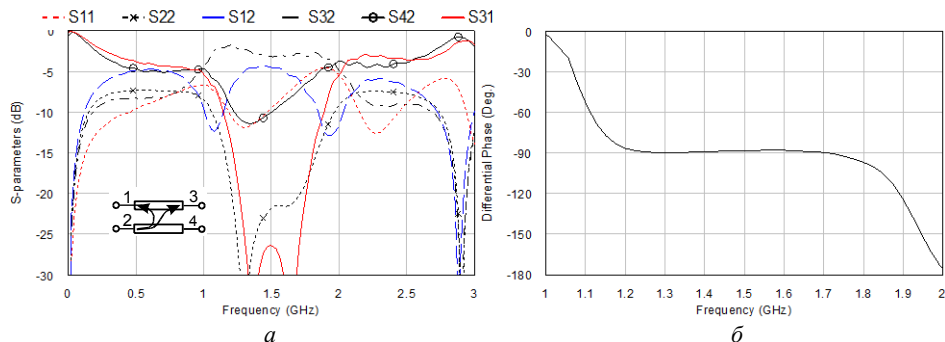


Рис. 4. Измеренные частотные зависимости модулей S-параметров (а) и разности фаз между 1 и 3 портами ПоНО на СЛ (б).

Fig. 4. Measured frequency dependences of the S-parameter modules (a) and the phase difference between 1 and 3 ports of the TRD coupler (б)

Здесь возвратные потери верхней линии и межпортовая изоляция в опорной линии соответственно (худший случай при стандартных несогласованных нагрузках на портах 1 и 3; см. рис. 4, а) после математического преобразования (согласования) импеданса портов и исключения перемычек приблизятся к характеристикам первого прогона в левом поле при согласованных нагрузках (см. рис. 2, а).

Остальные четыре параметра (см. рис. 4, а) — возвратные потери опорной линии $|S_{22}|$; межпортовая изоляция в верхней линии $|S_{13}|$; межлинейные связи на ближнем и дальнем концах $|S_{12}| = |S_{34}|$ и $|S_{14}| = |S_{23}|$ соответственно — при рассогласовании нагрузочных импедансов на портах 1 и 3 изменяются пренебрежимо мало, поэтому эти параметры, измеренные в стандартном 50-омном тракте, не требуют дополнительных математических преобразований.

4. Заключение

Предложена и реализована новая структура, совмещающая функции квадратурного моста и трансформатора импеданса, построенная на импеданс-трансформирующем поперечно-направленном ответвителе на основе несимметричных связанных линий с неоднородным диэлектриком. Многослойная структура состоит из микрополосковой линии на органической подложке ($\epsilon=3,4$) с накладным керамическим бруском, имеющим высокую диэлектрическую проницаемость ($\epsilon=46$), на котором линии с горизонтальной лицевой связью, имея трехкратное отношение скоростей нормальных волн, поддерживают режим поперечной направленности и двукратную трансформацию импеданса. Металлические полосы на керамике изготов-

ливались из проводящей пасты с помощью плоттера с числовым программным управлением.

Моделирование осуществлялось методом численных конформных преобразований, и результаты компьютерных расчетов показали достаточную для практики близость с измеренными характеристиками макета. При этом учет в модели ПоНО ширины керамического бруска даст дополнительное повышение точности вычислений. Оптимизация структуры и целенаправленный подбор материалов позволит построить разнообразные, в том числе и более высокочастотные конструкции новых ответвителей с улучшенными характеристиками. На основе такого поперечно-направленного ответвителя возможно создание фазовращателя отражательного типа с увеличенным управляемым фазовым сдвигом, допускающим сквозную передачу постоянного тока по СВЧ тракту.

Список литературы

1. Фельдштейн А. Л., Явич Л. Р. Синтез четырехполюсников и восьмиполюсников на СВЧ. 2-е изд. М. : Связь, 1971. 388 с.
2. Shie C.-I., Cheng J.-C., Chou S.-C., Chiang Y. C. Transdirectional coupled-line couplers implemented by periodical shunt capacitors // IEEE Trans. 2009. Vol. MTT-57, no. 12. P. 2981–2988.
3. Мунина И. В., Туральчук П. А. Гибридный СВЧ ответвитель мощности с гальванически развязанными плечами // Всероссийская конф. «Микроэлектроника СВЧ». СПб, 4—7 июня 2012. С. 209—212. URL: http://mwelectronics.ru/2012/Poster/C48_I.V.%20Munina_Gibridny%60y%20SVCh%20otvetvitel'.pdf (14.05.2024).
4. Turalchuk P., Munina I., Vendik I., et al. DC isolated directional coupler // Eur. Microw. Conf. Rome, Italy, 2014. P. 93–95.
5. Sychev A. N., Struchkov S. M., Putilov V. N., Rudyi N. Y. A novel trans-directional coupler based on vertically installed planar circuit // Eur. Microw. Conf. Paris, France, 2015. P. 283–286.
6. Сычев А. Н., Стручков С. М., Рудый Н. Ю. Транснаправленный ответвитель на связанных линиях с вертикальной вставкой. В сб. : 25-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» — КрыМиКо'2015 (Севастополь, 6—12 сент. 2015 г.). 2015. С. 547—549.
7. Sychev A. N., Bondar V. A., Dagba K. B.-B., et al. Theory of doubly-shielded coupled lines for directional couplers of various directivity types with impedance transformation // IEEE Trans. 2023. Vol. MTT-71, no. 5. P. 2104–2117.
8. Sychev A. N., Zharov K. K. Analysis of asymmetric broad-side coupled lines by conformal mapping technique // Int. Siberian Conf. on Control and Communications (SIBCON), Tomsk, Russia, 2019. P. 1–3.
9. Свидетельство о гос. рег. программы для ЭВМ № 2022614304 (РФ) Lines Modelling Toolbox: № 2022613347: заявл. 04.03.2022; опубл. 18.03.2022 / А. Н. Сычев, В. А. Бондарь, К. Б.-Б. Дагба и др.
10. Сычев А. Н., Бондарь В. А., Дагба К. Б.-Б., Степанюга А. И. Инструмент моделирования распределенных компонентов Lines Modelling Toolbox. В сб. : 17-я Междунар. науч.-практ. конф. «Электронные средства и системы управления» (Томск, 17—19 ноября 2021 г.). 2021. № 1-1. С. 104—108.

Информация об авторах

Сычев Александр Николаевич, д. т. н., с. н. с., IEEE Senior Member, профессор кафедры компьютерных систем в управлении и проектировании (КСУП) Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР), г. Томск, Российская Федерация. ORCID: 0000-0002-4079-4605.

Артищев Сергей Александрович, к. т. н., заведующий лабораторией печатной электроники Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР), г. Томск, Российская Федерация. ORCID: 0000-0002-9905-621X.

Рудый Николай Юрьевич, инженер лаборатории печатной электроники Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР), г. Томск, Российская Федерация. ORCID: 0000-0003-2692-8192.

Труфанова Наталья Сергеевна, аспирант, м. н. с. лаборатории печатной электроники Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники, г. Томск, Российская Федерация. ORCID: 0000-0002-2055-5316.

Trans-Directional Coupled Line Coupler with Overlaid Ceramic Bar

A. N. Sychev, S. A. Artishchev, N. Y. Rudy, and N. S. Trufanova

Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics
40, Lenin Ave., Tomsk, 634050, Russian Federation
ans@main.tusur.ru

Received: May 17, 2024

Peer-reviewed: May 21, 2024

Accepted: May 21, 2024

Abstract: A novel trans-directional coupler based on asymmetrical coupled lines with inhomogeneous dielectrics is proposed. The multilayer structure consists of a microstrip line on an organic substrate with an overlaid ceramic bar having a high dielectric constant, on which horizontal broadside coupled lines, having a triple modal velocity ratio, support a transverse directivity and a double impedance transformation ratio (50:25 Ω). Modeling is performed using numerical conformal transformations technique; the results of simulation and experiment coincide with accuracy sufficient for practice. Conductive strips on ceramics are made from silver-containing paste using a plotter. The measured characteristics of the coupler are as follows: operating frequency band is 1.26–1.70 GHz, i. e. 30 %; amplitude and phase balances between the upper line output ports are 4.0 ± 1.7 dB and 89 ± 1 deg. respectively; reference line return loss and isolation between upper line ports greater than 20 dB.

Keywords: trans-directional coupler (TRD); coupled lines (CL); impedance transformer.

For citation (IEEE): A. N. Sychev, S. A. Artishchev, N. Y. Rudy, and N. S. Trufanova, "Trans-Directional Coupled Line Coupler with Overlaid Ceramic Bar," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 7, no. 3, pp. 473–484, 2024, doi: 10.xxxxx/2587-9936.2024.07.3.30. (In Russ.).

References

- [1] A. L. Feldshtein and L. R. Yavich, *Synthesis of four-terminal and eight-terminal networks in the microwave*, 2nd ed., Moscow : Svyaz, 1971. (In Russ.).
- [2] C.-I. Shie, J.-C. Cheng, S.-C. Chou, and Y. C. Chiang, "Transdirectional coupled-line couplers implemented by periodical shunt capacitors," *IEEE Trans.*, 2009, vol. MTT-57, no. 12, pp. 2981–2988, doi: 10.1109/TMTT.2009.2034219.
- [3] I. V. Munina and P. A. Turalchuk, "Hybrid microwave power coupler with galvanically isolated arms," in : *All-Russian Conf. "Microelectronics Microwave"*, St. Petersburg, June 4–7, 2012, pp. 209–212, URL: http://mwelectronics.ru/2012/Poster/C48_I.V.%20Munina_Gibridny%60y%20SVCh%20otvetvitel'.pdf (05/14/2024). (In Russ.).
- [4] P. Turalchuk, I. Munina, I. Vendik, et al., "DC isolated directional coupler," in : *Eur. Microwave Conf. Rome, Italy, 2014*, pp. 93–95, doi: 10.1109/EuMC.2014.6986377.

- [5] A. N. Sychev, S. M. Struchkov, V. N. Putilov, and N. Y. Rudyi, "A novel trans-directional coupler based on vertically installed planar circuit," in : *Eur. Microw. Conf.* Paris, France, 2015, pp. 283–286, doi: 10.1109/EuMC.2015.7345755.
- [6] A. N. Sychev, S. M. Struchkov, and N. Yu. Rudy, "Transdirectional coupler on connected lines with a vertical insert," in : *25th Int. Crimean conf. "Microwave and telecommunication technology" – CriMiCo '2015* (Sevastopol, September 6–12, 2015), 2015, pp. 547–549.
- [7] A. N. Sychev, V. A. Bondar, K. B.-B. Dagba, et al., "Theory of doubly-shielded coupled lines for directional couplers of various directivity types with impedance transformation," *IEEE Trans.*, 2023, vol. MTT-71, no. 5, pp. 2104–2117, doi: 10.1109/TMTT.2022.3227310.
- [8] A. N. Sychev and K. K. Zharov, "Analysis of asymmetric broad-side coupled lines by conformal mapping technique," in : *Int. Siberian Conf. on Control and Communications (SIBCON)*, Tomsk, Russia, 2019, pp. 1–3, doi: 10.1109/SIBCON.2019.8729591.
- [9] State certificate reg. computer programs No. 2022614304 (RF) Lines Modeling Toolbox: No. 2022613347: appl. 03/04/2022: publ. 03/18/2022 / A. N. Sychev, V. A. Bondar, K. B.-B. Dagba, et al. (In Russ.).
- [10] A. N. Sychev, V. A. Bondar, K. B.-B. Dagba, and A. I. Stepanyuga, "Lines Modeling Toolbox for modeling distributed components," in : *17th Int. scientific-practical conf. "Electronic means and control systems"* (Tomsk, November 17–19, 2021), 2021, no. 1-1. pp. 104–108. (In Russ.).

Information about the authors

Aleksandr N. Sychev, Doctor of Technical Sciences, Senior Researcher, IEEE Senior Member, Professor of Computer Systems Department, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR), Tomsk, Russian Federation. ORCID: 0000-0002-4079-4605.

Sergey A. Artishchev, Candidate of Technical Sciences, Head of the Laboratory of Printed Electronics, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR), Tomsk, Russian Federation. ORCID: 0000-0002-9905-621X.

Nickolay Y. Rudyi, Engineer, Laboratory of Printed Electronics, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR), Tomsk, Russia. ORCID: 0000-0003-2692-8192.

Natalia S. Trufanova, Post-graduate Student, Junior Researcher, Laboratory of Printed Electronics, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR), Tomsk, Russian Federation. ORCID: 0000-0002-2055-5316.

УДК 621.396.4

Проектирование антенных решеток для систем *massive MIMO* СВЧ диапазона

Аверина Л. И., Смусева К. В., Усков Г. К.

Воронежский государственный университет

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

averina@phys.vsu.ru, smusevaz@gmail.com, uskov@phys.vsu.ru

Получено: 17 мая 2024 г.

Отрецензировано: 21 мая 2024 г.

Принято к публикации: 21 мая 2024 г.

Аннотация: В работе приведен подход к проектированию антенных решеток для систем *massive MIMO*, основанный на максимизации эргодической пропускной способности системы. На основе компьютерного моделирования многоканальной системы связи СВЧ-диапазона для геометрической стохастической модели канала найдены оптимальные диаграммы направленности одиночного излучающего элемента антенной решетки, обеспечивающие максимальную эргодическую пропускную способность. Синтезирован излучающий подэлемент, основанный на *stacked patch* антенне, который в дальнейшем был объединен в группы по два или три синфазно запитанных копии. Найдены оптимальные расстояния между подэлементами с учетом и без учета взаимного влияния между ними. Путем проведения полного электродинамического моделирования многоэлементной решетки оценен вклад эффекта взаимного влияния в показатель пропускной способности системы *massive MIMO*.

Ключевые слова: антенная решетка, *massive-MIMO*, пропускная способность, антенные элементы, *patch* антенны, система связи.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Аверина Л. И., Смусева К. В., Усков Г. К. Проектирование антенных решеток для систем *massive MIMO* СВЧ диапазона // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2024. Т. 7, № 3. С. 485—500.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Аверина, Л. И. Проектирование антенных решеток для систем *massive MIMO* СВЧ диапазона / Л. И. Аверина, К. В. Смусева, Г. К. Усков // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. — 2024. — Т. 7, № 3. — С. 485—500.

1. Введение

В будущих беспроводных коммуникационных системах ожидается, что базовые станции будут все чаще использовать сложные конструкции антенных массивов с множеством входов и множеством выходов (*massive MIMO*) [1—3]. Этот переход обусловлен необходимостью обеспечения растущего числа мобильных пользователей возможностью высокоскоростной передачи данных.

Существующие методики синтеза цифровых антенных решеток, разработанные для традиционных систем беспроводной связи [4—5], необходимо модернизировать для разработки *MIMO*-архитектур в многопользовательские многоантенные базовые станции (БС).

В традиционных подходах приоритет отдается оптимизации параметров излучения, таких как диаграмма направленности (ДН), ширина луча, уровень боковых лепестков [4—8]. Данный подход основан на формуле передачи Фрииса, предполагающего, что излучаемая мощность от БС должна быть сфокусирована вдоль направления терминала пользователя для повышения качества связи и передачи информации. Следовательно, улучшение отношения сигнал/шум (ОСШ) в приемнике связано с увеличением усиления антенны и уменьшением уровня боковых лепестков диаграммы направленности. Однако в системах *massive MIMO* возникает необходимость учета условий распространения (например, многолучевости), не зависящих от параметров диаграммы направленности базовой станции.

Таким образом, задача синтеза антенной решетки может быть сведена к максимизации параметра, связанного как с условиями распространения, так и с параметрами излучения антенной решетки базовой станции. В данной работе в качестве такого параметра выбрана эргодическая пропускная способность [9].

При проектировании многоэлементных антенных решеток зачастую уменьшают расстояние между антенными элементами для сохранения размеров апертуры, что приводит к проявлению эффекта взаимного влияния. В работах [10, 11], показано что в результате этого диаграмма направленности изолированного антенного элемента будет отличаться от ДН того же элемента в составе антенной решетки (парциальной диаграммы направленности).

Целью данной работы является разработка подхода к синтезу антенной решетки, основанного на максимизации эргодической пропускной способности системы за счет выбора оптимальной конфигурации излучающих элементов с учетом взаимного влияния.

2. Эргодическая пропускная способность системы *massive MIMO*

Для расчета канальной матрицы в работе использовалась *3GPP* модель канала [12], которая учитывает значения парциальных диаграмм направленности и их разложения по ортогональным базисам поляризаций.

Эргодическая пропускная способность системы MU-MIMO определяется соотношением [9]:

$$C = \frac{1}{K} E \left[\log_2 \det \left(\mathbf{I} + \frac{P}{N\sigma^2} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \right) \right],$$

где $E[\dots]$ — знак усреднения, P — суммарная передаваемая мощность, K — количество пользователей с одной антенной, N — количество элементов антенной решетки, σ^2 — дисперсия шума (определяется каналом), $\mathbf{H}$ — канальная матрица.

В стандарте *3GPP* для СВЧ диапазона применяется следующая модель распространения волн в многолучевом канале в условиях отсутствия прямой видимости:

$$H_{u,s}^{NLOS}(\tau, t) = \sum_{n=1}^2 \sum_{i=1}^3 \sum_{m \in R_i} H_{u,s,n,m}^{NLOS}(t) \delta(\tau - \tau_{n,i}) + \sum_{n=3}^N H_{u,s,n}^{NLOS}(t) \delta(\tau - \tau_n),$$

где $H_{u,s,n}^{NLOS}(t)$ — комплексный коэффициент, описывающий подканал между u -м приемным элементом и s -м передающим элементом, который соответствует кластеру с номером n . Первое слагаемое $H_{u,s,n,m}^{NLOS}(t)$ содержит в себе информацию о двух кластерах с наибольшей мощностью, каждый из которых, в свою очередь, разделяется на три подкластера, индекс m обозначает номер луча в заданном кластере. Соотношения для первого слагаемого имеют вид:

$$H_{u,s,n,m}^{NLOS}(t) = \sqrt{\frac{P_n}{M}} \begin{bmatrix} F_{rx,u,\theta}(\theta_{n,m,ZOA}, \varphi_{n,m,AOA}) \\ F_{rx,u,\varphi}(\theta_{n,m,ZOA}, \varphi_{n,m,AOA}) \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \exp(j\Phi_{n,m}^{\theta\theta}) & \sqrt{\kappa_{n,m}^{-1}} \exp(j\Phi_{n,m}^{\theta\varphi}) \\ \sqrt{\kappa_{n,m}^{-1}} \exp(j\Phi_{n,m}^{\varphi\theta}) & \exp(j\Phi_{n,m}^{\varphi\varphi}) \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} F_{tx,s,\theta}(\theta_{n,m,ZOD}, \varphi_{n,m,AOD}) \\ F_{tx,s,\varphi}(\theta_{n,m,ZOD}, \varphi_{n,m,AOD}) \end{bmatrix} \exp\left(j2\pi \frac{\hat{r}_{rx,n,m}^T \cdot \vec{d}_{rx,u}}{\lambda_0}\right) \exp\left(j2\pi \frac{\hat{r}_{tx,n,m}^T \cdot \vec{d}_{tx,s}}{\lambda_0}\right) \exp\left(j2\pi \frac{\hat{r}_{rx,n,m}^T \cdot \vec{v}}{\lambda_0} t\right)$$

Здесь P_n — мощность кластера с номером n , M — количество лучей в одном кластере. $F_{rx,u,\theta}$ и $F_{rx,u,\varphi}$ — значения парциальной диаграммы направленности приемного антенного элемента u в направлении θ и φ соответственно, $F_{tx,s,\theta}$ и $F_{tx,s,\varphi}$ — значения парциальной диаграммы направленности передающего антенного элемента,

$\hat{r}_{rx,n,m}$ — сферический единичный вектор с углом прихода по азимуту $\phi_{n,m,AOA}$ и углу места $\theta_{n,m,ZOA}$, определяемый формулой

$$\hat{r}_{rx,n,m} = \begin{bmatrix} \sin \theta_{n,m,ZOA} \cos \phi_{n,m,AOA} \\ \sin \theta_{n,m,ZOA} \sin \phi_{n,m,AOA} \\ \cos \theta_{n,m,ZOA} \end{bmatrix},$$

$\hat{r}_{tx,n,m}$ — сферический единичный вектор с углом отклонения по азимуту $\phi_{n,m,AOD}$ и углу места $\theta_{n,m,ZO}$, определяемый выражением

$$\hat{r}_{tx,n,m} = \begin{bmatrix} \sin \theta_{n,m,ZOD} \cos \phi_{n,m,AOD} \\ \sin \theta_{n,m,ZOD} \sin \phi_{n,m,AOD} \\ \cos \theta_{n,m,ZOD} \end{bmatrix}$$

Кроме того, $\bar{d}_{rx,u}$ — вектор местоположения u -го приемного антенного элемента, и $\bar{d}_{tx,s}$ — вектор местоположения s -го передающего антенного элемента, $k_{n,m}$ — коэффициенты мощности кроссполяризации, а λ_0 — длина волны несущей частоты. Если поляризация не учитывается, матрицу поляризации 2×2 можно заменить скалярной $\exp(j\Phi_{n,m}^{\varphi\varphi})$ и применять только диаграммы направленности с вертикальной поляризацией.

Из этих выражений видно, что значения элементов канальной матрицы зависят от формы и параметров диаграммы направленности излучающего передающего элемента антенной решетки.

3. Оптимальные параметры диаграммы направленности одиного излучающего элемента

Ранее в работе [13] было изучено влияние параметров диаграммы направленности одиного излучающего элемента антенной решетки на эргодическую пропускную способность многоканальной системы. Моделирование проводилось методом Монте-Карло с помощью пакета *Quadriga* [14], позволяющего генерировать канальную матрицу для *3GPP* канала. Для исследований использовалась плоская антенная решетка с параметрами: $N_z = 4$, $N_y = 8$, $d_z = 2\lambda$, $d_y = 0.5\lambda$ — количество элементов по вертикали и горизонтали и расстояние между ними соответственно. В качестве оптимизируемых параметров диаграммы направленности излучающего элемента использовались: ширина по азимуту, ширина по углу места по уровню $-3dB$ и угол наклона ДН по углу места — *tilt*.

Исследования проводились для различных видов аппроксимации диаграммы направленности. В работе анализировались 3 типа аппроксима-

ции диаграмм направленности элементов: встроенная в *Quadriga* параметрическая функция, *3GPP* модель элемента и гауссовский вид аппроксимации. Было показано, что различные аппроксимации схожи, поэтому в качестве основного была выбрана модель с гауссовской аппроксимацией, как наиболее простая в проведении симуляций и оптимизации параметров:

$$E(\theta, \phi) = C \cdot \exp\left(-\frac{(\theta + \text{tilt} - 90^\circ)^2}{2a^2} - \frac{\phi^2}{2b^2}\right),$$

$$a = \frac{\theta_{3\text{dB}}}{2\sqrt{-2 \ln \sqrt{2}}}, \quad b = \frac{\phi_{3\text{dB}}}{2\sqrt{-2 \ln \sqrt{2}}}.$$

В результате исследования были найдены оптимальные параметры диаграммы направленности, при которых эргодическая пропускная способность системы была максимальна:

$$\theta_{3\text{dB}} = 20^\circ, \phi_{3\text{dB}} = 90^\circ, \text{tilt} = 3^\circ.$$

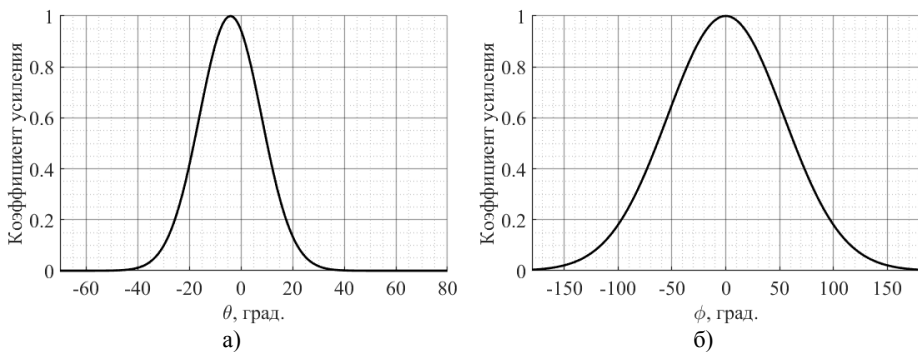


Рис. 1. Оптимальная диаграмма направленности для угла места (а) и азимута (б), построенная с помощью гауссовской модели.

Fig. 1. Optimal radiation pattern for elevation angle (a) and azimuth (b), constructed using a Gaussian model

Такое соотношение ширин диаграммы направленности по азимуту и углу места невозможно получить при существующих ограничениях на габариты антенн в решетках абонентских терминалов.

Особую сложность в данном случае составляет получить ширину 20° по углу места, которую можно получить, если реализовать запитку с постоянным сдвигом фаз нескольких антенных элементов от одного порта. Формирование наклона результирующей ДН реализуется за счет фазирования, а ширина ДН в вертикальной плоскости выбирается подбором расстояния между одиночными элементами (подэлемент) и их количеством.

4. Электродинамическая модель реального подэлемента решетки

В качестве базового подэлемента для дальнейшего объединения в работе была выбрана усовершенствованная модель круглой *stacked-patch* антенны [15] с двумя поляризациями.

Такие антенны обладают преимуществами перед классически используемыми патчами в виде широкой рабочей полосы частот и возможности уменьшить их геометрические размеры.

Антенна представляет собой круглую пластину диаметром $D1$, расположенную над плоской плоскостью заземления на высоте $h1$ на диэлектрической подложке. Диэлектрическая подложка с высокой диэлектрической проницаемостью может значительно уменьшить размер патча.

В качестве отражателя вносится вторая круглая пластина диаметром $D2$, расположенная на высоте $h2$ над нижней пластинкой на том же материале подложки. Добавление второго слоя обеспечивает рост коэффициента усиления и уменьшает обратное излучение антенны, тем самым повышая ее общую эффективность.

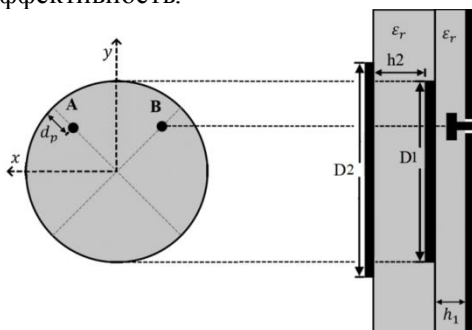


Рис. 2. Геометрия антенны (вид сверху и вид сбоку).

Fig. 2. Antenna geometry (top view and side view)

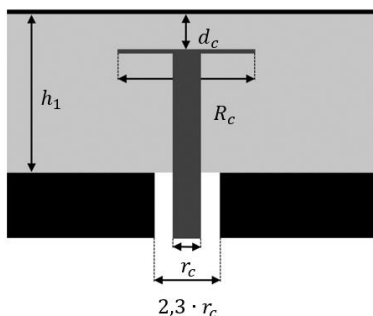


Рис. 3. Геометрия емкостной запитки.

Fig. 3. Geometry of capacitive supply

В отличие от модели, приведенной в [15], для обеспечения более высокого уровня развязки между портами и низкого коэффициента отражения была выбрана емкостная запитка. В настоящей работе такая запитка реализуется с помощью небольших круглых дисков радиуса R_c , прикрепленных к центральному проводнику коаксиального кабеля на расстоянии dc от нижнего патча. Расстояние от края нижнего патча до центра диска определяется параметром dp . Оптимизация высоты и радиуса диска позволяет подобрать необходимое комплексное сопротивление для достижения согласования в нужном диапазоне частот.

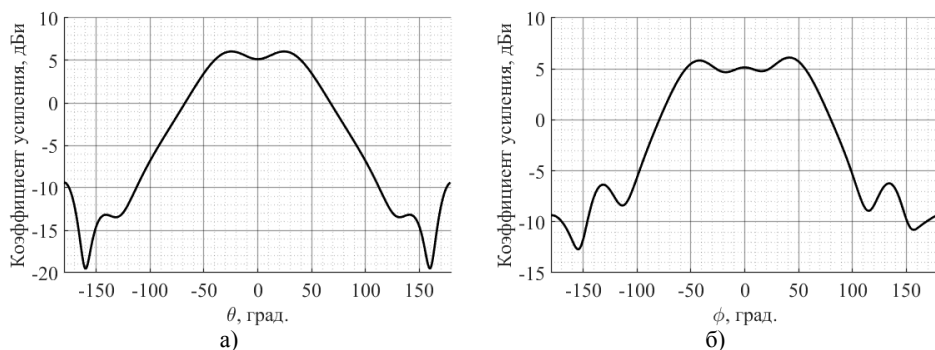


Рис. 4. Диаграмма направленности патч-антенны для угла места (а) и азимута (б).

Fig. 4. Radiation pattern of the patch antenna for elevation angle (a) and azimuth (б)

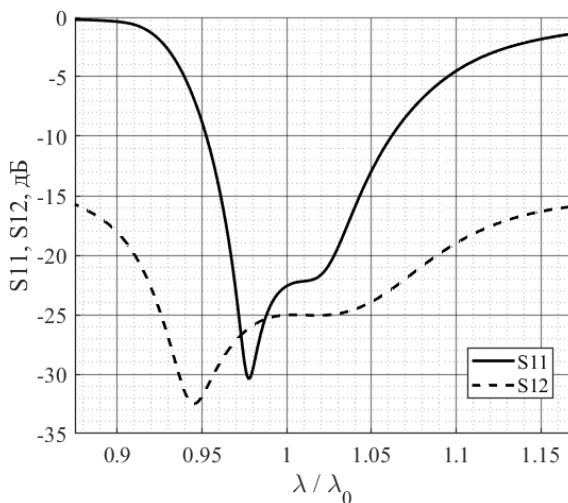


Рис. 5. Коэффициент отражения и развязка между портами.

Fig. 5. Reflection coefficient and isolation between ports

Использование в конструкции антенны второго патча и емкостной запитки позволяет уменьшить диаметр антенны до $0,3 \lambda$, что важно в условиях ограниченных размеров апертуры многоэлементной решетки.

Геометрия антенны и системы запитки представлена на рисунках 2, 3.

Полученные в ходе электродинамического моделирования характеристики антенны представлены на рисунках 4, 5.

Такая антенна позволяет получить в рабочем диапазоне частот развязку между портами более 25 дБ и уровень коэффициента отражения менее –22 дБ. Ширина диаграммы направленности по азимуту составляет 130 град., а по углу места около 110 град с коэффициентом усиления 6,2 дБи.

5. Моделирование сфазированных подэлементов решетки

Далее патчи были объединены в группы по 2 или 3 антенны и проведено моделирование при различных расстояниях между подэлементами от $0,335\lambda$ до $1,3\lambda$ в случае «сдвоенного» элемента и от $0,3\lambda$ до $9,335\lambda$ в случае «строенного» элемента.

Сначала было произведено виртуальное объединение элементов на основе изолированной диаграммы направленности одной патч-антенны. Фазирование M элементов проводилось с помощью комплексных весовых коэффициентов, рассчитанных по соотношению:

$$w_m = \frac{1}{\sqrt{M}} \exp\left(-j \frac{2\pi}{\lambda} (m-1) d_{zel} \cos \theta_{tilt}\right)$$

где $m = 1, \dots, M$, θ_{tilt} — угол фазирования, λ — длина волны, d_{zel} — расстояние между элементами по вертикали.

На рисунках 6, 7 представлены виды ДН по углу места для виртуально сдвоенных и строенных одиночных патчей при различных расстояниях между ними с углом фазирования 0 град.

Из рисунков видно, что диаграмма направленности фазированного элемента сужается при увеличении расстояния между элементами, однако появляются боковые лепестки.

Далее было произведено полное электродинамическое моделирование сфазированных подэлементов путем реального расположения копий подэлементов с аналогичными различными расстояниями между ними.

Далее на основе полученных диаграмм направленности сдвоенных и строенных элементов в *Quadriga* рассчитывались эргодические пропускные способности для рассмотренной выше конфигурации решетки в зависимости от расстояния между одиночными элементами d_{zel} для виртуального и реального фазирования элементов (рис. 8)

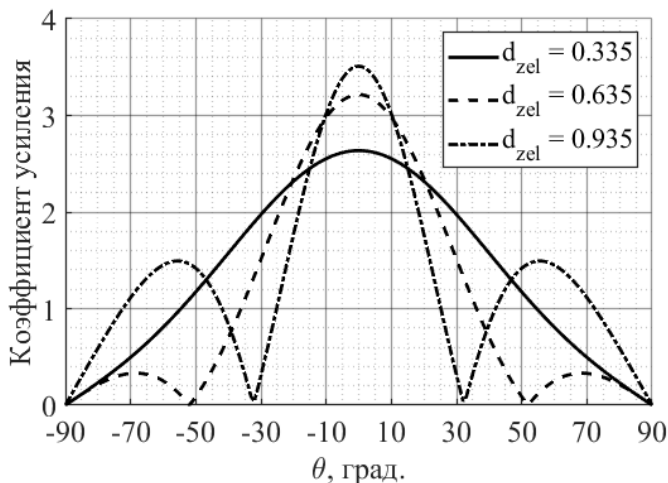


Рис. 6. Диаграмма направленности угла места для сдвоенных патчей с разным расстоянием между ними.

Fig. 6. Elevation angle radiation pattern for dual patches with different distances between them

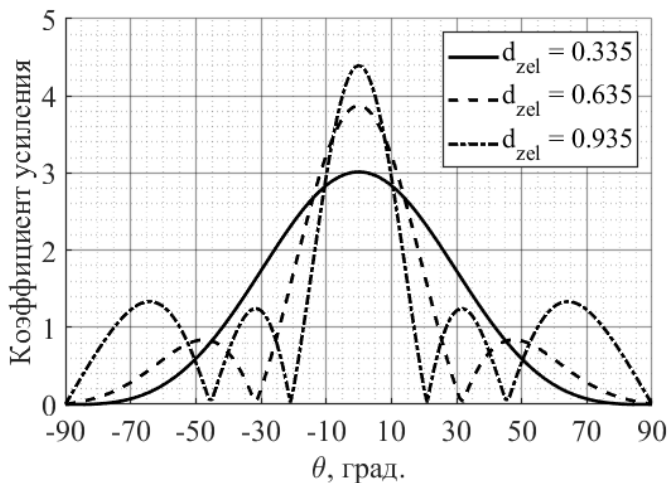


Рис. 7. Диаграмма направленности угла места для строенных патчей с разным расстоянием между ними.

Fig. 7. Elevation angle radiation pattern for triple patches with different distances between them

Из рисунков видно, что максимумы пропускной способности достигаются при расстоянии $0,8\lambda$ между сдвоенными подэлементами или $0,75\lambda$ между строенными подэлементами, что соответствует ширине основного лепестка по углу места 25° для строенных элементов и 30° для сдвоенных элементов.

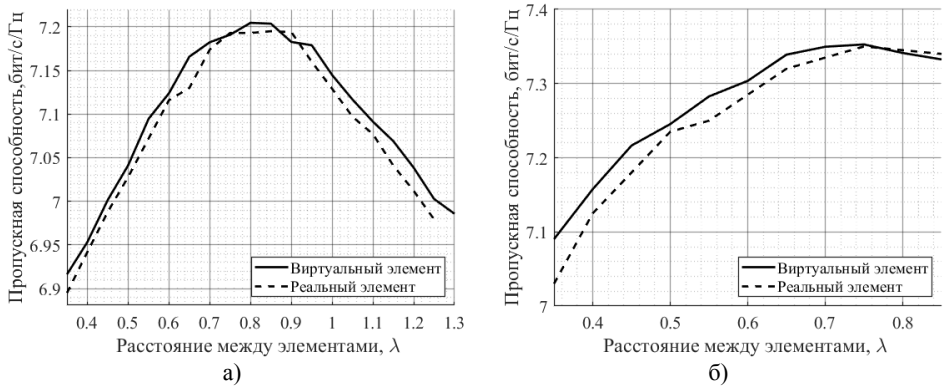


Рис. 8. Зависимость пропускной способности антенной решетки от расстояния между двойными (а) и строеными (в) элементами.

Fig. 8. Dependence of the antenna array capacity on the distance between double (a) and triple (b) elements

Данный результат не совпадает с оптимальными параметрами диаграммы направленности идеальных элементов, описанных ранее. Это связано с появлением боковых лепестков в ДН сфазированных элементов, что приводит к уменьшению доли полезной мощности, передаваемой в направлении пользователя, и повышению уровня пространственной корреляции.

Также стоит отметить, что зависимости для реальных и виртуальных элементов немного отличаются из-за наличия эффектов взаимного влияния [10, 11]. В данном случае этот эффект незначительно понижает расчетную пропускную способность, поскольку взаимное влияние учитывается только между подэлементами в объединенном элементе. Данные результаты говорят о необходимости учета эффекта взаимного влияния между объединенными элементами при моделировании пропускной способности систем с реальными многоэлементными решетками.

6. Учет взаимного влияния двухполяризационных антенных элементов

Для оценки полного вклада эффекта взаимного влияния (как между подэлементами, так и между объединенными элементами) в пропускную способность системы был проведен электродинамический анализ следующих антенных структур:

— двухполяризационные антенные решетки с четырьмя столбцами элементов по вертикали и восемью столбцами элементов по горизонтали (4×8);

— двухполяризационные антенные решетки с шестью столбцами элементов по вертикали и десятью столбцами элементов по горизонтали (6×10);

— двухполяризационные антенные решетки с шестью столбцами элементов по вертикали и двенадцатью столбцами элементов по горизонтали (6×12).

В качестве одиночных элементов использовались сдвоенные и строенные *stacked* патчи с полученными ранее оптимальными расстояниями между подэлементами.

Также необходимо отметить, что при увеличении количества элементов решетки ее апертура оставалась постоянной, то есть изменялось расстояние между элементами.

С помощью электродинамического моделирования были рассчитаны диаграммы направленности каждого элемента: со-поляризация и кросс-поляризация для каждого порта каждого набора. Далее на основе полученных диаграмм направленности были рассчитаны эргодические пропускные способности для рассматриваемых структур и проведен их сравнительный анализ с расчетами, полученными для идентичных диаграмм направленности всех элементов без учета взаимного влияния.

Результаты расчета эргодической пропускной способности для различных конфигураций антенных решеток и различных подходов, применяемых при расчете, представлены в таблице 1.

Таблица 1. Эргодическая пропускная способность.

Table 1. Ergodic capacity

Конфигурация решетки	Количество портов	Эргодическая пропускная способность, бит/с/Гц			
		Сдвоенный патч		Строенный патч	
		Без взаимного влияния	С учетом взаимного влияния	Без взаимного влияния	С учетом взаимного влияния
4×8	64	7,39	7,41	7,56	7,96
6×10	120	8,68	8,65	8,69	8,61
6×12	144	8,78	8,66	8,78	8,62

Из полученных результатов видно, что:

1) погрешность расчета эргодической пропускной способности для упрощенных электродинамических моделей антенной решетки относительно полной электродинамической модели решетки составляет не более 2 % при фиксированном количестве элементов;

2) результаты расчета, полученные при пренебрежении взаимным влиянием между элементами, для исходной архитектуры решетки (4×8) предсказывают несколько заниженное значение эргодической пропускной способности относительно результатов, полученных для полной электродинамической модели решетки. При увеличении количества элементов решетки картина кардинально изменяется. Так, полученный выигрыш в пропускной способности, полученный при использовании модели без учета взаимного влияния, составил 16 %, а с учетом — 8 %;

3) с увеличением количества элементов решетки из-за увеличения взаимного влияния между ними теряется выигрыш в пропускной способности строенных патчей над сдвоенными.

7. Заключение

В работе приведен подход к проектированию антенных решеток для систем *massive MIMO*, основанный на максимизации эргодической пропускной способности системы.

Показано, что оптимальные параметры диаграммы направленности одиночного излучающего элемента антенной решетки, обеспечивающие максимальную эргодическую пропускную способность, оказываются физически недостижимы из-за достаточно узкой (20°) ширины ДН в плоскости угла места при широкой (90°) ДН в азимутальной плоскости.

Для решения этой проблемы в работе было предложено объединять антенные подэлементы в группы по два или три. При этом для обеспечения максимума пропускной способности оказалось недостаточно подобрать ширину основного лепестка сфазированного элемента, равную ранее найденной оптимальной, из-за появления боковых лепестков ДН и эффекта взаимного влияния.

Синтезированный излучающий подэлемент, основанный на *stacked* патч антенне с емкостной запиткой, имеет малые электрические размеры, что позволяет разместить в фиксированной апертуре большее количество излучателей, повышая тем самым пропускную способность, либо уменьшить эффект взаимного влияния за счет расположения элементов на большем расстоянии друг от друга.

Таким образом, проведенные исследования показали, что при расчете эргодической пропускной способности систем связи на основе технологии *massive MIMO* необходимо учитывать искажения диаграмм направленности двухполяризационных излучающих элементов из-за взаимного влияния между ними. В наибольшей степени это влияние сказывается при увеличении количества элементов решетки при фиксированной ее апертуре.

Благодарности

Работа выполнена при поддержке Министерства науки и высшего образования РФ в рамках государственного задания ВУзам в сфере научной деятельности на 2023—2025 годы, проект N°FZGU-2023-0006.

Для выполнения численных расчетов в работе использовалось оборудование учебно-научного дизайн-центра проектирования радиоэлектронных систем СВЧ, терагерцового и оптического диапазонов на отечественной электронной компонентной базе ФГБОУ ВО «ВГУ».

Список литературы

1. Liu D., Hong W., Rappaport T. S. et al. What will 5G antennas and propagation be? // IEEE Trans. Antennas Propag. 2017. Vol. 65, no. 12. P. 6205–6212.
2. Hong W. et al. Multibeam antenna technologies for 5G wireless communications // IEEE Trans. Antennas Propag. 2017. Vol. 65, no. 12. P. 6231–6249.
3. Rappaport T. S., Xing Y., McCartney G. R. et al. Overview of millimeter wave communications for fifth-generation (5G) wireless networks – With a focus on propagation models // IEEE Trans. Antennas Propag. 2017. Vol. 65, no. 12. P. 6213–6230.
4. Hansen R. C. Phased Array Antennas. Wiley, 2008. 576 p.
5. Mailloux R. J. Phased Array Antenna Handbook. Artech House, 2005. 496 p.
6. Yeap S. B., Qing X., Chen Z. N. 77-GHz dual-layer transmit-array for automotive radar applications // IEEE Trans. Antennas Propag. 2015. Vol. 63, no. 6. P. 2833–2837.
7. Xu J., Hong W., Zhang H. et al. An array antenna for both long- and medium-range 77 GHz automotive radar applications // IEEE Trans. Antennas Propag. 2017. Vol. 65, no. 12. P. 7207–7216.
8. Chen P., Hong W., Zhang H. et al. Virtual phase shifter array and its application on Ku band mobile satellite reception // IEEE Trans. Antennas Propag. 2015. Vol. 63, no. 4, P. 1408–1416.
9. Oliveri G., Gottardi G., Massa A. A New Meta-Paradigm for the Synthesis of Antenna Arrays for Future Wireless Communications // IEEE Trans. Antennas Propag. 2019. Vol. 67, no. 6. P. 3774–3788.
10. Бажанова О. В., Кононов А. А., Смусева К. В. и др. Исследование коэффициентов взаимного влияния в двухполяризационных антенных решетках // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2023. Т. 26, № 4. С. 78—87.
11. Бажанова О. В., Кононов А. А., Смусева К. В. и др. Особенности учета эффектов взаимного влияния антенных элементов в системах Massive-MIMO. В сб. : Междунар. науч.-тех. конф. «Радиолокация, навигация, связь» — РЛНС'2024 (Воронеж, 16—18 апр. 2024 г.). 2024. Т. 4. С. 158—167.
12. Feng R., Wang C.-X., Huang J. et al. Classification and Comparison of Massive MIMO Propagation Channel Models // IEEE Internet of Things Journal. 2022. Vol. 9, no. 23. P. 23452–23471.
13. Аверина Е. В., Лафичкий А. Ю., Смусева К. В. Выбор излучающего элемента антенной решетки для повышения пропускной способности системы MU-MIMO. В сб. : Междунар. науч.-тех. конф. «Радиолокация, навигация, связь» — РЛНС'2024 (Воронеж, 16—18 апр. 2024 г.). 2024. Т. 3. С. 435—443.
14. Burkhardt F., Jaeckel S., Eberlein E. et al. QuaDRiGa : A MIMO channel model for land mobile satellite. In : Proc. of 8th European Conference on Antennas and Propagation. (The Hague, Netherlands, 2014). P. 1274–1278.
15. Усков Г. К., Смусева К. В., Очилова С. А. и др. Широкополосная двухполяризационная stacked патч антенна // В сб. : Междунар. науч.-тех. конф. «Радиолокация, навигация, связь» — РЛНС'2023 (Воронеж, 18—20 апр. 2023 г.). 2023. Т. 4. С. 335—340.

Информация об авторах

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

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

Усков Григорий Константинович, доктор физико-математических наук, доцент, заведующий кафедрой электроники физического факультета Воронежского государственного университета, г. Воронеж, Российская Федерация.

Design of Antenna Arrays for Massive MIMO Microwave Systems

L. I. Averina, K. V. Smuseva, and G. K. Uskov

Voronezh State University

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

averina@phys.vsu.ru, smusevaz@gmail.com, uskov@phys.vsu.ru

Received: May 17, 2024

Peer-reviewed: May 21, 2024

Accepted: May 21, 2024

Abstract: The paper presents an approach to the design of antenna arrays for massive MIMO systems based on maximizing the ergodic capacity of the system. On the basis of computer modeling of a multichannel microwave communication system for a geometric stochastic channel model, the optimal radiation patterns of a single radiating element of the antenna array are found, providing the maximum ergodic capacity. A radiating sub-element based on a stacked patch antenna was synthesized and further combined into groups of two or three in-phase fed copies. The optimum distances between sub-elements with and without considering the mutual coupling effect between them are found. By means of full electrodynamics modeling of the multielement array, the contribution of the mutual coupling effect to the throughput performance of the massive MIMO system was evaluated.

Keywords: antenna array, massive-MIMO, bandwidth, antenna elements, patch antennas, communication system.

For citation (IEEE): L. I. Averina, K. V. Smuseva, and G. K. Uskov, "Design of Antenna Arrays for Massive MIMO Microwave Systems," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 7, no. 3, pp. 485–500, 2024, doi: 10.xxxxx/2587-9936.2024.07.3.31. (In Russ.).

References

- [1] D. Liu, W. Hong, T. S. Rappaport, Luxey C., et al., "What will 5G antennas and propagation be?" *IEEE Trans. Antennas Propag*, vol. 65, no. 12, pp. 6205–6212, 2017, doi: 10.1109/TAP.2017.2774707.
- [2] W. Hong, et al., "Multibeam antenna technologies for 5G wireless communications," *IEEE Trans. Antennas Propag*, vol. 65, no. 12, pp. 6231–6249, 2017, doi: 10.1109/TAP.2017.2712819.
- [3] T. S. Rappaport, Y. Xing, G. R. MacCartney, et al., "Overview of millimeter wave communications for fifth-generation (5G) wireless networks – With a focus on propagation models," *IEEE Trans. Antennas Propag*, vol. 65, no. 12, pp. 6213–6230, 2017, doi: 10.1109/TAP.2017.2734243.
- [4] R. C. Hansen, *Phased Array Antennas*, Wiley, 2008.

- [5] R. J. Mailloux, *Phased Array Antenna Handbook*, Artech House, 2005.
- [6] S. B. Yeap, X. Qing, and Z. N. Chen, "77-GHz dual-layer transmit-array for automotive radar applications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 63, no. 6, pp. 2833–2837, 2015, doi: 10.1109/TAP.2015.2419691.
- [7] J. Xu, W. Hong, H. Zhang, et al., "An array antenna for both long- and medium-range 77 GHz automotive radar applications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 65, no. 12, pp. 7207–7216, 2017, doi: 10.1109/TAP.2017.2761549.
- [8] P. Chen, W. Hong, H. Zhang, et al., "Virtual phase shifter array and its application on Ku band mobile satellite reception," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 63, no. 4, pp. 1408–1416, 2015, doi: 10.1109/TAP.2015.2393887.
- [9] G. Oliveri, G. Gottardi, and A. Massa, "A New Meta-Paradigm for the Synthesis of Antenna Arrays for Future Wireless Communications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 67, no. 6, pp. 3774–3788, 2019, doi: 10.1109/TAP.2019.2906433.
- [10] O. V. Bazhanova, A. A. Kononov, K. V. Smuseva, et al., "Investigation of mutual coupling coefficients in dual-polarized antenna arrays," *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 26, no 4, pp. 78–87, 2023, doi: 10.18469/1810-3189.2023.26.4.78-87. (In Russ.).
- [11] O. V. Bazhanova, A. A. Kononov, K. V. Smuseva, et al., "Features of accounting for the mutual coupling effects of antenna elements in Massive-MIMO systems," in *Proc. of Intl. scientific-technical conf. "Radiolocation, navigation, communications" – RLNS'2024* (Voronezh, Apr. 16–18, 2024), vol. 4, pp. 158–167, 2024. (In Russ.).
- [12] R. Feng, C.-X. Wang, J. Huang, et al., "Classification and Comparison of Massive MIMO Propagation Channel Models," *IEEE Internet of Things Journal*, vol. 9, no. 23, pp. 23452–23471, 2022, doi: 10.1109/JIOT.2022.3198690.
- [13] E. V. Averina, A. Yu. Lafitsky, and K. V. Smuseva, "Selection of antenna array radiating element for increasing capacity of MU-MIMO system," in *Proc. of Intl. scientific-technical conf. "Radiolocation, navigation, communications" – RLNS'2024* (Voronezh, Apr. 16–18, 2024), vol. 3, pp. 435–443, 2024. (In Russ.).
- [14] F. Burkhardt, S. Jaeckel, E. Eberlein, et al., "QuaDRiGa: A MIMO channel model for land mobile satellite," in *Proc. of 8th European Conference on Antennas and Propagation*. (The Hague, Netherlands, 2014), pp. 1274–1278, 2014, doi: 10.1109/EuCAP.2014.6902008.
- [15] G. K. Uskov, K. V. Smuseva, A. A. Ochilova, et al., "Wideband dualpolarised stacked patch antenna," in *Proc. of Intl. scientific-technical conf. "Radiolocation, navigation, communications" – RLNS'2023* (Voronezh, 18–20 Apr. 2023), vol. 4, pp. 335–340, 2023. (In Russ.).

Information about the authors

Larisa I. Averina, Dr. Sci., Prof., Professor of the Department of Electronics, Faculty of Physics, Voronezh State University, Voronezh, Russian Federation.

Ksenia V. Smuseva, Postgraduate student of the Department of Electronics, Faculty of Physics, Voronezh State University, Voronezh, Russian Federation.

Grigory K. Uskov, Dr. Sci., Assoc. Prof., Head of the Department of Electronics, Faculty of Physics, Voronezh State University, Voronezh, Russian Federation.

Применение СВЧ-зондов для анализа элементов археологических объектов

¹ Полетаев Д. А., ¹ Фитаев И. Ш., ¹ Нудьга А. А.,

² Майко В. В., ² Власов В. П.

¹ *Крымский федеральный университет имени В. И. Вернадского
просп. Академика Вернадского, 4, г. Симферополь, 295007, Российская Федерация*

² *Институт археологии Крыма РАН
просп. Академика Вернадского, 2, г. Симферополь, 295007, Российская Федерация
poletaevda@cfuv.ru*

Получено: 20 мая 2024 г.

Отрецензировано: 21 мая 2024 г.

Принято к публикации: 21 мая 2024 г.

Аннотация: Ставится задача разработки простого метода для экспресс-сортировки диэлектрических подверженных разрушениям археологических объектов. Построена численная модель коаксиального резонаторного измерительного преобразователя с укорачивающей емкостью, применяемого для определения электрофизических параметров составных элементов археологических объектов. Модельно проводится оптимизация геометрических параметров и экспериментальная проверка разработанного прототипа. Делается вывод о возможности детектирования отдельных элементов археологических объектов СВЧ резонансным методом. Полученные данные о существенном различии диэлектрических параметров археологических объектов применены для разработки более простого и экономичного метода детектирования элементов объектов нерезонансным методом. В этом методе анализируется коэффициент отражения от торца коаксиального зонда, вблизи которого располагается исследуемый предмет. Получен ряд экспериментальных данных, подтверждающих применимость предложенных методик.

Ключевые слова: археологический объект, зонд, СВЧ резонатор, резонаторный измерительный преобразователь, апертура, характеристики преобразования, коэффициент отражения.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Применение СВЧ-зондов для анализа элементов археологических объектов / Д. А. Полетаев и др. // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2024. Т. 7, № 3. С. 501—516.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Применение СВЧ-зондов для анализа элементов археологических объектов / Д. А. Полетаев, И. Ш. Фитаев, А. А. Нудьга и др. // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. — 2024. — Т. 7, № 3. — С. 501—516.

1. Введение

Культурный слой зачастую содержит различные археологические объекты. К таковым относят: керамические элементы и металлические изделия. Недиэлектрические находки представляют, в большинстве своем, цельные структуры [1, 2]. Иногда таковые оказываются сильно деформированными и покрыты слоем окислов. Керамические объекты, ввиду хрупкости, чаще всего состоят из отдельных элементов. Сортировка многочисленных частей для восстановления целого объекта является весьма трудоемкой задачей [1, 2]. Музейные работники сталкиваются с тем, что подбор отдельных фрагментов может занимать несколько лет. Данную задачу пытаются автоматизировать с применением программно-аппаратных комплексов распознавания объектов (нейронных сетей). Однако необходимость сканирования каждого элемента является не менее сложной задачей, решение которой, при условии разнообразия форм отдельных элементов, весьма трудоемко. Рентгеноструктурный анализ, повсеместно применяемый при анализе минералов, слишком затратен. Методы радиоизотопной сортировки элементов чрезвычайно трудоемки. Оптические сканеры, работающие с оптическими вихрями и спеклами, в большинстве своем применимы только для прозрачных объектов. Вместе с тем, методы СВЧ диагностики, представленные широким спектром зондов как резонансных, так и нерезонансных, чрезвычайно удобны для данных применений.

Основным функциональным узлом аппаратуры для СВЧ-диагностики материалов выступает датчик, который включает источник электромагнитных волн, измерительный преобразователь (ИП) и устройства выделения информационных сигналов. Наибольшее распространение получили датчики на основе резонаторов [3—10]. При этом для обеспечения бесконтактности проведения экспресс-измерений электромагнитное поле резонатора зондирует объект через отверстие в одной из стенок. Такой резонаторный измерительный преобразователь (РИП) относится к апертурному типу [11—15].

С учетом востребованности СВЧ методов диагностики и их возможного широкого использования актуальным является численно-аналитическое моделирование РИП, которое, в частности, позволяет рассчитывать его характеристики преобразования — исходный материал для дальнейшей компьютерной обработки и визуализации результатов измерений. Проведение многопараметрической оптимизации, количественное исследование метрологических параметров, обоснование применения новых типов РИП и их возможностей, также нуждаются в создании адекватной численной модели.

СВЧ методы диагностики находят широкое применение в науке, технике и народном хозяйстве. Повсеместное использование аппаратуры, базирующейся на этих методах, обусловлено неразрушаемостью объекта, отсутствием физического контакта, возможностью получения экспресс-данных при проведении исследований [12]. В наибольшей степени подобная аппаратура востребована в агропромышленных хозяйствах (измерители влажности), в различных областях науки и производства (микроволновая микроскопия), в биологии (для исследования характеристик объектов) [11—14]. Неотъемлемой составляющей аппаратуры при использовании ближнеполевых СВЧ-методов являются резонаторные измерительные преобразователи (РИП), конструкции и геометрия которых определяются областью использования. С учетом многообразия используемых сенсоров рассматривается конструкция с большим размером апертуры, производящая усреднение измеряемых параметров по объему и площади исследуемого объекта, каковыми и являются элементы археологических объектов — РИП КИА (резонаторный измерительный преобразователь с коаксиальной измерительной апертурой).

Измеряемыми характеристиками элементов археологических объектов являются электрофизические параметры: относительная диэлектрическая проницаемость и тангенс угла потерь. Данные величины однозначно связаны с информационными сигналами РИП КИА: добротностью, резонансной частотой и их изменениями.

Прямое определение электрофизических параметров археологических объектов весьма трудоемко. Это связано с необходимостью проведения предварительной калибровки РИП КИА с конкретными геометрическими размерами, а также с особенностями проведения экспериментов: на измеряемые параметры оказывают сильное влияние неплотность прилегания объекта исследования к апертуре, внешние факторы. Кроме того, требуется проведение оптимизации параметров измерительного преобразователя для обеспечения одновременно высокой чувствительности при сохранении усредненного характера измерений.

Усреднение величин легко достижимо в традиционных закрытых резонаторах [10]. Однако необходимость каждый раз помещать объект внутрь резонатора требует немалых затрат по времени, что осложняет его применения для серий экспериментов.

Экспресс-контроль электрофизических параметров фактически требует внешнего по отношению к датчику расположения объекта и измерений в режиме реального масштаба времени. Концептуально это должен быть портативный прибор, легко применимый археологами при проведении полевых исследований.

Существует большое количество работ экспериментального и теоретического характера, посвященных исследованию применения резонаторных измерительных преобразователей для измерения электрофизических параметров [12—15]. Однако в этих работах не уделяется должного внимания оптимизации чувствительности датчика для различных керамик, составляющих большую часть археологических находок. Теоретическое обоснование выбора параметров РИП базируются на упрощенных моделях, позволяющих учитывать только колебательные потери в резонаторной системе. Современные прямые численные методы позволяют существенно уточнить модель РИП КИА, то есть учесть геометрию апертуры, расположение, размеры и другие характеристики исследуемого объекта и построить оценочные теоретические характеристики преобразования РИП КИА, связывающие информационные сигналы резонаторного измерительного преобразователя с электрофизическими параметрами исследуемого объекта [11].

Вместе с тем требуется отметить сложность математической обработки и анализа данных с резонаторных датчиков [4]. Целесообразно наряду с рассмотрением точных методик анализа археологических объектов резонансными методами провести анализ возможностей экспресс детектирования объектов нерезонансными методами, как более простыми и экспрессными. Рабочим элементом таких исследований является зонд — измерительный преобразователь, выполняющий функцию сопоставления измеряемой физической величины выходным характеристикам. В качестве них могут выступать коэффициент стоячей волны, импеданс, S - и другие параметры. Удобство применения того или иного зонда зависит от чувствительности и линейности характеристик. Требования к таким элементам: минимальные искажения сигналов и незначительное количество потерь. Естественно, что с ростом частоты зондирующего колебания удовлетворение данных требований становится все более сложным [4]. Это обуславливается увеличением влияния распределенных параметров, таких как емкость и индуктивность, на выходные характеристики.

Целью работы является оптимизация параметров РИП КИА, применяемого для анализа диэлектрических элементов археологических объектов, оценка применимости данного измерительного преобразователя, а также предложение более простых нерезонансных методов анализа.

2. Теоретическая часть

На рис. 1 приведена конструкция рассматриваемого РИП КИА с прилегающим объектом.

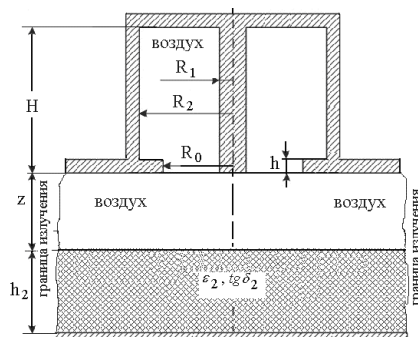


Рис. 1. Модель РИП КИА.

Fig. 1. Model of a resonator measuring transducer with a coaxial measuring aperture

Модель включает отрезок коаксиального волновода, исследуемый объект, толщиной h_2 с электрофизическими параметрами $\varepsilon_2, tg \delta_2$.

Для проведения практических измерений важно, чтобы электрофизические параметры исследуемого объекта оказывали как можно большее влияние на нагруженную добротность РИП. При этом нагруженная добротность не должна быть меньше 100 [12]. Из теории коаксиальных линий передач [14—17] известно, что минимальный коэффициент затухания в коаксиальной линии достигается при отношении радиусов: $R_1 / R_2 = 0,28$. Очевидно, максимальная добротность четвертьволнового резонатора будет также достигаться при данном отношении.

Предварительный анализ позволяет выбрать геометрические размеры модели: $H / \lambda = 1,25$; $R_2 / \lambda = 0,17$; $h / H = 5,6 \cdot 10^{-3}$; $z = \infty$ (четвертьволновый резонатор нагружен на свободное пространство); проводимость стенок резонатора принята равной $\sigma = 5,8 \cdot 10^6$ См/м (с целью учета влияния шероховатости стенок). Исследование влияния остальных геометрических размеров и параметров РИП и объекта осуществлялось с помощью модели, в которой решаются дифференциальные уравнения прямым численным методом конечных элементов [17, 18].

3. Результаты моделирования

Из общих физических представлений следует, что выбором радиуса R_0 апертуры можно существенно изменять добротность резонаторного измерительного преобразователя. На рис. 2 приведены зависимости добротности и резонансной частоты РИП от величины R_0 , рассчитанные при отсутствии объекта исследования.

Как видно из графиков на рис. 2, уменьшение радиуса апертуры снижает потери на излучение в свободное пространство. Необходимость учета излучательных потерь наиболее явно демонстрируется на зависимости добротности от радиуса апертуры (рис. 2а). Даже при малом размере значения радиуса добротность при учете излучения и без учета отличаются почти в 2 раза. Требуется отметить, что добротность РИП уменьшается в 1,5 раза, по сравнению с РИП, в котором выдержано оптимальное соотношение радиусов. Данное снижение добротности приходится считать вынужденным, при проектировании РИП для исследования объектов с высоким тангенсом угла диэлектрических потерь. Из графика на рис. 2б видно, что учет излучения практически не влияет на резонансную частоту.

На рис. 3 приведены зависимости добротности и резонансной частоты РИП от продольного размера апертурно-формирующей части h , при разных значениях величины R_0 .

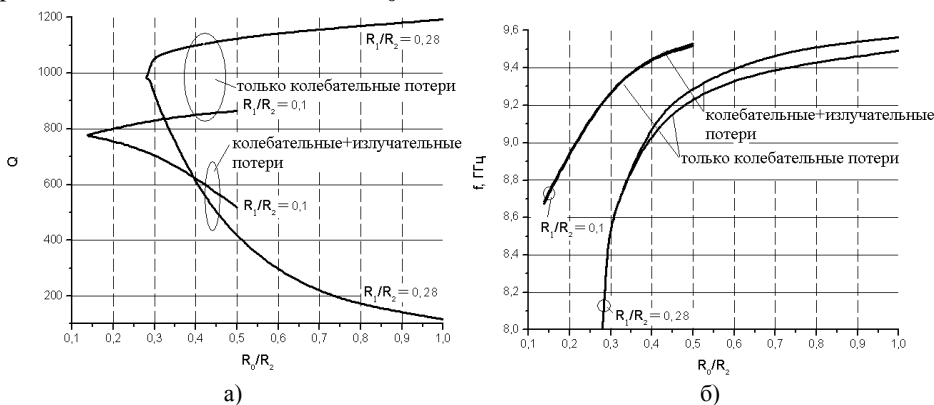


Рис. 2. Зависимость а) добротности и б) частоты от величины R_0 .

Fig. 2. Dependence of а) quality factor and б) frequency on R_0 value

Характер изменения добротности (рис. 3а) носит резонансный характер. Более острый резонансный пик соответствует меньшему радиусу, что согласуется с общими физическими представлениями. Уменьшение резонансной частоты (рис. 3б) обуславливается ростом емкости апертуры, при увеличении ее продольного размера апертурно-формирующей части коаксиала.

Как видно из графика (рис. 3а) добротность РИП при исследовании объекта с параметрами $\varepsilon_2 = 3$; $\tan \delta_2 = 0,01$ остается довольно высокой даже при раскрывах апертуры $R_0 / R_2 > 0,3$. Отчетливо видно значительное изменение добротности с объектом, при $h / H \approx 0,4$ (что соответствует

$h/\lambda=0,5$), относительно добротности, рассчитанной при нагрузке на свободное пространство (рис. 3а). Данный факт согласуется с физическими представлениями и свидетельствует об адекватности численной модели. Вместе с тем, даже при $h/H \approx 0,4$, изменение добротности РИП в 2 раза меньше, чем при $h \rightarrow 0$. Это связано со значительным провисанием поля из апертуры. Из графика на рис. 3а следует весьма важный вывод: наибольшее изменение добротности обеспечивается при $h/H < 0,05$.

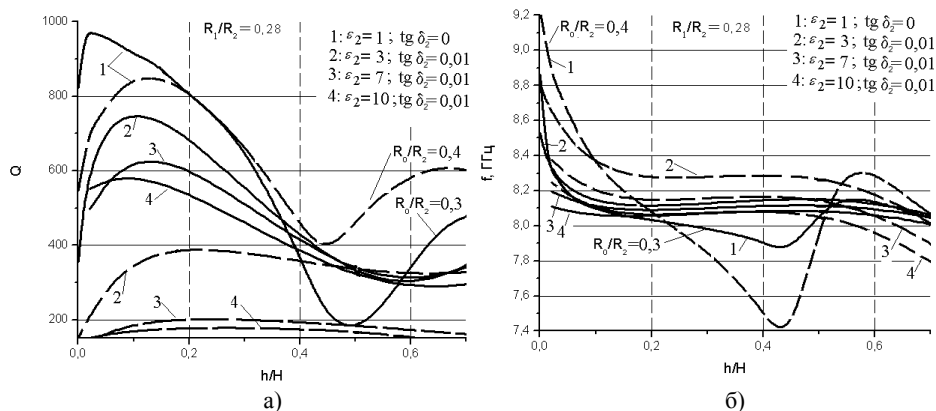


Рис. 3. Зависимость а) добротности, б) резонансной частоты от размеров апертуры.

Fig. 3. Dependence of а) quality factor, б) resonant frequency on aperture sizes

Расчеты проведены для модели с параметрами: $H/\lambda=1,25$; $R_2/\lambda=0,17$; $z=0$; $h_{21}=0$; $h_2/\lambda=0,14$; $h/H=0,01$; проводимость стенок $\sigma=5,8 \cdot 10^6$ См/м; $\lambda=3$ см, при изменении величины апертуры R_0/R_2 от 0,29 до 1, для объектов, параметры которых изменяются в указанных выше пределах. Графики зависимости добротности и чувствительности РИП от величины радиуса апертуры приведены на рис. 4. Чувствительность вычислялась исходя из изменения тангенса угла диэлектрических потерь $\tan \delta_2 = 0,01$, при значении $\tan \delta_2 = 0,01$ и постоянной относительной диэлектрической проницаемости.

Добротность РИП (рис. 4а) в большей степени зависит от величины апертуры, которая определяет величину излучательных потерь. Чувствительность датчика (рис. 4б) увеличивается при уменьшении R_0/R_2 .

На рис. 5 представлены зависимости резонансной частоты и изменения резонансной частоты при вариации величины апертуры R_0/R_2 .

Как видно из графиков (рис. 4 и рис. 5), добротность при наличии объекта, удобная в метрологическом отношении [12], достигается в узком

диапазоне значений R_0 . При этом чувствительность к объектам с высокой диэлектрической проницаемостью оказывается недостаточной. Поэтому оптимизировать такой резонаторный измерительный преобразователь следует отдельно для объектов с низким и высоким значением диэлектрической проницаемости.

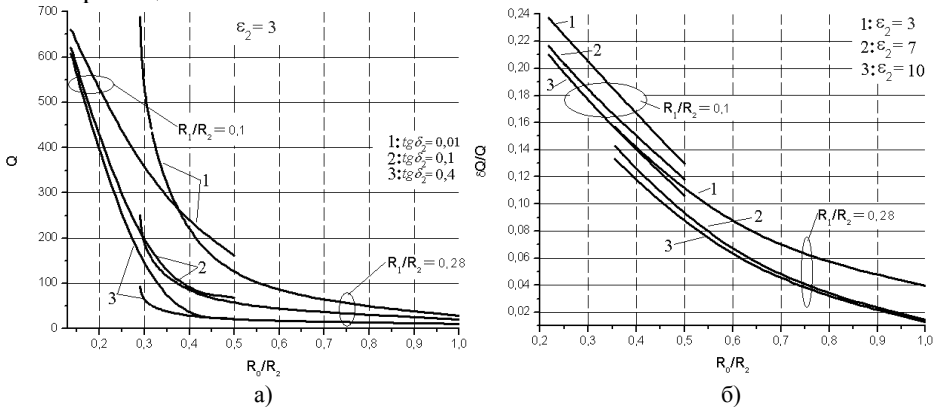


Рис. 4. Зависимость а) Q и б) $\delta Q/Q$ от величины апертуры и параметров объекта.

Fig. 4. Dependence of а) Q and б) $\delta Q/Q$ on the aperture size and object parameters

Из графиков (рис. 6) видно, что большее значение относительной диэлектрической проницаемости объекта увеличивает значение добротности системы, вследствие “запирания” энергии внутри резонатора.

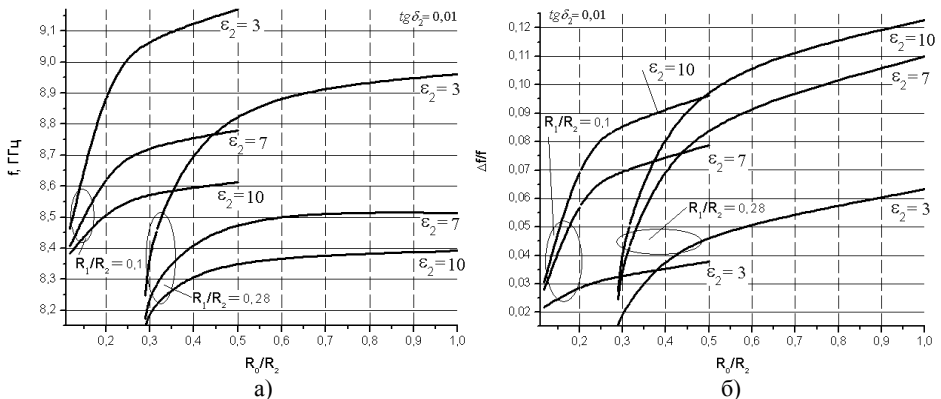


Рис. 5. Зависимость а) f и б) $\Delta f/f$ от величины апертуры и параметров объекта.

Fig. 5. Dependence of а) f and б) $\Delta f/f$ on the aperture size and object parameters

На рис. 6 и рис. 7 приведены рассчитанные характеристики преобразования РИП КИА с различными геометрическими размерами апертуры.

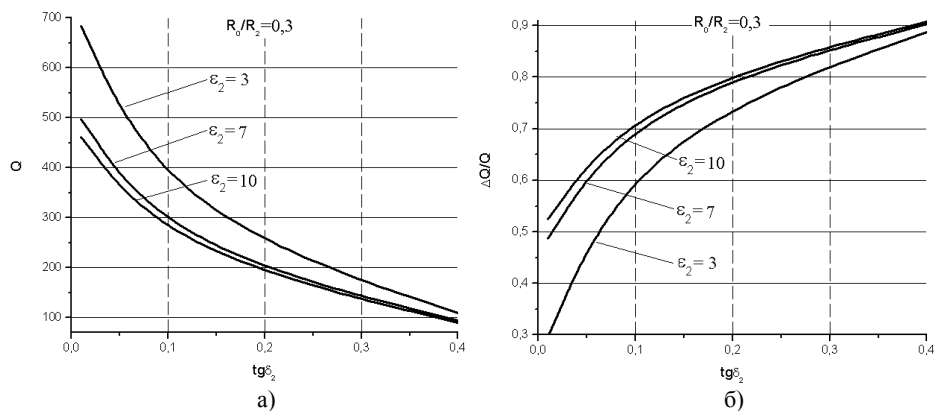


Рис. 6. Зависимость а) Q и б) $\Delta Q/Q$ от параметров объекта.

Fig. 6. Dependence of а) Q and б) $\Delta Q/Q$ on object parameters

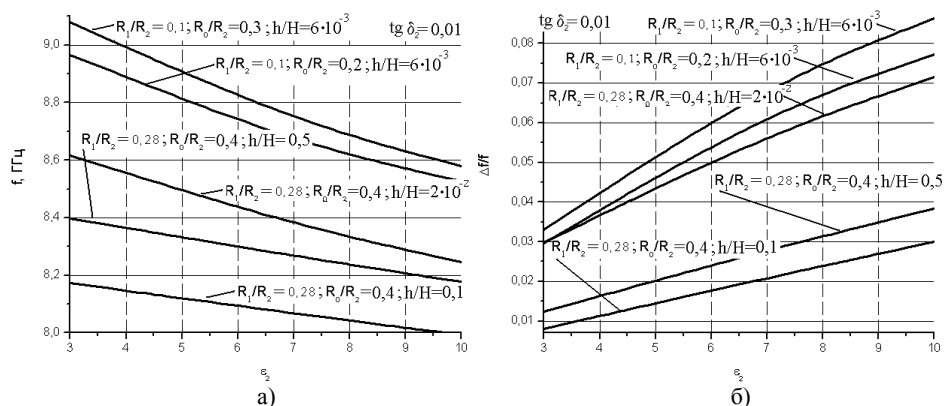


Рис. 7. Зависимость а) f и б) $\Delta f/f$ от параметров объекта.

Fig. 7. Dependence of а) f and б) $\Delta f/f$ on object parameters

4. Постановка эксперимента

На основе численной модели проведена оптимизация геометрии резонаторного преобразователя. Изготовлен прототип преобразователя, согласно оптимизированной геометрии (материал — сталь с нанесенным медным покрытием толщиной больше скин-слоя на рабочей частоте). В качестве измерительного устройства применялся векторный анализатор цепей P4226 со стандартной схемой подключения анализируемого устройства — резонатора. В качестве археологических объектов применялись элементы черепицы и лепной керамики из городища «Таш-Джарган» (ко-

ординаты расположения: Республика Крым, Симферопольский район, Чистенское сельское поселение, село Чистенькое). Элементы археологических объектов представляли собой фрагменты керамики, представленные элементами черепицы, элементами кувшинов. В процессе измерения электрофизических параметров диэлектриков выявлено, что достаточно измерять добротность и частоту, как параметры, характеризующие относительную диэлектрическую проницаемость и тангенс угла диэлектрических потерь объекта.

Методика проведения эксперимента состояла в следующем. Для рассматриваемого элемента археологического объекта в нескольких точках его поверхности измерялись информационные параметры (добротность и частота) измерительного преобразователя, затем полученные параметры усреднялись. Аналогичные действия производились для каждого исследуемого элемента. По результатам измерений информационных параметров измерительного преобразователя элементы археологических объектов разделялись по группам со сходными значениями.

5. Результаты и обсуждение

На рис. 8 представлены полученные в ходе эксперимента значения резонансных частот преобразователя, соответствующие исследованию различных элементов археологических объектов, разделенных на две группы сторонними методами. Точками на рис. 8 отмечены дискретные значения информационных параметров.

Как видно из рис. 8, значения частот для разных групп отличаются не более чем на 0,2 %, что подтверждает гипотезу о возможности сортировки элементов описанным способом.

На рис. 9 представлены полученные в ходе эксперимента значения добротностей преобразователя, соответствующие исследованию различных элементов археологических объектов, разделенных на две группы сторонними методами. Точками на рис. 9 отмечены дискретные значения информационных параметров.

Небольшое значение добротностей (по рис. 9) объясняется недостаточной полировкой поверхностей резонатора. Как видно из рис. 9, значения добротностей для разных групп отличаются не более чем на 19 %, что вписывается в инструментальную погрешность и подтверждает гипотезу о возможности сортировки элементов описанным способом.

Вместе с тем, применение резонансных методов может быть сопряжено с длительными вычислениями по поиску резонансной частоты, и особенно добротности. Целесообразно также предложить и рассмотреть

эксплуатационные характеристики нерезонансного метода детектирования параметров объектов. Кроме того, мотивирующими факторами для данного дополнительного исследования выступили требования максимального метрологического упрощения и удешевление лабораторного стенда, как аппаратуры для планируемой полевой практики.

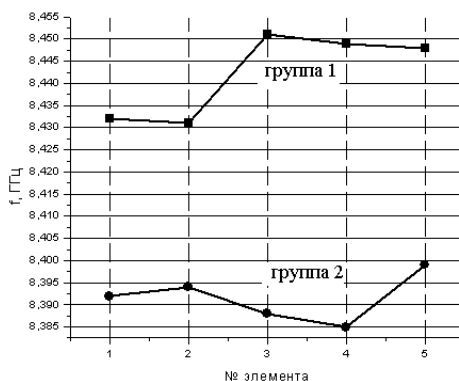


Рис. 8. Значения частот измерительного преобразователя для разных элементов археологических объектов.

Fig. 8. Frequency values of the measuring transducer for different elements of archaeological objects

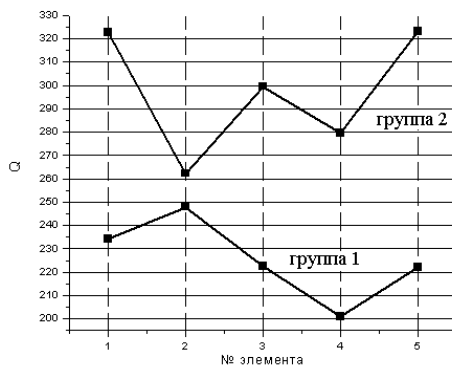


Рис. 9. Значения добротностей измерительного преобразователя для разных элементов археологических объектов.

Fig. 9. Values of quality factors of the measuring transducer for various elements of archaeological objects

Лабораторный стенд для нерезонансного метода исследования представлял следующую систему: анализатор цепей *NanoVNA 3.1*, работающий в частотном диапазоне от 50 кГц до 1 ГГц), а также измерительный зонд в виде отрезка коаксиальной линии (фактически коаксиальный щуп). Пло-

щадь контакта зонда с объектом составляла менее $0,2 \text{ мм}^2$. В качестве объектов были выбраны фрагменты керамических объектов: черепицы и кувшина. Методика измерений следующая. Фрагменты археологических объектов измерялись зондом в 3 точки. Точки выбирались на поверхности исходя из линейных размеров объектов так, чтобы учитывать геометрические особенности измеряемого предмета. В результате измерений снимался массив данных S_{11} (действительная и мнимая часть) во всем частотном диапазоне анализатора цепей *NanoVNA 3.1*. Оценочно эта процедура оказалась гораздо быстрее измерения добротности и резонансной частоты резонаторного преобразователя в рассматриваемом ранее методе. Массив полученных данных анализировался и выбирался наиболее приемлемый для измерений керамик диапазон частот. Данные представлены на рис. 10 и рис. 11.

Из рис. 10 видно, что различия параметра $|S_{11}|$ составляют около $0,22 \%$ в разных точках. Этот факт открывает возможность диагностирования керамических объектов таким методом.

Сравнивая значения $|S_{11}|$ параметра на рис. 11 можно оценить, что различия для разных керамик (разных групп объектов) составляют более $0,6 \%$, что значительно больше разброса значений по поверхности объекта (на рис. 10). Таким образом можно сделать вывод о возможности различения элементов разных объектов нерезонансным методом.

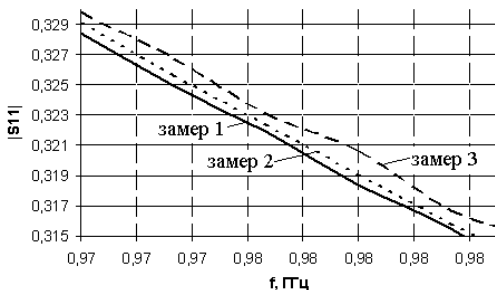


Рис. 10. Зависимость $|S_{11}|$ от частоты при измерениях в разных точках объекта.

Fig. 10. Dependency $|S_{11}|$ on frequency when measuring at different points of the object

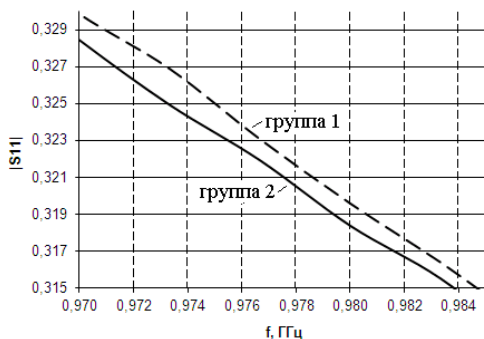


Рис. 11. Зависимость $|S_{11}|$ от частоты для разных объектов.

Fig. 11. Dependency $|S_{11}|$ on frequency for different objects

6. Заключение

В работе проведено численное моделирование резонаторного измерительного преобразователя, применяемого для анализа электрофизических параметров элементов археологических объектов. На основе разработанной модели проведена оптимизация геометрии резонатора. Оценена применимость прототипа, проведен ряд экспериментов с диэлектрическими объектами. При этом подтверждена высокая чувствительность РИП к изменению электрофизических параметров исследуемых объектов. Кроме того, предложен нерезонансный метод, отличающийся простотой и высокой экономичностью проведения измерений. Проведена его апробация и получены характеристики. Сделан вывод о высоких эксплуатационных характеристиках метода.

Разработанная методика, ввиду простоты, экономичности и доступности, может применяться во время проведения полевых работ археологами.

Список литературы

1. Мыц В. Л. Отчет об охранных раскопках Горно-Крымской экспедиции ИА АН УССР в 1984 г. / ФГБУН «Институт археологии Крыма РАН». № 1984/76.
2. Щепинский А. А. Археологическое обследование Курцово-Сабловской долины в 1950 г. В кн. : История и археология древнего Крыма. Киев : Изд-во АН Украинской ССР, 1957. С. 307—322.
3. Гордиенко Ю. Е. СВЧ диагностика слоистых полупроводниковых материалов : дисс. докт. физ.-мат. наук : 01.04.03. Харьков, 1984. 397 с.
4. Егоров В. Н. Резонансные методы исследования диэлектриков на СВЧ // Приборы и техника эксперимента. 2007. № 2. С. 5—38.
5. Chen L. Microwave electronics measurement and materials characterization. New York : John Wiley & Sons, 2004. 537 p.
6. Детинко М. В. Физические основы неразрушающего СВЧ-резонаторного метода локального контроля электрофизических параметров полупроводников. Томск : Изд-во ТГУ, 1988. 30 с.
7. Завьялов А. С. Измерение параметров материалов на сверхвысоких частотах. Томск : Изд-во ТГУ, 1985. 213 с.
8. Брандт А. А. Исследование диэлектриков на сверхвысоких частотах. М. : Физматгиз, 1963. 404 с.
9. Гершензон Е. М. Методы определения параметров полупроводников и полупроводниковых пленок на СВЧ. М. : Сов. радио, 1971. 472 с.
10. Гордиенко Ю. Е. Резонаторные измерительные преобразователи в диагностике микрослоистых структур // Радиотехника. 1996. Вып. 100. С. 253—260.
11. Рябухин А. А. Электродинамические модели резонаторных сенсоров в СВЧ диагностике полупроводников : дисс. канд. физ.-мат. наук: 01.04.03. Харьков, 2002. 158 с.
12. Гордиенко Ю. Е., Гуд Ю. И., Старостенко В. В. Измерительные преобразователи для неразрушающего контроля электропроводности плёнок в эпитаксиальных структурах np^+ типа // Электронная техника. Сер. 8. 1974. Вып. 9. С. 112—118.

13. Hong S. et al. Improved surface imaging with a near-field scanning microwave microscope using a tunable resonator // *Applied Physics Letters*. 2002. Vol. 80, no. 3. P. 524–526.
14. Медведев Ю. В. Техника неразрушающего измерения удельного сопротивления, толщины и времени жизни неосновных носителей заряда по площади эпитаксиальных пленок // *Электронная техника. Сер. 1*. 1984. № 10. С. 50—54.
15. Imtiaz A., Anlage S. M. Effect of tip geometry on contrast and spatial resolution of the near-field microwave microscope // *Journal of applied physics*. 2006. Vol. 100. Art. 044304.
16. Гордиенко Ю. Е. Вклад колебательных и излучательных потерь в характеристики СВЧ преобразователей с коаксиальной измерительной апертурой // *Радиотехника*. 2009. № 157. С. 108—114.
17. Кураев А. А., Попкова Т. Л., Сеницын А. К. *Электродинамика и распространение радиоволн*. Минск : Бестпринт, 2004. 358 с.
18. Григорьев А. Д. *Электродинамика и техника СВЧ*. М. : Высшая школа, 1990. 335 с.

Информация об авторах

Полетаев Дмитрий Александрович, к. ф.-м. н., доцент кафедры радиофизики и электроники Крымского федерального университета имени В. И. Вернадского; г. Симферополь, Российская Федерация.

Фитаев Ибраим Шевкетович, к. ф.-м. н., преподаватель кафедры радиофизики и электроники Крымского федерального университета имени В. И. Вернадского; г. Симферополь, Российская Федерация.

Нудьга Александр Александрович, к. т. н., доцент кафедры радиофизики и электроники Крымского федерального университета имени В. И. Вернадского; г. Симферополь, Российская Федерация.

Майко Вадим Владиславович, д. и. н., директор Института археологии Крыма РАН; г. Симферополь, Российская Федерация.

Власов Владимир Петрович, к. и. н., научный сотрудник Института археологии Крыма РАН; г. Симферополь, Российская Федерация.

Application of Microwave Probes to Analyze Elements of Archaeological Objects

D. A. Poletaev¹, I. Sh. Fitaev¹, A. A. Nudga¹,
V. V. Maiko², and V. P. Vlasov²

¹V. I. Vernadsky Crimean Federal University
4, Academician Vernadsky ave., Simferopol, 295007, Russian Federation

²Institute of Crimean Archeology RAS
2, Academician Vernadsky ave., Simferopol, 295007, Russian Federation
poletaevda@cfuv.ru

Received: May 20, 2024

Peer-reviewed: May 21, 2024

Accepted: May 21, 2024

Abstract: This paper sets the task of developing a simple method for express sorting of dielectric archaeological objects subject to destruction. A numerical model of a coaxial resonator measuring transducer with shortening capacitance used for determination of electro physical parameters of constituent elements of archaeological objects is constructed. Optimization of geometrical parameters is modeled. Experimental verification of the developed prototype is carried out. The conclusion about the possibility of detection of separate elements of archaeological objects by microwave resonance method is made. The obtained data on the significant difference of dielectric parameters of archaeological objects are applied to develop a simpler, more economical method of detecting elements of objects by non-resonant method. This method analyzes the reflection coefficient from the end of the coaxial probe, near which the investigated object is located. A number of experimental data confirming the applicability of the proposed techniques are obtained.

Keywords: archaeological object, probe, microwave resonator, resonator measuring transducer, aperture, conversion characteristics, reflection coefficient.

For citation (IEEE): D. A. Poletaev, I. Sh. Fitaev, A. A. Nudga, et al., “Application of Microwave Probes to Analyze Elements of Archaeological Objects,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 7, no. 3, pp. 501–516, 2024, doi: 10.xxxxx/2587-9936.2024.07.3.32. (In Russ.).

References

- [1] V. L. Myts, *Report on the security excavations of the Crimean Mountain Expedition of the Institute of Academy of Sciences of the Ukrainian SSR in 1984*, no. 1984/76. (In Russ.).
- [2] A. A. Shchepinsky, “Archaeological survey of the Kurtsovo-Sablovskaya valley in 1950,” in *History and archeology of ancient Crimea*, Kyiv: Publishing House of the Academy of Sciences of the Ukrainian SSR, 1957, pp. 307–322. (In Russ.).
- [3] Yu. E. Gordienko, *Microwave diagnostics of layered semiconductor materials*, thesis, Kharkov, 1984. (In Russ.).
- [4] V. N. Egorov, “Resonance Methods for Microwave Studies of Dielectrics,” *Instruments and Experimental Techniques*, no. 2, pp. 143–175, 2007, doi: 10.1134/S0020441207020017.

- [5] L. Chen, *Microwave electronics measurement and materials characterization*. New York: John Wiley & Sons, 2004.
- [6] M. V. Detinko, *Physical foundations of the non-destructive microwave resonator method of local monitoring of the electro physical parameters of semiconductors*, Tomsk: TSU Publishing House, 1988. (In Russ.).
- [7] A. S. Zavyalov, *Measurement of material parameters at ultrahigh frequencies*, Tomsk: TSU Publishing House, 1985. (In Russ.).
- [8] A. A. Brandt, *Research of dielectrics at ultrahigh frequencies*, Moscow: Fizmatgiz, 1963. (In Russ.).
- [9] E. M. Gershenzon, *Methods for determining the parameters of semiconductors and semiconductor films in the microwave*, Moscow: Sov. radio, 1971. (In Russ.).
- [10] Yu. E. Gordienko, "Resonator measuring converters in the diagnostics of micro layered structures," *Radiotekhnika*, vol. 100, pp. 253–260, 1996. (In Russ.).
- [11] A. A. Ryabukhin, *Electrodynamic models of resonator sensors in microwave diagnostics of semiconductors*, thesis, Kharkov, 2002. (In Russ.).
- [12] Yu. E. Gordienko, Yu. I. Gud, and V. V. Starostenko, "Measuring transducers for non-destructive testing of electrical conductivity of films in nn^+ type epitaxial structures," *Electronic engineering. Series 8*, vol. 9, pp. 112–118, 1974. (In Russ.).
- [13] S. Hong, et al., "Improved surface imaging with a near-field scanning microwave microscope using a tunable resonator," *Applied Physics Letters*, vol. 80, no. 3, pp. 524–526, 2002, doi: 10.1063/1.1435068.
- [14] Yu. V. Medvedev, "Non-destructive measurement technique of resistivity, thickness and lifetime of minority charge carriers over the area of epitaxial films," *Electronic engineering. Series 1*, no. 10, pp. 50–54, 1984. (In Russ.).
- [15] A. Imtiaz and S. M. Anlage, "Effect of tip geometry on contrast and spatial resolution of the near-field microwave microscope," *Journal of applied physics*, vol. 100, art. 044304, 2006, doi: 10.1063/1.2234801.
- [16] Yu. E. Gordienko, "Contribution of oscillatory and radiative losses to the characteristics of microwave converters with a coaxial measuring aperture," *Radiotekhnika*, no. 157, pp. 108–114, 2009. (In Russ.).
- [17] A. A. Kuraev, T. L. Popkova, and A. K. Sinitsyn, *Electrodynamics and propagation of radio waves*, Minsk: Bestprint, 2004. (In Russ.).
- [18] A. D. Grigoriev, *Electrodynamics and microwave technology*, Moscow: Vysshaya Shkola, 1990. (In Russ.).

Information about the authors

Dmitrii A. Poletaev, candidate of physics and mathematics sciences, associate professor of the department of radiophysics and electronics, V. I. Vernadsky Crimean Federal University; Simferopol, Russian Federation.

Ibraim S. Fitaev, candidate of physics and mathematics sciences, lecturer of the department of radiophysics and electronics, V. I. Vernadsky Crimean Federal University; Simferopol, Russian Federation.

Alexander A. Nudga, candidate of technical sciences, associate professor of the department of radiophysics and electronics, V. I. Vernadsky Crimean Federal University; Simferopol, Russian Federation.

Vadim V. Maiko, Dr. Sci., director of the Institute of Archaeology of Crimea of RAS; Simferopol, Russian Federation.

Vladimir P. Vlasov, candidate of historical sciences, researcher of the Institute of Archaeology of Crimea of RAS; Simferopol, Russian Federation.

УДК 621.391.6

Демодуляция сигнала в приемном устройстве субтерагерцовой линии связи

¹ Бирюков В. В., ¹ Раевский А. С., ² Серафимова Е. А.

¹ Нижегородский государственный технический университет им. Р. Е. Алексеева
ул. Минина, 24, г. Нижний Новгород, 603155, Российская Федерация

² ООО «Радио-гигабит»

ул. Ошарская, 95/2, г. Нижний Новгород, 603105, Российская Федерация
birukovvv@mail.ru, raevsky_as@mail.ru

Получено: 20 мая 2024 г.

Отрецензировано: 21 мая 2024 г.

Принято к публикации: 21 мая 2024 г.

Аннотация: Рассматриваются два метода демодуляции амплитудно-манипулированного сигнала беспроводной субтерагерцовой линии связи на 220 ГГц — с помощью амплитудного детектора и смесителя частот. Расчеты проводятся спектральным методом анализа цепей с помощью программы MathCad. Приведены две структурные схемы приемника с разными демодуляторами: смесителем частот и амплитудным детектором. Выполнен расчет для демодуляции сигнала с применением амплитудного детектора и смесителя частот в качестве демодулятора. Из полученных зависимостей следует, что в рассматриваемой схеме амплитудный детектор удовлетворительно демодулирует сигнал с частотами порядка 100 МГц. Для более высоких частот повторения импульсов амплитудный детектор уже не может быть использован в качестве демодулятора, так как сигнал сильно искажается и практически перестает повторять форму входного модулирующего сигнала. С задачей демодуляции на более высоких частотах при прочих равных условиях лучше справляется смеситель.

Ключевые слова: субтерагерцовый диапазон частот, беспроводная линия связи, демодуляция, спектральный метод, амплитудный детектор, смеситель частот.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Бирюков В. В., Раевский А. С., Серафимова Е. А. Демодуляция сигнала в приемном устройстве субтерагерцовой линии связи // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2024. Т. 7, № 3. С. 517—532.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Бирюков, В. В. Демодуляция сигнала в приемном устройстве субтерагерцовой линии связи / В. В. Бирюков, А. С. Раевский, Е. А. Серафимова // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. — 2024. — Т. 7, № 3. — С. 517—532.

1. Введение

Субтерагерцовый (субТГц) и терагерцовый (ТГц) диапазоны частот являются перспективными для построения высокоскоростных беспроводных сетей связи. Работа в субТГц и ТГц частотных диапазонах позволяет использовать полосу пропускания шириной в несколько десятков гигагерц, обеспечивая высокую пропускную способность сети связи. В то же время, использование субТГц и ТГц диапазонов частот вносит определенные сложности в работу сетей связи, в частности, связанные с необходимостью учитывать быстрое ослабление сигнала при распространении в атмосфере [1]. Из-за сравнительно большого поглощения в атмосфере волны субТГц и ТГц частотного диапазонов относятся к волнам ближнего действия.

Практический интерес для связи представляют «окна прозрачности», в которых наблюдается минимальное затухание по сравнению с соседними участками субТГц частотного диапазона. Окна относительной прозрачности лежат в диапазонах: 70—100 ГГц, где атмосферное затухание составляет около 1,5 дБ/км, что близко к затуханию в традиционных СВЧ-диапазонах; в начале ТГц диапазона в интервале 200—300 ГГц, где атмосферное затухание составляет около 5—10 дБ/км. Ограничение на дальность связи может быть частично снято с помощью понижения частоты до нижней части ТГц спектра — в субТГц диапазон (в районе 0,2 ТГц), а также уменьшения ширины полосы пропускания канала с десятков до единиц гигагерц. Кроме того, для прямой наземной связи способом компенсации большие потери является использование фиксированных узконаправленных антенн при передаче на расстояние более 100 метров [2].

В настоящее время наибольшая скорость передачи данных составляет 24—25 Гбит/с на расстоянии не более 10 м. Эти результаты представлены в работах [3, 4]. Наибольшая дальность связи составляет 5,8 км при скорости передачи данных 10 Гбит/с на частоте 120 ГГц [5]. Наиболее эффективная система связи представлена в [6]. Она обеспечивает скорость передачи данных до 10 Гбит/с при ширине канала связи 3,6 ГГц и частоте несущей 140 ГГц на дальности до 1,5 км. В данной работе применена 16-QAM модуляция.

СубТГц и ТГц частотные диапазоны могут в будущем стать основой беспроводных коммуникационных систем, обеспечивающих в сотни раз большую скорость передачи данных, нежели нынешние сети мобильной связи [7—9]. Развитие и внедрение систем различного назначения этих диапазонов находятся в прямой зависимости от появления и усовершенствования приборов современной электроники.

2. Субтерагерцовая беспроводная линия связи

Группой исследователей из НГТУ им. Р. Е. Алексеева и Института физики микроструктур РАН был разработан подход к созданию широкополосного приемопередающего устройства и реализован лабораторный макет приемопередающего тракта на частоте 220 ГГц с применением современных полупроводниковых приборов [10]. На рисунке 1 представлена блок-схема передатчика этого тракта.

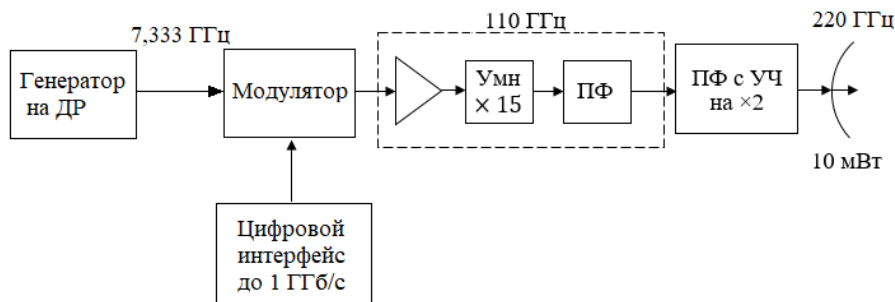


Рис. 1. Блок-схема передающего устройства.

Fig. 1. Block diagram of the transmitting device

Передатчик сделан на основе умножения частоты с применением амплитудной манипуляции сигнала на низкой частоте. Умножитель частоты представляет собой диодный умножитель, перед которым для повышения уровня нужной гармоники стоит усилитель. Применение двухступенчатого умножителя частоты обусловлено невозможностью сделать активный умножитель частоты на 220 ГГц из-за отсутствия доступной элементной базы. В пассивном удвоителе частоты применены диоды Шоттки. При этом максимальная входная мощность на частоте 110 ГГц составляет 20 мВт. Это обеспечивает уровень выходного сигнала на частоте 220 ГГц не менее 200 мкВт. Полоса частот, где умножение эффективно, не должна быть меньше 4 ГГц по входу и 8 ГГц по выходу.

В качестве задающего выбран генератор на диэлектрическом резонаторе (ГДР) на частоте 7,333 ГГц. Генераторы такого типа обладают хорошей стабильностью частоты (относительная нестабильность частоты не более $4 \cdot 10^{-6}$ 1°С) и очень низкими фазовыми шумами выходного сигнала. К другим достоинствам можно отнести малые габариты и вес, а также низкое энергопотребление. Уровень выходной мощности ГДР не менее 10 мВт [11].

Модулятором служит балансный смеситель [12]. Сигнал от задающего генератора подается на гетеродинный вход смесителя. На управляющий вход модулятора, который на самом деле является выходом ПЧ

смесителя, работающим в диапазоне частот от 0 до 2 ГГц, подается сигнал от цифрового интерфейса с уровнями цифрового «0» и «1», соответствующими 0 и 1 В. На выходе модулятора формируется модулированный по амплитуде сигнал. При цифровом «0» на управляющем входе этот сигнал будет минимальным и будет определяться коэффициентом развязки смесителя, который лежит в пределах 25—30 дБ. При подаче цифровой «1» на управляющий вход уровень выходного сигнала будет определяться коэффициентом преобразования смесителя, который составляет не более 10 дБ. Таким образом, отношение амплитуд сигналов на выходе смесителя при «0» и «1» на управляющем входе составляет 15—20 дБ, что является достаточным для полноценной амплитудной манипуляции. Далее при прохождении этого сигнала через линейку умножителей частоты этот контраст может еще увеличиться, так как умножители являются пороговыми устройствами.

С выхода удвоителя частоты сигнал поступает непосредственно в передающую антенну.

На рис. 2 изображена блок-схема приемного устройства беспроводного канала связи в терагерцовом диапазоне на 220 ГГц.

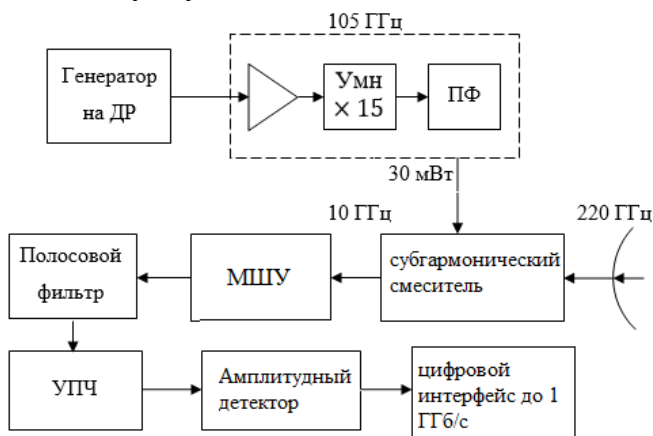


Рис. 2. Блок-схема приемного устройства с амплитудным детектором в качестве демодулятора.

Fig. 2. Block diagram of a receiving device with an amplitude detector as a demodulator

Сигнал на частоте 220 ГГц поступает с приемной антенны на вход субгармонического смесителя, где смешивается со второй гармоникой гетеродина 105 ГГц. Сигнал промежуточной частоты, равный

$$F_{\text{пч}} = 220 \text{ ГГц} - 105 \text{ ГГц} \times 2 \text{ ГГц} = 10 \text{ ГГц}$$

поступает на усилитель промежуточной частоты.

Чтобы усилить без искажений модулированный сигнал ПЧ, ширина полосы УПЧ должна быть более 2,8 ГГц. В данном случае выбрана ширина полосы УПЧ 8—12 ГГц, как одна из стандартных. Коэффициент усиления может дискретно изменяться в пределах 45—75 дБ путем последовательного соединения нескольких усилителей. Первый усилитель должен иметь $K_{ус} \geq 30$ дБ и коэффициент шума не более 2,0 дБ для обеспечения максимально возможного отношения сигнал/шум на входе приемной системы.

Субгармониковый смеситель на частоте 210 ГГц должен иметь коэффициент преобразования не более 15 дБ. При этом на гетеродинном входе мощность сигнала будет не более 20 мВт на частоте 105 МГц. Выходная полоса промежуточной частоты должна быть не менее 8—12 ГГц.

После усиления сигнал ПЧ проходит демодуляцию. На выходе демодулятора установлен быстродействующий компаратор, преобразующий аналоговые сигналы в цифровые для подачи их в цифровой интерфейс.

Сигнал гетеродина на частоте 105 ГГц формируется активным множителем частоты на 15. В качестве задающего выбран генератор на диэлектрическом резонаторе (ГДР) на частоте 7 ГГц. Уровень выходной мощности ГДР составляет 10 мВт.

Активный множитель частоты на 15 состоит из усилителя мощности, разгоняющего сигнал до высокого уровня, умножительных диодов, фильтра, выделяющего 15-ю гармонику, и вентиля-изолятора на выходе. Уровень выходной мощности умножителя на частоте 105 ГГц будет порядка 20 мВт для обеспечения эффективной работы смесителя. Частота 7 ГГц ГДР и, соответственно, $K_{умн} = 15$ выбраны исходя из того, что эта частота и ее гармоники не попадают в полосу ПЧ приемника. Изменение температуры на 100 °С приведет к изменению частоты ПЧ в приемном тракте не более чем на 40 МГц, что является несущественным изменением для передачи и приема АМн сигналов.

3. Приемник со смесителем в качестве демодулятора

На рисунке 3 изображена блок-схема приемного устройства, где в качестве демодулятора предложено использовать смеситель частот.

В данной схеме используется два различных гетеродина. Мощность гетеродина гораздо больше поступающего на приемник сигнала, поэтому даже небольшое проникновение составляющих влечет за собой такие последствия, как недопустимые искажения сигнала. Поэтому в данной схеме используются два независимых гетеродина.

Применение второго смесителя позволяет демодулировать сигналы более высоких модулирующих частот по сравнению с амплитудным детектором.

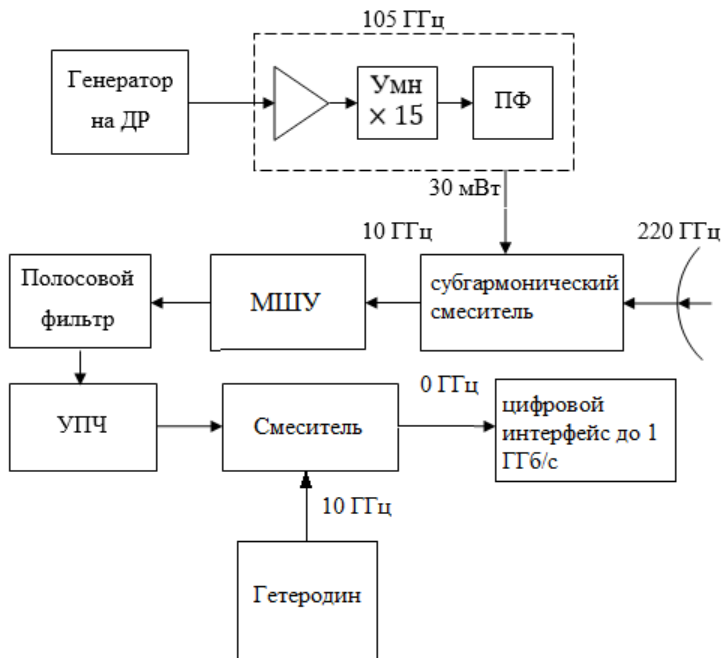


Рис. 3. Блок-схема приемника со смесителем в качестве демодулятора.

Fig. 3. Block diagram of a receiver with a mixer as a demodulator

4. Анализ и сравнение демодуляции сигнала посредством смесителя и амплитудного детектора

В существующей беспроводной линии передачи на 220 ГГц демодуляция сигнала осуществляется амплитудным детектором. Другим вариантом реализации демодулятора является использование смесителя. Для сравнения возможностей того и другого метода воспользуемся спектральным методом анализа цепей и средой *MathCad*.

Вначале сигнал с частотой 220 ГГц поступает на субгармонический смеситель, где он смешивается со второй гармоникой гетеродина с частотой $f_{\text{гет}} = 105$ ГГц (рис. 9).

Воспользуемся кусочно-линейной аппроксимацией для описания ВАХ диода. При прохождении суммы сигналов через нелинейный элемент получаем импульсы тока. Спектр соответствующего напряжения на сопротивлении нагрузки показан на рис. 5.

Далее полосовым фильтром выделяется промежуточная разностная частота $f_{\text{ПЧ}} = 10$ ГГц (рис. 6).

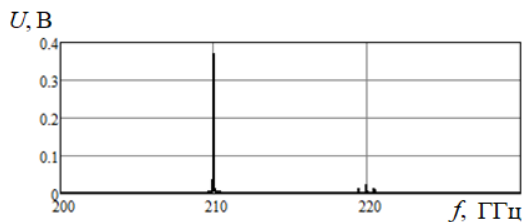


Рис. 4. Спектр частотных составляющих напряжения на нелинейном элементе 210 ГГц и 220 ГГц.

Fig. 4. Spectrum of frequency components of voltage on a nonlinear element 210 GHz and 220 GHz

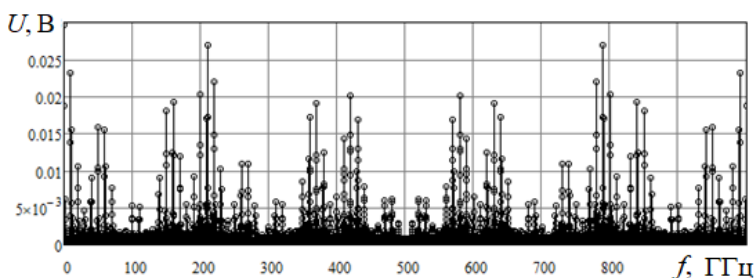


Рис. 5. Спектр напряжения на выходе смесителя.

Fig. 5. Voltage spectrum at the mixer output

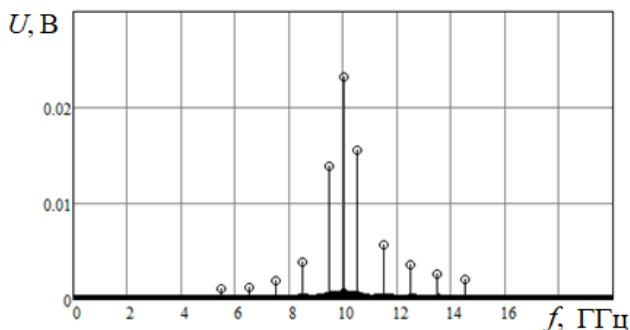


Рис. 6. Выделенная фильтром промежуточная частота $f_{ПЧ} = 10$ ГГц

Fig. 6. Intermediate frequency selected by the filter $f_{IF}=10$ GHz

Затем производится переход во временную область при помощи обратного преобразования Фурье и получается сигнал на выходе субгармоникового смесителя с частотой заполнения импульсов $f_{ПЧ} = 10$ ГГц (рисунки 7). Также контролируется мнимая составляющая сигнала для проверки правильности вычислений.

Далее полученный сигнал поступает на УПЧ, усиливается и затем поступает на двойной балансный смеситель, на который подается также

сигнал с гетеродина с частотой $f_{\text{гет}} = 10$ ГГц. Процедура, аналогичная анализу прохождения сигнала через субгармонический смеситель, позволяет получить сигнал на выходе демодулятора (рис. 8).

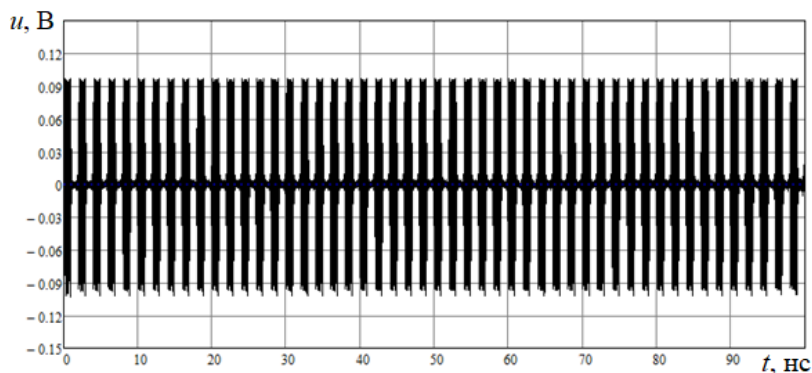


Рис. 7. Сигнал на выходе субгармонического смесителя.

Fig. 7. Signal at the output of a subharmonic mixer

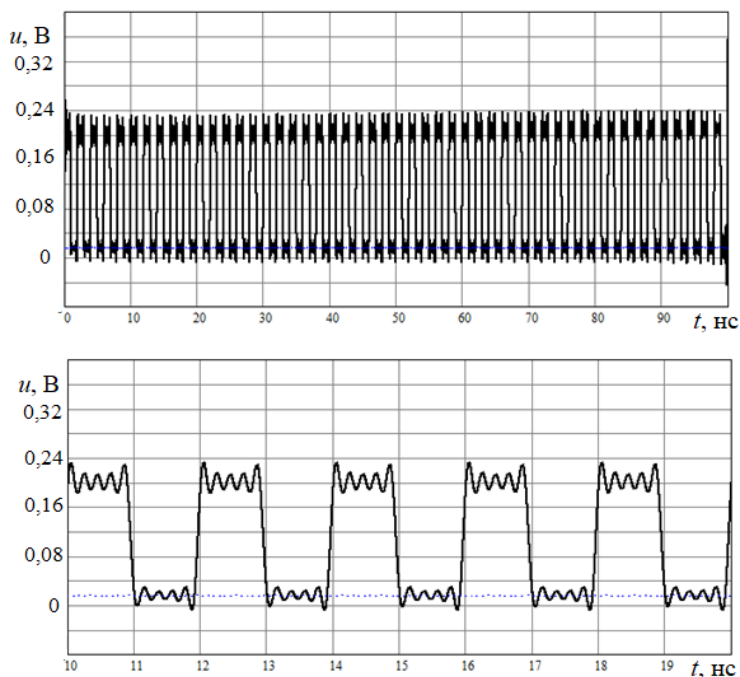


Рис. 8. Сигнал после демодулятора-смесителя в разных масштабах по оси времени.

Fig. 8. Signal after the demodulator-mixer on different scales along the time axis

Наблюдаемые выбросы огибающей прямоугольных импульсов могут быть вызваны проникновением вредных комбинационных частот в выходном спектре сигнала.

Рассмотрим случай идеального субгармоникового смесителя. В этом случае на выходе смесителя-демодулятора получаем огибающую последовательности прямоугольных импульсов, изображенную на рис. 9.

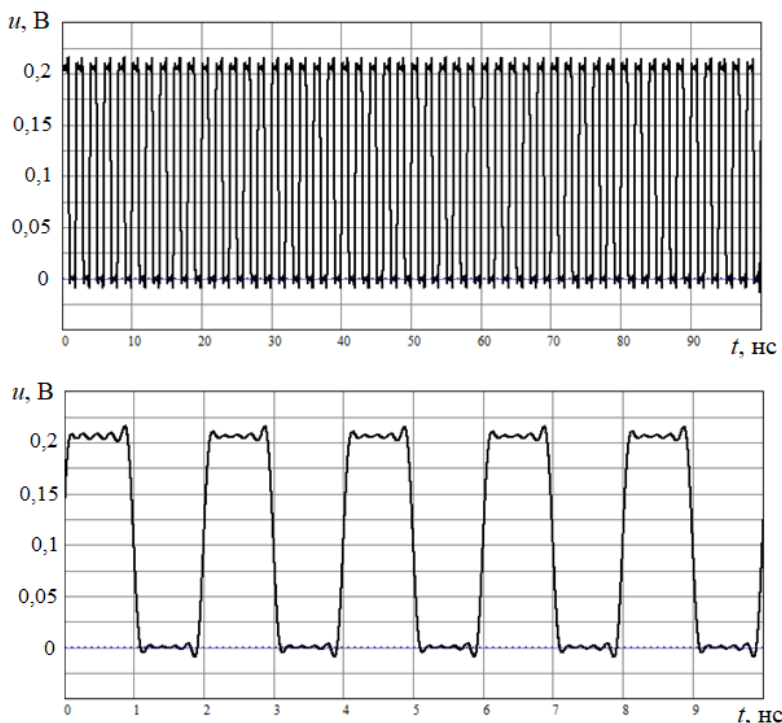


Рис. 9. Огибающая сигнала после демодулятора-смесителя на 10 ГГц в идеальном случае.

Fig. 9. Signal envelope after a demodulator-mixer at 10 GHz in an ideal case

Сравнивая сигналы на рис. 8 и рис. 9 видим, что в идеальном случае импульсы более гладкие, выбросы выражены намного слабее и огибающая более приближена к форме прямоугольного импульса.

Теперь изменим частоту гетеродина $f_{\text{гет}} = 10,0005$ ГГц. На рис. 10 можно наблюдать, как изменяется форма последовательности импульсов.

Наблюдаем, что нестабильность гетеродина уже превышает допустимые значения, так как форма импульсов существенно искажается. Для неискаженного приема относительная нестабильность частоты гетеродина не должна превышать $2 \cdot 10^{-6}$.

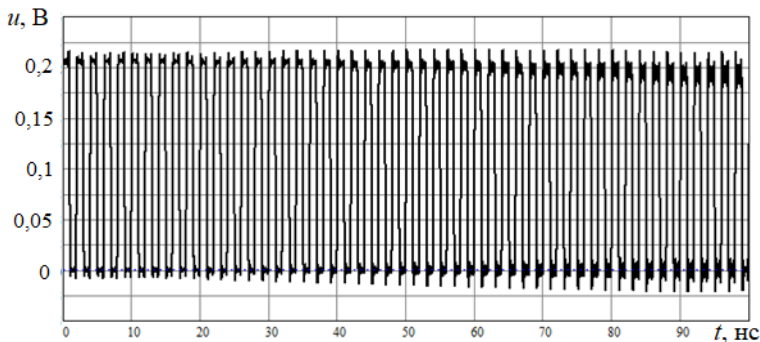


Рис. 10. Огибающая выходного сигнала при частоте гетеродина $f_{\text{гет}} = 10,0005$ ГГц.

Fig. 10. Output signal envelope at local oscillator frequency $f_{\text{LO}} = 10.0005$ GHz

Второй вариант — демодуляция сигнала посредством амплитудного детектора. ВАХ диода в амплитудном детекторе аппроксимируется кусочно-линейной функцией.

Первоначально сигнал проходит те же узлы, которые указывались выше, затем полученный после субгармонического смесителя сигнал с ПЧ $f_{\text{ПЧ}} = 10$ ГГц поступает на амплитудный детектор, посредством которого осуществляется демодуляция сигнала. На рис. 11 изображен график гармонического напряжения, промодулированного последовательностью прямоугольных импульсов с частотой 50 МГц.

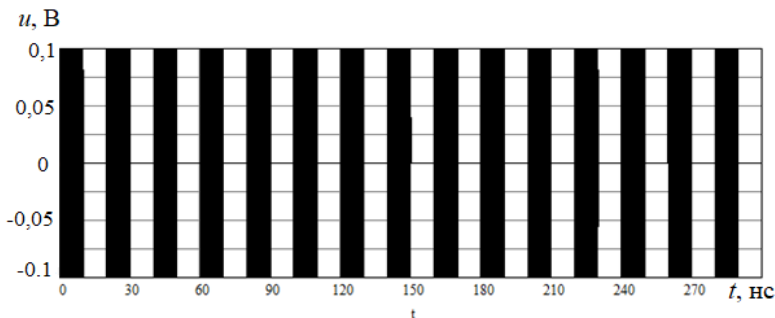


Рис. 11. Поступающий на вход АД амплитудно-манипулированный сигнал с частотой заполнения импульсов 10 ГГц и частотой следования АМн-импульсов 50 МГц.

Fig. 10. An amplitude-keyed signal arriving at the input of the amplitude detector with a pulse filling frequency of 10 GHz and an AMn pulse repetition rate of 50 MHz

ВАХ характеристика диода позволяет найти ток нелинейного элемента (рис. 12).

При помощи прямого преобразования Фурье находим спектры тока и напряжения (рис. 13).

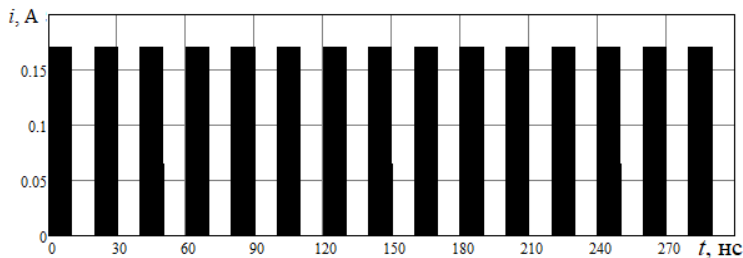


Рис. 12. Импульсы тока после прохождения сигнала через нелинейный элемент.

Fig. 12. Current pulses after a signal passes through a nonlinear element

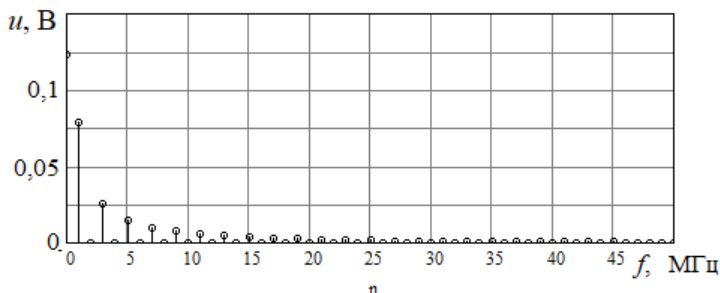


Рис. 13. Спектр напряжения на выходе детектора.

Fig. 13. Voltage spectrum at the detector output

Применяем обратное преобразование Фурье и находим последовательность демодулированных импульсов на выходе амплитудного детектора (рисунок 14).

Постоянная времени $\tau = RC$ фильтра выбираем так, чтобы обеспечить неискаженное воспроизведение огибающей АМ колебаний и необходимое сглаживание высокочастотных пульсаций. При изменении постоянной времени форма импульсов значительно меняется, что показано на рис. 15.

Чтобы оценить возможности амплитудного детектора, увеличим частоту следования импульсов модулирующего сигнала. Возьмем частоты в мегагерцовом и гигагерцовом диапазоне, сравним полученные зависимости (рис. 16).

Из полученных зависимостей видно, что амплитудный детектор удовлетворительно демодулирует сигнал на частотах порядка 100 МГц, огибающая сигнала искажается по форме при увеличении частоты. В гигагерцовом диапазоне наблюдаются значительные искажения демодулированного сигнала, огибающая практически перестает повторять модулирующий сигнал. Из данных зависимостей можно сделать вывод, что на более высоких частотах амплитудный детектор не применим в качестве демодулятора в приемнике.

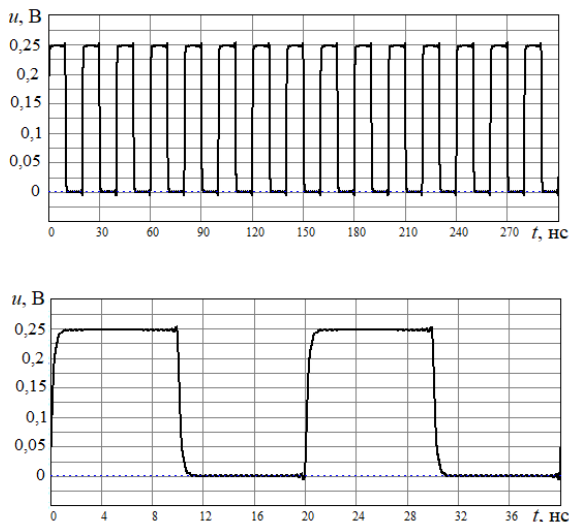


Рис. 14. Последовательность демодулированных прямоугольных импульсов с частотой следования $f = 50$ МГц.

Fig. 14. Sequence of demodulated rectangular pulses with repetition frequency $f = 50$ MHz

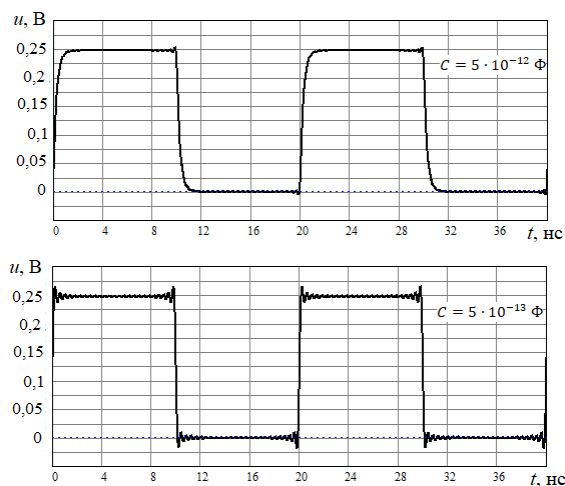


Рис. 15. Изменение формы импульсов при изменении емкости конденсатора.

Fig. 15. Changing the shape of pulses when changing the capacitance of the capacitor

На частотах порядка десятки-сотни МГц предпочтительно использовать амплитудный детектор, как более простое и дешевое устройство для демодуляции сигнала, а также не требующее дополнительного дорогостоящего оборудования, такого как гетеродин.

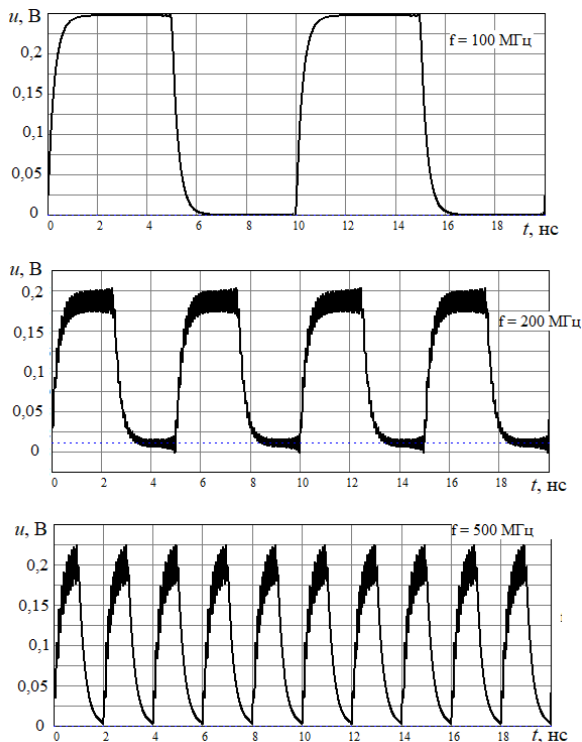


Рис. 16. Последовательность демодулированных импульсов на 100, 200 и 500 МГц.

Fig. 16. Demodulated pulse sequence at 100, 200 and 500 MHz

5. Заключение

В статье рассмотрены два метода демодуляции амплитудно-манипулированного сигнала беспроводной субтерагерцовой линии связи на 220 ГГц: с помощью амплитудного детектора и смесителя частот. Для расчетов был использован спектральный метод анализа цепей и программа *MathCad*.

Приведены две структурные схемы приемника с разными демодуляторами: смесителем частот и амплитудным детектором.

Выполнен расчет для демодуляции сигнала с применением амплитудного детектора и смесителя частот в качестве демодулятора. Из полученных зависимостей можно сделать вывод, что амплитудный детектор удовлетворительно демодулирует сигнал на частотах порядка 100 МГц.

Для более высоких частот повторения импульсов амплитудный детектор уже не может быть использован в качестве демодулятора, так как сигнал сильно искажается и практически перестает повторять форму

входного модулирующего сигнала. В гигагерцовом диапазоне наблюдаются значительные искажения демодулированного сигнала.

С задачей демодуляции на более высоких частотах лучше справляется смеситель. Но в этом случае имеются ограничения на нестабильность частоты сигнала гетеродина, так как с ее увеличением выше определенного значения демодуляция затрудняется и наконец становится невозможной из-за недопустимого искажения огибающей.

Список литературы

1. Fitch M. J., Osiander R. Terahertz Waves for Communications and Sensing // Johns Hopkins APL Technical Digest. 2004. Vol. 25, no. 4. P. 348–355.
2. Заикин И. П., Тоцкий А. В., Абрамов С. К. Проектирование антенных устройств радиорелейных линий связи. Харьков : Национальный аэрокосмический университет «Харьковский авиационный институт», 2006. 90 с.
3. Kallfass I., Antes J., Schneider T. et al. All active MMIC-based wireless communication at 220 GHz // IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol. 2011. Vol. 1, no. 2. P. 477–487.
4. Song H. J., Ajito K., Muramoto Y. et al. 24 Gbit/s data transmission in 300 GHz band for future terahertz communications // Electron. Lett. 2012. Vol. 48. P. 953–954.
5. Hirata A., Kosugi T., Takahashi H. et al. 5.8-km 10-Gbps data transmission over a 120-GHz-band wireless link. In : 2010 IEEE Int. Wireless Inform. Technol. Syst. Conf. 2010. P. 1–4.
6. Wang C., Lin C., Chen Q. et al. A 10-Gbit/s Wireless Communication Link Using 16-QAM Modulation in 140-GHz Band // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2013. Vol. 61, no. 7. P. 2737–2746.
7. Кравчук С. О., Нарытник Т. М. Телекоммуникационные системы терагерцового диапазона. Житомир : ФОП «Эвенок О.О.», 2014. 394 с.
8. Бутенко В. В., Веерпалу В. Э., Володина Е. Е., Девяткин Е. Е. Путь развития широкополосного доступа в России // Электросвязь. 2014. № 10. С. 22–26.
9. Schneider T., Wiatrek A., Preussler S. et al. Budget Analysis for Terahertz Fixed Wireless Links // IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology. 2012. Vol. 2, no. 2. P. 250–256.
10. Вакс В. Л., Бирюков В. В., Кисиленко К. И. и др. Системы беспроводной связи терагерцового частотного диапазона // Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2018. № 12. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/dec18/4/text.pdf>.
11. Соколов И. А. Применение диэлектрических резонаторов в генераторах сантиметрового и миллиметрового диапазонов // Электронная техника. Сер. 10. Микроэлектронные устройства. 1990. Вып. 1 (79). С. 36–39.
12. Березин В. В., Бирюков В. В., Бляшко Ю. Р. и др. Преобразователи частоты СВЧ- и КВЧ-диапазонов в радиоизмерительной технике. Нижний Новгород : НГТУ им. П. Е. Алексеева, 2017. 144 с.

Информация об авторах

Бирюков Владимир Валерьевич, доктор технических наук, доцент, профессор кафедры «Физика и техника оптической связи» Нижегородского государственного технического университета им. П. Е. Алексеева, г. Нижний Новгород, Российская Федерация.

Раевский Алексей Сергеевич, доктор физико-математических наук, профессор, заведующий кафедрой «Физика и техника оптической связи» Нижегородского государственного технического университета им. П. Е. Алексеева, г. Нижний Новгород, Российская Федерация.

Серафимова Екатерина Александровна, инженер 2 категории по антенной технике и СВЧ устройствам, ООО «Радио Гигабит», г. Нижний Новгород, Российская Федерация.

Signal Demodulation in the Receiving Device of the Subterahertz Communication Line

V. V. Biryukov¹, A. S. Raevsky¹, and E. A. Serafimova²

¹Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev
24, Minin str. Nizhny Novgorod, 603155, Russian Federation

²Radio-gigabit Co.
95/2, Osharskaya str., Nizhny Novgorod, 603105, Russian Federation
birukovvv@mail.ru, raevsky_as@mail.ru

Received: May 20, 2024

Peer-reviewed: May 21, 2024

Accepted: May 21, 2024

Abstract: Two methods of demodulation of the amplitude-manipulated signal of a 220 GHz wireless subterahertz communication line using an amplitude detector and a frequency mixer are considered. Calculations are performed using the spectral method of circuit analysis using the MathCad program. Two block diagrams of a receiver with different demodulators are given: a frequency mixer and an amplitude detector. A calculation has been performed for demodulating the signal using an amplitude detector and a frequency mixer as a demodulator. It follows from the obtained dependencies that in the considered scheme, the amplitude detector satisfactorily demodulates a signal with frequencies of the order of 100 MHz. For higher pulse repetition frequencies, the amplitude detector can no longer be used as a demodulator, since the signal is strongly distorted and practically ceases to repeat the shape of the input modulating signal. With the task of demodulation at higher frequencies, all other things being equal, the mixer copes better.

Keywords: subterahertz frequency range, wireless communication line, demodulation, spectral method, amplitude detector, frequency mixer.

For citation (IEEE): V. V. Biryukov, A. S. Raevsky, and E. A. Serafimova, "Signal Demodulation in the Receiving Device of the Subterahertz Communication Line," *Info-communications and Radio Technologies*, vol. 7, no. 3, pp. 517–532, 2024, doi: 10.xxxxx/2587-9936.2024.07.3.33. (In Russ.).

References

- [1] M. J. Fitch and R. Oslander, "Terahertz Waves for Communications and Sensing," *Johns Hopkins APL Technical Digest*, vol. 25, no. 4, pp. 348–355, 2004.
- [2] I. P. Zaikin, A. V. Totsky, and S. K. Abramov, *Design of antenna devices for radio relay communication lines*. Kharkov: National Aerospace University "Kharkov Aviation Institute", 2006. (In Russ.).
- [3] I. Kallfass, J. Antes, T. Schneider, et al., "All active MMIC-based wireless communication at 220 GHz," *IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol.*, vol. 1, no. 2, pp. 477–487, 2011, doi: 10.1109/TTHZ.2011.2160021.

- [4] H. J. Song, K. Ajito, Y. Muramoto, et al., “24 Gbit/s data transmission in 300 GHz band for future terahertz communications,” *Electron. Lett.*, vol. 48, pp. 953–954, 2012, doi: 10.1049/el.2012.1708.
- [5] A. Hirata, T. Kosugi, H. Takahashi, et al., “5.8-km 10-Gbps data transmission over a 120-GHz-band wireless link,” in: *2010 IEEE Int. Wireless Inform. Technol. Syst. Conf.*, pp. 1–4, 2010, doi: 10.1109/ICWITS.2010.5611945.
- [6] C. Wang, C. Lin, Q. Chen, et al., “A 10-Gbit/s Wireless Communication Link Using 16-QAM Modulation in 140-GHz Band,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 61, no. 7, pp. 2737–2746, 2013, doi: 10.1109/TMTT.2013.2262804.
- [7] S. O. Kravchuk, T. M. Narytnik, *Telecommunication systems of the terahertz range*, Zhitomir: “Evenok O. O.”, 2014. (In Russ.).
- [8] V. V. Butenko, V. E. Veerpalu, E. E. Volodina, and E. E. Devyatkin, “The path of development of broadband access in Russia,” *Electrosvyaz*, no. 10, pp. 22–26, 2014. (In Russ.).
- [9] T. Schneider, A. Wiatrek, S. Preussler, et al., “Budget Analysis for Terahertz Fixed Wireless Links,” *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology*, vol. 2, no. 2, pp. 250–256, 2012, doi: 10.1109/TTHZ.2011.2182118.
- [10] V. L. Vaks, V. V. Biryukov, K. I. Kisilenko, et al., “Wireless communication systems in the terahertz frequency range,” *Journal of Radio Electronics* [electronic journal], no. 12, 2018, URL: <http://jre.cplire.ru/jre/dec18/4/text.pdf>, doi: 10.30898/1684-1719.2018.12.4. (In Russ.).
- [11] I. A. Sokolov, “Application of dielectric resonators in generators of the centimeter and millimeter ranges,” *Elektronnaya tekhnika. Ser. 10. Mikroelektronnyye ustroystva*, vol. 1 (79), pp. 36–39, 1990. (In Russ.).
- [12] V. V. Berezin, V. V. Biryukov, Yu. R. Blashko, et al., *Frequency converters of the microwave and EHF ranges in radio measuring equipment*, Nizhny Novgorod: NSTU n. a. R. E. Alekseev, 2017. (In Russ.).

Information about the authors

Vladimir V. Biryukov, Doctor of Technical Sciences, Associate Professor, Professor of the Department of Physics and Technology of Optical Communication of the Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev, Nizhny Novgorod, Russian Federation.

Alexey S. Rayevsky, Doctor of Physical and Mathematical Sciences, Professor, Head of the Department of Physics and Technology of Optical Communication of the Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev, Nizhny Novgorod, Russian Federation.

Ekaterina A. Serafimova, engineer of the 2nd category in antenna technology and microwave devices, Radio Gigabit LLC, Nizhny Novgorod, Russian Federation.

Infocommunications and Radio Technologies, vol. 7, no. 3, pp. 533–543, 2024.

Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2024. Т. 7, № 3. С. 533—543.

ISSN: 2587-9936

DOI: 10.xxxxx/2587-9936.2024.07.3.34

UDC 004.932.2

Algorithm of Rain Intensity Estimation by Television Images Processing

D. V. Nacharov, E. R. Rukosuev, V. A. Ivanov, and Y. P. Mickhayluck

Sevastopol State University

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

ypmikhaylyuk@mail.sevsu.ru

Received: June 3, 2024

Peer-reviewed: June 10, 2024

Accepted: June 10, 2024

Abstract: *An algorithm of rain intensity estimation by television images processing is proposed. The algorithm includes performing per-frame stages of removing a stationary background, detecting raindrops by determining the direction of the predominant brightness gradient and calculating the derivative in a given direction, and then rain intensity estimation by calculating the average value of the positive values of the derivative of the image after still background exclusion. The results of a brief review of existing technical means and methods for assessing rain intensity are presented. Examples of image processing at various stages of the algorithm are given.*

Keywords: *image processing, precipitation intensity, weather conditions, television.*

For citation (IEEE): D. V. Nacharov, E. R. Rukosuev, V. A. Ivanov, and Y. P. Mickhayluck, “Algorithm of Rain Intensity Estimation by Television Images Processing,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 7, no. 3, pp. 533–543, 2024, doi: 10.xxxxx/2587-9936.2024.07.3.34.

1. Introduction

Weather estimation is an important task in meteorology and hydrology with significant impact on many aspects of our daily life, from road traffic planning to strategic decision making in agriculture and water management. The completeness and accuracy of data on weather conditions largely determines the accuracy of forecasts and timely decision-making in cases of impending natural disasters. Therefore, the development of new technical means and methods for assessing data on weather conditions is certainly an urgent task. At the same time, it is very promising to introduce in this area the achievements of recent decades in the fields of electronics, computer technology, telecommunication technologies and digital signal and image processing, which can increase the

degree of automation of the measurement process and increase their temporal and spatial resolution. In particular, the idea of using existing geographically extensive and distributed telecommunications networks to collect data on weather conditions is interesting, since it allows the use of existing communication links to data recording points. In addition, assessing changes in signal parameters due to the influence of weather conditions in existing telecommunication systems, in particular in television video surveillance systems, can be potentially effective. In this case, the use of video images as a data source can be based on classical methods of visual assessment of the parameters of weather conditions, common in meteorology.

The purpose of the study is to develop an algorithm for estimating rain intensity from television images. The article contains a review of existing technical means and methods for estimating rain intensity, a description of the proposed algorithm and examples of estimating rain intensity from synthetic and real television images.

2. Review of existing technical means and methods for assessing rain intensity

A review of existing methods and technical means for assessing precipitation parameters for the purposes of monitoring and forecasting weather conditions was carried out.

It has been established that the main precipitation parameters used in monitoring and forecasting weather conditions are:

- amount of precipitation (in mm or cm per 12 hours);
- type of precipitation (drizzle, rain, freezing rain, hail, snow, snow pellets, etc.);
- precipitation intensity (in mm/h).

Additional parameters evaluated for measurement automation are:

- shape, size, volume of sediment particles;
- horizontal and vertical velocities of sediment particles;
- distribution of sizes and velocities of sediment particles.

The main technical means for assessing precipitation parameters include:

- precipitation gauges (vessels for collecting precipitation);
- weather radars;
- disdrometers (impact, laser, optical, video disdrometers);
- technical means and methods based on image processing.

The disadvantages of precipitation gauges are the difficulty of automating measurements and limitations in use at negative ambient temperatures. The disadvantages of weather radars are the complexity and high cost of the equipment,

as well as the presence of active high-frequency radiation, which determines the requirements for ensuring electromagnetic compatibility.

The operating principle of disdrometers is based on assessing the number and size of sediment particles passing through a given plane area or volume of space. An optical disdrometer [1] consists of an optical source that generates a flat horizontal collimated light flux, which hits the linear optical sensor of the receiver, forming a measuring channel. Precipitation particles passing through the measuring channel obscure the light of the source and the size of the shadows is measured in the receiver. Due to the high scanning frequency of the receiving sensor (about 20 kHz), it is possible to repeatedly measure the horizontal section of the shadow of each particle. Next, the horizontal size of the particles is measured, the vertical size and falling speed are calculated, and the type of precipitation is determined from tables based on the equivalent diameter and falling speed of the particles. A 2D video disdrometer [2], as well as a precipitation intensity video sensor [3], in which a CCD matrix is used instead of a linear sensor, works in a similar way, but with the analysis of the size and shape of particle shadows in two planes. There are also specialized measuring systems [4], in which the use of several infrared emitters and video cameras makes it possible to build three-dimensional models of sediment particles flying through the measuring volume.

Solutions based on video image processing involve processing images from stationary video cameras [5, 6] or from video cameras installed on moving objects [7]. The solution [5] involves detecting rain drops by analyzing several consecutive frames and selecting pixels with the highest brightness, as well as selecting drops with the sharpest contours as those located in the focal plane of the video camera to determine the absolute sizes of the drops. Next, the distribution of droplet sizes is analyzed and the intensity of precipitation is estimated. In [6], a convolutional neural network based on ResNet34 is used, trained on the basis of images from smartphones and CCTV cameras, marked with measured values of rain intensity, and also proposes the use of video from an existing network of web cameras, video surveillance systems, which allows organizing measurements with high spatial and temporal resolution.

Thus, among the methods for assessing the parameters of meteorological factors based on the analysis of television images, two main approaches have been identified:

- 1) assessment by analyzing the shadowing of radiation from a known source by sediment particles ("active" - a pair of emitter-receiver is required);
- 2) assessment by processing, analyzing and classifying video images of television cameras ("passive" - only a receiver is required).

From the point of view of hardware requirements, as well as taking into account the possibility of organizing measurements with high spatial and temporal resolution, the “passive” approach is more promising, since it can be implemented using an existing distributed network of television cameras, including CCTV cameras, cameras on highways and at other transport hubs, etc. Therefore, when developing an algorithm for estimating rain intensity from television images, we will choose a “passive” approach.

3. Algorithm of rain intensity estimation by television images processing

Fig. 1 shows a block diagram of the proposed algorithm for estimating rain intensity from television images for working with stationary video cameras.

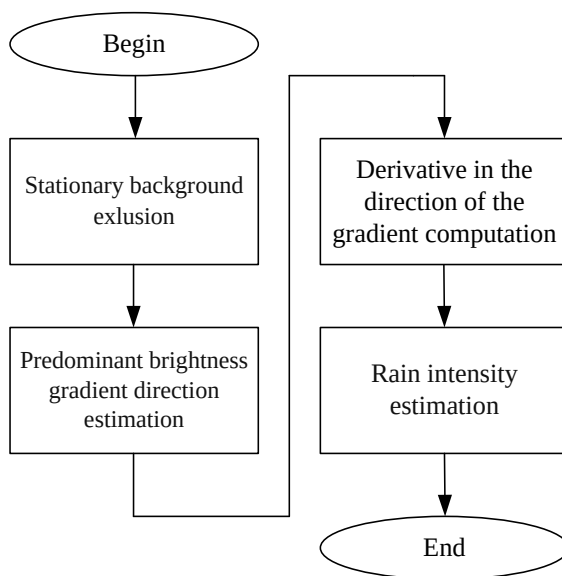


Fig. 1. Block diagram of the proposed algorithm for rain intensity estimation by television images processing.

Рис. 1. Структурная схема предлагаемого алгоритма оценки интенсивности дождя путем обработки телевизионных изображений

For each frame of the video stream, the algorithm involves performing the stages of Stationary background exlusion, detecting raindrops by determining the predominant direction of the brightness gradient and finding the derivative in the direction of the gradient, then estimating the rain intensity for the resulting image.

The rain intensity is assessed by analyzing the number of drops on the current frame, which first requires obtaining an image of the drops, separated from the stationary background of the scene. If the algorithm is applied to a video stream received from a stationary television camera, for example, in a video surveillance system, the part of the image related to the stationary background can be determined by accumulating and averaging frames over a long time interval. In this case, to estimate the intensity of rain, not the entire frame can be used, but a part of it – an area of interest, in which the probability of the occurrence of moving objects is minimal. Since raindrops, due to the refraction and reflection of light, will have a relatively high brightness, when choosing an area of interest, it is also preferable to select areas of low brightness, corresponding to “dark” objects.

The still background removal step is described by the expression

$$I_{rain}(x, y) = \begin{cases} [I(x, y) - I_{bg}(x, y)], & \text{if } [I(x, y) - I_{bg}(x, y)] \in [\Delta_{min}, \Delta_{max}]; \\ 0, & \text{otherwise;} \end{cases}$$

where $I_{rain}(x, y)$ – image after still background exclusion;

$I(x, y)$ – original rainy image;

$I_{bg}(x, y)$ – image obtained by per-pixel frames averaging;

x, y – horizontal and vertical pixel coordinates.

The threshold value Δ_{min} is selected in order to exclude from consideration the small component of the difference image caused by noise and compression artifacts. The threshold value Δ_{max} is selected in order to exclude from consideration the large component of the difference image caused by the movement of scene objects.

In the case of real-time operation, the image $I_{bg}(x, y)$ can be computed by calculating a moving average over an interval equal to one minute preceding the current frame of the video sequence. When working with video recordings, which is allowed, since the rate of updating information about precipitation intensity can be significantly less than the rate of updating frames, the image $I_{bg}(x, y)$ can be computed by averaging the frames of the entire video recording over a time interval within which the scene lighting changed slightly. An example of removing a stationary background is shown in Fig. 2, b.

Raindrops in images form patterns in the form of strokes that have the same predominant direction. Most often, this direction coincides with the vertical axis of the image and is equal to zero degrees. However, in general, the di-

rection of falling raindrops can be arbitrary (slanting rain) and therefore, to improve the detection of raindrops against the background, the predominant direction of the image $I_{bg}(x, y)$ brightness gradient should be analyzed.

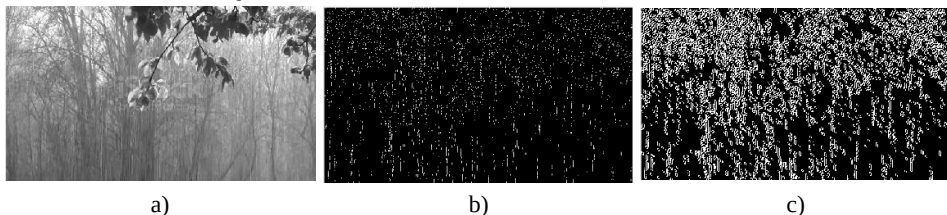


Fig. 2. Image processing at different stages of the algorithm:

- a) original image; b) image after still background exclusion;
c) the derivative of the image after still background exclusion.

Рис. 2. Обработка изображения на разных этапах алгоритма:

- а) исходное изображение; б) изображение после исключения неподвижного фона;
с) производная изображения после исключения неподвижного фона

Determination of the predominant direction of the gradient is performed by two-dimensional convolution of the image $I_{rain}(x, y)$ with two Sobel filters, as a result of which images $G_x(x, y)$ and $G_y(x, y)$ are computed

$$G_x(x, y) = \begin{bmatrix} -1 & 0 & 1 \\ -2 & 0 & 2 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} * I_{rain}(x, y); \quad G_y(x, y) = \begin{bmatrix} 1 & 2 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \\ -1 & -2 & -1 \end{bmatrix} * I_{rain}(x, y).$$

$G_x(x, y)$ and $G_y(x, y)$ images at each point store the values of brightness derivatives in the directions of 0 and 90 degrees. The direction $\Theta(x, y)$ of the brightness gradient at each point is further defined as

$$\Theta(x, y) = \arctg\left(\frac{G_y(x, y)}{G_x(x, y)}\right).$$

The predominant direction of the gradient Θ_0 is determined as the argument of the $\Theta(x, y)$ histogram H_Θ maximum

$$\Theta_0 = \arg \max(H_\Theta).$$

Each stroke of brightness in the image, corresponding to a falling drop, forms differences in brightness against a background that is close to a single color. Therefore, to detect raindrops, the derivative in the direction of the gradient is found by convolving the image $I_{rain}(x, y)$ with a Scharr filter for the direction Θ_0 [8]

$$I'_{rain}(x, y) = I_{rain}(x, y) * K_{scharr}.$$

Scharr filter masks for various directions have the form:

– for directions 0, 30, 45 degrees:

$$K_{scharr0} = \begin{bmatrix} 3 & 10 & 3 \\ 0 & 0 & 0 \\ -3 & -10 & -3 \end{bmatrix}; K_{scharr30} = \begin{bmatrix} 10 & 10 & 0 \\ 0 & 0 & -3 \\ -3 & -3 & -3 \end{bmatrix}; K_{scharr45} = \begin{bmatrix} 10 & 3 & 0 \\ 3 & 0 & -3 \\ 0 & -3 & -10 \end{bmatrix};$$

– for directions 60, 90, 120 degrees:

$$K_{scharr60} = \begin{bmatrix} 10 & 0 & -3 \\ 10 & 0 & -3 \\ 0 & -3 & -3 \end{bmatrix}; K_{scharr90} = \begin{bmatrix} 3 & 0 & -3 \\ 10 & 0 & -10 \\ 3 & 0 & -3 \end{bmatrix}; K_{scharr120} = \begin{bmatrix} 3 & 0 & -10 \\ 3 & 0 & -10 \\ 3 & 3 & 0 \end{bmatrix};$$

– for directions 135, 150 degrees:

$$K_{scharr135} = \begin{bmatrix} 0 & -3 & -10 \\ 3 & 0 & -3 \\ 10 & 3 & 0 \end{bmatrix}; K_{scharr150} = \begin{bmatrix} 0 & -10 & -10 \\ 3 & 0 & 0 \\ 3 & 3 & 3 \end{bmatrix}.$$

An example of the derivative $I'_{rain}(x, y)$ computation in the direction of 0 degrees is shown in Fig. 1, c.

Each stroke in the image, corresponding to a falling drop, forms differences in brightness both in the direction of increasing and decreasing brightness, therefore, in further analysis, it is enough to limit ourselves to the values of the derivative of the same sign, then the image $I'_{rain}(x, y)$ should be subjected to threshold processing in accordance with the expression

$$R_{rain}(x, y) = \begin{cases} 1, & \text{if } I'_{rain}(x, y) > 0; \\ 0, & \text{otherwise.} \end{cases}$$

Table 1. Example of an average value correspondence scale for a qualitative characteristic of rain intensity.

Таблица 1. Пример шкалы соответствия средних значений качественной характеристики интенсивности дождя

Average value of $R_{rain}(x, y)$	Characteristics of rain intensity
0...0,1	no rain
0,1...0,3	light rain
0,3...0,6	medium rain
more than 0,6	heavy rain

The higher the rain intensity, the more points in the image $I'_{rain}(x, y)$ will have relatively large values. Thus, to estimate the rain intensity, one should determine the average value of the $R_{rain}(x, y)$ array. Further, the average value $R_{rain}(x, y)$ can be used to qualitatively characterize the rain intensity, for example, on a scale in accordance with Table 1.

For a more accurate assessment of rain intensity, a one-time calibration of average values can be carried out in accordance with the readings of a reference precipitation intensity meter at the site where the video camera is installed.

4. Conclusion

Thus, an algorithm has been proposed for estimating rain intensity from television images. The proposed algorithm could be applied in existing telecommunication systems, in particular in television video surveillance systems, which could increase temporal and spatial resolution of measurement process comparing to existing meteorological systems without need of deploying new telecommunication infrastructure. Detailed description of algorithm signal processing stages with examples is reported.

References

- [1] V. V. Kalchikhin, A. A. Kobzev, V. A. Korolkov, and A. A. Tikhomirov, "Determination of the type of atmospheric precipitation based on the results of optical measurements of their microstructural characteristics," *Optika Atmosfery i Okeana*, vol. 29, no. 8, pp. 654–657, 2016, doi: 10.15372/AOO20160806. (In Russ.).
- [2] M. Schönhuber, G. Lammer, and W. L. Randeu, "One decade of imaging precipitation measurement by 2D-video-distrometer," *Advances in Geosciences (ADGEO)*, vol. 10, pp. 85–90, 2007, doi: 10.5194/adgeo-10-85-2007.
- [3] X. C. Liu, T. C. Gao, and L. Liu, "A video precipitation sensor for imaging and velocimetry of hydrometeors," *Atmospheric Measurement Techniques*, vol. 7, pp. 2037–2046, 2014, doi: 10.5194/amt-7-2037-2014.
- [4] B. M. Notaroš, V. N. Bringi, C. Kleinkort, et al., "Accurate Characterization of Winter Precipitation Using Multi-Angle Snowflake Camera, Visual Hull, Advanced Scattering Methods and Polarimetric Radar," *Atmosphere*, vol. 7, art. 81, 2016, doi: 10.3390/atmos7060081.
- [5] R. Dong, J. Liao, B. Li, et al., "Measurements of Rainfall Rates From Videos," in *Proceedings of the 10th International Congress on Image and Signal Processing, BioMedical Engineering and Informatics CISP-BMEI 2017* (Shanghai, China, October 14–16, 2017), pp. 1–9, 2017, doi: 10.1109/CISP-BMEI.2017.8302066.
- [6] H. Yin, F. Zheng, H-F. Duan, et al., "Estimating Rainfall Intensity Using an Image-Based Deep Learning Model," *Engineering*, vol. 21, pp. 162–174, 2022, doi: 10.1016/j.eng.2021.11.021.
- [7] Yu. V. Petrov, Pat. 2611696 (RF). A method for determining the intensity of precipitation in real time in aviation enhanced vision systems, *Byulleten' izobreteniy*, no. 7, 2017. (In Russ.).
- [8] *Edge detection using Prewitt, Scharr and Sobel Operator* [electronic resource]. Access mode: <https://www.geeksforgeeks.org/edge-detection-using-prewitt-scharr-and-sobel-operator> (access date: 05/20/2024).

Information about the authors

Denis V. Nacharov, Cand. Sci., Assoc. Prof. of the “Electronics” Department, Sevastopol State University, Sevastopol, Russian Federation.

Evgeniy R. Rukosuev, Undergraduate student of the “Electronics” Department, Sevastopol State University, Sevastopol, Russian Federation.

Vladislav A. Ivanov, Postgraduate student of the “Electronics” Department, Sevastopol State University, Sevastopol, Russian Federation.

Yuri P. Mickhayluck, Cand. Sci., Assoc. Prof., Head of the “Electronics” Department, Sevastopol State University, Sevastopol, Russian Federation.

Алгоритм оценки интенсивности дождя по телевизионным изображениям

Начаров Д. В., Рукосуев Е. Р., Иванов В. А., Михайлюк Ю. П.

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

Получено: 3 июня 2024 г.

Отрецензировано: 10 июня 2024 г.

Принято к публикации: 10 июня 2024 г.

Аннотация: Предлагается алгоритм оценки интенсивности дождя по телевизионным изображениям. Алгоритм предполагает выполнение для каждого кадра видеопотока этапов удаления неподвижного фона, детекции капель дождя путем определения направления преимущественного градиента яркости и расчета производной в заданном направлении и последующую оценку интенсивности дождя путем расчета среднего значения положительных значений производной изображения после удаления неподвижного фона. Приведены результаты краткого обзора существующих технических средств и методов оценки интенсивности дождя, а также примеры обработки изображений на различных этапах алгоритма.

Ключевые слова: обработка изображений, интенсивность осадков, погодные условия, телевидение.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Начаров Д. В., Рукосуев Е. Р., Иванов В. А., Михайлюк Ю. П. Алгоритм оценки интенсивности дождя по телевизионным изображениям // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2024. Т. 7, № 3. С. 533—543.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Начаров, Д. В. Алгоритм оценки интенсивности дождя по телевизионным изображениям / Д. В. Начаров, Е. Р. Рукосуев, В. А. Иванов, Ю. П. Михайлюк // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2024. — Т. 7, № 3. — С. 533—543.

Список литературы

1. Кальчихин В. В., Кобзев А. А., Корольков В. А., Тихомиров А. А. Определение вида атмосферных осадков по результатам оптических измерений их микроструктурных характеристик // Оптика атмосферы и океана. 2016. Т. 29, № 8. С. 654—657.
2. Schönhuber M., Lammer G., Randeu W. L. One decade of imaging precipitation measurement by 2D-video-distrometer // Advances in Geosciences (ADGEO). 2007. Vol. 10. P. 85—90.
3. Liu X. C., Gao T. C., Liu L. A video precipitation sensor for imaging and velocimetry of hydrometeors // Atmospheric Measurement Techniques. 2014. Vol. 7. P. 2037—2046.
4. Notaroš B. M., Bringi V. N., Kleinkort C. et al. Accurate Characterization of Winter Precipitation Using Multi-Angle Snowflake Camera, Visual Hull, Advanced Scattering Methods and Polarimetric Radar // Atmosphere. 2016. Vol. 7. Art. 81.

5. Dong R., Liao J., Li B. et al. Measurements of Rainfall Rates From Videos. In Proc. of 10th International Congress on Image and Signal Processing, BioMedical Engineering and Informatics CISP-BMEI 2017 (Shanghai, China, October 14–16, 2017). 2017. P. 1–9.
6. Yin H., Zheng F., Duan H-F. et al. Estimating Rainfall Intensity Using an Image-Based Deep Learning Model // Engineering. 2022. Vol. 21. P. 162–174.
7. Петров Ю. В. Пат. 2611696 (РФ). Способ определения интенсивности осадков в реальном времени в авиационных системах улучшенного видения. Опубл. в Б. И., 2017 № 7.
8. Edge detection using Prewitt, Scharr and Sobel Operator. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://www.geeksforgeeks.org/edge-detection-using-prewitt-scharr-and-sobel-operator> (дата обращения: 20.05.2024).

Информация об авторах

Начаров Денис Владимирович, кандидат технических наук, доцент кафедры «Электронная техника» Севастопольского государственного университета, г. Севастополь, Российская Федерация.

Рукоусев Евгений Романович, студент кафедры «Электронная техника» Севастопольского государственного университета, г. Севастополь, Российская Федерация.

Иванов Владислав Алексеевич, аспирант кафедры «Электронная техника» Севастопольского государственного университета, г. Севастополь, Российская Федерация.

Михайлюк Юрий Петрович, кандидат технических наук, доцент, заведующий кафедрой «Электронная техника» Севастопольского государственного университета, г. Севастополь, Российская Федерация.

Infocommunications and Radio Technologies, vol. 7, no. 3, pp. 544–557, 2024.

Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2024. Т. 7, № 3. С. 544—557.

ISSN: 2587-9936

DOI: 10.xxxxx/2587-9936.2024.07.3.35

УДК 621.37(09)

Первый фундаментальный труд России по радиотехнике. К 100-летию выхода в свет первого издания «Курса радиотехники» проф. И. Г. Фреймана

Золотинкина Л. И.

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет

«ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина)

ул. Профессора Попова, 5, 197022, Российская Федерация

radioemc@yandex.ru

Получено: 28 мая 2024 г.

Отрецензировано: 31 мая 2024 г.

Принято к публикации: 31 мая 2024 г.

Аннотация: *С выходом из печати первого издания фундаментального «Курса радиотехники» проф. И. Г. Фреймана был восполнен существенный пробел в русской технической литературе, посвященной вопросам стремительно развивавшейся в первые десятилетия XX века радиотехники. Практическая потребность перехода от эмпирического подхода к проектированию радиостанций к расчетному подходу побудила проф. И. Г. Фреймана на основе экспериментальных и теоретических данных собрать в единое стройное целое «технический расчет радиопередачи».*

Ключевые слова: *радиотехника, И. Г. Фрейман, «Телеграфия и телефония без проводов», Научно-технический комитет Морских сил (НТК МС), Электротехнический институт (ЭТИ).*

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Золотинкина Л. И. Первый фундаментальный труд России по радиотехнике. К 100-летию выхода в свет первого издания «Курса радиотехники» проф. И. Г. Фреймана // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2024. Т. 7, № 3. С. 544—557.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Золотинкина, Л. И. Первый фундаментальный труд России по радиотехнике. К 100-летию выхода в свет первого издания «Курса радиотехники» проф. И. Г. Фреймана / Л. И. Золотинкина // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. — 2024. — Т. 7, № 3. — С. 544—557.

1. Введение

Сравнительный анализ отечественной и зарубежной библиографии начального периода развития радиотехники (беспроводного телеграфирования) показывает, что к уже к 1906 году наметилось определенное отставание России в разработке актуальных вопросов беспроводной связи и развитии ее научно-технической базы. Это нашло отражение в количестве как оригинальных публикаций, так и, особенно, монографий по теме [1, 2]. В основном российские журналы печатали обзоры или переводы статей зарубежных ученых. Так, профессором Политехнического института В. К. Лебединским был издан сборник переводов на русский язык классических работ по радиосвязи под названием «Электрические колебания и волны». В течение 1910-1911 годов вышло шесть выпусков сборника, каждый из которых посвящен специальному кругу вопросов и снабжен комментариями» [3]. Статьи о средствах беспроводной телеграфии регулярно печатались на страницах неофициального отдела «Почтово-телеграфного журнала», издававшегося Главным управлением почт и телеграфов (ГУПиТ). В основном это были обзорные статьи, посвященные последним достижениям в области электросвязи и почтовой связи.

С 1912 года в России выходил журнал «Вестник телеграфии без проводов», но он прекратил свое существование в 1914 году в связи с Первой мировой войной. Издание «Вестника» возобновили в марте — июле 1917 года под новым названием «Вестник военной радиотелеграфии». Отдельные статьи по этой тематике появлялись в ведомственных журналах. Так, например, обзорные статьи инженер-электрика И. Г. Фреймана (1890—1929) печатались в «Известиях общества инженер-электриков» и в «Морском сборнике» [4, 5, 6].

Постановлением Совета народных комиссаров (СНК) от 21 июля 1918 г. «О централизации радиотехнического дела» Радиосовет Народного комиссариата почт и телеграфов (НКПиТ) признал необходимым издание радиотехнического журнала и организовал редакционный комитет под председательством проф. В. К. Лебединского. Журналу было дано название «Телеграфия и телефония без проводов» («ТиТбп»), его первый номер вышел в Москве в сентябре 1918 года. Журнал «Телеграфия и телефония без проводов» в определенной степени является летописью отечественной радиотехники 1920-х годов, времени бурного ее развития во всем мире. Высокое качество публикаций журнала во многом являлось заслугой профессора В. К. Лебединского, бессменного ответственного его редактора. «Журнал “Телеграфия и телефония без проводов” приобрел большую известность и за границей; часто рефераты его статей появлялись в ино-

странной печати. В 1927 г. Нью-Йоркская публичная библиотека обратилась в редакцию с просьбой выслать ей прежние выпуски журнала №№ 1—19, которые уже тогда стали библиографической редкостью» [7].

По признанию редколлегии журнала ТиТбп профессор И. Г. Фрейман был «одним из основных авторов нашего журнала, только один сотрудник ТиТбп (М. А. Бонч-Бруевич, руководитель Нижегородской радиолаборатории — Л. З.) напечатал большее число статей, чем Фрейман». И. Г. Фрейманом было опубликовано 18 статей в журнале ТиТбп и его приложении «Радиотехник», а также ряд рецензий и критических писем в редакцию по поводу публикаций в журнале. В последнем, 19-м номере журнала, вышедшем в 1923 году и попавшем в США, была опубликована статья И. Г. Фреймана «О постоянных радиосети». Всего за период до 1923 года в журнале «ТиТбп» было опубликовано 9 статей, в которых нашли свое отражение материалы магистерской диссертации, которую И. Г. Фрейман защитил в 1921 году, после чего получил звание профессора и должность заведующего кафедрой радиотехники Петроградского электротехнического института им. В.И. Ульянова (Ленина) [8].

2. Научно-практический «фундамент» инженер-электрика И. Г. Фреймана

По своему характеру И.Г. Фрейман был ученым-экспериментатором. Его практическая специализация по радиотелеграфу началась еще в студенческие годы, когда он учился в Электротехническом институте императора Александра III (1907—1913) в Петербурге. Любознательность и способность к практической проверке теоретических положений, к постановке опытов, проявилась еще на студенческой скамье, в ходе освоения аппаратуры беспроводного телеграфирования на учебной радиостанции в ЭТИ, созданной на кафедре электрических телеграфов, заведующим которой был проф. Петр Семенович Осадчий (1866—1943). Учебная радиостанция, оборудованная к 1909 году, находилась в ведении преподавателя по беспроводному телеграфу Николая Александровича Скрицкого (1887—1951), выпускника Московского университета (1901) и ЭТИ (1907) [8].

Широкие перспективы применения радиостанций на судах привели к необходимости создания соответствующей обстановки и на побережье. В начале 1911 года Почтово-телеграфное ведомство приступило к постройке двух станций на Балтийском побережье — в Риге и на острове Руно. Их строительство завершилось к ноябрю того же года. Эти первые радиостанции предназначались для связи с судовыми радиостанциями и были оборудованы аппаратурой «звучащая искра». К работам по строи-

тельству этих станций активно привлекались студенты Электротехнического института, среди которых был и Имант Фрейман.

В 1912 году работы по устройству радиостанций продолжились уже в Арктике. В Российском государственном историческом архиве (РГИА) в Деле об устройстве радиостанций на Севере России хранится интересный документ [9]:

«Сим удостоверяется, что 13 августа сего года «Русское Общество беспроводного телеграфа и телефона» начало выгружать строительный материал и машинные части с парохода «Нимворд» на берег у строящейся радиостанции Югорский шар.

За начальника экспедиции по постройке зданий для радиотелеграфных станций на побережьях Карского и Белого морей

Ст. эл. И. Г. Фрейман. Югорский Шар. 18 августа 1912».

Все необходимые материалы были доставлены своевременно к месту назначения, но из-за резко изменившихся метеорологических условий начало монтажа станции пришлось отложить. Повторная экспедиция вышла в море только на следующий год — 29 июня 1913 г., однако Фрейман в ней уже не участвовал.

После выполнения работ на Югорском Шаре студент Фрейман продолжил работу на строительстве станции беспроволочного телеграфа в Исакогорке, около Архангельска, которая должна была поддерживать связь со станциями побережья и обслуживать судоходное сообщение на морском пути из Европы в Сибирь. Участие в северных экспедициях и в строительстве искровых радиостанций позволило Иманту Георгиевичу получить большой практический опыт, поскольку были пройдены все этапы разработки и сооружения радиостанций. Это несомненно помогло ему в дальнейшей инженерной и организаторской деятельности. В этих экспедициях у него зародилась и любовь к Арктике, сохранившаяся на всю жизнь.

Рост количества радиостанций, недоразумения, возникавшие из-за принадлежности этих станций различным ведомствам, отсутствие порядка в выборе их местоположения, длин волн, мощностей и т. д. — все это требовало установления определенной государственной регламентации. В июне 1912 г. был издан закон об учреждении Междуведомственного радиотелеграфного комитета. Междуведомственный радиотелеграфный комитет (МРК) был организован для «согласования действий различных ведомств и министерств в распространении и использовании имперской сети радиотелеграфных и радиотелефонных станций и для рассмотрения дел по их устройству и эксплуатации, требующих предварительных сношений между заинтересованными ведомствами». В Комитет вошли 11 представителей от следующих министерств: Внутренних дел, Почтово-телеграфного

ведомства, Императорского двора, Путей сообщения, Военного, Морского, Иностранных дел, Торговли и промышленности. Председателем МРК был назначен проф. П. С. Осадчий. Для ведения дел и организации работы МРК были предусмотрены должности делопроизводителя и его помощника. Делопроизводителем МРК был назначен Н. А. Скрицкий. Инженерная должность помощника делопроизводителя МРК требовала наличия достаточно широкой общей эрудиции, знания иностранных языков и соответствующего специального образования. Выбор остановился на выпускнике ЭТИ 1913 года инженер-электрике Иманте Фреймане. Еще во время учебы в институте и работы на строительстве радиостанций в Прибалтике и на Севере он привлек к себе внимание и заслужил уважение преподавателей своей любознательностью, стремлением и умением глубоко вникать в физическую сущность явлений, практической хваткой [8].

К исполнению своих обязанностей Фрейман приступил 1 февраля 1913 г. Во время отпуска в июле 1913 г. он по своей инициативе и за свой счет побывал в Англии и Германии с целью изучения постановки радиотелеграфного дела на заводах Маркони в г. Челмсфорде (около Лондона) и на фирме «Телефункен» в Берлине. К этому времени в этих странах уже начали применять электронные лампы, и, будучи в курсе последних достижений в области применения электронных ламп, Фрейман был уверен, что, несмотря на успешное применение в этот период дуговых и электромашинных методов генерирования электромагнитных волн, перспективным является электронный путь развития радиотехники [10]. Учитывая, что и Осадчий, и Скрицкий исполняли свои обязанности по совместительству, являясь преподавателями ЭТИ и служащими Главного управления почт и телеграфов (ГУПиТ), значительная часть практической работы по составлению проектов документов, по организации и проведению необходимых инженерных расчетов и по практическим исследованиям возлагалась на Фреймана. Анализ журналов МРК позволял выявить обширный и весьма разнообразный круг вопросов, которыми он непосредственно занимался в это время: участие в выработке терминологии в области токов высокой частоты в применении ее к радиотелеграфии и радиотелефонии; участие в разработке общих технических условий, правил и норм для радиотелеграфных и радиотелефонных установок; разработка технических условий на свободно стоящие мачты; обсуждение и редактирование «Положения о метеорологических съездах»; составление докладов по вопросу профессионального радиотелеграфного образования в России; испытание кристаллов для радиотелеграфных детекторов, предложенных американской фирмой Ленц; редактирование технических условий на трансформаторы для отправных радиостанций; участие в разработке проекта правил

для пользования радиотелеграфом, установленным на правительственных и частных коммерческих и специальных судах Российской империи, и мер взыскания за нарушение таковых; участие в обсуждении вопросов по количественному определению расстояния между радиостанциями, на котором обеспечивалась бы совместная их работа без взаимных помех; разработка предложений о возможности предоставления Русской Шпицбергенской компании права на устройство радиооборудования на Шпицбергене и других островах Ледовитого океана; обсуждение методик опытов по радиотелеграфной передаче во время полного солнечного затмения 8 августа 1914 г.; обсуждение вопроса об опытах итальянца Уливи по производству взрывов при помощи электромагнитных волн с расстояния 17 км [8, 11].

Работа в МРК стала именно той школой, которая в значительной степени способствовала становлению И. Г. Фреймана как авторитетнейшего радиоспециалиста и известного ученого.

В 1915 году по заданию Минного отдела Главного управления кораблестроения (ГУК) под руководством Н. А. Скрицкого Фрейман участвует в проектировании мощной радиостанции на острове Русский под Владивостоком. Во время командировок на Дальний Восток Имант Георгиевич освоил и японский язык, познакомился с трудами японского ученого Шенкичи Кимура (1866—1938), аппаратура беспроводной телеграфии которого прошла успешную проверку в годы Русско-японской войны (1904—1905) [13].

Работа в Минном отделе ГУКа, на Радиотелеграфном заводе Морского ведомства во многом определила дальнейшую судьбу И. Г. Фреймана. Талантливый инженер, он с первых шагов своей практической деятельности не только находился в гуще передовых идеи в области радиотелеграфа, но и сам активно способствовал их развитию. И. Г. Фрейман был хорошо знаком со всеми ведущими радиоспециалистами страны, в том числе и с военно-морскими офицерами. Здесь просматривается прямая преемственность в деле развития радиотехники от А. С. Попова к И. Г. Фрейману, который прекрасно знал состояние связи на флоте, что в значительной степени способствовало дальнейшему формированию его как будущего руководителя, определяющего техническую политику в области развития радиосвязи в интересах Морского ведомства России, одного из создателей отечественной школы военных радиоинженеров.

В 1918 году Имант Георгиевич был мобилизован в ряды РККА, а в мае 1919 году назначен на должность радиоприемщика в Минный отдел ГУКа. В октябре 1921 года он стал старшим приемщиком. Основной из многочисленных обязанностей И. Г. Фреймана являлось проведение исследований в интересах развития средств связи флота. В частности, сов-

местно с А. А. Петровским он проводил опыты по подводному радиотелеграфированию, о чем сообщал журнал «Морской сборник» [8].

3. Курс радиотехники

В ноябре 1916 года с должности старшего лаборанта учебной радиолаборатории Электротехнического института императора Александра III начинается плодотворная педагогическая деятельность Иманта Георгиевича Фреймана. В начале 1917 года выходит его первая небольшая брошюра по радиотехнике «Краткий очерк основ радиотехники», в которой он впервые употребил термин «радиотехника», изложил физические основы радиотехники, уделяя особое внимание процессу формирования электромагнитного излучения и обзору технических средств, обеспечивающих его генерирование [11].

В течение 1920-1921 годов И. Г. Фрейман готовится к сдаче магистерских экзаменов, защищает диссертацию на тему «О законах подобия радиосетей», первую в России, посвященную вопросам антенной техники. Советом ЭТИ утверждается в должности профессора кафедры радиотехники ЭТИ. И Флот, и Армия остро нуждались в специалистах. С 1922 года профессор Фрейман — преподаватель радиотехники Военно-морской академии, а с 1923 года — Военно-электротехнической академии. Разрабатывая курсы лекций, он стремился к тому, чтобы студенты ЭТИ и слушатели военных академий представляли всю совокупность задач, возникающих при разработке радиотехнических систем, могли найти способы их практического решения с инженерной точки зрения.

Остро стоял вопрос наличия учебной литературы. В 1922 году профессором Фрейманом было подготовлено литографированное издание конспекта лекций курса «Радиотехника» в ВМА.

Профессор Фрейман поставил перед собой задачу собрать в единое стройное целое «технический расчет радиопередачи» [14].

«Курс радиотехники», вышедший первым изданием тиражом в 4000 экземпляров, был первым полным советским печатным учебником радиотехники, излагавшим все ее основные вопросы. В те годы появление этой книги было весьма значительным событием для отечественной радиотехники.

В предисловии Фрейман писал, что «мысль о том подходе к предмету, который принят в предлагаемой книге, возникла у меня еще в 1912-1913 годах и была навеяна японским ученым Шенкичи Кимура». Фрейман отдавал должное работам этого ученого, подчеркивая, что «он впервые собрал имеющиеся экспериментальные и теоретические данные в единое

стройное целое технического расчета радиопередачи. Его-то и следует по справедливости *считать основателем радиотехники* как самостоятельной научно обоснованной отрасли техники».

В своем предисловии к «Курсу радиотехники» И. Г. Фрейман обосновывает необходимость именно инженерного подхода к изложению материала. «Хотя описательный и ничемный с точки зрения техники подход Ценнека получил должную оценку еще давно, но все же дух этого подхода нельзя считать изжитым до настоящего времени... Эти недопустимые приемы проектирования стоили нам и продолжают стоять больших производительных затрат как средств, так и времени, пока мы их решительно не оставим, мы никогда не будем уверены в правильном подходе к разрешению предъявляемых нам заданий» [15].

Во введении Имант Георгиевич впервые дает определение *радиотехники*, как «совокупности технических приемов, которые позволяют передавать электрическую энергию без помощи соединительного провода между источником и потребителем и использовать такую беспроводно передаваемую электрическую энергию».

В первом издании все разделы курса были проникнуты научно-техническим подходом к решению практических задач радиотехники. Учитывая использование еще искровых и дуговых радиостанций и широкое применение в передатчиках электромашинных генераторов, в Курсе дается обстоятельное изложение принципов работы эксплуатируемых типов радиостанций. Но основное внимание уделяется электронной лампе. Для обоснования возможностей электронной лампы рассматривается процесс формирования электронного потока в лампе, математически обосновываются условия ее работы в режиме генерирования колебаний. Уже в этом издании были изложены основы разработанной И. Г. Фрейманом «Методики расчета лампового генератора», получившей свое завершение во втором издании «Курса» 1928 года. Особенно ценной является глава, посвященная радиосети. Профессор А. А. Чернышев в своей рецензии на книгу писал: «С выходом из печати курса проф. И. Г. Фреймана восполняется существенный пробел в русской технической литературе по вопросам радиотехники. Это оригинально построенный специальный курс радиотехники, изучение которого позволяет не только основательно ознакомиться с современным состоянием этой важной отрасли электротехники, но также дает читателю возможность подготовиться к самостоятельному решению технических задач по проектированию и исследованию радиотехнических сооружений... Курс читается легко, изложение в высшей степени ясное; он является вполне общедоступным для лиц, знакомых с основами высшей математики и теоретической электротехники, и

надо ожидать, что в самом непродолжительном времени потребуется новое издание» [16].

В предисловии ко второму изданию «Курса радиотехники», исправленного и дополненного, Фрейман отмечал: Уже при составлении первого издания настоящего курса я стремился выдвинуть на первый план такие количественные соотношения между рассматриваемыми в радиотехнике явлениями, которые позволили бы произвести законченный технический расчет работы радиостанции» [17].

4. Заключение

До появления в 1924 году этого фундаментального труда систематизированного технического курса радиотехники практически не было ни в отечественной, ни в зарубежной литературе. Поэтому Имант Георгиевич Фрейман по праву считается основателем радиотехники как инженерной науки.

Актуальность подготовки нового издания отметил в предисловии к нему сам Имант Георгиевич: «Последние немногие годы произвели совершенно исключительные изменения как в технических приемах радиотехники, так и в тех задачах, которые она призвана разрешать. Поэтому вопрос о переиздании моего курса, поднятый Государственным издательством в середине 1927 года, поставил меня перед задачей почти полной его переработки. Ввиду необходимости закончить рукопись еще в 1927 году и нежелательности резкого изменения ее объема, я ограничился наиболее существенными переделками» [17; 15, с. 212].

О втором издании «Курса радиотехники» проф. Н. Н. Циклинский писал: «Этот труд выходит из ряда чисто учебных пособий. Его построение, подбор материала и способ изложения таковы, что ему место не только на столе студента института, но и в лабораториях, и в конструкторских бюро заводов... Для создания этого труда необходимо было всестороннее знакомство с литературой по радиотехнике и электротехнике, а также солидное знакомство с математикой и физикой и, наконец, умение объективно и правильно подходить к оценке всего существующего громадного материала исследований. Эта задача ему удалась вполне, и школа его учеников, им созданная, училась по этим лекциям, а весь остальной радиотехнический мир пользуется курсом, как необходимой настольной книгой» [18].

Рецензию на второе, дополненное издание «Курса радиотехники» в журнале «Электричество» опубликовал будущий член-корреспондент АН СССР профессор Д. А. Рожанский. Текст рецензии емкий и глубокий по содержанию, с краткими аннотациями по каждому из разделов «Курса». Целесообразно привести несколько цитат: «Только редкий и исключи-

тельный талант мог создать произведение, которое должно быть настольной книгой всякого радиоспециалиста. Таковым, несомненно, будет новое издание курса радиотехники проф. И. Г. Фреймана. Богатство материала, охватывающего все области современной радиотехники, свежесть сведений, которые обнаруживают перед нами упорную работу самого автора в наиболее важных вопросах этой молодой науки, исключительная эрудиция, которая совмещает знакомство с задачами, как теоретическими, так и узкопрактическими, по необходимости для радиоинженера, все это вместе делает курс И. Г. исключительным явлением нашей технической литературы. Мы видим полную картину генерирующего устройства, его элементов и условий его работы, не перегруженную математическими формулами или вариантами схем. Эта глава является не только одной из лучших в курсе, но прямо образцовой и выдающейся по мастерству изложения... Тот основной материал, который мы находим в курсе И. Г., может служить основанием для дальнейшего развития идей, интересовавших его в последние годы его деятельности и приобретающих основное значение в технике высокой частоты... Эту рецензию приходится писать, когда автора уже нет среди нас и чувство безвременной утраты одного из талантливейших представителей русской радиотехники еще не потеряло своей остроты. Перелистывая страницы его книги, этого основного труда его жизни, в который он сумел вложить свои обширные знания, свой опыт и умение использовать его для решения насущной задачи, можно с уверенностью утверждать, что это духовное наследие будет долго питать новые поколения радиоинженеров и сохранит память о профессоре Фреймане и среди тех, кто уже не мог испытать на себе влияния его личного обаяния и таланта» [19].

Идеи, заложенные в «Курсе радиотехники», изданном дважды, получили дальнейшее развитие в трудах учеников и последователей И. Г. Фреймана.

Над «Курсом радиотехники» Имант Георгиевич работал до последних дней жизни. Член-корреспондент АН СССР С. Я. Соколов, выступая в 1954 г. на заседании, посвященном памяти И. Г. Фреймана, вспоминал: «Впоследствии я очень часто бывал у Иманта Георгиевича, и видел, как много он работал над собой. Поражала его неутомимая энергия. Он курс читал великолепно. Та книга, о которой говорила Екатерина Александровна [17], по которой он читал курс, к концу года вся была переложена отдельными, исписанными листами, что увеличивало объем ее в 2 раза. Таким образом, курс лекций превосходил материал, изложенный в книге. Даже стоял вопрос об издании этой книги в Англии. Не знаю, была ли она издана» [20]. *(Книга издана не была, все научные материалы, весь «письмен-*

ный стол» Иманта Георгиевича были переданы его вдовой Н. Н. Фрейман А. И. Бергу. О своем учителе А. И. Берг старался не вспоминать).

Многие ученики профессора И. Г. Фреймана стали выдающимися учеными. Среди них ученые, продолжившие развитие научных направлений, заданных им еще их профессором И. Г. Фрейманом: академики АН СССР А. Н. Шүкин (распространение радиоволн), А. А. Харкевич (акустика, борьба с помехами), члены-корреспонденты АН СССР В. И. Сифоров (помехоустойчивый радиоприем) и С. Я. Соколов (гидроакустика, дефектоскопия). Развитие научно-педагогической школы радиотехники продолжали выдающиеся ученые и профессора, среди которых Б. П. Асеев, Н. С. Бесчастнов, М. П. Долуханов, Н. М. Изюмов, М. Ф. Конторович, Г. А. Кьяндский, В. Н. Лепешинская, Е. Г. Момот, С. И. Панфилов, А. Ф. Шорин, Е. Я. Щеголев, организаторы отечественной радиотехнической промышленности.

Список литературы

1. Золотинкина Л. И. Профессор И. Г. Фрейман — один из основных авторов журнала «Телеграфия и телефония без проводов» // Нижегородский музей. Человек, культура, общество. 2017. № 31. С. 26—35.
2. Иванова М. И., Партала М. А. Итоги первого десятилетия развития радиосвязи в России (1895—1905) : историко-библиографический аспект. В сб. : 70-я научно-техническая конференция Санкт-Петербургского НТО РЭС им. А. С. Попова, посвященная Дню радио. Санкт-Петербург, СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2015. С. 189—190.
3. Лебединский В. К. Электрически колебания и волны. Вып. I—VI. СПб. : тип. Екатерингофское печатное дело, 1910, 1911.
4. Фрейман И. Г. Современное состояние беспроводного телефонирования // Известия Общества инженеров-электриков. 1915. № 2. С. 32—39.
5. Фрейман И. Г. К последнему успеху радиотелефонирования // Известия Общества инженеров-электриков. 1916. № 5. С. 151—152.
6. Фрейман И. Г. Приложение электронного реле в радиотелеграфном деле // Морской сборник. 1918. № 1. С. 109—115.
7. Никитин Н. А. Издательская деятельность радиолaborатории. В кн. «Нижегородская радиолaborатория имени В. И. Ленина». М. : Связьиздат, 1954. С. 114—117.
8. Золотинкина Л. И. Шошков Е. Н. Имант Георгиевич Фрейман. Л. : Наука, 1989. 144 с.
9. РГИА. Фонд 1289, оп. 10, д. 2784, л. 396. [Дело об устройстве радиостанций на Севере России].
10. Золотинкина Л. И. У истоков отечественной радиоэлектроники // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2023. Т. 6, № 3. С. 308—326.
11. Фрейман И. Г. Краткий очерк основ радиотехники. Петроград : тип. М. П. Фроловой (влад. А. Э. Коллинс), 1917. 73 с.
12. РГИА. Ф. 1289, оп. 5, д. 5129, д. 2789, д. 2821, д. 2845 [Дела Межведомственного радиотелеграфного комитета].
13. Journal of the Pacific Society. May 2005. Vol. 28, no. 94. P. 8—9.
14. Фрейман И. Г. Курс радиотехники. Л. : ГИЗ, 1924. 342 с.

15. Имант Георгиевич Фрейман. Избранные труды / Сост., вступ. статья Л. И. Золотинкиной ; под. ред. В. Н. Ушакова. СПб. : Изд-во «Пропганда», 2015. 340 с.
16. Чернышев А. А. Проф. И. Г. Фрейман : Курс радиотехники : Специальное пособие для высшей школы // Электричество. 1924. № 11. С. 561.
17. Фрейман И. Г. Курс радиотехники. Изд. 2-е, перераб. и доп. ГИЗ. М—Л. 1928. 495 с.
18. Циклинский Н. Н. Памяти И. Г. Фреймана // Электросвязь. 1929. № 8. С. 5—7.
19. Рожанский Д. А. Курс радиотехники : Фрейман И. Г. // Электричество. 1929. № 13—14. С. 384.
20. Выписка из протокола заседания Ученого совета ЛЭТИ от 12 марта 1954 г. Архив Мемориального музея А. С. Попова. Ф. 2.7.4. Фрейман. № 12543.

Информация об авторе

Золотинкина Лариса Игоревна, кандидат технических наук, старший научный сотрудник, заслуженный работник культуры РФ, директор Мемориального музея А. С. Попова Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина), г. Санкт-Петербург, Российская Федерация.

The National Fundamental Pioneering Work on Radio Engineering. On the Occasion of the 100th Anniversary of the First Edition of “Course on Radio Engineering” developed by professor I. G. Freiman

L. I. Zolotinkina

St. Petersburg State Electrotechnical University “LETI”
n. a. V. I. Ulyanov (Lenin)
5, Professora Popova str., 197022, Russian Federation
radioemc@yandex.ru

Received: May 28, 2024

Peer-reviewed: May 31, 2024

Accepted: May 31, 2024

Abstract: *The first edition of the pioneering “Course on Radio Engineering” developed by Professor I. G. Freiman managed to fill a crucial gap existing in the national technical writing on radio engineering, which started develop rapidly in the aughts of the twentieth century. It was the actual need of shift from an empirical approach to designing radio stations to the calculated one, that prompted Professor I. G. Freiman to assemble the “technical calculation of radio transmission” into a single harmonious whole, based on experimental and theoretical data.*

Keywords: radio engineering, I. G. Freiman, “Wireless Telegraphy and Telephony”, Naval Technical Committee, Electrotechnical Institute.

For citation (IEEE): L. I. Zolotinkina, “The National Fundamental Pioneering Work on Radio Engineering. On the Occasion of the 100th Anniversary of the First Edition of “Course on Radio Engineering” developed by professor I. G. Freiman,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 7, no. 3, pp. 544–557, 2024, doi: 10.xxxxx/2587-9936.2024.07.3.35. (In Russ.).

References

- [1] L. I. Zolotinkina, “Professor I. G. Freiman is one of the main authors of the journal “Telegraphy and Telephony without Wires,”” *Nizhegorodski muzey. Chelovek, kul'tura, obshchestvo*, no. 31, pp. 26–35, 2017. (In Russ.).
- [2] M. I. Ivanova and M. A. Partala, “Results of the first decade of the development of radio communications in Russia (1895–1905): historical and bibliographic aspect,” in *70-ya nauchno-tekhnicheskaya konferenciya Sankt-Peterburgskogo NTO RES im. A. S. Popova*, Saint Petersburg: LETI, 2015, pp. 189–190. (In Russ.).
- [3] V. K. Lebedinsky, *Electric Oscillations and Waves*, vol. I–VI. St. Petersburg: 1910, 1911. (In Russ.).

- [4] I. G. Freiman, "Current state of wireless telephony," *Izvestiya Obshchestva inzhenerov-elektrikov*, no. 2, pp. 32–39, 1915. (In Russ.).
- [5] I. G. Freiman, "To the last success of radiotelephony," *Izvestiya Obshchestva inzhenerov-elektrikov*, no. 5, pp. 151–152, 1916. (In Russ.).
- [6] I. G. Freiman, "Application of an electronic relay in radiotelegraph business," *Morskoy sbornik*, 1918, no. 1, pp. 109–115. (In Russ.).
- [7] N. A. Nikitin, Publishing Activity of the Radio Laboratory, in *Nizhegorodskaya radiolaboratoriya imeni V. I. Lenina*, Moscow: Svyazizdat, pp. 114–117, 1954.
- [8] L. I. Zolotinkina and E. N. Shoshkov, *Imant Georgievich Freiman*, Leningrad: Nauka, 1989. (In Russ.).
- [9] The Case of the Construction of Radio Stations in the North of Russia: Russian State Historical Archive, fond 1289, inv. 10, file 2784, sheet 396. (In Russ.).
- [10] L. I. Zolotinkina, "At the Origins of Domestic Radio Electronics," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 6, no. 3, pp. 308–326, 2023, doi: 10.29039/2587-9936.2023.06.3.24. (In Russ.).
- [11] I. G. Freiman, *Briefessay on the fundamentals of radio engineering*, Petrograd: 1917. (In Russ.).
- [12] Files of the Interdepartmental Radiotelegraph Committee: Russian State Historical Archive, fond. 1289, inv. 5, d. 5129, d. 2789, d. 2821, d. 2845. (In Russ.).
- [13] *Journal of the Pacific Society*, May 2005, vol. 28, no. 94, pp. 8–9.
- [14] I. G. Freiman, *Course of radio engineering*, Leningrad: GIZ Publ., 1924. (In Russ.).
- [15] L. I. Zolotinkina, *Imant Georgievich Freiman: Selected Works*, ed. V. N. Ushakov, St. Petersburg: Propaganda Publ. House, 2015. (In Russ.).
- [16] A. A. Chernyshev, "Prof. I. G. Freiman. Course of radio engineering," *Electrichestvo*, no. 11, p. 561, 1924. (In Russ.).
- [17] I. G. Freiman, *Course of radio engineering*, 2nd ed., Moscow–Leningrad: GIZ, 1928. (In Russ.).
- [18] N. N. Tsiklinskii, "In memory of I. G. Freiman," *Elektrosvyaz*, no. 8, pp. 5–7, 1929. (In Russ.).
- [19] D. A. Rozhansky, "Course of radio engineering : Freiman I. G.," *Electrichestvo*, no. 13-14, p. 384, 1929. (In Russ.).
- [20] Extract from the protocol of the meeting of the Academic Council of LETI on March 12, 1954. Archive of the A. S. Popov Memorial Museum, fond 2.7.4, Freiman, inv. no. 12543, (In Russ.).

Information about the author

Larisa I. Zolotinkina, Candidate of Technical Sciences, Senior Researcher, Honored Worker of Culture of the Russian Federation, Director of the A. S. Popov Memorial Museum of St. Petersburg State Electrotechnical University "LETI", St. Petersburg, Russian Federation.

УДК 621.37-621.39(091)

Нейтродин

Пестриков В. М.

*Санкт-Петербургский государственный институт кино и телевидения
ул. Правды, 13, Санкт-Петербург, 191119, Российская Федерация
pvm205@yandex.ru*

Получено: 7 мая 2024 г.

Отрецензировано: 13 мая 2024 г.

Принято к публикации: 13 мая 2024 г.

Аннотация: Нейтродин был особым типом радиоприемника, который предшествовал появлению супергетеродина. В нем был введен небольшой противофазный сигнал за счет добавления небольших обмоток на настроенных анодных катушках. Это нейтрализовало межэлектродную емкость вакуумных триодных ламп. Приемники Hazeltine-Neutrodyne практически покончили с пронзительными визжащими звуками, характерными для АМ-радиостанций той эпохи. Это положило конец доминированию RCA в индустрии коммерческого радио. Нейтродин было проще изготовить и дешевле купить. Что более важно, им было проще управлять. Потребовалось более 5 лет, чтобы цены на вакуумные лампы снизились настолько, что супергетеродин стал востребован в быту.

Ключевые слова: Луис Хейзелтин, Гарольд Вилер, радиоприемник SE-1420 Navy, вредные колебания, нейтрализация, нейтродин, Фрэнк Андреа, Нейтродин Fada 160A, Freed-Eisemann Radio Corporation.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Пестриков В. М. Нейтродин // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2024. Т. 7, № 3. С. 558—589.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Пестриков, В. М. Нейтродин / В. М. Пестриков // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2024. — Т. 7, № 3. — С. 558—589.

1. Введение

Система регенерации в радиоприемнике, несмотря на свою дешевизну, имела свои недостатки, и неквалифицированным радистам было нелегко ею управлять. Более «удобной» альтернативой было добавление одного или нескольких каскадов усиления ВЧ. Такой подход был популярен в процветающих Соединенных Штатах, где стоимость дополнительных вакуумных триодов и энергопотребление батареи были приемлемы.

В начале 1920-х годов были доступны только ламповые триоды. У этих триодов, часто через емкость анод — сетка возникала нежелательная положительная обратная связь, которая затрудняла предотвращение автоколебаний в уже настроенных высокочастотных каскадах. В этом отношении было более полезным демпфирующее воздействие антенны на входную цепь высокочастотного каскада. Для поддержания стабильности регенеративного приема применялись различные методы.

Ламповый триод можно было спроектировать с минимальной емкостью анод — сетка. Для этого необходимо расположить анодные и сеточные соединения на противоположных сторонах внутри цилиндрической стеклянной оболочки. Такую лампу типа Q для приемников разработал капитан Генри Раунд из компании *Marconi*, рис. 1. Результаты испытаний лампы Q были обнадеживающими, но она оказалась дорогой в производстве и поэтому мало использовалась в бытовых приемниках [1].



Рис. 1. Трехэлектродная лампа *Marconi valve Q*. 1923.

Fig. 1. Marconi 3-electrode valve Q . 1923

В качестве альтернативы к сетке триода может быть применено регулируемое положительное смещение. В настроенной цепи результирующий ток в сетке загужает и подавляет тенденцию к колебаниям.

Другой метод заключался в применении отрицательного смещения сетки, чтобы уменьшить коэффициент усиления каскада ниже той точки, где будут возникать колебания. Помимо этого, такой же результат может быть получен, если отрегулировать реостат накала нити для уменьшения эмиссии.

Две последние технологии не позволяют в полной мере достичь стабильной чувствительности высокочастотного каскада при снижении его коэффициента усиления. С другой стороны, высокочастотные каскады давали возможность вводить дополнительные настраиваемые схемы с сопутствующим повышением избирательности, а экранирование элементов антенны означало, что вокруг детектора можно было использовать регенерацию без риска возникновения помех.

Лучшим решением проблемы была нейтрализация нежелательной положительной обратной связи между емкостью анод — сетка при введении компенсирующего элемента отрицательной обратной связи. Это можно было легко сделать, используя анодную катушку с заземленным центральным отводом (фактически подключенным к положительному контакту питания) и образуя нейтрализующую обратную связь от свободного конца катушки, где сигнал находится в противофазе к сигналу на аноде.

Одним из вариантов решения проблемы является также подключение регулируемого нейтрализующего конденсатора небольшой емкости между свободным концом катушки и сеткой, что позволяет сбалансировать цепь. В качестве альтернативы это устройство можно рассматривать как сбалансированный мост, в котором передача сигнала между анодом и сеткой невозможна ни в одном направлении, что не влияет на усиление сигнала электронной лампой..

Американский профессор Технологического института (*Stevens Institute of Technology*) Луис Стивенса Хейзелтин (*Louis Alan Hazeltine*, 07.08.1886—24.05.1964) запатентовал в 1919 году принцип нейтрализации под названием «Нейтродин» (англ. *Neutrodyne*). Особенностью его системы было использование малой емкости конденсаторов для нейтрализации самовозбуждения усилителей радиочастоты на триодах и установка настраиваемых катушек, оси которых наклонены под углом $55,74^\circ$ к основной плате, на определенном расстоянии друг от друга. Такое положение катушек сводило к минимуму электромагнитную связь между катушками в разных каскадах усиления. Многоламповые нейтрализованные приемники не пользовались популярностью у европейских производителей из-за высокой стоимости ламп и роялти, взимаемых «за каждую лампу». Однако многоламповые приемники с двумя или тремя ВЧ-ступенями усиления, стабилизированные по системе Хейзелтина, широко использовались в Америке, хотя некоторые производители, такие как *Atwater Kent*, избегали выплат роялти *Hazeltine Co.* за счет очень тщательного проектирования и компоновки, так что обратная связь была сведена к минимуму, а ВЧ-ступени оставались стабильными без необходимости их нейтрализации.

2. Судьбоносная встреча

В августе 1922 года Луис Хейзелтин, будучи в ресторане города Хобокен¹ (*Hoboken*), встретил там своего знакомого Арчи Вилера (*Archie*

¹ Хобокен (англ. *Hoboken*) — город в округе Хадсон, Нью-Джерси, США. Город является частью Нью-Йоркской агломерации, в городе располагается Технологический институт Стивенса (*Stevens Institute of Technology*), один из старейших технических университетов в США.

Wheeler), с которым он познакомился на Национальной радиоконференции (*National Radio Conference*), организованной в 1921 году министром торговли США Гербертом Гувером (*Herbert Hoover*) с целью навести порядок в хаосе радиовещания. В Хобокене Арчи Вилер был в командировке в сопровождении сына Гарольда (*Harold Alden Wheeler*, 10.05.1903—25.04.1996).

Хейзелтин пригласил Арчи Вилера с сыном Гарольдом (рис. 2) зайти к нему в офис в Технологическом институте Стивенса во второй половине дня. В офисе Гарольд Вилер рассказал Хейзелтину о разработанной им и протестированной схеме нейтрализации внутренней обратной связи в радиоприемнике. Хейзелтин был сильно удивлен. Он сказал, что сделал такое же изобретение примерно тремя годами ранее и показал Гарольду Вилеру ожидающую патентную заявку, но не реализованную им на практике. Два месяца спустя Хейзелтин предложил Гарольду обсудить условия сотрудничества. Виллер младший согласился передать Хейзелтаину права на некоторые связанные изобретения в обмен на 10 % гонорара за патент на нейтрализацию. Далее было решено, что Вилер будет работать у Хейзелтина следующим летом.

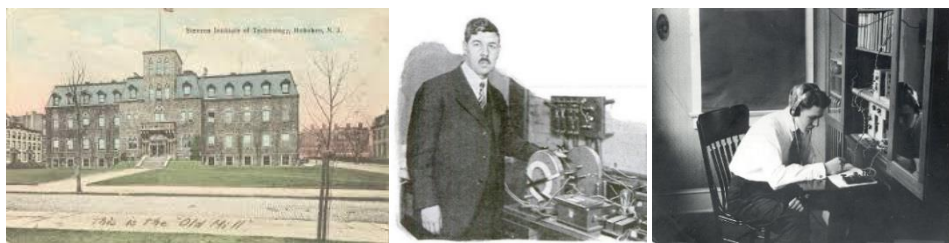


Рис. 2. Технологический институт Стивенса (1923 г.). Луис Хейзелтин, профессор Технологического института Стивенса. Гарольд Вилер и аппаратура любительской станции 3QK.

Fig. 2. Stevens Institute of Technology (1923). Louis Hazeltine is a professor at Stevens Institute of Technology. Harold Wheeler and the apparatus for amateur station 3QK

Между моментом первой встречи Хейзелтина и Вилера и моментом заключения соглашения о сотрудничестве Вилер изобрел другую форму нейтрализации, известную как «нейтрализация емкостного моста», на которую он получил первый из своих многочисленных патентов в США [2].

Связь между Хейзелтином и Гарольдом Вилером оказалась прочной. В 1907 году Хейзелтин стал преподавателем на кафедре электротехники Технологического института Стивенса. На этом первом этапе своей педагогической карьеры он быстро дошел до звания профессора и стал заведующим кафедрой в 1917 году. Хейзелтин написал учебник под названием «Электротехника», который был опубликован в 1924 году. Он приобрел

репутацию вдохновляющего преподавателя, и его преподавание, как говорили, было «системным и методичным».

Вилер, проработав летом в компании *Hazeltine*, был принят в нее на работу на неполный рабочий день, по его словам, «все время, которое я мог выделить, продолжая учиться в колледже» [3]. Хейзелтин стал наставником Вилера, обучая применению теоретических и экспериментальных подходов к проблемам проектирования. Стиль Хейзелтина выражен в его заявлении: «Все мои изобретения... были результатом теоретических исследований, проверенных и модифицированных последующей экспериментальной работой» [3, р. 87]. Вилер признает, что в большом долгу перед Хейзелтином: «Со времени нашей случайной встречи в 1922 году он прививал мне свой творческий подход к любой проблеме» [4].

В 1925 году Вилер получил степень бакалавра искусств по физике и в качестве дальнейшей подготовки к карьере инженера продолжил изучение физики в Университете Джонса Хопкинса. Гарольд, начиная с летней работы в 1923 году, уделял все больше и больше своего времени работе в *Hazeltine Corporation*, а в 1928 году он покинул Хопкинса, так и не выполнив требований для получения степени доктора философии, чтобы работать полный рабочий день в *Hazeltine*.

Летом 1925 года Вилер сделал, пожалуй, свое самое важное изобретение — автоматическую регулировку громкости, также известную как автоматическая регулировка усиления (APY) [5, 6]. Патент на диод *AVC* (*Automatic Volume Control*) был самым важным в портфеле патентов *Hazeltine*. Роялти от APY были единственным источником дохода *Hazeltine Corporation* после падения спроса на ее нейтродинные приемники.

3. Выбор связи между каскадами усиления радиочастот

Если кратко рассмотреть способы создания усиления в схемах радиоприемников, то обнаруживаем, что усиление радиочастоты можно получить, используя три возможных способа связи одной цепи с другой, а именно резистивную связь, импедансную связь и трансформаторную связь. Связь по сопротивлению желательна, когда используются длины волн более 1000 метров. В этом случае усиление на каждой ступени невелико, а настройка получается широкой. Усилители с импедансной связью при настройке оказываются гораздо более эффективными и от их использования получены хорошие результаты. Однако, если используются две или более ступеней настроенного импедансного усиления, то при установке точной настройки могут возникнуть большие трудности. Из-за этого каскадные усилители этого типа не получили широкого применения. С

другой стороны, трансформаторная связь схем усилителей является стандартной практикой для схем звуковых частот. Она всегда пользовалась успехом как у профессиональных радиоинженеров, так и у экспериментаторов-любителей как идеальный метод получения эффективного усиления радиочастоты.

В 20-е годы XX века использовалось два общих устройства для схем усиления радиочастот с трансформаторной связью: трансформаторы с воздушным сердечником и трансформаторы с железным сердечником. Схемы, использующие трансформаторы с воздушным сердечником, чрезвычайно точны в настройке, но рабочий диапазон длин волн у них ограничен. Таким образом, в каскадных усилителях этого типа необходимо множество органов регулировки, и для каждого каскада требуется очень точная настройка для получения хороших результатов на различных длинах волн. Некоторое время считалось, что трансформаторы с железным сердечником для радиочастотной работы непрактичны из-за огромных потерь на вихревые токи и гистерезис, возникающих в сердечниках на этих высоких частотах. Позже работа трансформаторов с железными сердечниками показала, что, при использовании сердечников из специальных очень тонких пластин и уделяя большое внимание конструкции и сборке трансформатора, можно получить вполне удовлетворительное усиление.

Были разработаны специальные средства для расширения диапазона длин волн, но, как и в трансформаторах с воздушным сердечником, использовать обмотки с повышающим коэффициентом было невозможно. Таким образом, для получения сигналов с больших расстояний потребовалось несколько каскадов усиления.

Известно, что чрезвычайно трудно сделать, даже в лаборатории, любой из выше названных типов радиочастотных усилителей, и не столкнуться с разного рода проблемами, препятствующими качественному усилению. Иногда невозможность устранения емкостной связи между цепью и ее различными частями делают проблему неразрешимой. Вопрос объединения мощностей, очевидно, при этом является наиболее важным. Емкость между проводами выходной и входной цепей устройства приводит к возникновению обратной связи, в результате чего устройство начинает возбуждаться. При приеме радиовещания с использованием такого рода оборудования входящие сигналы, скорее всего, будут искажены, обертоны и полутона будут устранены, а настройка будет сопровождаться свистом при пересечении каждой несущей волны. Помимо емкостной связи между цепями, эту реакцию может также вызвать индуктивная связь трансформаторов, катушек индуктивностей и т. д.

4. Самовозбуждение ламповых усилителей

Одной из наиболее нежелательных особенностей радиочастотного приемника является его склонность к самовозбуждению, иногда называемое осцилляциями. Борьба с осцилляциями была проблемой для всех экспериментаторов, которые хотели увеличить дальность приема с помощью многолампового радиочастотного приемника прямого усиления. Когда мы хотим, сделать прием программ четкими и без помех, то прежде всего надо свести на нет или сделать невозможными осцилляции в радиочастотной цепи. В этом случае приходится иметь дело с типом обратной связи, обычно называемым «емкостной связью» или «емкостной обратной связью».

Эта обратная связь по емкости в схеме имеет место между элементами лампы, когда контуры находятся в точном резонансе. Сетка и анодные элементы лампы, будучи тесно связанными, позволяют схеме создавать и поддерживать самовозбуждение за счет емкости между этими элементами. Излишне говорить, что эта обратная связь по емкости чрезвычайно мала, но ее, тем не менее, достаточно, чтобы полностью разбалансировать цепи и вызвать колебания в межламповых цепях. Таким образом, если один контур или лампа начнет колебаться, то это вызовет аналогичные колебания во второй или третьей лампах, когда контуры этих ламп находятся в резонансе с другими контурами. В этом случае схема будет напоминать регенеративный тип, когда допустимо сверхгенерирование (*spill over*), а установка

будет действовать как передатчик, позволяющий излучать энергию в антенную цепь, которая будет создавать помехи методом биения любому приемнику, способному уловить сигнал из эфира.

Существует несколько широко используемых методов предотвращения самовозбуждения радиочастотных цепей, главным из которых является введение сопротивления в радиочастотные цепи, что, однако, делает невозможным наиболее эффективное использование приемника. Это связано с тем, что сопротивление затрудняет прохождение мельчайших радиочастотных сигналов. Другой метод заключается в использовании потенциометра в цепи нака-

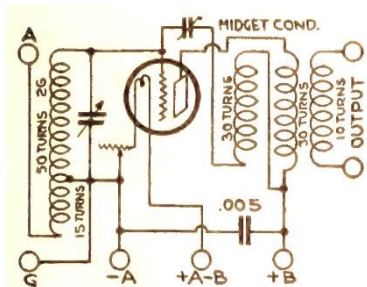


Рис. 3. Наиболее распространенная форма схемы нейтрализации, требующая удлиненной анодной катушки с отводом от ее середины.

Fig. 3. The most common form of neutralization circuit, requiring an elongated anode coil with a tap from its middle

ла, чтобы можно было изменять потенциал сетки. В этом случае, когда возникают колебания, то в цепи допускается установка величины такого

отрицательного потенциала, чтобы перевесить положительную или емкостную обратную связь. Оба эти метода имеют свои определенные ограничения, так как с увеличением количества ламп растет и управляемость колебаний, а точнее, возрастает трудность управления ими.

Профессор электротехники Л. А. Хейзелтин из Технологического института Стивенса (англ. *Stevens Institute of Technology*) в Хобокене (штат Нью-Джерси), в конце концов, разработал метод преодоления проблем, возникающих в многокаскадных приемниках на триодах. Этот метод прекращения колебаний контура известен как метод нейтрализации емкости и использует для этого конденсаторы небольшой емкости.

На практике схема нейтрализации принимала множество форм, наиболее распространенной из которых было отсоединение и удлинение обмотки (рис. 3), питающей анод радиочастотного усилителя так, чтобы напряжение сигнала на нижнем конце было в противоположной фазе и, в идеале, с амплитудой, равной амплитуде на аноде. Подключение небольшого регулируемого конденсатора между нижним концом удлиненной катушки и сеткой позволяло устранить влияние прямой емкости анод — сетка.

5. Радиоприемник SE-1420 Navy

В конце Первой мировой войны Военно-морскому флоту США понадобился радиоприемник, который мог бы работать в присутствии близлежащих искровых передатчиков без помех и обеспечивал бы стабильную работу, пока детектор демоделирует принимаемые сигналы дуговых передатчиков. В состав Вашингтонской военно-морской верфи (*Washington Navy Shipyard*) входила лаборатория радиоразработок, которой руководил Лоуренс Хорл² (*Lawrence C. F. Horle*, 27.05.1892—29.10.1950), эксперт по радио в военно-морском ведомстве. Лаборатория Вашингтонской верфи отвечала за разработку радиоприемников для военно-морского флота США и находилась в ведении Бюро паровой техники (*Bureau of Steam Engineering*), поэтому номера моделей приемников содержали приставку «SE». В этот период времени консультантом Вашингтонской верфи был Луис Хейзелтин, выпускник Института Стивенса, который позже в нем преподавал. Среди его учеников бы и Лоуренс Хорл.

² В 1914 году Хорл получил степень магистра медицины в Технологическом институте Стивенса (*Stevens Institute of Technology*). После окончания учебы Хорл стал преподавателем физического факультета Стивенса, где он оставался до 1916 года, посвятив большую часть своего времени исследованиям характеристик электронных ламп и разработке ламповых схем. После службы в военно-морском флоте он стал главным инженером *De Forest Radio Company* и оставался на этой должности до 1921 года.

Хорл поручил профессору Хейзелтину разработать улучшенный приемник, который не нарушал бы патент Эдвина Армстронга на регенеративный ламповый детектор, права на который принадлежали *RCA*. Разработка Хейзелтина получила обозначение «приемник-разрушитель» *SE-1420* («*destroyer*» receiver), рис. 4. Новая конструкция должна была работать в диапазоне 250—8000 метров (от 37,5 до 1200 кГц). Основная цель заключалась в том, чтобы свести к минимуму помехи от искрового передатчика на ближайшем корабле. Это должно было быть достигнуто двойным поворотом, что означало точную настройку антенного контура и контура сетки электронной лампы. Принимаемые сигналы представляли собой «затухающие волны» от искровых передатчиков и «незатухающие волны» от дуговых передатчиков.

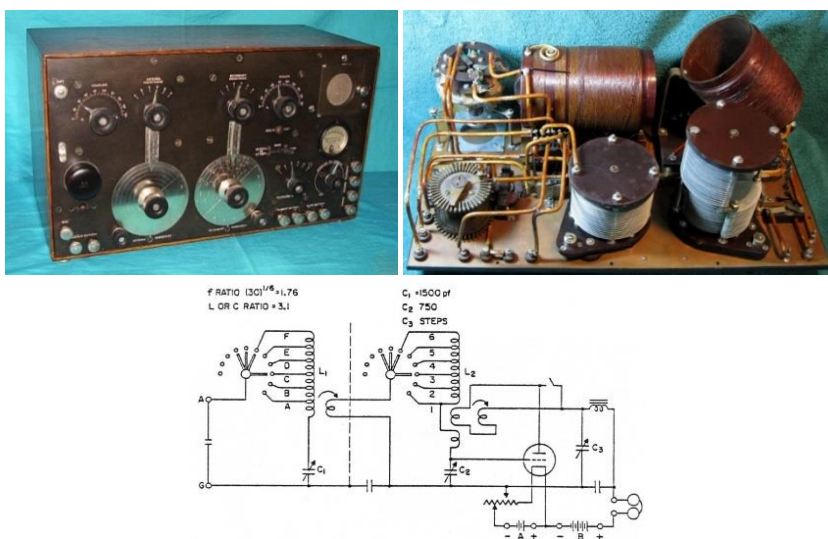


Рис. 4. Внешний вид передней панели и вид изнутри радиоприемника SE-1420 Navy, показывающие основные его особенности. Наиболее заметны две настроенные цепи (первичная C1L1 и вторичная C2L2). На рисунке внизу представлена упрощенная принципиальная схема радиоприемника, показывающая ее основные особенности [7].

Fig. 4. Front panel appearance and interior view of the SE-1420 Navy radio, showing its main features. The most noticeable are the two tuned circuits (primary C1L1 and secondary C2L2). The figure below shows a simplified circuit diagram of a radio receiver, showing its main features [7]

В качестве предыстории этого достижения Хейзелтина следует вспомнить две его предыдущие теоретические работы, представленные в 1917 году и вошедшие в его проект. Один был посвящен конструкции катушки, а другой — обратной связи или регенерации.

Хейзелтин при разработке радиоприемника *SE-1420 Navy* (*SE-1420 Navy radio receiver*) впервые использовал трехконтурный тюнер на вакуумных триодах, и, в частности, для обеспечения высокой чувствительности, регулируемую настройку цепи антенны, цепи детекторной сетки и цепи анода. Затем он использовал полностью экранированный корпус и изолировал цепи первичной и вторичной обмотки антенной катушки, поставив между обмотками экранирующую панель. Такое полное экранирование устранило любые случайные наводки, эффекты ручной емкости или любую связь между двумя цепями. Использование точно настроенного антенного контура помогло улучшить избирательность и уменьшить помехи от соседних частот. «Слабая» связь между первичной и вторичной обмотками антенной катушки обеспечивалась небольшой катушкой, включенной во вторичную цепь и расположенной внутри одного конца первичной катушки. Емкостной связи между первичной и вторичной обмотками антенной катушки удалось избежать за счет экранирования, за исключением катушки связи.

Хейзелтин стремился удалить даже этот оставшийся компонент. Он добавил обратную обмотку на катушку связи, чтобы любая емкостная связь с первичной катушкой была нейтрализована, причем на любой частоте. Позднее это уточнение было признано ненужным и не было включено. Однако позже эта концепция была применена к нейтрализации в ламповом усилителе. Это стало началом создания приемника *Neutrodyne*, благодаря которому и прославился Хейзелтин.

Регенерация, называемая «*TICKLER*»³, обеспечивалась вариометром, встроенным в форму вторичного индуктора. *TICKLER* контролировал чувствительность и, в некоторой степени, избирательность приемника. *TICKLER* также позволил детектору работать как автодинный или колебательный регенеративный детектор. Поскольку детектор колебался на настроенной частоте, это обеспечивало гетеродинное воздействие на входящий сигнал и позволяло демодулировать сигнал непрерывной волны (*CW*) передатчика дуги. При работе в режиме автодина приемнику потребовалось полное экранирование для устранения эффекта ручной нагрузки и прочная конструкция для обеспечения устойчивости.

Хейзелтин разработал свой метод нейтрализации нежелательных колебаний и впервые его использовал для нейтрализации емкостной связи при разработке радиоприемника *SE-1420 Navy*. В этом аппарате все ем-

³ Устройство из двух катушек, одна из которых, небольшая по размерам, под названием *TICKLER* находится внутри другой и вращается осью с передней панели. Этот тип регулируемого трансформатора назывался вариопарой и используется для настройки степени регенерации в радиоприемнике.

костные эффекты между обмотками ответвителя были устранены с помощью дополнительной катушки, намотанной на вторичную и заземленной так, чтобы предотвратить передачу энергии от первичной обмотки к вторичной через емкость между обмотками, рис. 5. В приемнике использовано особое, предпочтительное расположение этих катушек, которое было зафиксировано в полученном Хейзелтином патенте US1450080A [8]. Катушки должны располагаться таким образом, чтобы между ними была возможно минимальная индуктивная связь. Невзирая на то, что электростатическая связь между контурами устранена нейтрализацией паразитной емкости, склонность лампы к генерированию все же останется из-за индуктивной связи между цепью сетки и цепью анода. Важным моментом в нейтротринной схеме является повышающий коэффициент межкаскадных трансформаторов. Эти трансформаторы имеют в 4 раза больше витков провода на вторичной обмотке, чем на первичной. В результате при преобразовании вторичное напряжение увеличивается в четыре раза, что естественно дает дальнейшее усиление. Еще одной важной особенностью трансформаторов является метод настройки их в резонанс с приходящей волной с помощью конденсаторов. Это производится полностью конденсаторами, расположенными поперек вторичных катушек, в результате чего количество элементов управления уменьшается.

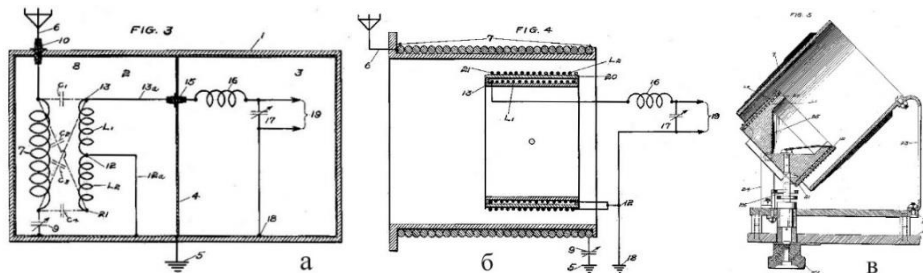


Рис. 5. Устройство катушек индуктивности SE-1420 Navy: а — схема подключения, показывающая устройство нейтрализации емкостной связи между первичной и вторичной цепями радиоприемника; б — поперечное сечение катушек связи и вспомогательной катушки радиоприемника; в — предпочтительное расположение катушек индуктивности под углом $55,74^\circ$

Fig. 5. Design of SE-1420 Navy inductors: а – connection diagram showing a device for neutralizing capacitive coupling between the primary and secondary circuits of the radio receiver; б – cross-section of the communication coils and the auxiliary coil of the radio receiver; в – preferred arrangement of inductors at an angle of $55,74^\circ$

В приемнике SE-1420 Navy схема детектора на электронной лампе была сделана неотъемлемой частью приемника, что устраняло необходимость в этом компоненте как в дополнительном оборудовании. Ненастро-

енная вторичная цепь была исключена, а благодаря тщательному экранированию она стала высокоселективной и защищенной от воздействия местных помех.

Детальное проектирование радиоприемника *SE-1420 Navy* было необходимо, потому что весь флот (и большинство других морских судов) использовал искровые или дуговые передатчики, которые обычно генерировали сигналы очень широкого спектра. Ранние приемники были настолько нечувствительны, а настройка настолько груба, что широкий передаваемый сигнал обычно привлекал внимание. Невозможность одновременной работы близлежащих станций привела к разделению «эфирного времени» — джентльменскому соглашению, которое позволяло большинству операторов беспроводной связи сосуществовать. Однако во время войны ситуация была иной: для лучших и более мощных передатчиков требовались лучшие и более избирательные приемники. По мере совершенствования передатчика с искровым разрядником и сужения его полосы пропускания приемники становились более чувствительными, но не обязательно более избирательными. Они по-прежнему реагировали на преобладающие сигналы довольно широкого спектра. В то время, когда появился *SE-1420 Navy*, его способность функционировать при наличии поблизости искровых и дуговых передатчиков сделала его незаменимым для всех морских судов.

В конце 1919 года было заключено несколько контрактов на приемники *SE-1420 Navy*. Первоначальные контракты заключались в поставке 400 приемников от *AMRAD* (Американская радио и исследовательская корпорация), 400 приемников от *Wireless Specialty Apparatus Company* и 300 приемников от *Sperry Gyroscope Company*. Эти контракты были возобновлены и продлены до 1920 года. В конце 1920 года компания *Westinghouse* разработала свою версию приемника *SE-1420 Navy*, вероятно, для использования компанией *International Radio Telegraph Co.*, одной из ее дочерних компаний. В 1921 году *Westinghouse* представила эту версию военно-морскому флоту для оценки, но контракт им не предложили. Компания *Westinghouse* обозначила свою версию как средневолновой приемник типа *DB*, а затем предложила ее рынку коммерческих пользователей.

6. Радиоприемник «Нейтродин»

Хорошо известно, что в настроенных усилителях радиочастоты очень трудно устранить нежелательные колебания, которые возникают из-за внутренней емкости электронных ламп, когда различные каскады схемы настроены на резонанс для высокого усиления. Это снижает полез-

ность таких усилителей радиочастоты, поскольку из-за этих колебаний возникают трудности в их настройке и приходится ограничивать количество каскадов.

Доступные в то время триодные лампы имели высокую межэлектродную емкость между анодом и сеткой, что позволяло сигналу с анода возвращаться обратно на сетку, заставляя лампу колебаться. Это вызывало в динамике мешающие звуки: визги и свисты.

Профессору Хейзелтину пришла в голову мысль, что принцип нейтрализации, который он разработал для приемника *SE-1420 Navy*, можно применить и к усилителям радиочастоты с настройкой. После экспериментов он разработал приемник *Neutrodyne* [9], в котором передаваемая часть сигнала от анода к цепи сетки с противоположной фазой подавляла обратную связь через межэлектродную емкость. Это предотвращало возникновение самовозбуждения и сохраняло при этом очень точную настройку. Обычно это делалось с помощью дополнительной обмотки на трансформаторах межкаскадной связи.

Вечером 2 марта 1923 года Л. А. Хейзелтин (рис. 6а) прочитал лекцию «Настройка усилителя радиочастот с нейтрализацией связи конденсаторами» (англ. *Tuned radio frequency amplification with neutralization of capacity coupling*) перед собранием Радиоклуба Америки (*Radio Club of America*) Колумбийского университета в Нью-Йорке [10]. Он подробно рассказал о своей работе в течение ряда лет, которая привела его к разработке нейтродинной схемы. Применение этой схемы к проблеме усиления радиочастот — лишь одно из применений нейтродинного принципа, разработанного профессором Хейзелтином. Во время лекции Луисом Хейзелтином был представлен первый нейтродинный радиоприемник для приема широкоэвещательных радиостанций, рис. 6б.

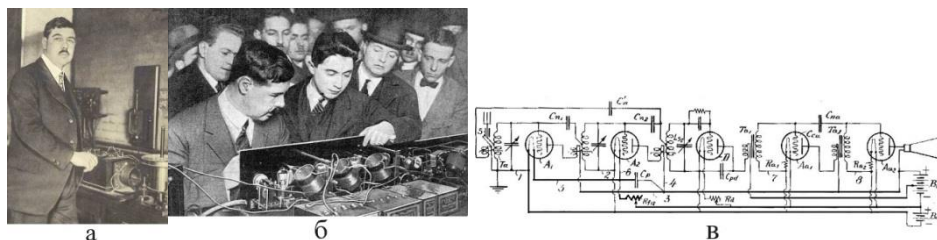


Рис. 6. Профессор Луис Хейзелтин. Хейзелтин и члены Радиоклуба Америки осматривают приемник *Neutrodyne*. Принципиальная схема приемника *Neutrodyne*.

Fig. 6. Professor Louis Haseltine. Haseltine and members of the Radio Club of America inspect a *Neutrodyne* receiver. Schematic diagram of the *Neutrodyne* receiver

Приемник Хейзелтина содержал пять ламповых триодов: две ступени усиления ВЧ, детектор и две ступени усиления звука. На рис. 6б видны

катушки индуктивности межкаскадной связи между ламповыми ступенями, обеспечивающие нейтрализующий сигнал. Катушки установлены между лаповыми триодами по диагонали. Прямоугольные объекты на переднем плане представляют собой батареи типа «В», обеспечивающие напряжение на аноде ламп около 45 В, рис. 66. Это специальные типы батарей с несколькими отводами, позволявшие изменять напряжение на аноде путем включения в цепь большего или меньшего количества ячеек.

Предложенная схема приемника *Neutrodyne* (рис. 6в) позволяла во много раз снизить емкость между анодом и управляющей сеткой благодаря введению в схему дополнительного конденсатора компенсации или нейтрализации («*neutralized*» — отсюда и произошло название «нейтродин»).

В лекции Хейзелтин указал на методы преодоления различных емкостных связей между компонентами схем приемника и усилителя посредством их нейтрализации. Теоретически его метод можно объяснить так, как показано графически на рис. 7. Имеется две цепи *A* и *B*, связанные друг с другом общей металлической шиной *C* и емкостью *D*. В цепи *B* из-за передачи энергии возникает магнитодвижущая сила. За счет емкостной связи происходит передача напряжения и тока. Этот процесс во многих случаях нежелателен, так как снижает эффективность схемы приемника или усилителя.

Чтобы прояснить свой метод нейтрализации этой емкостной связи между цепями, профессор Хейзелтин объяснил использование индуктивности с отводом от середины витков катушки, так как показано на рис. 7 [10]. К точке возмущающего потенциала цепи *B* подключен один конец этой индуктивности, а другой конец подключен к аналогичной точке цепи *A* через регулируемую нейтрализующую цепь. Средний отвод этой системы индуктивности подключен к точке с низким потенциалом цепи *B*. По сути, путь прохождения напряжения и тока такой, как показано стрелками на рис. 7. При этом энергия, создаваемая паразитной емкостной связью *D*, проходит через катушку *E* в одном направлении, а ток и напряжение — через ответвление *F* в противоположном направлении. Энергия поступает в систему индуктивности в противоположном направлении напряжению и таким образом индуктивно нейтрализует влияние соединительной емкости и не вызывает возникновения напряжения на клеммах цепи *B*.

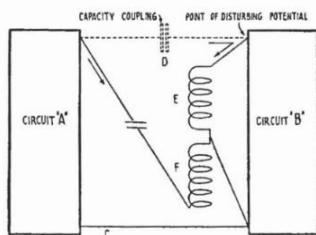


Рис. 7. Профессор Хейзелтин. Теоретическое описание схемы нейтрализации профессора Хейзелтина.

Fig. 7. Prof. Hazeltine. A theoretical presentation of Prof. Hazeltine's neutralizing scheme

На рис. 8 применительно к радиоустройствам показана схема нейтрализации межэлектродной емкости электронных ламп. В этой схеме катушки E и F размещены соответственно в цепях сетки и анода, а центральный отвод подключен к общему соединению накала. Пропускная емкость сетка — анод показана пунктирными линиями. Нейтрализующая емкость подбирается таким образом, чтобы скомпенсировать связь пропускной емкости сетка — анод.

Индуктивности E и F могут быть заменены индуктивностями других элементов, используемых в схеме, такими как, например, первичная и вторичная обмотки радиочастотного трансформатора с воздушным сердечником. Профессор Хазелтайн показал, что характеристики этих трансформаторов влияют на величину уравнивающей нейтрализующей емкости и что в его системе можно использовать трансформаторы с коэффициентом усиления порядка один к четырем. Это позволяет уменьшить емкость нейтрализующего конденсатора примерно до 1 или 2 пФ.



Рис. 8. Применение метода нейтрализации в ламповой схеме: а — принцип нейтрализации в ламповой схеме, б — вид монтажа нейтродина на трех ламповых триодах, в — принципиальная схема нейтродина на трех ламповых триодах.

Fig. 8. Application of the neutralization method in a tube circuit, б — type of installation of a neutrodyne on three tube triodes, в — schematic diagram of a neutrodyne on three tube triodes

На обоих рисунках 7 и 8, емкость, подлежащая нейтрализации или устранению, представлена пунктирными линиями как единая емкость (конденсатор). На практике этот конденсатор может состоять из большого количества небольших конденсаторов, общее количество которых уравнивается нейтрализующей емкостью.

7. Особенности нейтродинных схем радиоприемников

В нейтродинных схемах большое значение имеет точный подбор емкости нейтрализующего конденсатора C_n и взаимное расположение катушек индуктивности между высокочастотными каскадами [11]. Между этими катушками должна быть возможно минимальная индуктивная связь, хотя электростатическая связь между контурами аннулирована нейтрали-

защией паразитной емкости, но склонность лампового триода к генерированию все же останется из-за индуктивной связи между цепью его сетки и цепью анода. Минимальная индуктивная связь между катушками может быть достигнута соответственным взаимным расположением и размещением их на возможно большем расстоянии друг от друга. Экспериментально установлено, что расстояние между катушками должно быть около 15 см. На рис. 9а показано взаимное расположение контуров, где параллельные пунктирные линии обозначают силовые линии катушек. В этом случае силовые линии разных катушек не пересекают друг друга и не происходит переноса энергии от одного контура к другому. На рис. 9б показано неправильное расположение катушек индуктивности на шасси радиоприемника.

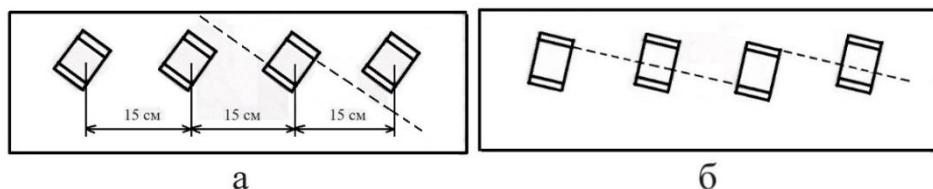


Рис. 9. Расположение катушек индуктивности в нейтродине:
а — правильное, б — неправильное.

Fig. 9. The location of the inductors in the Neutrodyne: а — correct, б — incorrect

Сочетая регенератор с нейтродином в одной схеме, можно собрать приемник на двух вакуумных триодах, который будет иметь отличительные свойства каждого из них: селективность приема и высокую чувствительность на длинных и коротких волнах. С точки зрения чувствительности эта схема равноценна чисто нейтродинной схеме, состоящей из двух каскадов усиления высокой частоты и каскада детекторной лампы. Нейтродинная схема может применяться также и в комбинации с рефлексной и со всеми другими схемами, включающими элементы усиления высокой частоты, где приходится устранять вредное влияние паразитной емкости.

Нейтродин дает значительно более чистый прием и большую избирательность приема, чем регенеративный приемник. Нейтродин на одном триоде по усилению значительно уступает регенератору. Типовая схема нейтродина включает три ламповых триода, из которых два усиливают высокую частоту, а третий — детектирует. Нейтродин с большим числом каскадов усиления высокой частоты работает также устойчиво. Следует отметить, что нейтродин по своей структуре не может быть компактным, так как для предотвращения электромагнитной связи между катушками они, как было сказано выше, должны находиться на возможно большем расстоянии друг от друга и занимать особое взаимное расположение.

С точки зрения дальности приема радиостанций нейтродин уступает только супергетеродинному приемнику.

8. Конец монополии *Hazeltine Corporation*

Компания *Radio Corporation of America* (сокращенно *RCA*) имела 2000 патентов, включая супергетеродинные и регенеративные конструкции Армстронга. Она могла изготавливать радиоаппаратуру на лампах с небольшой межэлектродной емкостью по схемам, на которые другие производители не имели прав. Самым большим препятствием, стоявшим между *RCA* и производством недорогого высокочастотного приемника с тремя шкалами, была серия судебных баталий с группой из 14 фирм. Эта группа была известна как «Независимая радиопроизводственная корпорация» (*Independent Radio Manufacturing Incorporated* или сокращенно *IRM*). Группа имела лицензию на производство приемников *Hazeltine-Neutrodyne*. Первоначально разгорелся спор из-за решения *RCA* не лицензировать другим производителям использование регенеративных схем Армстронга, а затем спор возник со стороны одного из их партнеров, компании *Wireless Specialty Apparatus Company* (*WSA*).

RCA была создана в конце Первой мировой войны с целью не допущения доминирования иностранных интересов, то есть Маркони, в беспроводной связи в Америке. По настоянию военно-морских сил США и президента Вудро Вильсона компания *General Electric* отменила продажу генераторов *Alexanderson* компании *Marconi* и создала новую американскую компанию, основной целью которой стала блокировка мирового доминирования Великобритании во всех коммуникациях — кабельных и беспроводных.

Для достижения этой цели была заключена сложная серия соглашений о перекрестном лицензировании между четырьмя основными держателями патентов в этой области: *General Electric*, *Western Electric*, *Westinghouse* и *United Fruit*:

— *GE* владела патентами на генераторы переменного тока *Alexanderson*, а также долей (включая производственные мощности) компании *American Marconi*;

— *Western Electric* владела правами на патенты на электронные лампы де Фореста и Левенштейна;

— Компания *Westinghouse* владела правами на патенты *Fessenden Heterodyne* и *Armstrong* с «обратной связью»;

— *United Fruit* приобрела *Wireless Specialty Apparatus* в 1912 году. *Wireless Specialty Apparatus* владела патентами на кристаллический детектор, а *United Fruit* владела 22 беспроводными установками по всему миру.

«Первоначальные соглашения между *RCA*, *GE* и *American Marconi* предоставили *RCA* права на эксплуатацию и обслуживание систем связи, продажу радиопродукции и услуг, а также на разработку новых радиотехнологий, но конкретно исключали *RCA* из производства радиотехнической продукции» [12].

«Когда *RCA* осознала, что не может работать без патентов Фессендена и Армстронга, в июне 1921 года компания *Westinghouse* вошла в состав «радиогруппы». Она заключила контракт на производство 40 % аппаратуры, продаваемой *RCA*, в то время как *General Electric* дали заработать 60 %... если какая-либо компания не сможет выполнить свою квоту, она может попросить *Wireless Specialty* произвести для нее продукцию...» [13].

В июне 1922 года компания *Wireless Specialty* пригрозила судебным иском против любой другой компании, производящей или продающей кристаллические детекторы. Компания *Freed-Eisemann Radio Corporation* обратилась в суд, чтобы запретить *Wireless Specialty* публиковать эти угрозы и предъявила иск о возмещении ущерба. Для помощи в этих исках *Freed-Eisemann* собрала в *IRM* группу своих сторонников в лице нью-йоркских производителей кристаллов и заручилась поддержкой известной юридической фирмы *Pennie, Davis, Marvin and Edmunds (PDME)* [14].

9. Нейтродины компании *F. A. D. Andrea, Inc.*

Фрэнк Андреа (*Frank A. D'Andrea*) был первым лицензиатом *Neutrodyne* от независимых производителей радиоприемников. Компания Д'Андреа, производившая кристаллические детекторы, стала первой, кто в конце 1923 года предложил публике нейтродинный приемник. Фрэнк работал в различных отраслях промышленности до того, как заняться изготовлением радиоаппаратуры.

Во время Первой мировой войны Андреа сотрудничал с Ли де Форестом. В 1917 году он работал директором завода Ли де Фореста по производству электронных ламп. В 1920 году он сократил свою фамилию *Д'Андреа* до *Андреа*, чтобы можно было использовать инициалы *F. A. D. A.* в названии своей новой компании по производству кристаллических детекторов. Судебный иск по поводу кристаллических детекторов заставил Андреа заняться производством радиоприемников и комплектов после того, как он стал членом *IRM*.

Одной характерной чертой, которой обладал Фрэнк Андреа, было его предвидение технологических тенденций и будущих рынков. Он понимал, что электронные лампы де Фореста вскоре сделают кристаллические радиоприемники устаревшими.

Компания *F. A. D. Andrea Co. (FADA Radio & Electric Corporation)* в ноябре 1923 г. выпустила по лицензии радиоприемник *Fada 160A*, рис. 9. Это был первый радиоприемник, созданный на основе нейтродинной схемы *Hazeltine*, выход которого примерно на неделю предшествовал выходу на рынок конкурентного приемника *Freed Eisemann NR-5*. *Fada 160A* был собран по рефлексной схеме на 4 ламповых триодах и работал в диапазоне средних волн (*MW*). К приемнику можно было для прослушивания передач подключить через разъемы динамик или наушники. При использовании наушников отключался выходной каскад, и они подключались к третьей лампе (рефлексный каскад, он же предварительный каскад УЗЧ). На передней панели располагался разъем для подключения штеккера динамика. При подключении динамика включалось питание нитей накала четвертой лампы (выходной лампы). Габариты приемника $483 \times 203 \times 203$ мм. В 1924 году *Fada 160A* стоил \$120.

Радиоприемники *F. A. D. Andrea Co.* были хорошо приняты публикой, и их продажи росли. К 1926 году компания произвела около 300 000 радиоприемников.



Рис. 9. Фрэнк Андреа (май 1932 г.), владелец компании *F. A. D. Andrea, Inc.* Общий вид нейтродинного радиоприемника *Fada 160A*. Принципиальная схема нейтродинного радиоприемника *Fada 160A*.

Fig. 9. Frank Andrea (May 1932) is the owner of *F. A. D. Andrea, Inc.* General view of the *Fada 160A* Neutrodyne model radio receiver. Schematic diagram of the *Fada 160A* Neutrodyne model radio receiver

Примерно в конце 1925 года Андреа нанял инженера Льюиса Клемента (*Lewis Clement*), который разработал серию нейтродинных приемников «сверхвысокого класса» (*ultra-high-end*). Основные принципы, ранее использованные при проектировании «без затрат» (*cost-no-object*), были включены в шести-, семи- и восьмиламповые шасси, которые затем были установлены в настольную или напольную модель шкафа. Эти «переработанные» (*over-built*) радиоприемники были дорогими и обеспечивали «первоклассное» (*top-of-the-line*) качество приема передач. Радиоприемники имели как минимум десять различных присоединений к батареям, что

вызывало сложности «подключения» (*hook-up*) при использовании аккумуляторных кабелей.

На рис.10а представлен внешний и внутренний виды, а также принципиальная схема радиоприемника средней ценовой категории типа *Neutrodyne* модель *FADA 192A* производства компании *F. A. D. Andrea Co.* Это пятиламповый радиоприемник прямого усиления с использованием принципа *Hazeltine* в его коммерческой форме. Приемник предназначен для приема широковегательных станций средневолнового диапазона волн (*MW*). В схеме радиоприемника необходимое усиление сигнала получено с использованием пяти ламп: два каскада настроенного усилителя радиочастоты, ламповый детектор и два каскада усиления звуковой частоты с трансформаторной связью. Одна лампа выполняет двойную функцию усилителя звука и радиочастоты. Высоочастотные каскады собраны на ламповых триодах 01A, а два низкочастотных каскада — на ламповом триоде 71A. Следует отметить, что для качественного прослушивания радиоприемника при настройке на радиостанцию используется шесть ручек управления, три из которых являются органами настройки колебательных контуров, одна — установка громкости звука, а две — реостаты нитей накала ламп РЧ и первого каскада ЗЧ. Три регулируемых воздушных конденсатора установлены непосредственно перед высокочастотными трансформаторами, которые расположены под углом друг к другу так, чтобы между ними не существовало электромагнитной связи, рис.10б.

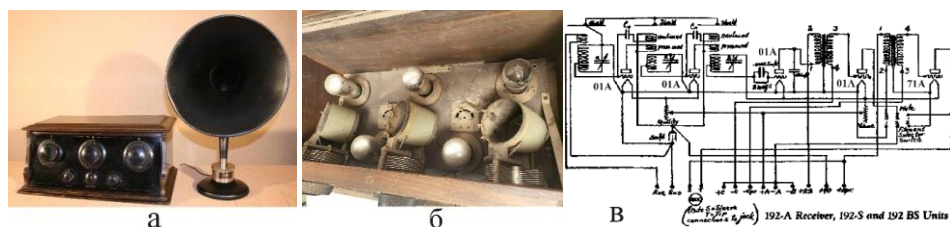


Рис. 10. Внешний и внутренний виды (а, б), а также принципиальная схема (в) радиоприемника типа *Neutrodyne* модель *FADA 192A*, производства компании *F. A. D. Andrea Co.*

В приемнике имеются три трансформатора с воздушным сердечником и настроенными вторичными обмотками. Левый трансформатор работает в антенной цепи, два других используются для настроенных ВЧ-трансформаторов межкаскадной связи.

Fig. 10. External and internal views (a, б), as well as a schematic diagram (в) of a Neutrodyne type radio receiver model *FADA 192A*, manufactured by *F.A.D. Andrea Co.* The receiver contains three air-core transformers with tuned secondary windings. The left transformer operates in the antenna circuit, and the other two are used for tuned interstage RF transformers

У модели *FADA 192A* была интересная функция: на низкочастотные ламповые сетки можно было подавать отдельное отрицательное напряже-

ние «С», что позволяло повысить эффективность выходного каскада и улучшить качество прослушивания. К приемнику для прослушивания передач большой аудиторией можно было подключить рупорный динамик типа *RE-CREATOR* с раструбом диаметром 36 см и общей высотой 58 см.

Нейтрализующие конденсаторы в радиоприемнике установлены между регулируемыми конденсаторами и трансформаторными блоками. Довольно сложно представить себе переменный конденсатор такой маленькой емкости, как 1 пФ. Конструкция такого конденсатора является несложной. Как показано на рис. 11, он состоит из изолированной втулки, в которую вставлены два отрезка провода с расстоянием между их концами внутри втулки около 1/8 дюйма. Снаружи изолирующей втулки, над концами двух проводов по ее длине устанавливается металлическая трубка для регулировки. Полученный конденсатор представляет собой металлическую трубку с двумя проводами.

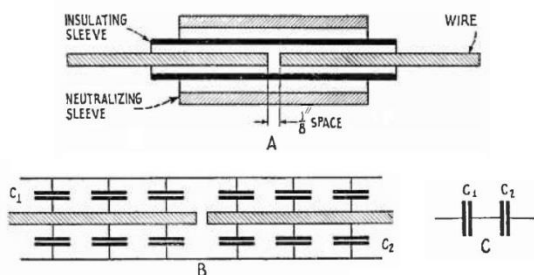


Рис. 11. Нейтрализующий конденсатор: А — устройство, В — схематическое изображение емкости конденсатора, С — результирующая емкость представляет собой последовательную емкость двух стержней с нейтрализующей втулкой образует конденсатор, показанный на В.

Fig. 11. Neutralizing capacitor: А — device, В — schematic representation of the capacitance of the capacitor, С — the resulting capacitance is the series capacitance of two rods with a neutralizing sleeve forming the capacitor shown in В

Готовый конденсатор подлежит настройке. Регулировка нейтрализующих конденсаторов производится экспериментально по сильному сигналу путем медленного выворачивания проволоки из трубки до положения, когда будет получена требуемая емкость. Во время испытаний конденсатор тщательно настраивают для конкретных типов используемых электронных ламп. После того, как этот конденсатор будет настроен, его герметизируют.

В конце 20-х годов XX века *F. A. D. Andrea, Inc.* была куплена инвесторами и обанкротилась в начале 30-х годов. К этому времени Фрэнк Андреа уже основал новую компанию *Andrea Radio Corp.*, и эта компания продолжала существовать и работать десятилетиями.

10. Нейтродины компании *Freed-Eisemann Radio Corporation*

Компания *Freed-Eisemann*⁴ через своего юриста по PDME Уолтера Расса (*Walter C. Russ*) узнала о работах профессора Луиса Хейзелтина, который разработал способ стабилизации настроенного усилителя радиочастоты. Новая схема Хазелтайна, по мнению членов *IRM*, открывала перед ними новые возможности при условии ее запуска в коммерческую эксплуатацию. В этом случае члены *IRM* могли бы отказаться не только от кристаллов, но и от регенеративной схемы, которой владел *Westinghouse*, и при этом создать новую «нейтродинную систему».

Совладелец компании *Freed-Eisemann* Джозеф Фрид (*Freed Joseph David Roth*) отказался от покупки лицензии у Хейзелтина на нейтродинный приемник и решил разработать свою конструкцию.

Фрид предложил метод для устранения эффектов паразитной связи в приемнике, которые обусловлены собственной емкостью электродов сетка — анод аудионной лампы на основе балансировки собственной емкости между связанными с ними цепями, рис. 12. Метод, лежащий в основе этого изобретения, позволил избежать необходимости тщательной настройки электромагнитных потенциалов, разработанных и используемых в схемах нейтрализации, применявшихся до этого. Это значительно упростило изготовление и настройку различных частей схемы относительно друг друга. На свою разработку Фрид получил патент *US1727103A* [15].

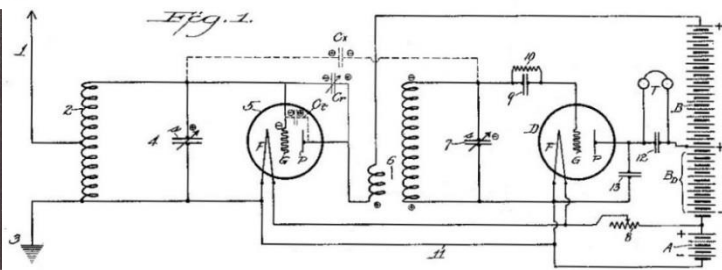


Рис. 12. Джозеф Фрид. Принципиальная схема нейтродинного радиоприемника Фрида, 1924 г. Рисунок из патента *US1727103A* с приоритетом от 19 июля 1924 г.

Fig. 12. Joseph David Roth Freed. Schematic diagram of a Freed heterodyne radio receiver. 1924. Drawing from patent *US1727103A* with priority dated July 19, 1924

Используя публикации Хейзелтина, Джозеф Фрид пошел в своих изысканиях дальше и разработал прототип нейтродинного приемника, ко-

⁴ В середине 1921 года Джозеф Фрид основал компанию *Radio Manufacturing Company*, которая производила популярный кристаллический радиоприемник под названием *Marvel*. Продажи были настолько высокими, что ему потребовался капитал для расширения, и в январе 1922 года он слился с работодателем своего брата Артура, Александром Эйзманом (*Alexander Eisemann*), и образовал радиокорпорацию *Freed-Eisemann Radio Corporation*.

торый прекрасно работал, рис. 13. При разработке приемника было хорошо известно, что в настроенных многокаскадных усилителях радиочастоты необходимо исключить все связи между последовательными соединенными каскадами. Эта связь может быть магнитной, емкостной или реактивной, или же она может быть обусловлена всеми тремя видами связи. Фрид предложил свою теорию негативных связей в приемнике и борьбу с ними.

Магнитную связь, как известно, можно устранить, например, разместив катушки индуктивности, содержащиеся в нескольких цепях, в правильном отношении друг к другу. Емкостную связь, которая может возникнуть, например, из-за внутренней емкости термоэмиссионных ламп, используемых в схеме, можно избежать, например, путем правильной нейтрализации или балансировки этих емкостных эффектов между каскадами. Главным в его теории явлось рассмотрение такой негативной связи, как реактивная. На эту связь не обращали внимание Хейзелтин и другие разработчики радиоаппаратуры.

Реактивная связь в схемах обычно возникает из-за того, что разные каскады схемы усилителя имеют определенные общие выводы. Поскольку в некоторых из этих общих выводов протекают токи высокой частоты и эти выводы имеют определенную индуктивность, в них устанавливаются напряжения реактивного сопротивления. Эффект этих напряжений заключается в том, что, например, напряжение реактивного сопротивления, создаваемое током, протекающим в одном каскаде, будет влиять на ток, который имеет тенденцию течь нормально из другого каскада через тот же проводник, тем самым модулируя его ненадлежащим образом и вызывая нежелательную связь между двумя каскадами. Такая реактивная связь неизбежно возникает, в частности, в проводах между схемами усилителя и батареями, которые по практическим соображениям обычно являются общими для всех каскадов. Поскольку эти выводы имеют значительную длину, они обладают большой индуктивностью, которая может представлять собой значительное реактивное сопротивление на высоких частотах и, таким образом, обеспечивать существенную связь между несколькими радиочастотными каскадами. Этой связи бывает достаточно для создания нежелательных колебаний, несмотря на тот факт, что все другие связи могут быть устранены с помощью подходящих средств, известных в данной области техники.

Для устранения реактивной связи Фрид предложил для развязки каскадов приемника по питанию включать между каскадами (радиочастоты и детекторным) конденсатор большой емкости (на рис. 13 конденсатор 22). Значение конденсатора 22 не является критическим, но он определил его емкость в 1 мкФ. Чем больше величина емкости этого конденсатора,

тем меньше будет эффект связи между двумя каскадами. Уменьшать этот эффект связи необходимо лишь до такой степени, чтобы собственные потери в цепи предотвращали развитие автоколебаний. Фрид на основании своей теории разработал соответствующую схему приемника прямого усиления, на которую получил патент *US1671959A* и внедрил его в реальную конструкцию [16].

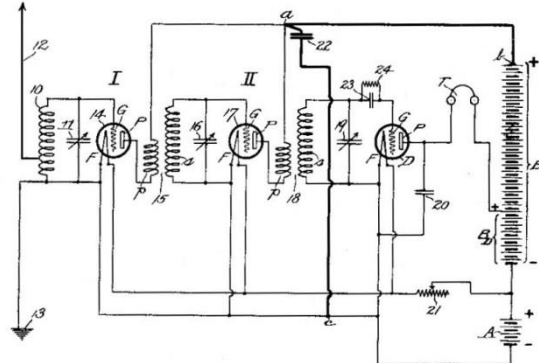


Рис. 13. Принципиальная схема нейтродинного приемника с развязкой по питанию между каскадами по патенту *US1671959A* Джозефа Фрида с приоритетом от 18 июля 1924 г.

Fig. 13. Schematic diagram of a neutrodyne receiver with power isolation between stages according to the patent *US1671959A* by Joseph Fried, with priority dated July 18, 1924

Первый нейтродинный радиоприемник *NR-5* компании *Freed-Eisemann* по патенту *US1671959A* появился на рынке в декабре 1923 года. Компания извлекла из этого максимум пользы. Продажи *NR-5* увеличили прибыль *Freed-Eisemann Co.* за 1923 год в сто раз больше, чем в 1922 году.

Средневолновой приемник *Freed-Eisemann NR-5* стал стандартной конструкцией для остальных ранних *Neutrodyne*. Схема *NR-5* содержала пять ламп, две ступени УРЧ, детекторную ступень и две ступени УЗЧ, рис. 14. Изначальным комплектом ламп, рекомендованным производителем, были ламповые триоды *UV201A* во всех его модификациях. Для питания требовались аккумуляторные или сухие батареи на 6 В и 2 × 45 В. Габариты приемника 771 × 229 × 203 мм. Стоил *Freed-Eisemann NR-5* \$33,75.

Две из ранее выпущенных моделей, *Fada 160A* и *Garod RAF*, представляли собой четыре комплекта ламп с двумя каскадами РЧ, детектором, одним каскадом ЗЧ и вторым рефлексным ЗЧ. Это были единственные комплекты *Neutrodyne* с рефлексом. Первоначальное использование рефлексной цепи Хейзелтином объясняется тем, что, когда в 1922 году разрабатывалась запатентованная модель, покупатель радиоприемника привык видеть трехламповую конфигурацию. Кроме того, в то время цена

ламп все еще была очень высокой, а ток накала составлял 1 А на каждую лампу, что требовало частой подзарядки аккумулятора.

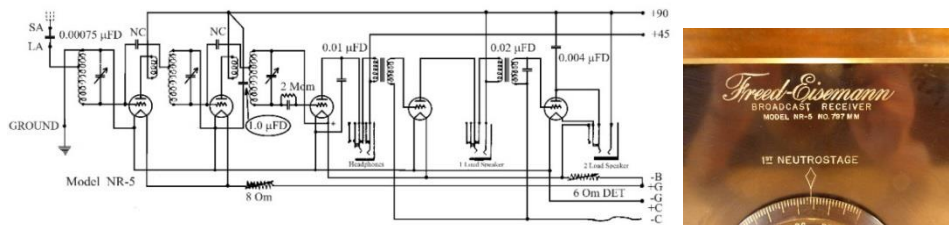


Рис. 14. Принципиальная схема промышленного нейтродинного приемника NR-5 Freed-Eisemann Co. по патенту US1671959A Джозефа Фрида. 1923 г.

Fig. 14. Schematic diagram of the Freed-Eisemann Co. NR-5 industrial neutrodyne receiver, based on Joseph Freed's patent US1671959A. 1923

Дополнительные затраты на лампы и зарядку аккумуляторов сделали продажу этого набора более трудной по сравнению с регенеративным набором с тремя лампами. К тому времени, когда эти радиоприемники появились на рынке, уже были доступны лампы с током накала $\frac{1}{4}$ ампера, и цены на лампы падали. Также рефлексная цепь имела патентные обязательства. Еще одной особенностью, характерной для большинства нейтродинов, была установка ВЧ-катушек на задней стороне настроечных конденсаторов. Все они были установлены под одинаковым углом, и между катушками нет связи. Эта конструкция стала еще одной запатентованной инновацией Хейзелтина. Типичная конструкция того времени заключалась в том, чтобы катушки были установлены на разных осях: вертикальной, горизонтальной и спереди назад. Хейзелтин пошел еще дальше и разработал формулу, позволяющую рассчитать то, что он назвал «критическим углом» 55,74 градуса. Схема включала в себя обратную катушку и небольшой конденсатор «Нейтродон» (*Neutrodon Neutralizing Condenser*), который одним выводом подключался к сетке, другим — к соответствующему выводу катушки.

Первые модели *Neutrodyne* начали поступать на рынок в марте 1923 года с *Fada 160A*, а вскоре после этого в продаже появились радиоприемники *Garod RAF* и *Freed-Eisemann NR-5* (рис. 15).



Рис. 15. Общий вид приемника *Neutrodyne Patent Freed-Eisemann NR-5*.

Ручки настройки со шкалой. Внутренний вид приемника. Реклама приемника NR-5 (1923 г.).

Fig. 15. General view of the Neutrodyne Patent Freed-Eisemann NR-5 receiver. Adjustment knob with scale. Internal view of the receiver. Advertisement for the NR-5 receiver (1923)

К 1927 году *RCA* построила свою линейку радиоприемников на лампах *UV201A*. С супергетеродинами верхнего ценового ряда *Radiola 20* была отнесена к среднему ряду, а маленький регенеративный приемник *Radiola IIIA* — нижней ценовой категории, который был доступен до февраля 1927 года. Эти радиоприемники занимали значительную долю рынка. Следующая модель, *Radiola 17*, питаемая переменным током, содержала новые лампы *AC-26*, которые выглядели и работали так же, как *UV201A*. Межэлектродная емкость и усиление *AC-26* были почти идентичны таковым у *UV201A*. Вновь разработанные схемы настройки и узел переменных конденсаторов *Radiola 16* работали на лампах *UV201A*, но для их работы подходили и новые лампы *AC-26*. Радиоприемник с одной шкалой и пятью лампами *UV201A* и одной лампой *112A*, возможно, в 1927 году казался тривиальным, почти непривлекательным, но он проложил путь к *Radiola 17*, первому практическому комплекту переменного тока в США, предназначенному для использования ламповых триодов переменного тока.

К несчастью для *RCA*, успех *Radiola 17* был недолгим. Чтобы избежать еще одного дня суда с Хейзелтином, *RCA* делала попытки использовать распределенную «пространственную емкость» для обеспечения нейтрализующей обратной связи, с целью снизить нестабильность в работе *Radiola 17*. Но они не увенчались успехом. Что еще хуже, в ноябре 1927 года Хейзелтин подал иск против *RCA*, заявив о нарушении его патента *US1533858A*. Дело рассматривалось в 1930 году, а решение было вынесено в сентябре 1931 года. Судья Вулси (*Woolsey*) из Окружного суда США Южного округа Нью-Йорка постановил, что две модели, *Radiola 16* и *Radiola 17*, нарушают патент Хейзелтина на нейтрализацию анодной цепи [17].

Это был не первый случай, когда *RCA* проиграла в суде *Hazeltine Corporation*, и не последний. Сочетание юридической хватки *PDME*, электронных способностей профессора Хейзелтина, делового чутья и абсолютного дара находить и развивать молодые таланты создало компанию, которая стала «главным конкурентом *RCA* в создании и лицензировании радиоизобретаний» [4, р. 190].

Появление лампы с экранной сеткой в 1929 году сделало ненужными схемы нейтрализации и положило конец монополии *Hazeltine Corporation* в этой области.

11. Радиоприемники *Atwater Kent Manufacturing Company*

Торговая марка *Atwater Kent Manufacturing Company* была очень широко известна в 1920-х годах не только на родине компании (США), но и за рубежом. Радиоприемник компании *Atwater Kent (A-K) Model 20C* относится к классике радиоустройств, выпущенных в 1925 году.

Владелец *Atwater Kent Co.* Артур Кент (*Arthur Atwater Kent*, 03.12.1873—04.03.1949) был одним из самых уважаемых предпринимателей в раннем американском производстве радиоаппаратуры. В начале века он стал очень успешным производителем автомобильных электрических компонентов, производящим высококачественные металлические штамповки и бакелитовые молдинги⁵. В 1907 году Артур Кент изобрел одноискровую систему автоматического опережения зажигания, которая используется до сих пор. Когда в начале 1920-х годов радио стало популярным, а его специализированный рынок автомобильных компонентов начал падать, у него появились хорошие возможности для производства качественных радиодеталей с идеальной отделкой, включая вариометры и трансформаторы.

Бакелитовые молдинги Артура Кента были великолепно изготовлены, а их насыщенный коричневый цвет вместе с полированным металлом стал почти торговой маркой. К 1923 году он начал производить радиоприемники без корпусов, под названием «макетные платы» (*Breadboards*). Компоненты таких приемников устанавливались на полированных основаниях из красного дерева. Необычный монтаж приемника в сочетании с лакированным красным деревом и с прекрасно обработанным бакелитом и металлом представлял очень привлекательную конструкцию.

Первый радиоприемник типа *Breadboards* имел название «*Radiodyne*». Через пару недель оказалось, что название «*Radiodyne*» принадлежит компании *Western Coil Company* из Расина (*Racine*, штат *Wisconsin*). К этому времени было продано несколько макетов *Radiodyne*. *Atwater Kent Co.* была вынуждена быстро сменить название на *Model 10*.

Model 10 оказалась самым успешным макетом. Приемник был собран на 5 ламповых триодах и состоял из двух радиочастотных каскадов, детектора утечек сетки и двух аудиокаскадов. Схема приемника не содержала элементов нейтрализации каскадов по патентам *Hazeltine*. Кент отказался платить роялти корпорации *Hazeltine* за права на патенты *Neutrodyne* и поэтому в приемниках *Atwater Kent Co.* использовалась простая схема стабилизации сеточным резистором. Макет радиоприемника, спроектированный как простой и утилитарный, позволил снизить цены и легко заменять детали.

Радиоприемник *Model 10* был в 1923 году одним из лучших в линейке *Atwater Kent Co.* и продавался по цене 80 долларов. Открытый дизайн макета с соединительными проводами, скрытыми под красивой деревянной отделкой, был отличительной чертой А-К. Розничными местами продаж радиоприемников в то время были магазины фортепиано и музыкальных инструментов, универмаги, автосалоны и другие предприятия, не относящиеся к

⁵ Молдинг — декоративная деталь в виде накладной выпуклой планки. Используется для декорирования различных поверхностей.

радиотехнике. Фабрика *Atwater Kent Co.* располагалась в Филадельфии. Некоторые приемники производились только с двумя регуляторами настройки, но стандартом в то время был классический приемник с тремя регуляторами настройки, производимый буквально сотнями производителей.

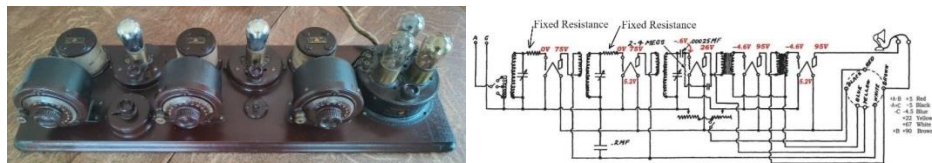


Рис. 16. Общий вид радиоприемника *Model 10* и его принципиальная схема. 1923 г.

Fig. 16. General view of the *Model 10* radio receiver and its circuit diagram. 1923

К концу 1924 года публика постепенно потеряла интерес к радиоприемникам в стиле «техно», поэтому Артур Кент взял *Модель 10* и поместил ее в обычный корпус из красного дерева. Этот приемник хорошо продавался в торговой сети под названием «*Model 20*». В приемнике использовались ламповые триоды *Cunningham balloon-type 01A* [18]. Габариты приемника *Модель 20* составляли 660 × 203 × 203 мм. Первые экземпляры *Модель 20* продавались по \$100.



Рис. 17. Артур Кент. Общий вид радиоприемника *Model 20* с рупорным динамиком. Вид задней части шасси.

Fig. 17. Arthur Atwater Kent. General view of the *Model 20* radio with horn speaker. View of the rear of the chassis

В радиоприемнике *Model 20* настройка двух радиочастотных каскадов и детекторного каскада осуществлялась с помощью трех отдельных ручек на передней панели. Диски ручек откалиброваны от 0 до 100. Небольшая ручка между двумя большими дисками представляла собой переключатель ответвлений антенны.

12. Заключение

Нейтродин положил конец фактической монополии *RCA* на производство коммерческих радиоприемников и открыл конкуренцию. По сравнению с технически более совершенным супергетеродином, нейтродин

был дешевле в изготовлении. Этот радиоприемник считался более простым в использовании для владельцев, не обладавших техническими знаниями, которые требовались для ранних супергетеродинов. В изготовленном нейтродинном приемнике необходимо было каждый его каскад в начале настроить, а потом нейтрализовать и отрегулировать для устранения обратной связи. После этого приемник переставал производить паразитные колебания, вызывающие неприятные визги.

В 1924 г. Луис Хейзелтин основал компанию *Hazeltine Corporation*, которой и продал свой патент нейтродинного приемника. Нейтродин был первым коммерческим приемником, пригодным для приема радиовещательных программ. В 1920-е годы нейтродинные приемники производились более чем 20 фирмами, и Хейзелтин получил на 1927 г. около \$3 млн в виде роялти от лицензий. Приемник «Нейтродин» продавался так хорошо, что 14 компаний, имеющих лицензию на его производство, не могли справиться с заказами. К 1927 году около 10 млн. таких приемников использовалось радиослушателями США.

В линейке 1923 года прейскурантная цена на *Neutrodyne* составляла около \$150 за радиоприемник, который был проще в эксплуатации и мог превосходить по чувствительности продукцию *RCA Radiola*, прейскурантная цена которой достигала \$275 за *Radiola IV* и \$350 за *Radiola Grand*. Нейтродинные приемники выпускались до 1928 г., пока их окончательно не вытеснили супергетеродины.

Революционная схема радиоприемника «Нейтродин» в начале 20-х годов XX века позволила достичь невозможного. В этом типе приемника нейтрализуется емкостная связь цепей и обеспечивается очень эффективное усиление радиочастот даже на коротких длинах волн. По сути, этот метод нейтрализации емкостей связи исключает обычную регенерацию цепи. Главной особенностью нейтродина являлась простота эксплуатации и отсутствие визгов, которые обычно сопровождают работу многолампового радиоприемника прямого усиления.

Преимущество нейтродинного приемника в сравнении с регенеративным детектором заключалось в том, что детекторную лампу можно заставить колебаться для приема непрерывных волн без переизлучения энергии, которое всегда вызывает помехи для других приемных станций поблизости. Благодаря эффекту нейтродина колебания остаются в цепи детектора, поскольку связь между различными каскадами отсутствует.

Нейтрализация емкости лампы нашла применение в радиосхемах, где автоколебания нежелательны. Применительно к нерегенеративным приемникам нейтрализация исключает любые внутренние средства, посредством которых может произойти регенерация, и поэтому контрастиру-

ет с такими устройствами, как потенциометры, которые просто ослабляют регенеративный эффект.

Список литературы

1. Leggett P. Receiver Techniques of the 1920s. Part 4 // BVWS Bulletin. 1992. Vol. 17, no. 5. P. 62.
2. Wheeler H. A. Method and means for eliminating capacitive coupling. Patent US587757494. Patented May 6, 1930. Application, filed February 27, 1925.
3. Wheeler, H. A. Hazeltine the Professor. Greenlawn, New York : Hazeltine Corp., 1978. P. 106.
4. The early days of Wheeler and Hazeltine Corporation – profiles in radio and electronics. Greenlawn NY : Hazeltine Corporation, 1982. 432 p.
5. Wheeler H. A. Volume control. Patent US1879861. Patented Sept 27, 1932. Original application filed. July 7, 1927.
6. Wheeler H. A. Visual resonance indicator. Patent US2080646. Patented May 18, 1937. Application July 7, 1927.
7. Wheeler H. A. Hazeltine : The Professor // Radio Age. 1978. Vol. 4, no. 4. P. 3–4.
8. Hazeltine L. A. Method and electric circuit arrangement for neutralizing capacity coupling. Patent US1450080. Patented Mar. 27, 1923. Application filed August 7, 1919.
9. Hazeltine L. A. Wave signaling system. Patent US1648808. Patented Nov. 8, 1927. Application filed February 27, 1925.
10. Stark K. H. The “Neutrodyne” Receiving System // Radio Broadcast. 1923. Vol. 3, no. 1. P. 38–41.
11. Книшинский И. Л. Нейтродин // Техника связи. 1927. № 8-9. С. 41—42.
12. Wenaas E. P. Radiola : The Golden Age of RCA, 1919–1929. Sonoran Pub, 2007. P. 29.
13. Douglas A. Radio Manufacturers of the 1920's. Vol. 3. Vestal, NY : Vestal Press, 1991. P. 7.
14. Douglas A. Radio Manufacturers of the 1920's. Vol. 2. Vestal, NY : Vestal Press, 1991. P. 2.
15. Roth F. J. D. Balanced radioreceiver. Patent US1727103A. Patented September 3, 1929. Application filed July 19, 1924.
16. Roth F. J. D. Means for eliminating reactive coupling in radio circuits. Patent US1671959A. Patented May 29, 1928. Application filed July 18, 1924.
17. Hazeltine Corporation v. Radio Corporation of America.
URL: <https://case-law.vlex.com/vid/hazeltine-corporation-v-radio-890779111> (13.04.2024).
18. Thompson R., Gonshor D. The Atwater Kent Radiodyne // Antique Radio Classified, 1999. Vol. 16, no. 9. URL: http://www.antiqueradio.com/atwater-kent_09-99.html (06.05.2024).

Информация об авторе

Пестриков Виктор Михайлович, д. т. н., профессор Санкт-Петербургского государственного института кино и телевидения, г. Санкт-Петербург, Российская Федерация. ORCID 0000-0003-0466-881X.

Neutrodyne

V. M. Pestrikov

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

Received: May 7, 2024

Peer-reviewed: May 13, 2024

Accepted: May 13, 2024

Abstract: The Neutrodyne was a special type of radio receiver that predated the superheterodyne. It introduced a small anti-phase signal by adding small windings on tuned anode coils. This neutralized the interelectrode capacitance of vacuum triode tubes. Hazeltine-Neutrodyne receivers essentially did away with the high-pitched screeching sounds that characterized AM radios of the era. This ended RCA's dominance of the commercial radio industry. Neutrodyne was easier to make and cheaper to buy. More importantly, it was easier to manage. It took more than 5 years for the prices of vacuum tubes to drop so much that the superheterodyne became in demand in everyday life.

Keywords: Louis Hazeltine, Harold Wheeler, SE-1420 Navy radio, harmful vibrations, neutralization, neutrodyne, Frank A. D'Andrea, Fada 160A Neutrodyne, Freed-Eisemann Radio Corporation.

For citation (IEEE): V. M. Pestrikov, "Neutrodyne," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 7, no. 3, pp. 558–589, 2024, doi: 10.xxxxx/2587-9936.2024.07.3.36. (In Russ.).

References

- [1] P. Leggatt, "Receiver Techniques of the 1920s. Part 4," *BVWS Bulletin*, vol. 17, no. 5, p. 62, 1992.
- [2] H. A. Wheeler, "Method and means for eliminating capacitive coupling," Patent US17757494. Patented May 6, 1930. Application, filed February 27, 1925.
- [3] H. A. Wheeler, *Hazeltine the Professor*. Greenlawn, New York : Hazeltine Corp., 1978, p. 106.
- [4] *The early days of Wheeler and Hazeltine Corporation – profiles in radio and electronics*. Greenlawn NY : Hazeltine Corporation, 1982.
- [5] H. A. Wheeler, "Volume control," Patent US1879861. Patented Sept 27, 1932. Original application filed. July 7, 1927.
- [6] H. A. Wheeler, "Visual resonance indicator," Patent US2080646. Patented May 18, 1937. Application July 7, 1927.
- [7] H. A. Wheeler, "Hazeltine : The Professor," *Radio Age*, vol. 4, no. 4. pp. 3–4, 1978.
- [8] L. A. Hazeltine, "Method and electric circuit arrangement for neutralizing capacity coupling," Patent US1450080. Patented Mar. 27, 1923. Application filed August 7, 1919.
- [9] L. A. Hazeltine, "Wave signaling system," Patent US1648808. Patented Nov. 8, 1927. Application filed February 27, 1925.

- [10] K. H. Stark, "The 'Neutrodyne' Receiving System," *Radio Broadcast*, vol. 3, no. 1, pp. 38–41, 1923.
- [11] I. L. Knyshinsky, "Neutrodyne," *Tekhnika svyazi*, no. 8-9, pp. 41–42, 1927. (In Russ.).
- [12] E. P. Wenaas, *Radiola : The Golden Age of RCA, 1919–1929*, p. 29, Sonoran Pub, 2007.
- [13] A. Douglas, *Radio Manufacturers of the 1920's*, vol. 3, P. 7, Vestal, NY : Vestal Press, 1991.
- [14] A. Douglas, *Radio Manufacturers of the 1920's*, vol. 2, P. 2, Vestal, NY : Vestal Press, 1991.
- [15] F. J. D. Roth, "Balanced radioreceiver," Patent US1727103A. Patented September 3, 1929. Application filed July 19, 1924.
- [16] F. J. D. Roth, "Means for eliminating reactive coupling in radio circuits," Patent US1671959A. Patented May 29, 1928. Application filed July 18, 1924.
- [17] *Hazeltine Corporation v. Radio Corporation of America*.
URL: <https://case-law.vlex.com/vid/hazeltine-corporation-v-radio-890779111> (13.04.2024).
- [18] R. Thompson and D. Gonshor, "The Atwater Kent Radiodyne," *Antique Radio Classified*, 1999. Vol. 16, no. 9.
URL: http://www.antiqueradio.com/atwater-kent_09-99.html (06.05.2024).

Information about the author

Viktor M. Pestrikov, Dr. Tech. Sc., Professor, St. Petersburg State University of Film and Television, St. Petersburg, Russian Federation. ORCID 0000-0003-0466-881X.