

ISSN 1810-3189 (print)
ISSN 2782-294X (online)
Подписной индекс 72674

ФИЗИКА ВОЛНОВЫХ ПРОЦЕССОВ И РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ

**PHYSICS OF WAVE PROCESSES
AND RADIO SYSTEMS**

2023

**Том 26 | Vol. 26
N° 4 | No. 4**

ФИЗИКА ВОЛНОВЫХ ПРОЦЕССОВ И РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ

PHYSICS OF WAVE PROCESSES AND RADIO SYSTEMS

Периодическое печатное издание, журнал
2023. Том 26, № 4 (104)

Журнал включен в Перечень рецензируемых научных изданий, в которых должны быть опубликованы основные научные результаты диссертаций на соискание ученой степени кандидата наук, на соискание ученой степени доктора наук.

Журнал включен в библиографические базы данных ВИНТИ (<http://www.viniti.ru>), ULRICH'S Periodical Directory (<http://www.ulrichsweb.com>), РИНЦ (<https://www.elibrary.ru>) и DOAJ (<https://doaj.org>).

Учредители и издатели журнала:

федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования
«Самарский национальный исследовательский университет имени академика С.П. Королева»
федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования
«Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики»

Главный редактор:

д.ф.-м.н., проф. *Клюев Д.С.*

Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики (г. Самара, Россия)

Зам. главного редактора:

д.ф.-м.н., проф. *Ивахник В.В.*

Самарский национальный исследовательский университет имени академика С.П. Королева (г. Самара, Россия)

Редакционная коллегия:

д.ф.-м.н., проф. *Бобрешов А.М.*

Воронежский государственный университет (г. Воронеж, Россия)

д.т.н., проф. *Бузов А.Л.*

АО «Самарское инновационное предприятие радиосистем» (г. Самара, Россия)

проф. *Ван Лил Э.*

Лёвенский католический университет (г. Лёвен, Бельгия)

д.т.н., проф. *Волобуев А.Н.*

Самарский государственный медицинский университет (г. Самара, Россия)

д.т.н., проф. *Воскресенский Д.И.*

Московский авиационный институт (государственный технический университет) (г. Москва, Россия)

акад. РАН, д.ф.-м.н., проф. *Гуляев Ю.В.*

Институт радиотехники и электроники имени В.А. Котельникова РАН (г. Москва, Россия)

д.т.н., проф. *Дмитриков В.Ф.*

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций
имени проф. М.А. Бонч-Бруевича (г. Санкт-Петербург, Россия)

член-корр. РАН, д.ф.-м.н., проф. *Иванов Д.В.*

Поволжский государственный технологический университет (г. Йошкар-Ола, Россия)

д.ф.-м.н., проф. *Ильинский А.С.*

Московский государственный университет имени М.В. Ломоносова (г. Москва, Россия)

д.т.н., проф. *Кузаев Г.А.*

Норвежский университет естественных и технических наук (г. Тронхейм, Норвегия)

д.т.н., проф. *Мещанов В.П.*

Саратовский национальный исследовательский государственный университет имени Н.Г. Чернышевского (г. Саратов, Россия)

д.т.н., проф. *Морозов Г.А.*

Казанский национальный исследовательский технический университет имени А.Н. Туполева (г. Казань, Россия)

д.т.н., проф. *Морозов О.Г.*

Казанский национальный исследовательский технический университет имени А.Н. Туполева (г. Казань, Россия)

д.ф.-м.н. *Нещерет А.М.*

АО «Самарское инновационное предприятие радиосистем» (г. Самара, Россия)

акад. РАН, д.ф.-м.н., проф. *Никитов С.А.*

Институт радиотехники и электроники имени В.А. Котельникова РАН (г. Москва, Россия)

д.ф.-м.н., доц. *Осипов О.В.*

Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики (г. Самара, Россия)

д.т.н., проф. *Пономарев Л.И.*

Московский авиационный институт (государственный технический университет) (г. Москва, Россия)

д.ф.-м.н., проф. *Потапов А.А.*

Институт радиотехники и электроники имени В.А. Котельникова РАН (г. Москва, Россия)

д.ф.-м.н., проф. *Просвирнин С.Л.*

Радиоастрономический институт Национальной академии наук Украины (г. Харьков, Украина)

лект. *Сидоров К.А.*

Кардиффский университет (г. Кардифф, Великобритания)

д.ф.-м.н., проф. *Чернокожин Е.В.*

Тель-Авивский университет (г. Тель-Авив, Израиль)

д.ф.-м.н., проф. *Черняков М.С.*

Бирмингемский университет (г. Бирмингем, Великобритания)

Ответственный секретарь:

д.ф.-м.н., доц. *Табаков Д.П.*

Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики (г. Самара, Россия)

Выпускающий редактор: *Мурзинова Т.А.*

Лит. редактирование и корректура: *Мурзиновой Т.А.*

Информация на английском языке: *Стрельникова М.С.*

Компьютерный набор и верстка: *Градинарь И.М.*

Адрес редакции:

443010, Россия, Самарская обл., г. Самара, ул. Льва Толстого, д. 23

Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики, к. 342

Тел. (846) 339-11-21, e-mail: klyuevd@yandex.ru

URL: <https://journals.ssau.ru/pwp>

Адрес издателя:

443086, Россия, Самарская обл., г. Самара, Московское шоссе, д. 34, корп. 22а, 3126,

Самарский национальный исследовательский университет имени академика С.П. Королева,

Центр периодических изданий Самарского университета.

Тел. (846) 334-54-06, e-mail: murzinova.tatjana@yandex.ru

Издается с 1998 г. Выходит 1 раз в квартал.

Издание зарегистрировано Федеральной службой по надзору в сфере связи, информационных технологий и массовых коммуникаций, регистрационный номер серии – ПИ № ФС 77-68199 от 27.12.2016

Подписной индекс 72674 в объединенном интернет-каталоге «Пресса России»



Все статьи распространяются по лицензии Creative Commons «Attribution» («Атрибуция»)

4.0 Всемирная. Для подробной информации посетите <https://creativecommons.org/licenses/by/4.0>

© Самарский национальный исследовательский университет
имени академика С.П. Королева, 2023

© Поволжский государственный университет
телекоммуникаций и информатики, 2023

Подписано в печать 25.12.2023. Дата выхода в свет 29.12.2023

Формат 60 × 84/8. Бумага офсетная. Печать офсетная. Печ. л. 13,25

Цена свободная. 0+. Тираж 100 экз. Заказ №

Отпечатано с готового оригинала-макета в типографии ООО «Слово»

443070, Российская Федерация, г. Самара, ул. Песчаная, д. 1.

Тел.: (846) 244-43-47, e-mail: izdatkniga@yandex.ru

**FIZIKA VOLNOVYH PROCESSOV
I RADIOTEHNIČESKIE SISTEMY
PHYSICS OF WAVE PROCESSES
AND RADIO SYSTEMS**

Periodical Printed Publication, Journal

2023, vol. 26, no. 4 (104)

The journal is included by the Higher Attestation Commission into the List of leading scientific journals and publications in the Russian Federation, where basic scientific results of doctoral theses should be published (Bulletin of the Higher Attestation Commission of the Ministry of Education and Science).

The journal is included in bibliographic databases VINITI (<http://www.viniti.ru>), ULRICH'S Periodical Directory (<http://www.ulrichsweb.com>), RSCI (<https://www.elibrary.ru>), and DOAJ (<https://doaj.org>).

Journal Founders and Publishers

Samara National Research University

Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics

Editor in Chief:

prof. *D.S. Klyuev*

Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics (Samara, Russia)

Deputy Chief Editor:

prof. *V.V. Ivakhnik*

Samara National Research University (Samara, Russia)

Editorial Board:

prof. *A.M. Bobreshov*

Voronezh State University (Voronezh, Russia)

prof. *A.L. Buzov*

Samara Innovative Business Radio Systems (Samara, Russia)

prof. *M.S. Cherniakov*

University of Birmingham (Birmingham, UK)

prof. *E.V. Chernokozhin*

Tel Aviv University (Tel Aviv, Israel)

prof. *V.F. Dmitrikov*

The Bonch-Bruевич Saint Petersburg State University of Telecommunications (Saint Petersburg, Russia)

academician of RAS, prof. *Yu.V. Gulyaev*

Institute of Radio Engineering and Electronics of the RAS (Moscow, Russia)

prof. *A.S. Ilyinsky*

Lomonosov Moscow State University (Moscow, Russia)

corresp. member of RAS, prof. *D.V. Ivanov*

Volga State University of Technology (Yoshkar-Ola, Russia)

prof. *G.A. Kouzaev*

Norwegian University of Science and Technology (Trondheim, Norway)

prof. *V.P. Meshchanov*

Saratov State University (Saratov, Russia)

prof. *G.A. Morozov*

Kazan National Research Technical University named after A.N. Tupolev – KAI (Kazan, Russia)

prof. *O.G. Morozov*

Kazan National Research Technical University named after A.N. Tupolev – KAI (Kazan, Russia)

A.M. Neshcheret

Samara Innovative Business Radio Systems (Samara, Russia)

academician of RAS, *prof. S.A. Nikitov*

Institute of Radio Engineering and Electronics of the RAS (Moscow, Russia)

asst. *prof. O.V. Osipov*

Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics (Samara, Russia)

prof. L.I. Ponomarev

Moscow Aviation Institute (State Technical University) (Moscow, Russia)

prof. A.A. Potapov

Institute of Radio Engineering and Electronics of the RAS (Moscow, Russia)

prof. S.L. Prosvirnin

Radio Astronomy Institute of the National Academy of Sciences of Ukraine (Kharkiv, Ukraine)

PhD, lecturer *K.A. Sidorov*

Cardiff University (Cardiff, UK)

prof. E. Van Lil

KU Leuven (Leuven, Belgium)

prof. A.N. Volobuev

Samara State Medical University (Samara, Russia)

prof. D.I. Voskresensky

Moscow Aviation Institute (State Technical University) (Moscow, Russia)

Executive Editor:

asst. *prof. D.P. Tabakov*

Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics (Samara, Russia)

Commissioning Editor: *T.A. Murzinova*

Proofreading: *T.A. Murzinova*

Language Editor: *M.S. Strelnikov*

Typesetting: *I.M. Gradinar*

Editorial Office: 23, L. Tolstoy St., Rm. 342, Samara, 443010, Samara Region, Russia

Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatic.

Tel. (846) 339-11-21, e-mail: klyuevd@yandex.ru

URL: <https://journals.ssau.ru/index.php/pwp>

Publisher Office: 34, bldg. 22a, Moskovskoye shosse, rm. 312b,

Samara, 443086, Samara Region, Russia, Samara National Research University,

Center of Periodical Publications of Samara University.

Tel. (846) 334-54-06, e-mail: murzinova.tatjana@yandex.ru

Published since 1998. Frequency 1 time a quarter.

Edition is registered by The Federal Service for Supervision of Communications,

Information Technology, and Mass Media – PI № FS 77-68199 of 27.12.2016

Subscription index in the united internet-catalog «Press of Russia» 72674



All articles are licensed under the Creative Commons Attribution 4.0 International License.

For more information, see <https://creativecommons.org/licenses/by/4.0>

© Samara National Research University, 2023

© Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics, 2023

Содержание

К 80-летию со дня рождения Геннадия Петровича Ярового.....	7
Валерий Васильевич Зайцев (23 октября 1952 г. – 3 ноября 2023 г.).....	9
<i>В.В. Яцышен, И.И. Бородина</i> Особенности спектра отраженного и прошедшего света круговой поляризации для тонкого слоя анизотропного кристалла типа вюрцита вблизи фононного резонанса	10
<i>В.Ф. Дмитриков, Л.Е. Фрид, А.Ю. Петроченко, Д.В. Шушпанов</i> Частотный критерий устойчивости в «целом» импульсных преобразователей напряжения модуляционного типа по Ляпунову	17
<i>А.В. Костин</i> Анализ теплового влияния двух внешних параллельных печатных проводников плат, установленных на металлическое основание и работающих в условиях космического вакуума, друг на друга	38
<i>В.В. Бирюков, В.Л. Вакс, С.А. Капустин, В.А. Малахов, А.Н. Панин, С.И. Приползин, А.С. Раевский, Ю.В. Раевская, В.В. Щербаков</i> Беспроводная система связи в субтерагерцовом частотном диапазоне	48
<i>Д.В. Иванов, В.А. Иванов, Н.В. Рябова, А.А. Елсуков</i> Активный и пассивный сенсоры для диагностики квазизенитных ионосферных каналов КВ-связи	60
<i>Ю.Г. Смирнов, С.В. Тихов</i> Распространение электромагнитных ТЕ- и ТМ-волн в плоском волноводе, покрытом графеном, с учетом нелинейности	68
<i>О.В. Бажанова, А.А. Кононов, К.В. Смусева, В.А. Степкин, Г.К. Усков</i> Исследование коэффициентов взаимного влияния в двухполяризационных антенных решетках	78
<i>Д.А. Веденькин, Ю.Е. Седельников</i> Свойства и технические приложения антенных решеток, сфокусированных по широкополосному сигналу.....	88
<i>Л.И. Аверина, О.К. Каменцев</i> Применение комплекснозначных сверточных нейронных сетей для эквализации и детектирования SEFDM-систем	95
К сведению авторов	104

Contents

To the 80th birthday of Gennady Petrovich Yarovoy	7
Valery Vasilievich Zaitsev (23 October 1952 – 3 November 2023)	9
<i>Valery V. Yatsyshen, Irina I. Borodina</i>	
Peculiarities of the spectrum of reflected and transmitted light of circular polarization for a thin layer of an anisotropic wurtzite-type crystal near phonon resonance	10
<i>Vladimir F. Dmitrikov, Lev E. Frid, Alexandr Y. Petrochenko, Dmitry V. Shushpanov</i>	
Frequency criterion for stability «as a whole» of modulation-type pulse voltage converters according to Lyapunov	17
<i>Aleksey V. Kostin</i>	
Analysis of the thermal effect of two external parallel printed circuit board conductors set on a metal base and operating in a space vacuum on each other	38
<i>Vladimir V. Biryukov, Vladimir L. Vaks, Sergey A. Kapustin, Vasiliy A. Malakhov, Aleksandr N. Panin, Sergey I. Pripolzin, Aleksey S. Raevskiy, Yuliya V. Raevskaya, Vladimir V. Shcherbakov</i>	
The wireless communications systems in subterahertz frequency range.....	48
<i>Dmitry V. Ivanov, Vladimir A. Ivanov, Natalia V. Ryabova, Alexey A. Elsukov</i>	
Active and passive sensors for diagnostics quasi-zenith ionospheric HF communication channels	60
<i>Yury G. Smirnov, Stanislav V. Tikhov</i>	
Electromagnetic TE- and TM-waves propagation in a plane waveguide covered with graphene characterized by nonlinear conductivity	68
<i>Olga V. Bazhanova, Alexander A. Kononov, Ksenia V. Smuseva, Vladislav A. Stepin, Grigory K. Uskov</i>	
Investigation of mutual coupling coefficients in dual-polarized antenna arrays	78
<i>Denis A. Vedenkin, Yuri E. Sedelnikov</i>	
Properties and technical applications of antenna arrays focused on a broadband signal	88
<i>Larisa I. Averina¹, Oleg K. Kamentsev</i>	
Application of complex-valued convolutional neural networks for equalization and detection of SEFDM systems	95
Information for authors	104



К 80-летию со дня рождения Геннадия Петровича Ярового

To the 80th birthday of Gennady Petrovich Yarovoy

19 ноября 2023 г. исполняется 80 лет со дня рождения заслуженного работника высшей школы Российской Федерации, кавалера ордена «Знак Почета», доктора физико-математических наук, профессора Ярового Г.П.

Геннадий Петрович родился 19 ноября 1943 г. в с. Воскресенском Саратовской области. Его детство пришлось на трудные послевоенные годы. Рос в многодетной семье, без отца. В 1962 г., окончив с золотой медалью среднюю школу, поступил на физический факультет Саратовского государственного университета. С 1967 по 1970 г. – учеба в аспирантуре по специальности «Радиофизика и электроника», затем работа инженером в НИИ механики и физики при Саратовском государственном университете. В июле 1971 г. Минвуз РСФСР направил Г.П. Ярового в Куйбышев для работы в недавно созданном государственном университете. Это было началом нового этапа в жизни Геннадия Петровича, который ознаменовался большими достижениями как в научной, так и организаторской деятельности.

В 1972 г. Г.П. Яровой защитил кандидатскую, а в 1998 г. – докторскую диссертации. В 1978 г. Геннадий Петрович был избран на должность заведующего кафедрой радиофизики и радиоэлектроники Куйбышевского государственного университета (впоследствии преобразованной в кафедру радиофизики и компьютерного моделирования радиосистем), которой руководил до последних дней жизни. В 70–90-е гг. на кафедре им был организован постоянно действующий научный семинар, выпущены семь межвузовских сборников статей, заключались договоры по актуальной научной проблематике. Результаты его докторской диссертации «Физические и математические основы, методы и средства создания сканирующих оптоэлектронных приборов и устройств динамического наблюдения и контроля» нашли свое воплощение в конкретных измерительных приборах и системах общего и специального назначения.

В 1983 г. Г.П. Яровой был назначен на должность проректора университета по научной работе, а в апреле 1994 г. избран ректором Самарского государственного университета. После 15 лет руководства университетом, в 2009 г., Геннадия Петровича избрали президентом Самарского государственного университета, и он выполнял обязанности президента университета до самой кончины в 2013 г. В непростое как для страны, так и для высшей школы время Геннадий Петрович смог не только сохранить, но и приумножить материальный и научный потенциал университета: была проведена структурная перестройка университета, внедрены в научно-образовательную среду современные информационные технологии, открыто 14 новых специальностей. Деятельность Г.П. Ярового по созданию современной материально-технической базы и реализации кадровой политики позволила Самарскому государственному университету занять достойное место в системе вузов Самарской области и России.

Во многом благодаря энергии и организаторскому таланту Геннадия Петровича в 1998 г. стало возможным издание периодического теоретического и научно-практического журнала «Физика волновых процессов и радиотехнические системы», главным редактором которого он был до последних дней жизни, проведение ежегодной Международной научно-технической конференции «Физика и технические приложения волновых процессов».

Г.П. Яровой – автор более 130 научных трудов, в т. ч. 14 монографий, которые получили всероссийское признание, лауреат губернской премии в области науки и техники (2002 г.), лауреат премии губернатора «За выдающиеся успехи в области естественных наук» (2009 г.). Он награжден пятью золотыми медалями Федерации космонавтики России и медалью К.Д. Ушинского за выдающиеся успехи в образовании.



Ушел из жизни
Валерий Васильевич Зайцев
(23 октября 1952 г. – 3 ноября 2023 г.)

Valery Vasilievich Zaitsev
(23 October 1952 – 3 November 2023)
passed away

3 ноября 2023 г. после непродолжительной болезни скоропостижно скончался Валерий Васильевич Зайцев, который многие годы являлся членом редколлегии журнала «Физика волновых процессов и радиотехнические системы».

В.В. Зайцев родился 23 октября 1952 г. в с. Борском Куйбышевской области в семье учителей. Окончив школу в 1970 г. с золотой медалью, он поступил на физический факультет Куйбышевского государственного университета. Затем обучение с 1975 по 1979 г. в аспирантуре Горьковского (ныне Нижегородского) государственного университета им. Н.И. Лобачевского. В 1980 г. Валерий Васильевич успешно защитил кандидатскую диссертацию на соискание ученой степени кандидата физико-математических наук на тему «Флуктуации в автогенераторных системах на инжекционно- и лавинно-пролетных диодах» под руководством д.ф.-м.н., профессора А.Н. Малахова.

Начиная с 1980 г. В.В. Зайцев работал в Куйбышевском университете на кафедре радиофизики (впоследствии переименованной в кафедру радиофизики и компьютерного моделирования радиосистем), пройдя путь от ассистента до профессора и заведующего кафедрой.

На протяжении многих лет, начиная с выхода первых номеров нашего журнала, он входил в состав редакционной коллегии журнала, принимал активное участие в ее работе.

В.В. Зайцев – автор более 200 научных работ, посвященных проблемам нелинейной динамики, численному моделированию в радиофизике, статистической радиофизике.

Валерий Васильевич щедро делился своими знаниями и научными идеями со студентами и аспирантами. Под его руководством защищено 12 диссертаций на соискание ученой степени кандидата физико-математических наук.

Много лет он являлся членом жюри областного конкурса молодых ученых.

В.В. Зайцев награжден медалью Российской академии естествознания «За верность традициям отечественного образования», ему присвоено звание «Почетный работник высшей школы Российской Федерации». Учебное пособие «Численные методы для физиков. Нелинейные уравнения и оптимизация», написанное им в соавторстве с В.М. Трещевым, отмечено дипломом лауреата XLIX Международной выставки-презентации научной, технической, учебно-методической и художественной литературы. Он награжден грамотой Министерства образования и науки Самарской области, дипломом Самарской губернской думы.

Он был ученым, талантливым педагогом, надежным и отзывчивым другом. Светлая память о Валерии Васильевиче сохранится в сердцах всех, кто его знал.

Редколлегия выражает глубокие соболезнования родным и близким

Особенности спектра отраженного и прошедшего света круговой поляризации для тонкого слоя анизотропного кристалла типа вюрцита вблизи фононного резонанса

В.В. Яцышен , И.И. Бородина

Волгоградский государственный университет
400062, Россия, г. Волгоград,
Университетский пр., 100

Аннотация – Обоснование. Поляритоны привлекают внимание исследователей и инженеров своими уникальными свойствами и перспективными приложениями в области микро- и нанoeлектроники. Среди таких применений могут быть устройства типа транзистора или даже лазера на поляритонах, о чем сообщалось в научной литературе. **Цель.** В работе проводится анализ частотных спектров отражения при возбуждении поляритонов, а также рассматривается изменение эллипса поляризации при отражении света круговой поляризации от анизотропного кристалла. **Методы.** На основе волнового уравнения в анизотропной среде выводится дисперсионное уравнение для поляритонов для расчета энергетических коэффициентов отражения с использованием метода характеристических матриц. **Результаты.** В качестве объекта анализа выбран кристалл нитрида алюминия AlN. Показано, что применение поляризованного по кругу падающего излучения дает возможность с помощью анизотропного кристалла изменять характер поляризации от круговой до практически линейной. **Заключение.** Найденная зависимость поляризации отраженного света может быть использована в электронных устройствах на базе поляритонов.

Ключевые слова – поляритон; одноосный анизотропный кристалл типа вюрцита; фононный резонанс; эллипсометрия; эллипс поляризации; круговая поляризация; эллиптическая поляризация.

Введение

Использование света круговой поляризации при анализе оптических свойств кристаллических сред привлекает в последнее время повышенный интерес исследователей в связи возможностью получения более детальной информации по сравнению с неполяризованным или линейно поляризованным светом. В ряде работ был проведен анализ таких спектров для сред различной природы.

В работе [1] рассматриваются фундаментальные вопросы физики коллективных явлений, связанных с фотонными, плазмонными, электронными и фононными состояниями, а также использования этих явлений для разработки новых устройств для оптического зондирования и обработка информации. В работе [2] предлагается новый метод, заключающийся в использовании плоскопараллельной пластины для преобразования линейной поляризации в другие состояния поляризации. Авторы [3] предлагают использование твердотельных лазеров для управления поляризацией мощных лазерных лучей и образования оптимальной эллиптической поляризации для технологических целей. В работе [4] рассматривается самомодуляция обыкновенной и необыкновенной волн в анизотропном кристалле, вызывающая энерге-

тическое расщепление результирующих лево- и правосторонних эллиптически поляризованных волн. Работа [5] посвящена анализу электромагнитных свойств киральных метаматериалов, которые, как и поляритонные среды, проявляют уникальные частотные зависимости электродинамических параметров. В работе [6] представлены результаты расчета угловых спектров отражения света при условии возбуждения поверхностных плазмонов в схеме Кречмана. Авторам [7] рассмотрено применение эллиптически поляризованного света для целей диагностики параметров тонкой пленки. В работе [8] предложен метод нарушенного полного отражения с использованием циркулярно поляризованного света для эллипсометрии биологических объектов.

В настоящей работе ставится задача расчета спектров отраженного и прошедшего света для кристаллов типа вюрцита вблизи фононного резонанса. В таком случае в кристалле возбуждаются объемные поляритоны, имеющие смешанный фонон-фотонный характер. При этом свойства поляритонов существенно зависят от частоты падающего света, что открывает возможность управления такими возбуждениями при их использовании в микро- и нанoeлектронных устройствах.

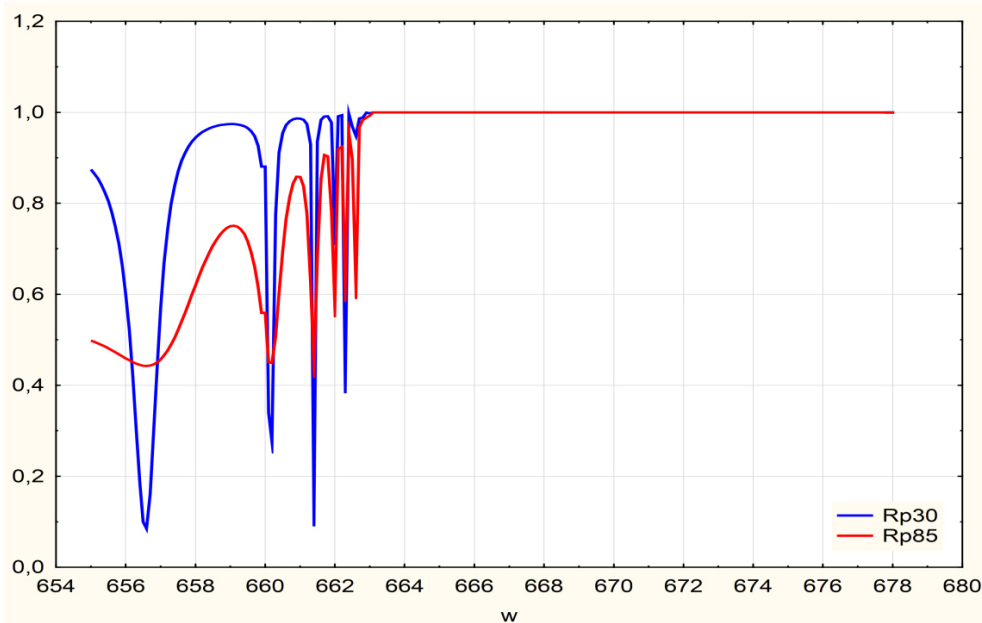


Рис. 1. Зависимость энергетического коэффициента отражения p -поляризации от частоты при значениях угла падения 30° и 85°

Fig. 1. Dependence of the energy reflection coefficient of p -polarization on frequency at the following values of the angle of incidence 30° and 85°

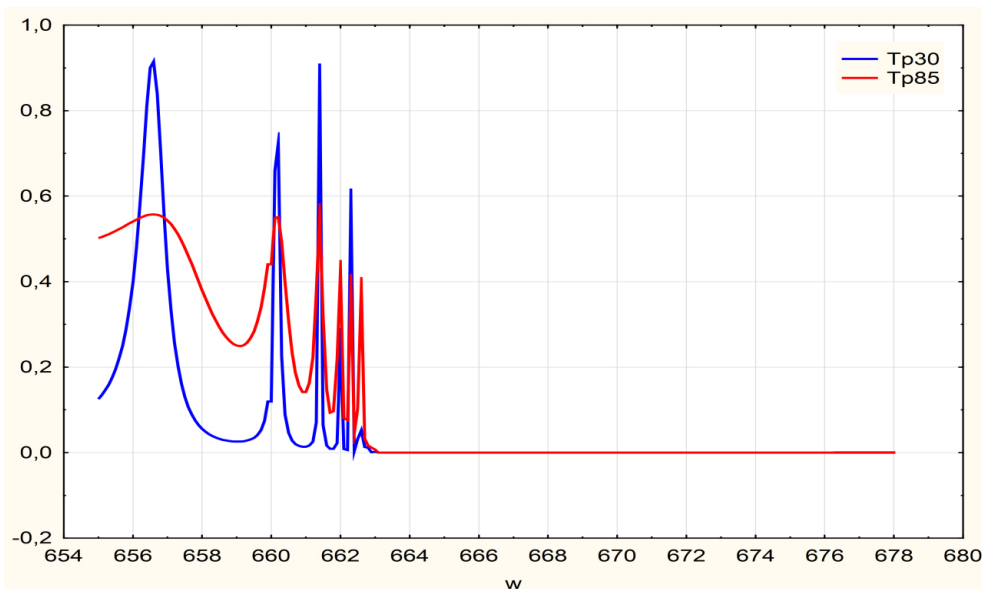


Рис. 2. Зависимость энергетического коэффициента p -поляризации от частоты при значениях угла падения 30° и 85°

Fig. 2. Dependence of the energy coefficient of p -polarization on frequency at the following values of the angle of incidence 30° and 85°

Постановка задачи

На анизотропный кристалл типа вюрцита из вакуума под углом падает плоская гармоническая электромагнитная волна левой круговой поляризации с частотой w . Оптическая ось кристалла находится в плоскости падения и образует с осью OZ угол φ . Необходимо провести анализ частотной зависимости эллипсометрических параметров отраженного и прошедшего света при различных углах падения α , а также выяснить характер из-

менения формы эллипса поляризации при изменении частоты падающего излучения. В качестве объекта исследования выбран кристалл нитрида алюминия AlN, параметры которого зависят от частоты [10].

Методы решения

На основе волнового уравнения для анизотропной среды находится дисперсионное уравнение для нормальных волн вблизи фононного резонанса.

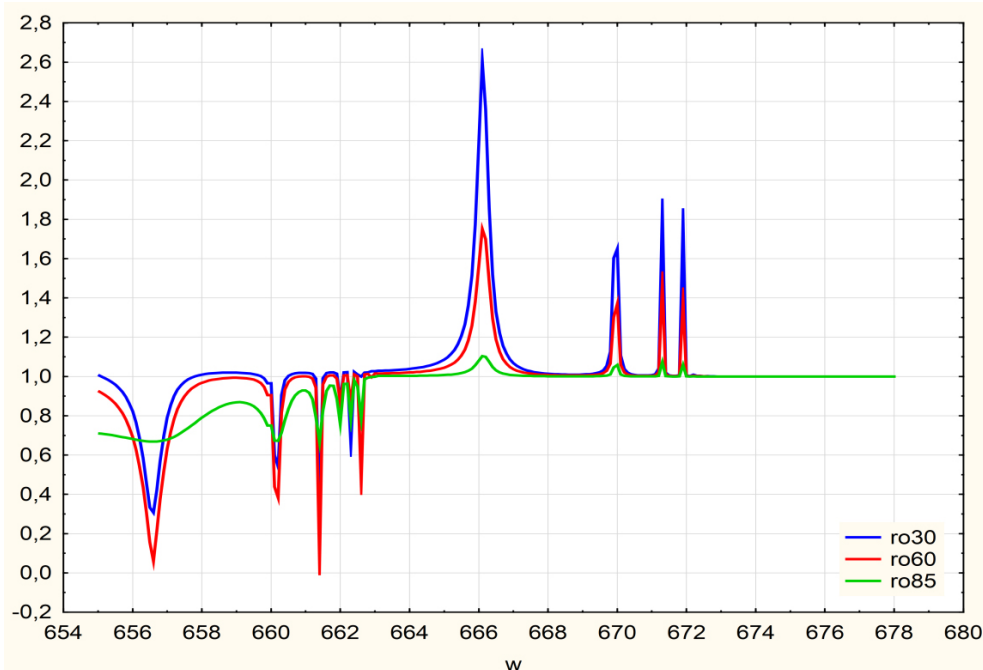


Рис. 3. Зависимость параметра эллипсометрии ρ от частоты при значениях угла падения 30° , 60° , 85°
 Fig. 3. Dependence of the ellipsometry ρ parameter on frequency at the following values of the angle of incidence 30° , 60° , 85°

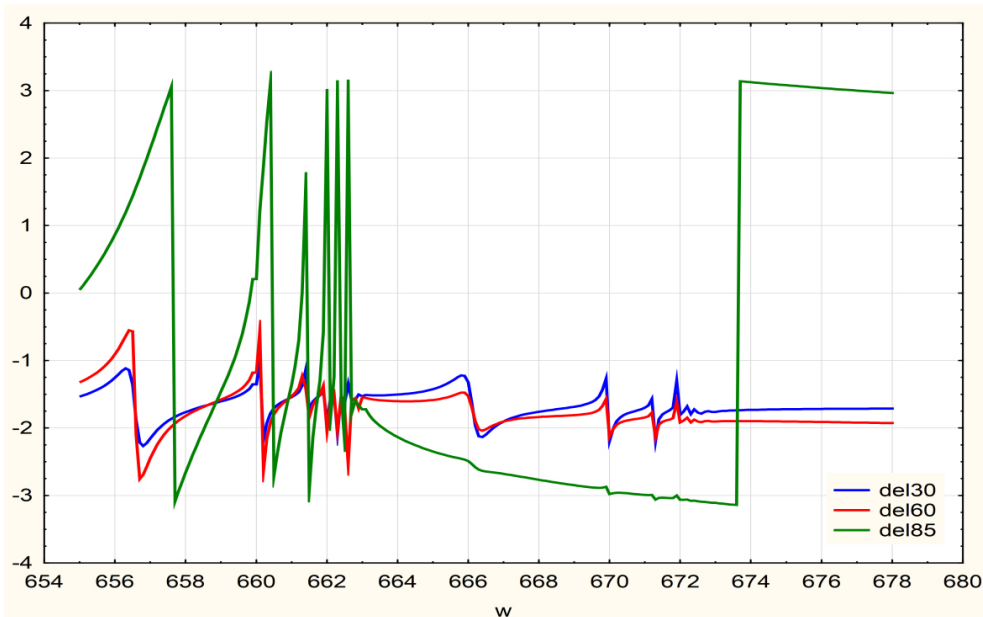


Рис. 4. Зависимость параметра эллипсометрии Δ от частоты при значениях угла падения 30° , 60° , 85°
 Fig. 4. Dependence of the ellipsometry Δ parameter on frequency at the following values of the angle of incidence 30° , 60° , 85°

Последние имеют смешанный характер – фотонный и фононный, образуя коллективное возбуждение – поляритон. Задача об отражении решается с помощью метода характеристических матриц [9]. Амплитудные коэффициенты отражения и прохождения света можно выразить через элементы характеристической матрицы. Для исследования характера изменения формы эллипса поляризации света необходимо провести расчет парамет-

тров эллипсометрии отраженного и прошедшего света. Эти параметры ρ и Δ определяются следующим образом: $\hat{\rho} = \rho e^{i\Delta}$. Здесь $\hat{\rho} = R_p / R_s$ – отношение комплексных амплитуд отраженного света p - и s -поляризации.

Результаты

На рис. 1–7 представлены результаты расчета эллипсометрических параметров отраженного и

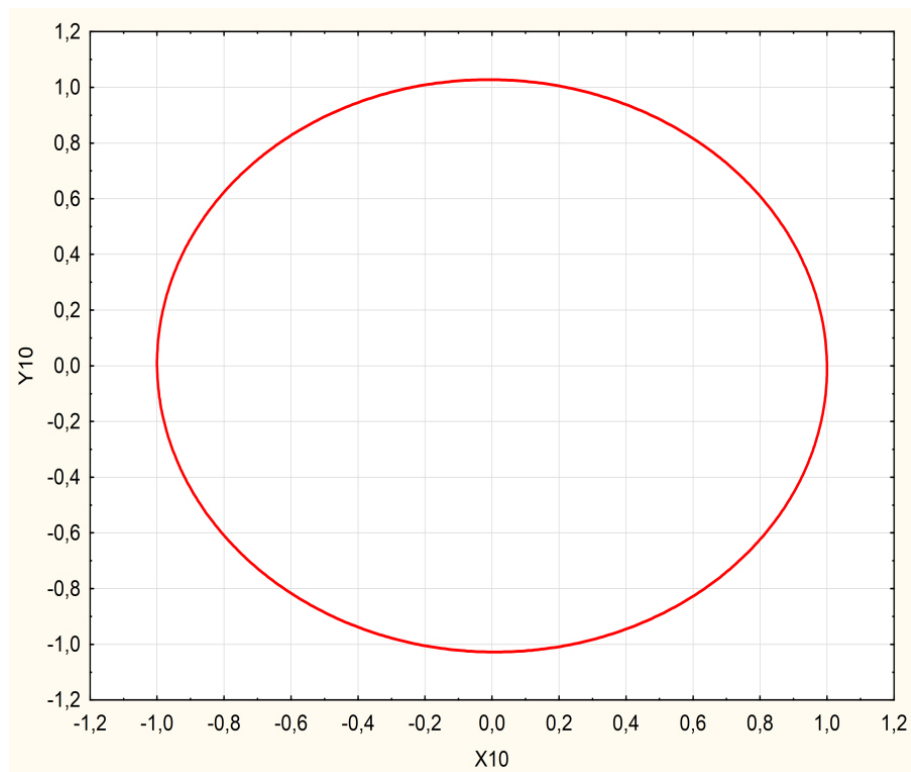


Рис. 5. Форма эллипса поляризации отраженного излучения – правая эллиптическая поляризация $\rho = 1,028$, $\Delta = -1,580$, $\alpha = 10^\circ$, $w = 655 \text{ см}^{-1}$
Pic. 5. Shape of the polarization ellipse of reflected radiation – right-handed elliptical polarization $\rho = 1,028$, $\Delta = -1,580$, $\alpha = 10^\circ$, $w = 655 \text{ см}^{-1}$

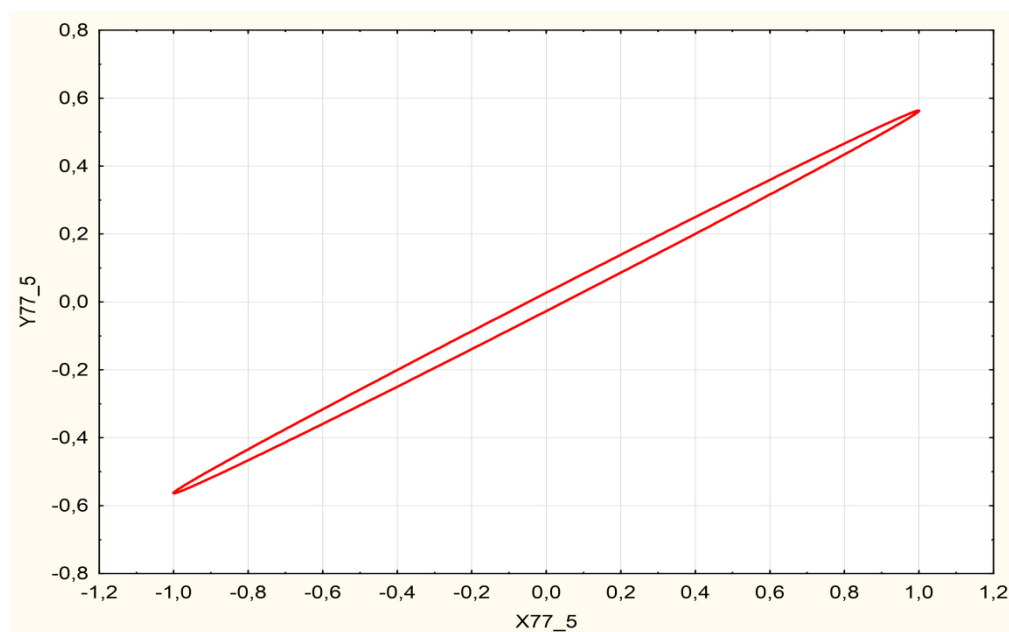


Рис. 6. Форма эллипса поляризации отраженного излучения – правая эллиптическая поляризация $\rho = 0,564$, $\Delta = -0,048$, $\alpha = 77,5^\circ$, $w = 655 \text{ см}^{-1}$
Fig. 6. Shape of the polarization ellipse of reflected radiation – right-handed elliptical polarization $\rho = 0,564$, $\Delta = -0,048$, $\alpha = 77,5^\circ$, $w = 655 \text{ см}^{-1}$

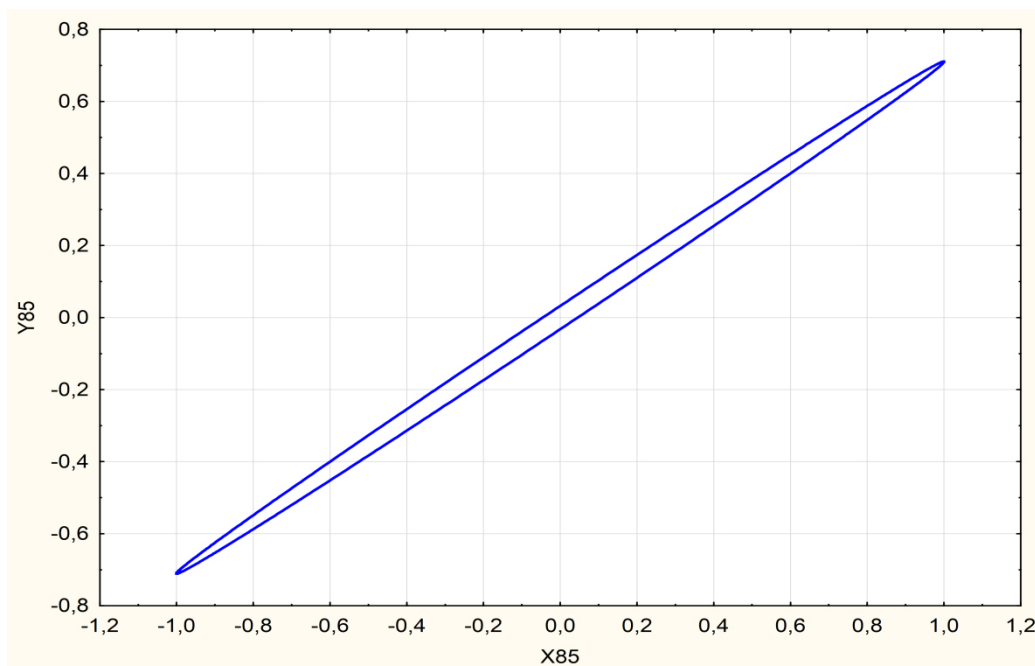


Рис. 7. Форма эллипса поляризации отраженного излучения – правая эллиптическая поляризация $\rho=0,711$, $\Delta=0,046$, $\alpha=85^\circ$, $w=655 \text{ см}^{-1}$

Fig. 7. Shape of the polarization ellipse of reflected radiation – right-handed elliptical polarization $\rho=0,711$, $\Delta=0,046$, $\alpha=85^\circ$, $w=655 \text{ см}^{-1}$

прошедшего света, а также изменение формы эллипса поляризации при различных значениях параметров. В последнем случае левая поляризация обозначена синим цветом, а правая – красным. Угол между оптической осью кристалла и нормалью к границе раздела равен $\varphi = 60^\circ$.

Заключение

Проведенный анализ показывает, что использование света круговой поляризации при его отра-

жении от анизотропного кристалла типа вюрцита приводит к изменению эллипса поляризации отраженного света. При этом характер изменения последнего существенно зависит от параметров, характеризующих оптические свойства кристалла: резонансных фоновых частот, угла между оптической осью кристалла и нормалью к границе раздела, а также от частоты и угла падения света на кристалл.

Список литературы

1. Collective phenomena in photonic, plasmonic and hybrid structures / S.V. Boriskina [et al.] // Optics Express. 2011. Vol. 19, no. 22. P. 22024–22028. DOI: <https://doi.org/10.1364/OE.19.022024>
2. Liangfa X., Juan L., Conghe W. Novel polarization conversion method of linearly polarized light at specific incident angle based on plane-parallel plate // Optik. 2019. Vol. 188. P. 187–192. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.ijleo.2019.05.039>
3. Rodrigues G.C., Dufloy J.R. Theoretical and experimental aspects of laser cutting with elliptically polarized laser beams // Journal of Materials Processing Technology. 2019. Vol. 264. P.448–453. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.jmatprotec.2018.09.035>
4. Tan C.Z. Correlation of the left- and the right-handed circularly polarized waves in an anisotropic crystal // Optik. 2014. Vol. 125, no. 3. P. 1120–1123. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.ijleo.2013.07.140>
5. Исследование кирального метаматериала СВЧ-диапазона на основе равномерной совокупности С-образных проводящих элементов / И.Ю. Бучнев [и др.] // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2023. Т. 26, № 1. С. 79–92. DOI: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2023.26.1.79-92>
6. Яцышен В.В. Методы наноплазмоники в угловой спектроскопии наноразмерных биологических объектов // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2020. Т. 23, № 4. С. 111–115. DOI: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2020.23.4.111-115>
7. Yatsyshen V.V. The use of plasmon resonance spectroscopy to analyze the parameters of thin layers // Journal of Physics: Conference Series. 2020. Vol. 1515, no. 2. P. 022047. DOI: <https://doi.org/10.1088/1742-6596/1515/2/022047>
8. Yatsishen V., Amelchenko Y. Ellipsometry of biological objects in the mode of attenuated total reflection (ATR) using a circularly polarized laser light // Proc. SPIE 11458, Saratov Fall Meeting 2019: Laser Physics, Photonic Technologies, and Molecular Modeling. 2020. Vol. 11458. P. 114580S. DOI: <https://doi.org/10.1117/12.2564203>

9. Яцышен В.В., Слюсарев М.В. Ультразвуковая диагностика дефектов зоны сплавления в слоистых композиционных материалах // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2011. Т. 14, № 4. С. 103–105. URL: <https://elibrary.ru/item.asp?id=17272418>
10. Строшио М., Дутта М. Фононы в наноструктурах. М.: Физматлит, 2006. 320 с.

Информация об авторах

Яцышен Валерий Васильевич, доктор технических наук (специальность 01.04.03 Радиофизика), кандидат физико-математических наук (специальность 01.04.03 Радиофизика, включая квантовую радиофизику), профессор кафедры судебной экспертизы и физического материаловедения Института приоритетных технологий Волгоградского государственного университета, г. Волгоград, Россия. Окончил физический факультет Московского государственного университета им. М.В. Ломоносова в 1976 г., а в 1979 г. – аспирантуру физфака МГУ. В 1980 г. в МГУ защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата физико-математических наук по специальности 01.04.03 «Радиофизика, включая квантовую радиофизику». В 1997 г. в Московском государственном институте радиотехники, электроники и информатики (технический университет) защитил докторскую диссертацию по специальности 01.04.03 «Радиофизика» в области технических наук.

Область научных интересов: влияние эффектов неоднородности, нелинейности и пространственной дисперсии на электромагнитные свойства сред и распространение электромагнитных волн в таких средах; электромагнитные свойства плазмонных, поляритонных и нанокompозитных материалов.

E-mail: yatsishen@yandex.ru

ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-4185-2333>

Бородина Ирина Игоревна, аспирант Института прикладных технологий Волгоградского государственного университета (ВолГУ), г. Волгоград, Россия. В 2018 г. окончила бакалавриат ВолГУ по направлению «Наноинженерия», а в 2020 г. – магистратуру по тому же направлению.

Область научных интересов: исследование электромагнитных свойств плазмонных, поляритонных и нанокompозитных материалов.

E-mail: potapova.irina@volsu.ru

Physics of Wave Processes and Radio Systems

2023, vol. 26, no. 4, pp. 10–16

DOI [10.18469/1810-3189.2023.26.4.10-16](https://doi.org/10.18469/1810-3189.2023.26.4.10-16)

UDC 535.32

Original Research

Received 24 September 2023

Accepted 25 October 2023

Published 29 December 2023

Peculiarities of the spectrum of reflected and transmitted light of circular polarization for a thin layer of an anisotropic wurtzite-type crystal near phonon resonance

Valery V. Yatsyshen , Irina I. Borodina

Volgograd State University
100, University Avenue,
Volgograd, 400062, Russia

Abstract – Background. Polaritons attract the attention of researchers and engineers with their unique properties and promising applications in the field of micro- and nanoelectronics. Such applications could include devices such as transistors or even polaritons lasers, as have been reported in the scientific literature. **Aim.** The work analyzes the frequency reflection spectra upon excitation of polaritons, and also considers the change in the polarization ellipse upon reflection of circularly polarized light from an anisotropic crystal. **Methods.** Based on the wave equation in an anisotropic medium, a dispersion equation for polaritons is derived. To calculate energy reflection coefficients using the characteristic matrix method. **Results.** An aluminum nitride AlN crystal was chosen as the object of analysis. It is shown that the use of circularly polarized incident radiation makes it possible, using an anisotropic crystal, to change the nature of polarization from circular to almost linear polarization. **Conclusion.** The found dependence of the polarization of reflected light can be used in electronic devices based on polaritons.

Keywords – polariton; uniaxial anisotropic wurtzite-type crystal; phonon resonance; ellipsometry; polarization ellipse; circular polarization; elliptical polarization.

✉ yatsishen@yandex.ru (Valery V. Yatsyshen)

 © Valery V. Yatsyshen, Irina I. Borodina, 2023

References

1. S. V. Boriskina et al., “Collective phenomena in photonic, plasmonic and hybrid structures,” *Optics Express*, vol. 19, no. 22, pp. 22024–22028, 2011, doi: <https://doi.org/10.1364/OE.19.022024>.
2. X. Liangfa, L. Juan, and W. Conghe, “Novel polarization conversion method of linearly polarized light at specific incident angle based on plane-parallel plate,” *Optik*, vol. 188, pp. 187–192, 2019, doi: <https://doi.org/10.1016/j.ijleo.2019.05.039>.

3. G. C. Rodrigues and J. R. Duflou, "Theoretical and experimental aspects of laser cutting with elliptically polarized laser beams," *Journal of Materials Processing Technology*, vol. 264, pp. 448–453, 2019, doi: <https://doi.org/10.1016/j.jmatprotec.2018.09.035>.
4. C. Z. Tan, "Correlation of the left- and the right-handed circularly polarized waves in an anisotropic crystal," *Optik*, vol. 125, no. 3, pp. 1120–1123, 2014, doi: <https://doi.org/10.1016/j.ijleo.2013.07.140>.
5. I. Yu. Buchnev et al., "Investigation of the microwave chiral metamaterial based on a uniform set of C-shaped conductive inclusions," *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 26, no. 1, pp. 79–92, 2023, doi: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2023.26.1.79-92>. (In Russ.)
6. V. V. Yatsyshen, "Nanoplasmonic methods in angular spectroscopy of nanoscale biological objects," *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 23, no. 4, pp. 111–115, 2020, doi: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2020.23.4.111-115>. (In Russ.)
7. V. V. Yatsyshen, "The use of plasmon resonance spectroscopy to analyze the parameters of thin layers," *Journal of Physics: Conference Series*, vol. 1515, no. 2, pp. 022047, 2020, doi: <https://doi.org/10.1088/1742-6596/1515/2/022047>.
8. V. Yatsishen and Y. Amelchenko, "Ellipsometry of biological objects in the mode of attenuated total reflection (ATR) using a circularly polarized laser light," *Proc. SPIE 11458, Saratov Fall Meeting 2019: Laser Physics, Photonic Technologies, and Molecular Modeling*, vol. 11458, pp. 114580, 2020, doi: <https://doi.org/10.1117/12.2564203>.
9. V. V. Yatsyshen and M. V. Slyusarev, "Ultrasonic diagnostic for a layered composite materials with defect in the alloying zone," *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 14, no. 4, pp. 103–105, 2011, url: <https://elibrary.ru/item.asp?id=17272418>. (In Russ.)
10. M. Strohio and M. Dutta, *Phonons in Nanostructures*. Moscow: Fizmatlit, 2006. (In Russ.)

Information about the Authors

Valeriy V. Yatsishen, Doctor of Technical Sciences (specialty 01.04.03 Radiophysics), Candidate of Physical and Mathematical Sciences (specialty 01.04.03 Radiophysics, including quantum radiophysics), professor of the Department of Forensic Science and Physical Materials Science of the Institute of Priority Technologies, Volgograd State University, Volgograd, Russia. Graduated from the Faculty of Physics of Moscow State University M.V. Lomonosov in 1976, and in 1979 – postgraduate studies at the Physics Department of Moscow State University. In 1980, at Moscow State University he defended his dissertation for the academic degree of Candidate of Physical and Mathematical Sciences in specialty 01.04.03 «Radiophysics, including quantum radiophysics». In 1997, at the Moscow State Institute of Radio Engineering, Electronics and Informatics (Technical University), he defended his doctoral dissertation in specialty 01.04.03 «Radiophysics» in the field of technical sciences.

Research interests: the influence of the effects of heterogeneity, nonlinearity and spatial dispersion on the electromagnetic properties of media and the propagation of electromagnetic waves in such media; electromagnetic properties of plasmonic, polariton and nanocomposite materials.

E-mail: yatsishen@yandex.ru

ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-4185-2333>

Irina I. Borodina, graduate student at the Institute of Applied Technologies, Volgograd State University (VolSU), Volgograd, Russia. In 2018, she graduated from VolSU with a bachelor's degree in Nanoengineering, and in 2020, a master's degree in the same field.

Research interests: research of electromagnetic properties of plasmonic, polariton and nanocomposite materials.

E-mail: potapova.irina@volsu.ru

Частотный критерий устойчивости в «целом» импульсных преобразователей напряжения модуляционного типа по Ляпунову

В.Ф. Дмитриков¹ , Л.Е. Фрид², А.Ю. Петроченко³, Д.В. Шушпанов¹ 

¹ Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций имени профессора М.А. Бонч-Бруевича
193232, Россия, г. Санкт-Петербург,
пр. Большевиков, 22, к. 1

² ООО «Северо-Западная Лаборатория»
196128, Россия, г. Санкт-Петербург,
ул. Варшавская, 5а

³ АО «Концерн «НПО «Аврора»
194021, Россия, г. Санкт-Петербург,
ул. Карбышева, 15

Аннотация – Обоснование. Использование методов исследования и проектирования устойчивых нелинейных динамических систем путем построения частотных характеристик петлевого усиления отрицательной обратной связи импульсного преобразователя напряжения через временные характеристики, полученные численными методами решения нелинейных дифференциальных уравнений, описывающих электромагнитные процессы в преобразователе, занимает большое время и имеет низкую точность расчета оптимальных режимов, когда требуется рассчитывать сотни вариантов. **Цель.** Поэтому представляется необходимым дальнейшее развитие теории устойчивости импульсных преобразователей напряжения модуляционного типа с использованием частотных критериев устойчивости, функций Ляпунова, амплитудно- и фазочастотных характеристик петлевого усиления преобразователя. **Методы.** Устойчивость в «малом» решается с использованием линеаризованных моделей, которые строятся с использованием так называемого первого метода Ляпунова – метода «первого приближения». Второй метод исследования устойчивости нелинейных динамических систем – метод гармонической линеаризации, когда нелинейный элемент заменяется гармонически линеаризованным звеном с коэффициентом передачи только по первой гармонике. **Результаты.** Найдена функция Ляпунова для импульсного преобразователя напряжения с нелинейными элементами релейного типа. **Заключение.** Полученные в работе результаты позволяют упростить проектирование импульсных преобразователей напряжения устойчивых по Ляпунову за счет применения метода амплитудно-частотных характеристик, используемых для стационарных линейных систем.

Ключевые слова – устойчивость в «малом»; устойчивость в «целом»; линеаризованная модель; функция Ляпунова; метод гармонической линеаризации; импульсный преобразователь напряжения.

Введение

Для работы функциональной аппаратуры (ФА) необходима электроэнергия. Как правило, ФА по тем или иным причинам не может потреблять электроэнергию непосредственно от первичных источников (ПИ). Требуется специализированные устройства – импульсные преобразователи напряжения (ИПН), – осуществляющие преобразование энергии ПИ в кондиционное напряжение питания ФА. К ИПН предъявляются высокие требования в части:

- энергетической эффективности (КПД), удельных массогабаритных характеристик;
- качества питающего ФА напряжения (стабильности, пульсации, динамических характеристик и т. д.).

Для достижения высокой энергетической эффективности преобразования электрической энергии в ИПН используются импульсные силовые устройства, а для поддержания заданного

качества питающего напряжения – отрицательная обратная связь (ООС). В настоящее время наибольшее распространение получили ИПН с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ). Из-за возникновения в них периодических, квазипериодических, субгармонических, хаотических режимов при действии внешних возбуждающих факторов (изменения нагрузки, входного напряжения, температуры и т. д.) и внутренних (изменения начальных условий – переменных состояния, таких как напряжения на емкостях конденсаторов и токи в индуктивностях дросселей) ИПН относятся к классу дискретно-нелинейных нестационарных замкнутых (с ООС) динамических систем (ДНС).

Для надежной и эффективной работы ИПН необходимо обеспечивать устойчивость рабочего режима ИПН при воздействии на них различных перечисленных выше возмущающих факторов.

Обеспечение устойчивости рабочего режима ИПН с ООС представляет собой сложную проблему. В ДНС возможно множество устой-

чивых (периодических, квазипериодических, субгармонических и хаотических) режимов, которые зависят и от внутренних свойств ИПН, и от внешних возмущающих воздействий. Вместе с тем для эффективной работы ИПН необходимо обеспечивать устойчивость единственного (и, как правило, оптимального) рабочего режима, а остальные – исключить.

Общая теория устойчивости нелинейных динамических систем изложена в основополагающей работе А.М. Ляпунова [1] и развита в дальнейшем в трудах его последователей. В современной литературе исследованию устойчивости ИПН посвящены работы, использующие: теорию кусочно-гладких дифференциальных уравнений, теорию бифуркаций, теорию «хаоса», теорию точечных отображений Пуанкаре [11–14; 23–25; 27] и др.

Полученные в [11–14; 23–27] результаты позволяют (с привлечением вычислительных средств) осуществлять анализ устойчивости ИПН с требуемой точностью, однако из-за чрезмерной сложности использования они не получили применения в инженерной практике. Исследование устойчивости ИПН (систем класса ДНС) может быть упрощено, если от анализа нестационарных нелинейных моделей перейти к стационарным и линейным. Наиболее полное изложение вопросов устойчивости и анализа динамических процессов в ИПН на основе метода стационаризации и линеаризации дифференциальных уравнений, описывающих электромагнитные процессы в ИПН, представлено в трудах [7–10; 15–22].

Использование методов стационаризации и линеаризации позволило при исследовании устойчивости воспользоваться линейными частотными критериями Найквиста и Боде [2; 3; 7–10; 15–22], определяющими границы устойчивых частотных характеристик коэффициента передачи по петле ООС – $T(j\omega)$.

Важно отметить, что критерии Найквиста и Боде, как и другие линейные критерии, не являются достаточными для исследования систем класса ДНС и позволяют верно судить об устойчивости рабочего режима ИПН лишь в «малом» (при «малых» отклонениях от рабочего режима переменных состояний). На практике же (например, во время переходных процессов) при изменении входного напряжения, сопротивления нагрузки и др.) сигнал ошибки в петле ООС может достигать значительной величины, и полученные результаты исследований устойчивости, запасов устойчивости при отклонении сигнала от проек-

тируемого режима в «малом» будут недостоверны. Особенность ИПН с ШИМ, которые относят к классу нелинейных замкнутых динамических систем, состоит в том, что электромагнитные процессы в них описываются интегро-дифференциальными уравнениями, которые содержат разрывные функции первого рода, то есть электромагнитные процессы в ИПН с ШИМ описываются интегро-дифференциальными уравнениями с переменными, скачкообразно изменяющимися коэффициентами.

Аналитические методы расчета погрешности эквивалентных линеаризованных моделей в литературе неизвестны.

При проектировании устойчивых нелинейных динамических систем рассматриваются методы устойчивости в «малом», «целом» и «абсолютной устойчивости».

Рассмотрим широко используемые методы исследования теории устойчивости нелинейных динамических систем и возможности их применения к исследованию устойчивости ИПН модуляционного типа с ШИМ.

Методы линеаризации нелинейных моделей ИПН. Касательная линеаризация

Основная идея метода «касательной» линеаризации уравнений, описывающих ИПН, состоит в том, что в достаточно малой области, охватывающей рабочую точку x_0 , нелинейная функция $F(x_n)$ заменяется линейной, касательной к кривой $F(x)$ в точке x_0 , и рассматривается в дальнейшем линейное дифференциальное уравнение, описывающее процессы в ИПН.

Однако метод касательной реализации при анализе устойчивости нелинейных систем в ряде случаев может дать неверный результат. Поэтому естественно возникает вопрос об определении таких условий, при выполнении которых об устойчивости нелинейных систем можно было бы судить по их линеаризованным моделям.

Впервые задача в подобной постановке была решена А.М. Ляпуновым. Им же был предложен метод исследования устойчивости – так называемый первый метод Ляпунова. В соответствии с рассматриваемым методом нелинейные функции, входящие в исходные нелинейные уравнения, представлялись степенными рядами Тейлора. Затем из решения отбрасывались все члены разложения в степени выше первой, и таким образом осуществлялся переход от исходных нелинейных уравнений к линейным уравнениям «первого при-

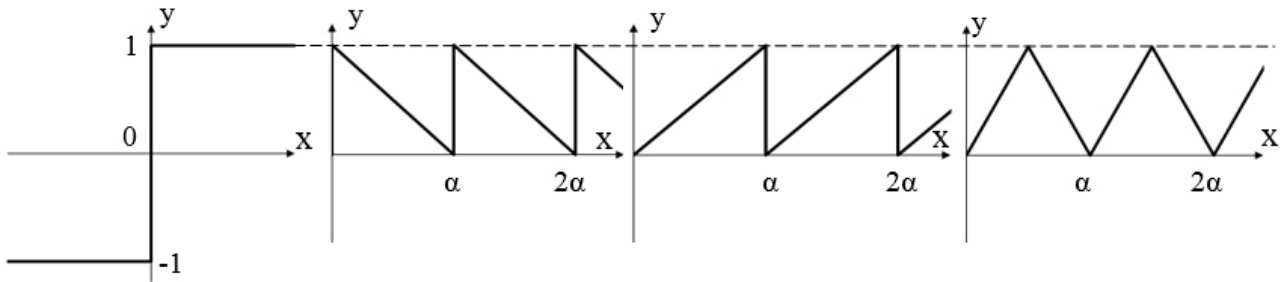


Рис. 1. Статические характеристики нелинейных элементов импульсных преобразователей напряжения
Fig. 1. Static characteristics of nonlinear elements of pulse voltage converters

ближения». Условия, при которых подобный переход не приводит к потере достоверности получаемых результатов, определялись Ляпуновым на основе доказанной им теоремы «Об устойчивости движения по первому приближению» [1]. Как было отмечено выше, при доказательстве упомянутой теоремы Ляпунов использовал разложение нелинейных функций $F_0(x_1, x_2, \dots, x_n)$, входящих в искомое уравнение, в степенной ряд Тейлора.

Особенности данного разложения накладывают существенные ограничения на класс рассматриваемых систем и на возможности их анализа в широком диапазоне условий, а именно:

- 1) нелинейные функции $F_0(x_1, x_2, \dots, x_n)$ должны быть достаточно гладкими (не иметь разрывов), чтобы существовали их производные по времени по всем входящим переменным x_n ;
- 2) Ляпуновым было доказано, что старшие члены в разложении Тейлора нелинейных функций $F_0(x_1, x_2, \dots, x_n)$ не влияют на устойчивость лишь при достаточно малых отклонениях переменных $x_1, x_2, \dots, x_n$ относительно проектируемого режима, т. е. доказывается устойчивость в «малом».

Указанные выше ограничения показывают, что результаты теоремы Ляпунова «Об устойчивости движения по первому приближению» недостаточны для исследования ИПН, т. к.:

- в ИПН входят устройства, имеющие нелинейные звенья с нелинейными характеристиками, которые описываются разрывными функциями («треугольника» или «идеального реле» с разрывом первого рода – рис. 1);
- выполнение условий малых отклонений сигнала от рабочего режима при исследовании устойчивости в «малом» в импульсных системах с использованием метода касательной в рабочей точке и разложения в ряд Тейлора недостаточно для обеспечения достоверности полученных результатов реальной (нелинейной) импульсной системы с разрывами первого рода.

Гармоническая линейаризация (аппроксимация)

Указанные ограничения, не выполняемые для импульсных преобразователей напряжения, о непрерывности и дифференцируемости функций, описывающих ИПН, и о малых отклонениях переменных $x_1, x_2, \dots, x_n$ относительно проектируемого режима могут быть сняты, если вместо разложения характеристик нелинейных элементов ПН с разрывами первого рода в степенной ряд Тейлора использовать тригонометрический ряд Фурье и определить условия, при которых об устойчивости исходной нелинейной системы можно было бы судить по ее гармонически линейаризованным моделям. Суть метода гармонической линейаризации состоит в том, что, если в системе с ООС (рис. 2, 3) линейная часть (ЛЧ) обладает фильтрующими свойствами, такими, что высшими гармониками сигнала на выходе ЛЧ можно пренебречь, тогда нелинейный элемент (НЭ) в системе (рис. 2, 3) можно заменить гармонически линейаризованным звеном с коэффициентом передачи НЭ только по первой гармонике $K_{ГЛ}$ (рис. 3). Затем при анализе устойчивости воспользоваться линейными частотными критериями, в первую очередь частотными критериями Найквиста и Боде. Замена реального НЭ элементом с коэффициентом передачи по первой гармонике его выходного сигнала при выполнении в системе условия малости высших гармоник на выходе линейной части системы, т. е. выполнения известного в литературе условия как «гипотеза фильтра», корректна и применима к функциям с разрывами первого рода, которыми описываются процессы преобразования электроэнергии и протекающие электромагнитные процессы в ИПН.

Важно отметить, что, хотя использование метода гармонической линейаризации для исследования устойчивости нелинейных дискретных импульсных систем снимает ограничения, накладываемые на нелинейные импульсные функции: о их непрерывности, дифференцируемости

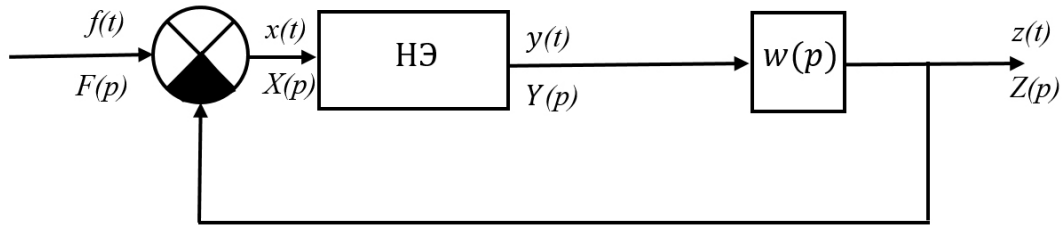


Рис. 2. Блок-схема обобщенной нелинейной системы
 Fig. 2. Block diagram of a generalized nonlinear system

и малых отклонениях, нарушаемых при разложении этих функций в ряд Тейлора при использовании первого метода Ляпунова об исследовании устойчивости системы в «малом», тем не менее остается невыполнимым строгое доказательство применимости «гипотезы фильтра» о малости высших гармоник на выходе линейной части системы при использовании метода гармонической линеаризации.

В настоящей работе строго доказаны необходимые и достаточные условия, при выполнении которых «гипотеза фильтра», необходимая для исследования устойчивости нелинейной системы в «целом», оказывается справедливой. Эти условия сформулированы и приведены в разделе 3.

Исследование устойчивости в «целом» и абсолютной устойчивости нелинейных систем с помощью нелинейных интегральных уравнений

Рассмотрим нелинейную систему (рис. 2), содержащую один НЭ и линейную часть с передаточной функцией $w(p)$.

К подобным простейшим блок-схемам могут быть приведены блок-схемы любых замкнутых систем, содержащих один нелинейный элемент, с использованием алгебры передаточных функций.

Внешнее воздействие $f(t)$ приложено по входу нелинейного элемента. Выходная величина нелинейного элемента $y(t)$ зависит от значения входного сигнала $x(t)$ и уравнения характеристики нелинейного элемента и может быть представлена в виде

$$y = \Phi(x(t)), \quad (1)$$

или относительно изображений:

$$Y(p) = L\{\Phi(x(t))\} = \int_0^{\infty} \Phi(x(t)) e^{-pt} dt. \quad (2)$$

Уравнение выходного сигнала относительно изображений имеет вид

$$Z(p) = W(p)Y(p), \quad (3)$$

где $W(p) = M(p)/N(p)$ – передаточная функция линейной части.

Условие замыкания системы имеет вид

$$x(t) = f(t) - z(t), \quad (4)$$

или относительно изображений:

$$X(p) = F(p) - Z(p), \quad (5)$$

Заменяя $Y(p)$ в (3) его значением из (2) и учитывая условие замыкания (5), получаем уравнение нелинейной системы в изображениях относительно выходной величины:

$$Z(p) = W(p) * L\{\Phi(x(t))\}. \quad (6)$$

Если в (3) заменить $Y(p)$ его значением из (2) и подставить значение $Z(p)$ в (5), то получим уравнение нелинейной системы в изображениях относительно ошибки:

$$X(p) = F(p) - W(p) * L\{\Phi(x(t))\}. \quad (7)$$

Это уравнение нелинейно, поскольку в него входят изображения нелинейной функции $x(t)$ и нелинейной функции (характеристики) НЭ $\Phi(x(t))$. Если перейти в (6) и (7) от изображения к оригиналам, а для этого достаточно воспользоваться теоремой свертывания, то мы получим уравнения в оригиналах относительно выходной величины $z(t)$:

$$z(t) = \int_0^t w(t-\tau) \Phi(f(t) - z(t)) d\tau, \quad (8)$$

и относительно ошибки $x(t)$:

$$x(t) = f(t) - \int_0^t w(t-\tau) \Phi(x(\tau)) d\tau, \quad (9)$$

Уравнения (8) и (9) представляют собой нелинейные интегральные уравнения. К сожалению, не существует общих методов решения нелинейных уравнений (8) или (9). Однако, учитывая специфику НЭ или линейных частей в конкретных нелинейных системах, можно точно или приближенно исследовать процессы в нелинейных системах (НС). Разумеется, решения подобных нелинейных интегральных уравнений могут быть получены различными численными методами с помощью ЦВМ. Естественный интерес представляют в основном такие методы, которые позволяют уста-

новить их свойства и особенности, не находя непосредственно решения, описывающего их уравнения, а с помощью так называемых критериев.

Рассматриваемые НС всегда полностью определяются заданной характеристикой НЭ и передаточной функцией или временной характеристикой линейной части системы. Если к нелинейной системе приложено несколько воздействий, например, кроме задающего воздействия еще и возмущающее, то все возмущающие воздействия с использованием методов алгебры передаточных функций могут быть приведены к точке задающего воздействия. При этом уравнения относительно ошибки (7) и (9) остаются без изменений, только $F(p)$ и $f(t)$ будут включать в свой состав изображения и оригиналы реакций линейной части системы на эти возмущающие воздействия. Поэтому при исследовании НС ограничимся уравнением ошибки с одним приведенным воздействием $f(t)$.

Особенности устойчивости нелинейных систем

В нелинейных системах различные режимы: режим состояния равновесия, режим вынужденных процессов, автоколебательные режимы – могут реально существовать лишь в том случае, когда они устойчивы. Устойчивость этих режимов определяется характером изменений отклонений, вызванных приложением к системе убывающих воздействий. Если эти отклонения после исчезновения вызвавшего эти отклонения возмущения стремятся с течением времени к нулю, то соответствующие режимы устойчивы. Возникающие отклонения в этом случае представляют собой не что иное, как свободные процессы. Поэтому исследование устойчивости сводится к исследованию свободных процессов в нелинейных интегральных уравнениях. Следует иметь в виду, что в нелинейных системах в отличие от линейных возможны ситуации, когда один режим устойчив, например автоколебательный или вынужденный, тогда как другой режим (режим состояния равновесия) неустойчив. Поэтому устойчивость состояния равновесия, вынужденных процессов и автоколебаний следует рассматривать вообще раздельно.

Будем считать, что режим (процесс) асимптотически устойчив, если величина отклонения $\varepsilon(t)$ от проектного (рабочего) режима под действием исчезающего возмущающего воздействия δ или начальных условий (переменных состояний: напряжений на емкостях конденсаторов и то-

ков в индуктивностях дросселей) удовлетворяет условию

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \varepsilon(t) = 0.$$

Если величина δ достаточно мала, то соответствующая устойчивость является устойчивостью в «малом» или локальной устойчивостью. При неограниченном изменении δ имеем устойчивость в «целом». Если условия устойчивости в «целом» распространяются не на одну фиксированную характеристику НЭ, а на некоторый класс характеристик, то имеет место «абсолютная» устойчивость.

Будем рассматривать не определенный вынужденный процесс, соответствующий фиксированному ограниченному внешнему воздействию $f_-(t)$ определенного вида, например постоянного, гармонического, периодического и т. д., а его совокупность вынужденных процессов, определяемых нелинейным интегральным уравнением

$$x^B(t) = f_-(t) - \int_0^t w(\tau) \Phi(x^B(t-\tau)) d\tau, \quad (10)$$

при любом ограниченном внешнем воздействии

$$|\Phi(x^B(t))| < \infty.$$

В [5; 6] показано, что вынужденные процессы $x^B(t)$, определяемые нелинейным интегральным уравнением (10), устойчивы, если для убывающих внешних воздействий $f_{\downarrow}(t) + f_{\downarrow}^0(t)$ таких, что

$$|f_{\downarrow}(t) + f_{\downarrow}^0(t)| < \infty.$$

Свободный процесс $x^{C'}(t)$ ограничен и удовлетворяет условию

$$\lim_{t \rightarrow \infty} x^{C'}(t) = 0,$$

$$x^{C'}(t) = f_{\downarrow}(t) + f_{\downarrow}^0(t) - \int_0^t w(t-\tau) \Phi(x^{C'}(\tau)) d\tau.$$

В [5; 6] сформулированы и приведены частотные критерии I (линейный критерий) и частотный критерий II (параболический критерий) для состояния равновесия. Состояние равновесия нелинейной системы с устойчивой линейной частью будет абсолютно устойчивым, если характеристика нелинейного элемента $\Phi(x)$ принадлежит для линейного критерия к сектору (Гурвицев угол) $[0, K_0]$, или, что то же, если коэффициент статической линеаризации НЭ $K^C(x)$ принадлежит полосе $[0, K_0]$ и частотная характеристика линейной части $w(j\omega)$ не пересекает $[q, K_0]$ прямую [5; 6].

Для частотного критерия II (параболический критерий): состояние равновесия нелинейной си-

стемы будет абсолютно устойчивым, если характеристика нелинейного элемента принадлежит сектору $[r, K_0]$, или, что то же, если коэффициент статической линеаризации $K^C(x)$ принадлежит полюсе $[r, K_0]$ и частотная характеристика линейной части $w(j\omega)$ не пересекает параболу [5; 6].

В [5, с. 283] отмечается, что для частотной характеристики $w(j\omega)$ линейная система будет устойчива, тогда как об устойчивости нелинейной системы ничего нельзя сказать, так как все критерии абсолютной устойчивости являются лишь достаточными.

В предлагаемой работе формулируется и доказывается достаточный критерий устойчивости ИПН в «малом» и «целом». Предложенный критерий устойчивости представлен в частотной области, удобный для применения при проектировании системы.

Постановка задач исследования

Целью работы является:

- формулирование достаточного критерия устойчивости в «малом», в «целом» и «абсолютной» устойчивости рабочего режима ряда ИПН (в частности, ИПН с ШИМ модуляционного типа);
- доказательство достаточности критерия устойчивости в «целом».

Доказательство ведется на основе второго метода Ляпунова в два этапа. На первом этапе – последовательно решаются следующие задачи:

- 1) проводится исследование устойчивости гармонически линеаризованной стационарной модели контура ООС ИПН;
- 2) определяется критерий устойчивости по Найквисту гармонически линеаризованной модели ИПН, определяющий границы частотных характеристик петлевого усиления цепи ООС $T(j\omega)$, устойчивых по Найквисту и Боде.

На втором этапе:

- 1) определяется функция Ляпунова, для гармонически линеаризованной модели ИПН;
- 2) исходя из свойств функции Ляпунова определяются аналитические условия, выполнение которых достаточно для того, чтобы найденная функция Ляпунова для гармонически линеаризованной модели ИПН (без учета высших гармоник) оставалась бы ею и для существующей нелинейной модели (с учетом высшим гармоник). Иными словами, находится функция Ляпунова для контура петлевого усиления ООС, когда выполняются достаточные условия устойчивости ИПН в «целом»;

3) формулируется достаточный критерий устойчивости в «целом» рабочего режима ИПН, определяющий границы устойчивости по Ляпунову частотных характеристик $T(j\omega)$.

Решение сформулированных выше задач проводится на основе анализа линеаризованных моделей ИПН (см. раздел 1).

1. Модели ИПН модуляционного типа

В настоящее время очень широкое распространение в различных областях техники получили ИПН с ШИМ понижающего типа, построенные по типовой (базовой) схеме, изображенной на рис. 3, где: ЛЧ – линейная часть ИПН; ФНЧ – фильтр низкой частоты; ООС – звено обратной связи; ДУ – дифференциальный усилитель (как правило, часть ООС); УМ – усилитель мощности; НЭ – нелинейная часть – широтно-импульсный модулятор; К – коммутатор; Z_H – сопротивление нагрузки ИПН; $Z_{ИП}$ – сопротивление источника первичного электропитания; $Z_{УМ}$ – выходное сопротивление УМ; J – опорное напряжение; Q – напряжение ИПН на нагрузке; $U_{ПИ}$ – пилообразное напряжение; $U_{Ш}$ – напряжение на выходе компаратора; Y – выходной сигнал УМ; Z – сигнал рассогласования (ошибки); $X_{ОС}$ – выходной сигнал цепи ООС.

В рассматриваемой схеме можно выделить следующие функционально значимые (базовые) элементы:

- 1) линейную часть – ЛЧ (содержащую фильтр низких частот – ФНЧ, звено обратной связи β и дифференциальный усилитель – ДУ;
- 2) нелинейную часть – широтно-импульсный модулятор – ШИМ (содержащую компаратор и усилитель мощности сигнала ШИМ – УМ),

Фильтр ФНЧ преобразует модулированное по длительности импульсное напряжение в выпрямленное напряжение с постоянной составляющей $Q^=$ и переменной составляющей $Q^~$ выходного напряжения $Q = Q^= + Q^~$. Напряжение Q с выхода ФНЧ поступает в нагрузку и через цепь ООС (β) – на инвертирующий вход ДУ. На другой вход ДУ подается эталонное (опорное) напряжение J . Усилитель ДУ формирует сигнал рассогласования (ошибки) $Z = K_D (J - X_{ОС})$, где K_D – коэффициент усиления ДУ, $X_{ОС}$ – выходное напряжение цепи ООС β -цепи.

С выхода ДУ сигнал рассогласования (ошибки) Z подается на неинвертирующий вход компаратора, а на другой вход компаратора – пилообразное напряжение $U_{ПИ}$ или напряжение типа «идеальное

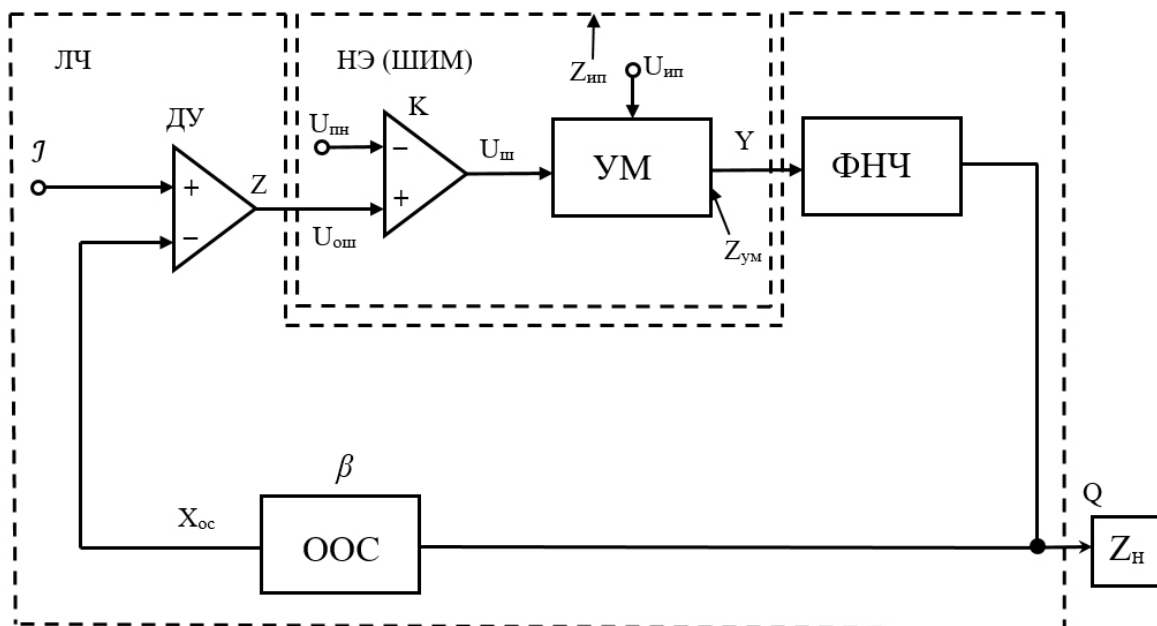


Рис. 3. Обобщенная функциональная схема ИПН модуляционного типа
Fig. 3. Generalized functional diagram of a pulse voltage converter

реле». Компаратор K определяет знак разности $Z - U_{\text{ПИ}}$ и формирует модулированное по ширине импульсное напряжение $U_{\text{ш}}$.

Усилитель мощности УМ – оконечный силовой блок ИПН, имеющий различное схематическое исполнение: однотактный или двухтактный, мостовой или полумостовой; с трансформаторным или бестрансформаторным выходом; однофазные или многофазные и т. п. – усиливает последовательность прямоугольных импульсов с выхода компаратора по напряжению и мощности (формирует сигнал Y) до уровней, необходимых для работы нагрузки ИПН – $Z_{\text{н}}$.

На рис. 4 приведена преобразованная функциональная схема, показанная на рис. 3, где: K_y – усилитель сигнала ошибки $J - X_{\text{OC}}$; J – эталонный опорный сигнал; K_d – коэффициент усиления ДУ; β – коэффициент передачи звена ООС; $W_{\text{ф}}$ – передаточная функция ФНЧ; S_1 – сумматор ДУ; S_2 – сумматор компаратора; $F(Z - U_{\text{ПИ}})$ – передаточная характеристика «вход – выход» нелинейного элемента НЭ; $U_{\text{ш.т}}$ – напряжение насыщения РЭ, численно равно амплитуде импульсов Y на выходе НЭ. Функции суммирования сигналов, осуществляемые ДУ и K в схеме на рис. 3, могут быть выделены в отдельные функциональные звенья S_1 и S_2 соответственно. Подобное преобразование позволяет от схемы (рис. 3) перейти к рассматриваемой сигнальной модели (рис. 4), где: K_d – коэффициент усиления ДУ; НЭ – нелиней-

ный элемент с характеристикой преобразования «вход – выход» $(Z - U_{\text{ПИ}}) \Rightarrow Y$;

$$Y = F(Z - U_{\text{ПИ}}) = \text{sign}(Z - U_{\text{ПИ}}) = \quad (11)$$

$$= \begin{cases} U_{\text{ш.т}}, & Z - U_{\text{ПИ}} > 0; \\ 0, & Z - U_{\text{ПИ}} \leq 0. \end{cases}$$

Графическое изображение характеристик НЭ представлено на рис. 5. В литературе НЭ с подобной характеристикой принято называть «НЭ с характеристикой типа “идеальное реле”».

Принцип работы ИПН, приведенного на рис. 4, и сигнальной модели на рис. 5 в установившемся рабочем режиме поясняют временные диаграммы (рис. 6), где $U_{\text{ПИ}}(t)$ – напряжение пилообразной формы; $U_{\text{п.т}}$ – амплитуда напряжения $U_{\text{ПИ}}(t)$; $Y(t)$ – выходной сигнал НЭ (ШИМ); $U_{\text{ш.т}}$ – амплитуда импульсов $Y(t)$; Z^- – постоянная составляющая сигнала $Z(t)$; Z^+ – переменная составляющая сигнала $Z(t)$; $Z^- \ll Z^+$; T – период следования $U_{\text{ПИ}}(t)$; $t_{\text{и}}$ – длительность импульсов $U_{\text{ПИ}}(t)$; $W_{\text{ф}}(j\omega)$, $\beta(j\omega)$, $K_y(j\omega)$ – передаточные функции цепей $W_{\text{ф}}$, β , K_y соответственно.

Временные диаграммы (рис. 6) построены в предположении, что:

- 1) $Z^- \ll Z^+$; $Z^- \ll U_{\text{п.т}}$;
- 2) выходное сопротивление первичного источника (ПИ) $Z_{\text{ПИ}} = 0$;
- 3) выход УМ по отношению ко входу ФНЧ можно рассматривать как идеальный источник напряжения, т. е. $Z_{\text{УМ}} = 0$.

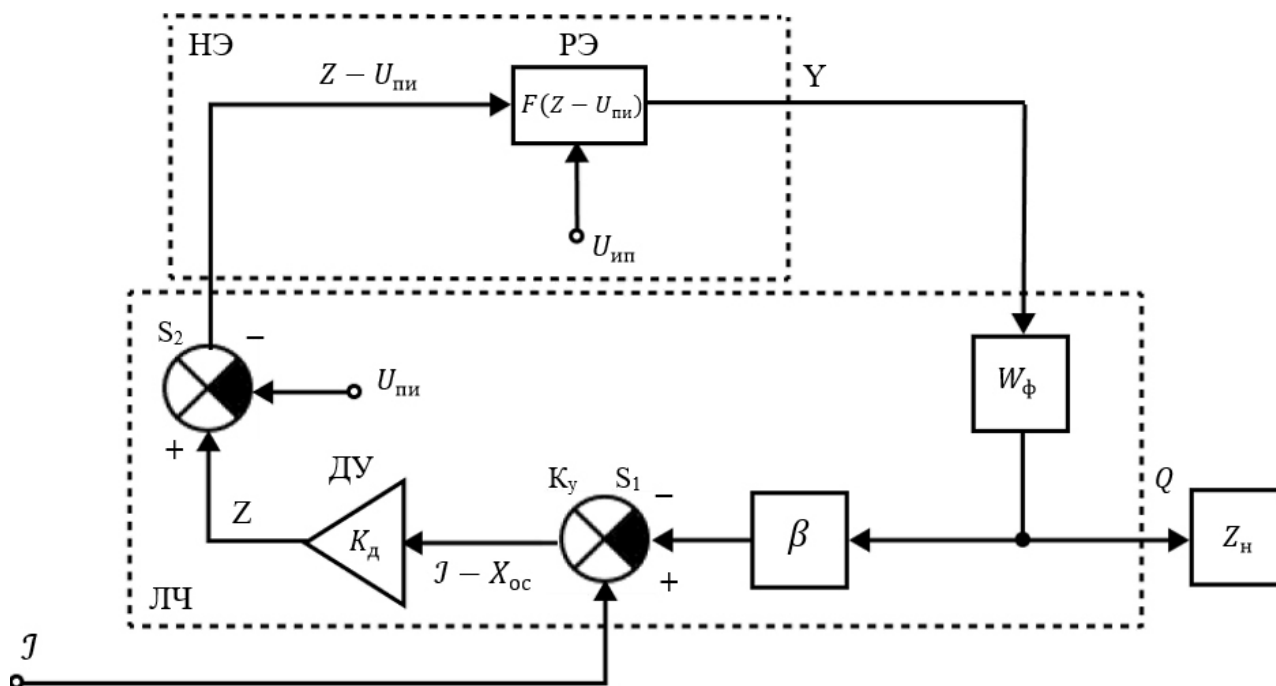


Рис. 4. Обобщенная сигнальная структурная схема ИПН с одноканальной ООС
 Fig. 4. Generalized signal block diagram of a pulse voltage converter unit with single-loop feedback

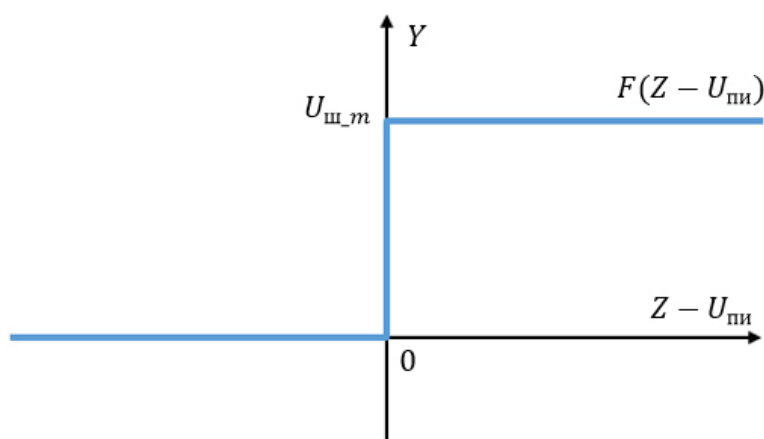


Рис. 5. Статистическая характеристика «вход – выход» НЭ типа «идеальная характеристика Реле»
 Fig. 5. Statistical characteristic «input – output» of nonlinear element of «ideal characteristic of Relay» type

Приведенные выше ограничения должны учитываться при принятии тех или иных технических решений при проектировании ИПН. В противном случае в ИПН могут возникать режимы работы, отличные от приведенных на диаграмме (рис. 6).

Представленную на рис. 4 структурную схему можно рассматривать как стационализированную нелинейную модель ИПН, относящихся к классу ДНС. С целью дальнейшего упрощения анализа, учитывая, что необходимым элементом ИПН является ФНЧ, обеспечивающий выполнение описанного выше условия 1, исходную схему следует преобразовать к виду (рис. 7), где K_d – коэффициент усиления ДУ; $K_{г.л.ш}$ – коэффициент гармони-

ческой линеаризации РЭ с характеристикой рис. 5 (коэффициент передачи НЭ по первой гармонике).

Устойчивость по Найквисту гармонических линеаризованных моделей ИПН

В основе критерия Найквиста лежит свойство линейных систем, заключающееся в том, что устойчивость линейной стационарной системы зависит только от свойств самой системы и не зависит от внешних сигналов (от режима работы ИПН), которые в этом случае могут задаваться произвольно. Тогда без ограничения общности рассмотрения будем полагать, что $J = U_{ш.т}/2$, т. е. амплитуда эталонного опорного сигнала J равна половине амплитуды импульсов на выходе НЭ.

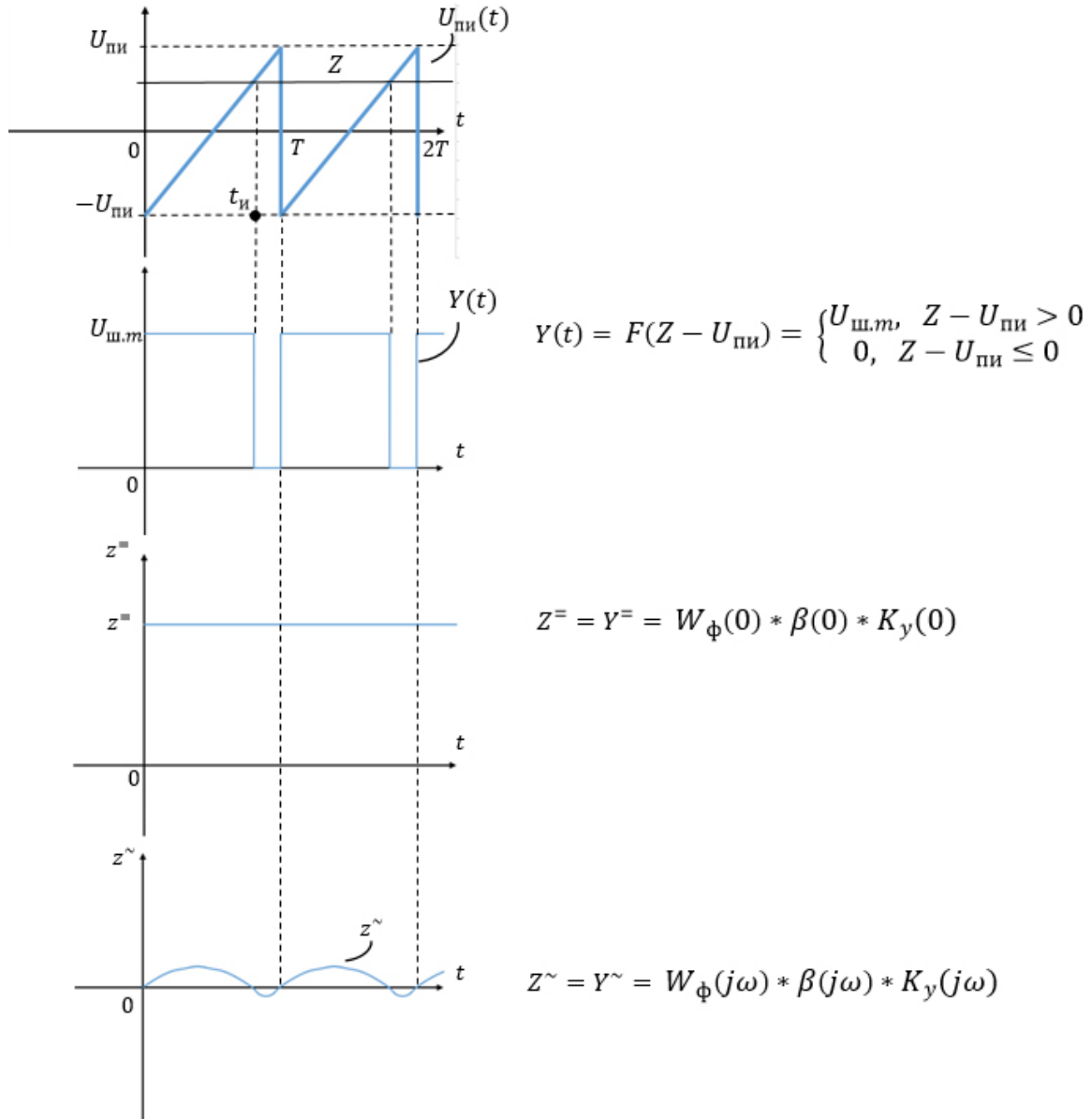


Рис. 6. Временные диаграммы работы системы (рис. 3)
Fig. 6. Timing diagrams of system operation (Fig. 3)

Для определения коэффициента передачи сигнала по цепи обратной связи $T(j\omega)$ «разорвем» (рис. 8) контур ООС модели на рис. 7 на выходе ЛЧ (в точках 2-2') и подадим на вход в точках 1-1' гармонический сигнал вида

$$Z = ae^{j\omega t}, \quad (12)$$

где a – амплитуда; ω – частота сигнала Z .

Выходной сигнал нелинейного элемента Y может быть разложен в ряд Фурье:

$$Y(j\omega) = \frac{U_{ш.т}}{2} + \sum_{2n-1}^{\infty} C_n e^{jn\omega t}. \quad (13)$$

Из приведенных на рис. 9 построений следует, что переменная составляющая сигнала Y является

симметричной функцией, поэтому суммирование в (13) ведется только по нечетным гармоникам.

Тогда, учитывая, что для определенного выше режима $J = U_{ш.т}/2$, сигнал на выходе сумматора S_1 (рис. 7) нелинейной системы (рис. 4) можем записать следующим образом:

$$\begin{aligned} J - X_{OC} &= \quad (14) \\ &= \frac{U_{ш.т}}{2} - \left[\frac{U_{ш.т}}{2} + \sum_{2n-1}^{\infty} C_n W_{ЛЧ}(n\omega) e^{j\theta_{ЛЧ}(n\omega)} e^{jn\omega t} \right] = \\ &= - \sum_{2n-1}^{\infty} C_n W_{ЛЧ}(n\omega) e^{j\theta_{ЛЧ}(n\omega)} e^{jn\omega t} = \\ &= -C_1 W_{ЛЧ}(\omega) e^{j\theta_{ЛЧ}(\omega)} e^{j\omega t} + \end{aligned}$$

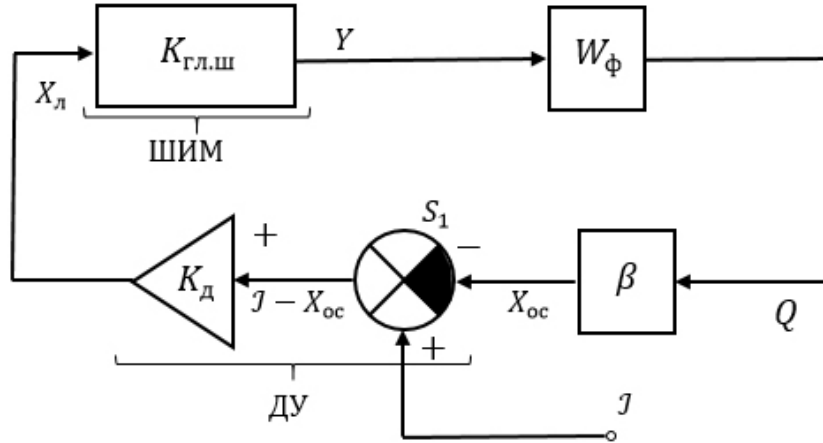


Рис. 7. Гармонически линеаризованная модель ИПН с одноконтурной ООС
 Fig. 7. Harmonically linearized model of pulse voltage converter with single-loop feedback

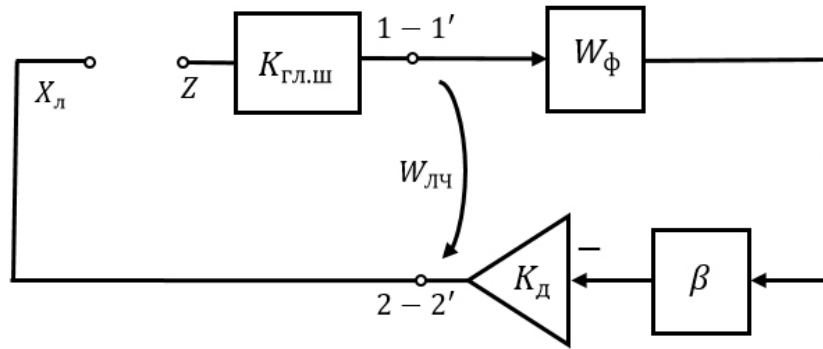


Рис. 8. Контур ООС модели (рис. 7), разомкнутый на входе ШИМ, в установившемся режиме $X_{ос}^- = J$
 Fig. 8. Feedback loop circuit of the model (Fig. 7), open at the PWM input, in steady state $X_{ос}^- = J$

$$+ \sum_{2n-1}^{\infty} C_n W_{ЛЧ}(n\omega) e^{j\theta_{ЛЧ}(n\omega)} e^{jn\omega t} = X_{Л} + X_{ОСТ}.$$

В разложении (14) выделены первый член гармонического ряда Фурье $X_{Л}$ и сумма высших гармоник $X_{ОСТ}$. Суммирование ведется по нечетным гармоникам $n = 1, 3, 5, \dots$. Коэффициент разложения по первой гармонике для НЭ может быть определен следующим образом:

$$C_1 = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} a_p \sin(x) dx = \frac{2a_p}{\pi}, \quad (15)$$

где $a_p = U_{шт}$ – порог ограничения НЭ релейного типа, равный амплитуде сигнала Y на выходе РЭ (рис. 9). Функции $W_{ЛЧ}(n\omega)$ и $\theta_{ЛЧ}(n\omega)$ в разложении (14) – соответственно, модуль и фаза частотной характеристики ЛЭ $w_{ЛЧ}(jn\omega)$ на частотах $n\omega$ только по нечетным гармоникам.

В состав ИПН входит фильтр низкой частоты (рис. 2), обуславливающий наличие у ЛЭ фильтрующих свойств. В этом случае высшими гармониками в разложении (14) можем в первом при-

ближении пренебречь и записать для выходного сигнала ЛЭ:

$$X_{Л} = C_1 W_{ЛЧ}(\omega) e^{j\theta_{ЛЧ}(\omega)} e^{j\omega t} = \frac{4a_p}{\pi} W_{ЛЧ}(\omega) e^{j\theta_{ЛЧ}(\omega)} e^{j\omega t}. \quad (16)$$

Тогда с учетом (12) и (16) для передаточной функции разомкнутого контура ООС системы (рис. 8), определяемой по первой гармонике, можем записать:

$$T(j\omega) = \frac{X_{Л}(j\omega)}{Z(j\omega)} = - \frac{C_1 W_{ЛЧ}(\omega) e^{j\theta_{ЛЧ}(\omega)} e^{j\omega t}}{a e^{j\omega t}} = - \frac{4a_p}{\pi} w_{ЛЧ}(j\omega) = -K_{гл.ш}(a) w_{ЛЧ}(j\omega), \quad (17)$$

где $K_{гл.ш}(a) = 4a_p / (\pi a)$ – искомый коэффициент передачи НЭ релейного типа по первой гармонике.

Сомножитель $K_{гл.ш}(a)$ может рассматриваться как звено, последовательно включенное с линейной частью ИПН с передаточной функцией $w_{ЛЧ}(j\omega)$.

Приведенные выше выкладки подтверждают, что обобщенной нелинейной модели ИПН (рис. 3)

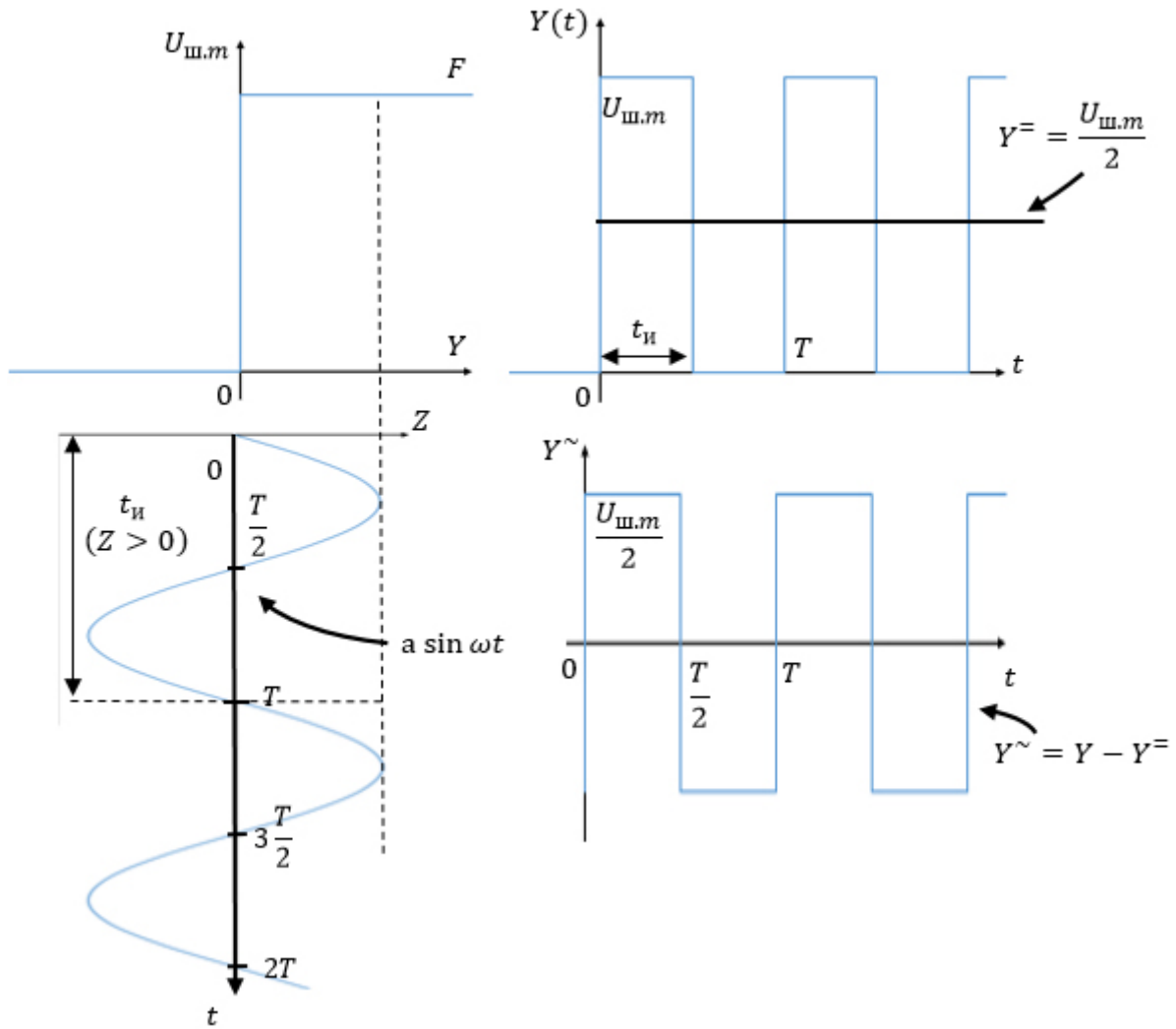


Рис. 9. Формирование на выходе НЭ сигнала Y при входном сигнале $Z = a \sin \omega t$

Fig. 9. Formation of the Y signal at the output of the nonlinear element at the input signal $Z = a \sin \omega t$

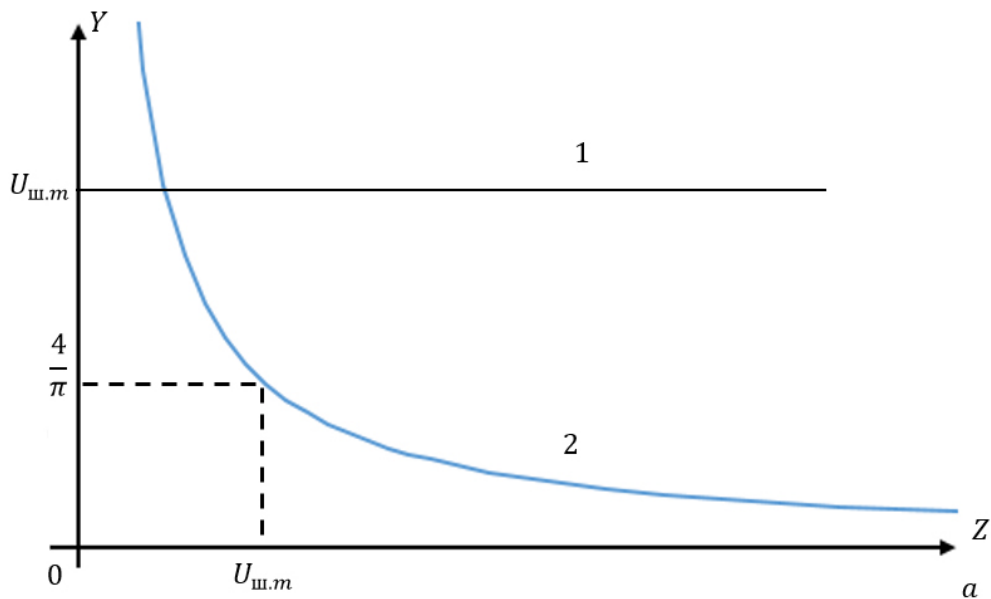


Рис. 10. Статистическая характеристика и коэффициенты гармонической линеаризации нелинейного элемента РЭ: 1 – статистическая характеристика; 2 – коэффициент гармонической линеаризации $K_{г.л.ш}(a)$

Fig. 10. Statistical characteristics and coefficients of harmonic linearization of a nonlinear element of relay type: 1 – statistical characteristic; 2 – harmonic linearization coefficient $K_{г.л.ш}(a)$

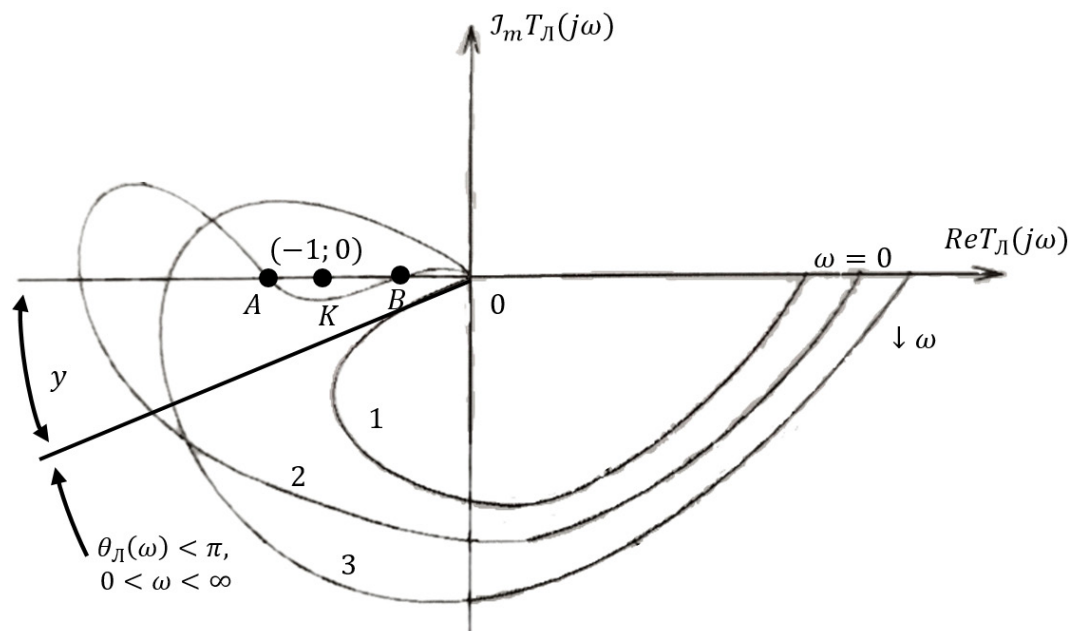


Рис. 11. Годограф $T_L(a, j\omega)$ гармонически линеаризованной системы (рис. 5)
 Fig. 11. Hodograph $T_L(a, j\omega)$ of a harmonically linearized system (Fig. 5)

можно поставить в соответствие ее гармонически линеаризованную модель, изображенную на рис. 7.

Звено $K_{г\text{л.ш}}(a)$ в структурной схеме (рис. 7) в литературе принято называть *гармонически линеаризованным коэффициентом передачи релейного элемента (РЭ)*. Графически статическая характеристика РЭ и коэффициент $K_{г\text{л.ш}}(a)$ представлены на рис. 10.

Заметим, что в отличие от линейной системы коэффициент передачи $K_{г\text{л.ш}}(a)$ гармонически линеаризованной модели (рис. 7) не является постоянной величиной, а зависит от амплитуды a гармонического сигнала $Z = ae^{i\omega t}$. Сформулированное замечание принципиально важно при определении частотных критериев устойчивости гармонически линеаризованных моделей ИПН модуляционного типа.

2. Об устойчивости гармонически линеаризованной модели ИПН по Найквисту

При постоянном значении коэффициента $K_{г\text{л.ш}}(a)$, или, что то же самое, параметра a система (рис. 7) становится линейной, и, следовательно, о ее устойчивости можно судить на основе линейных критериев. На практике при проектировании ИПН наиболее широко применяется частотный критерий Найквиста.

Линейная система с одноканальной обратной связью устойчива, если годограф возвратного отношения $T(j\omega)$ на комплексной плоскости не охватывает критической точки с координатами $[-1, j0]$.

В нашем случае $K(a) \neq \text{const}$, и линейные критерии в общем случае не позволяют судить об устойчивости и неустойчивости системы (рис. 7).

Поясним на примере модели (рис. 7) с годографами петлевого усиления $T_L(a, j\omega)$, изображенными на рис. 11. Годографы 1 и 2 в литературе принято называть устойчивыми по Найквисту и Боде.

В соответствии с (17) коэффициент $K_{г\text{л.ш}}(a)$ является частотно-независимой функцией и изменяется от 0 до ∞ . В этом случае $T_L(a, j\omega)$ образует семейство годографов, подобных по форме и различающихся по охватываемой ими площади в зависимости от a .

В разделе 3 будет показано, что годограф 1 устойчив по Ляпунову, если запас по фазе γ находится в пределах $[15^\circ, 75^\circ]$.

Точки пересечения годографами оси $\text{Re}(T_L(a, j\omega))$ при изменении a от 0 до ∞ принимают значения от ∞ до 0 (для НЭ с характеристикой типа «идеальное реле»). Таким образом, всегда можно указать такое значение a , при котором устойчивые по Найквисту годографы 1, 2 не обеспечивают устойчивость гармонически линеаризованной системы.

В соответствии с приведенными соображениями, основанными на методе гармонической лине-

аризации, критерий Найквиста для гармонически линеаризованных систем с одноконтурной ООС может быть записан в следующей формулировке: гармонически линеаризованная система устойчива в целом, если годограф петлевого усиления $T_{\text{Л}}(a, j\omega)$ не охватывает критической точки $[-1, j0]$ реальной оси плоскости годографа $T_{\text{Л}}(a, j\omega)$ для всех значений $0 < a < \infty$. При определении критериев устойчивости гармонически линеаризованной модели ИПН полагается, что $K_{\text{Л}}(a)$ плавно (без скачков) изменяется при изменении a , следовательно, годограф $T_{\text{Л}}(a, j\omega)$ плавно изменяется при изменении a .

В частности, для ИПН с характеристикой НЭ релейного типа справедлива формулировка: система (рис. 7) устойчива в целом, если годограф $T_{\text{Л}}(a, j\omega)$ для всех значений $0 < a < \infty$ полностью находится в нижней половине комплексной плоскости $T_{\text{Л}}(a, j\omega)$ (рис. 11, кривая 1). Отметим, что если годограф функции $T_{\text{Л}}(a, j\omega)$ находится в нижней половине комплексной плоскости $T_{\text{Л}}(a, j\omega)$, то из этого следует, что $\arg(T_{\text{Л}}(a, j\omega))$ не может быть больше π радиан. В аналитическом виде условие устойчивости гармонически линеаризованной модели ИПН может быть записано так: гармонически линеаризованная модель ИПН модуляционного типа (рис. 7) будет устойчива для всех $0 < \omega < \infty$, $0 < a < \infty$, если выполняется неравенство: $0 < \theta_{\text{Л}}(a, j\omega) < \pi$, (18) где $\theta_{\text{Л}}(a, j\omega)$ – фазочастотная характеристика комплексной функции $T_{\text{Л}}(a, j\omega)$.

3. Устойчивость ИПН по Ляпунову

Критерий Найквиста основан на анализе частотной характеристики возвратного отношения петлевого усиления $T(j\omega)$, которая для линейных систем не зависит от сигнала системы x_i . В сформулированных в разделе 2 критериях устойчивости гармонически линеаризованных моделей ИПН возвратное отношение $T_{\text{Л}}$ зависит от амплитуды сигнала a на входе НЭ $T_{\text{Л}}(a, j\omega)$.

Обоснование возможности (допустимости) расширения применения критерия Найквиста в разделе 2 дано лишь на качественном уровне и требует дополнительных более строгих доказательств. Определим для этого достаточное условие устойчивости гармонически линеаризованной модели ИПН по Ляпунову, не прибегая к критерию Найквиста.

Устойчивость гармонически линеаризованной модели ИПН по Ляпунову

В соответствии с предложенным Ляпуновым вторым (прямым) методом нелинейная система устойчива, если для нее можно указать функцию $\Phi(x_i)$, описывающую возвратное петлевое усиление и обладающую следующими свойствами:

- 4) $\Phi(x_i, t) > 0$ для всех x_i , $t_0 < t < \infty$;
- 5) $\varphi = \frac{d\Phi(x_i, t)}{dt} < 0$.

Существование такой функции $\Phi(x_i, t)$ для системы можно рассматривать как достаточный критерий ее устойчивости по Ляпунову. Функции $\Phi(x_i, t)$ с упомянутыми выше основными свойствами в литературе принято называть функциями Ляпунова.

Рассмотрим структурную схему системы рис. 7. Положением равновесия для этой системы является состояние, когда $Z = 0$, $X = 0$ (т. е. выходной сигнал Z и сигнал ошибки $X = J - X_{\text{ОС}}$ равны нулю). Пусть

$$Z = ja e^{\sigma t} e^{j\omega t}, \quad \sigma < 0, \quad (19)$$

исчезающее внешнее воздействие, выводящее систему из равновесия.

Тогда для линеаризованной системы (пренебрегая старшими гармониками) можем записать:

$$X_{\text{Л}} = a e^{\sigma t} e^{j\omega t} C_1 w_{\text{ЛЧ}}(j\omega), \quad (20)$$

где $C_1 = \frac{4}{\pi} U_{\text{шт}}$ – коэффициент разложения (14) по первой гармонике; $w_{\text{ЛЧ}}(j\omega)$ – частотная характеристика ЛЧ.

Введем в рассмотрение переменные:

$$Z^* = -ja e^{\sigma t} e^{-j\omega t} \quad (21)$$

– сигнал, сопряженный с Z ,

$$X_{\text{Л}}^* = a e^{\sigma t} e^{-j\omega t} C_1 w_{\text{ЛЧ}}(j\omega) \quad (22)$$

– сигнал, сопряженный с $X_{\text{Л}}$.

Рассмотрим функцию

$$\Phi_{\text{Л}} = -\frac{1}{2} [Z X_{\text{Л}}^* + Z^* X_{\text{Л}}]. \quad (23)$$

Докажем, что $\Phi_{\text{Л}}$ в (23) является для системы (рис. 7) функцией Ляпунова. Подставим (19), (20), (21), (22) в (23). После преобразований (учитывая формулу Эйлера) получим:

$$\Phi_{\text{Л}} = -a^3 e^{2\sigma t} J_m T_{\text{Л}}(a, j\omega), \quad (24)$$

$$\varphi_{\text{Л}} = \frac{d\Phi_{\text{Л}}}{dt} = -a^3 2\sigma e^{2\sigma t} J_m T_{\text{Л}}(a, j\omega). \quad (25)$$

Из полученных для $\Phi_{\text{Л}}$ и $\varphi_{\text{Л}}$ выражений следует, что если $J_m T_{\text{Л}}(a, j\omega) < 0$, $\sigma < 0$, то $\Phi_{\text{Л}} > 0$, а $\varphi_{\text{Л}} < 0$ для всех $0 < \omega < \infty$. Следовательно:

• квадратичная форма (23) является функцией Ляпунова для гармонически линеаризованной модели (рис. 7);

• гармонически линеаризованная модель устойчива по Ляпунову, что и требовалось доказать.

Условия $J_m T_{\text{Л}}(a, j\omega) < 0$, $0 < a < \infty$, $0 < \omega < \infty$ можно трактовать как частотный критерий устойчивости гармонически линеаризованной модели (рис. 7) по Ляпунову. Очевидно, что полученные критерии устойчивости по Найквисту и по Ляпунову для гармонически линеаризованных моделей совпадают.

4. Устойчивость нелинейных моделей ИПН по Ляпунову

Сформулированные в разделах 2 и 3 частотные критерии устойчивости ИПН по Найквисту, Боде и Ляпунову определены в предположении о том, что высшими гармониками в спектре сигнала X на выходе ЛЧ нелинейной модели (рис. 3) можно пренебречь – справедлива т. н. гипотеза фильтра. Определим условия, при которых высшие гармоники X не влияют на устойчивость ИПН. Рассмотрим квадратичную форму Φ :

$$\Phi = -\frac{1}{2} [ZX^* + Z^*X]. \quad (26)$$

В отличие от ранее используемой $\Phi_{\text{Л}}$ в (23) в выражении (26) $X = X_{\text{Л}} + X_{\text{ОСТ}}$, и, следовательно, учтены все гармоники на выходе ЛЧ.

В этом случае можем записать:

$$\begin{aligned} \Phi &= -\frac{1}{2} [jZ(X_{\text{Л}} + X_{\text{ОСТ}})^* + (jZ)^*X] = \\ &= -\frac{1}{2} [(ZX_{\text{Л}}^* + Z^*X_{\text{Л}}) + (ZX_{\text{ОСТ}}^* + Z^*X_{\text{ОСТ}})] = \\ &= \Phi_{\text{Л}} + \Phi_{\text{ОСТ}}, \end{aligned} \quad (27)$$

$$\varphi = \frac{d\Phi}{dt} = \frac{d(\Phi_{\text{Л}} + \Phi_{\text{ОСТ}})}{dt} = \varphi_{\text{Л}} + \varphi_{\text{ОСТ}}. \quad (28)$$

Из полученных выражений (27) и (28) следует, что Φ с $\Phi_{\text{Л}}$ и φ с $\varphi_{\text{Л}}$ будут иметь одинаковые знаки, если выполняются следующие условия:

$$|\Phi_{\text{Л}}| \geq |\Phi_{\text{ОСТ}}| = |\Phi - \Phi_{\text{Л}}| \geq |\Phi| - |\Phi_{\text{Л}}|. \quad (29)$$

$$|\varphi_{\text{Л}}| \geq |\varphi_{\text{ОСТ}}| = |\varphi - \varphi_{\text{Л}}| \geq |\varphi| - |\varphi_{\text{Л}}|. \quad (30)$$

После преобразований неравенства (29) и (30) могут быть представлены в виде:

$$\frac{|\Phi|}{|\Phi_{\text{Л}}|} \leq 2, \quad (31)$$

$$\frac{|\varphi|}{|\varphi_{\text{Л}}|} \leq 2. \quad (32)$$

Приведенные выкладки позволяют сделать следующие принципиальные выводы:

1) если справедливы неравенства (31) и (32), то Φ с $\Phi_{\text{Л}}$, а также φ с $\varphi_{\text{Л}}$ имеют одинаковые знаки;

2) если Φ с $\Phi_{\text{Л}}$, а также φ с $\varphi_{\text{Л}}$ имеют одинаковые знаки, то при исследовании устойчивости нелинейной системы (рис. 3) прямым методом Ляпунова, высшими гармониками сигнала X в квадратичной форме Φ (27) можно пренебречь;

3) если высшие гармоники сигнала X в квадратичной форме Φ можно не учитывать, то вместо Φ допустимо использовать формулу $\Phi_{\text{Л}}$ (23), в которой нелинейными продуктами пренебрегаем.

В свою очередь, обобщая сформулированные выше выводы, можем заключить, что:

• об устойчивости нелинейной системы (рис. 3) можно достоверно судить по ее гармонически линеаризованной модели (рис. 7), если выполняются условия (31) и (32);

• условия (31), (32) являются количественной оценкой выполнимости «гипотезы фильтра» при исследовании устойчивости ИПН;

• если выполняются условия (31), (32) и если $\Phi_{\text{Л}}$ является функцией Ляпунова для гармонически линеаризованной системы (рис. 7), то $\Phi_{\text{Л}}$ также является функцией Ляпунова и для нелинейной системы (рис. 3).

По аналогии с (20) для n -й гармоники сигнала на выходе ЛЧ – $X_{\text{ЛЧ},n}$ можем записать:

$$X_{\text{ЛЧ},n} = -a^2 e^{\sigma t} C_n e^{jn\omega t} W_{\text{ЛЧ}}(n\omega) e^{j\theta_{\text{ЛЧ}}(n\omega)}.$$

Суммируя по n , получим:

$$X = -\sum_{2n-1}^{\infty} a^2 e^{\sigma t} C_n e^{jn\omega t} W_{\text{ЛЧ}}(n\omega) e^{j\theta_{\text{ЛЧ}}(n\omega)}. \quad (33)$$

Подставив в (26) полученное выше значение X , после преобразований можем записать:

$$\Phi = a^2 e^{2\sigma t} \sum_{2n-1}^{\infty} C_n W_{\text{ЛЧ}}(n\omega) \sin(\theta(n\omega)), \quad (34a)$$

$$\varphi = a^2 2\sigma e^{2\sigma t} \sum_{2n-1}^{\infty} C_n W_{\text{ЛЧ}}(n\omega) \sin(\theta(n\omega)). \quad (34b)$$

Тогда неравенства (31), (32) можем представить в виде:

$$\begin{aligned} \frac{|\Phi|}{|\Phi_{\text{Л}}|} &= \frac{\left| -a^2 e^{2\sigma t} \sum_{2n-1}^{\infty} C_n W_{\text{ЛЧ}}(n\omega) \sin(\theta(n\omega)) \right|}{\left| -a^2 e^{2\sigma t} C_1 W_{\text{ЛЧ}}(\omega) \sin(\theta(\omega)) \right|} = \\ &= \frac{\sum_{2n-1}^{\infty} W_{\text{ЛЧ}}(n\omega) \sin(\theta(n\omega))}{C_1 W_{\text{ЛЧ}}(\omega) \sin(\theta(\omega))} \leq 2, \end{aligned} \quad (35a)$$

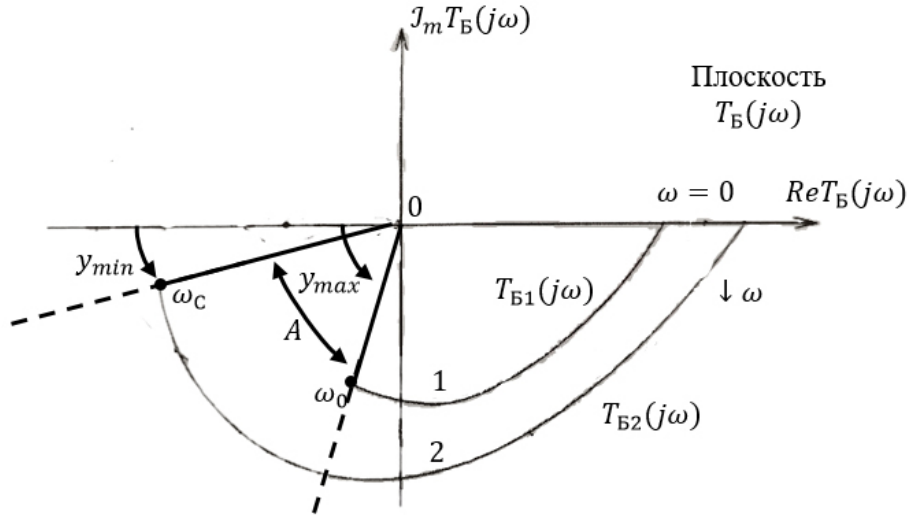


Рис. 12. Графическая иллюстрация условий (36) на плоскости $T_B(j\omega)$: 1 – $T_{B1}(j\omega)$ – функция Бode с запасом по фазе $y_{\max} = 75^\circ$; 2 – $T_{B2}(j\omega)$ – функция Бode с запасом по фазе $y_{\max} = 15^\circ$; A – область плоскости $T_B(j\omega)$, где выполняются условия (36) (угол допустимых значений $\theta_B(\omega)$, $\omega > \omega_0$)

Fig. 12. Graphic illustration of conditions (36) on a plane $T_B(j\omega)$: 1 – $T_{B1}(j\omega)$ – Bode function with phase margin $y_{\max} = 75^\circ$; 2 – $T_{B2}(j\omega)$ – Bode function with phase margin $y_{\max} = 15^\circ$; A – area of the plane $T_B(j\omega)$, where conditions (36) are met (angle of permissible values $\theta_B(\omega)$, $\omega > \omega_0$)

$$\frac{|\Phi|}{|\Phi_L|} = \frac{\left| -a^2 e^{2\sigma t} 2\sigma \sum_{2n-1}^{\infty} C_n W_{\text{ЛЧ}}(n\omega) \sin(\theta(n\omega)) \right|}{\left| -a^2 e^{2\sigma t} 2\sigma C_1 W_{\text{ЛЧ}}(\omega) \sin(\theta(\omega)) \right|} = \quad (35b)$$

$$= \frac{C_n}{C_1} \frac{\sum_{2n-1}^{\infty} W_{\text{ЛЧ}}(n\omega) \sin(\theta(n\omega))}{W_{\text{ЛЧ}}(\omega) \sin(\theta(\omega))} \leq 2.$$

Учитывая, что для устойчивых ИПН $\theta_{\text{ЛЧ}}(\omega) < \pi$, $0 < \omega < \infty$, следовательно, $\sin(\theta_{\text{ЛЧ}}(\omega)) < 1$.

На основании неравенств (35a), (35b) можно дать следующую оценку: для того, чтобы высшие гармоники сигнала X на выходе ЛЧ не изменяли знаки функций Φ_L и ϕ_L при добавлении к сигналу X_L высших гармоник достаточно, чтобы выполнялось неравенство,

$$\sin(\theta_{\text{ЛЧ}}(\omega)) \geq \frac{1}{2} \sum_{2n-1}^{\infty} \frac{C_n}{C_1} \frac{W_{\text{ЛЧ}}(n\omega)}{W_{\text{ЛЧ}}(\omega)}. \quad (36)$$

Как было указано ранее, НЭ ИПН имеет характеристику типа реле. В этом случае при любом входном периодическом сигнале с частотой ω выходной сигнал НЭ также периодический с частотой ω и имеет разрывы первого рода. Следовательно, коэффициенты C_n разложения этого сигнала в ряд Фурье убывают обратно пропорционально n , т. е.

$$\frac{C_n}{C_1} = \frac{1}{n}. \quad (37)$$

При проектировании ИПН $W_{\text{ЛЧ}}$ выбирается, исходя из необходимости получения требуемой глубины ООС F в заданном диапазоне $0 < \omega < \omega_c$ и обеспечения требуемого запаса устойчивости по фазе. Бode в своей работе [2] показал, что наилучшим образом перечисленным выше требованиям отвечает такая частотная характеристика $w_{\text{ЛЧ}}(j\omega)$, при которой возвратное отношение контура ООС $T_{\text{ЛЧ}}(j\omega)$ в диапазоне $0 < \omega < \omega_c$ имеет постоянный модуль $T_B(\omega) = T_0(\omega) = \text{const}$, а при частоте $\omega > \omega_c$ – постоянную фазу $\theta_B(\omega) = \pi - y = \text{const}$ с требуемым запасом по фазе y . Годограф такой функции $T_B(j\omega)$ изображен на рис. 12, а ЛАЧХ $T_B(\omega)$ – на рис. 13.

В аналитической форме для T_B можно записать:

$$\ln(T_B(\omega)) = \ln T_0 - 2 \left(1 - \frac{y}{\pi} \right) \ln \left(\sqrt{\frac{\omega^2}{\omega_c^2} - 1} + \frac{\omega}{\omega_c} \right). \quad (38)$$

Приведенный в [2] вывод формулы (38) выполнен в предположении, что $T_B(j\omega)$ – минимально-фазовая функция.

Для частот, где $\omega^2/\omega_c^2 \gg 1$, выражение (38) можно упростить и преобразовать к виду

$$\ln(T_B(\omega)) = \ln T_0 - 2 \left(1 - \frac{y}{\pi} \right) \ln \left(2 \frac{\omega}{\omega_c} \right) = \quad (39)$$

$$= \ln T_0 - \ln \left(\left(2 \frac{\omega}{\omega_c} \right)^{2 \left(1 - \frac{y}{\pi} \right)} \right) = \ln \frac{T_0}{\left(2 \frac{\omega}{\omega_c} \right)^{2 \left(1 - \frac{y}{\pi} \right)}}.$$

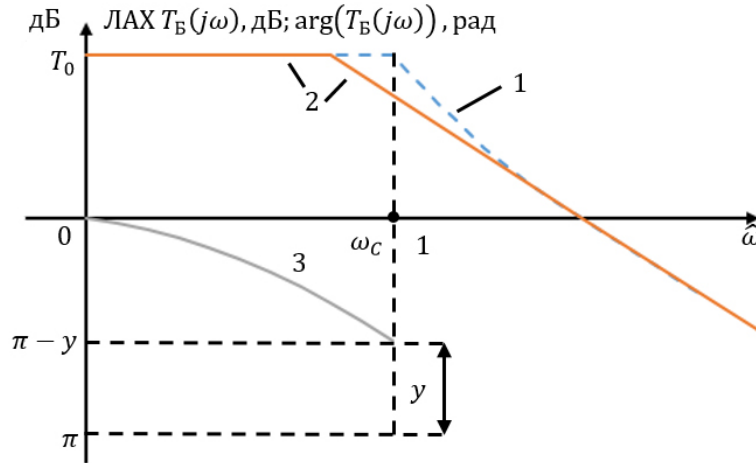


Рис. 13. Частотные характеристики $T_B(j\omega)$: 1 – ЛАХ типа идеальный срез по Боде, дБ; 2 – асимптотические прямые ЛАХ, дБ; 3 – $\arg(T_B(j\omega))$, рад;

Fig. 13. Frequency characteristics of $T_B(j\omega)$: 1 – LAC type ideal Bode cutoff, dB; 2 – asymptotic straight lines of LAC, dB; 3 – $\arg(T_B(j\omega))$, rad

Потенцируя обе части уравнения (39), получим:

$$T_B(\omega) = \frac{T_0}{\left(2 \frac{\omega}{\omega_c}\right)^{2\left(1-\frac{y}{\pi}\right)}}.$$

Тогда отношение

$$\frac{T_B(n\omega)}{T_B(\omega)} = \frac{\left(2 \frac{\omega}{\omega_c}\right)^{2\left(1-\frac{y}{\pi}\right)}}{\left(2 \frac{n\omega}{\omega_c}\right)^{2\left(1-\frac{y}{\pi}\right)}} = \frac{1}{n^{2\left(1-\frac{y}{\pi}\right)}}. \quad (40)$$

Учитывая, что $W_L(\omega)$ и $T_B(\omega)$ отличаются друг от друга лишь множителем $C_1 = \text{const}$, для искомого отношения можем записать:

$$\frac{W_L(n\omega)}{W_L(\omega)} = \frac{1}{n^{2\left(1-\frac{y}{\pi}\right)}}. \quad (41)$$

Подставляя C_n/C_1 и $T_B(n\omega)/T_B(\omega)$ из (37) и (41) в сумму, стоящую в правой части неравенства (36), после преобразований получим:

$$\sin y \geq \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n^{\left(3-\frac{2y}{\pi}\right)}}. \quad (42)$$

Отметим, что при $0 < y < \pi$ стоящая в правой части неравенства (42) бесконечная сумма сходится и может быть определена в замкнутом виде:

$$\sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n^{\left(3-\frac{2y}{\pi}\right)}} = \left(1 - 2^{\left(3-\frac{2y}{\pi}\right)}\right) \xi\left(3 - \frac{2y}{\pi}\right),$$

где $\xi(\dots)$ – функция Римана, непрерывная на интервале $[0 < y < \pi]$.

Значение функции Римана $\xi(\dots)$ для различных y выбираются по таблицам, приведенным в [4], а искомые условия в этом случае определяются неравенством

$$\sin y \geq \frac{1}{2} \left(1 - 2^{\left(3-\frac{2y}{\pi}\right)}\right) \xi\left(3 - \frac{2y}{\pi}\right). \quad (43)$$

Из приведенных на рисунке построений следует, что исходные условия выполняются, когда запас по фазе y функции $T_B(j\omega)$ находится в пределах

$$y_{\min} < y < y_{\max},$$

где $y_{\min} = \pi/24 = 7,5^\circ$, $y_{\max} = 5\pi/6 = 150^\circ$.

При выполнении условия (43) квадратичная форма (23) является функцией Ляпунова для нелинейной системы (рис. 3). Следовательно, неравенство (43) можно рассматривать как аналитическое выражение критерия устойчивости ИПН по Ляпунову.

Графическая интерпретация условия (43) на плоскости годографа функции $T_L(j\omega)$ представлена на рис. 14. Из него очевидно, что нелинейная система (рис. 3) устойчива по Ляпунову, если ее гармонически линейризованный годограф на частотах $\omega > \omega_c$ находится в области между границами, очерченными функциями: $T_{B1}(j\omega)$ – с запасом по фазе $y_{\max}$ (кривая 1) и $T_{B2}(j\omega)$ – с запасом по фазе $y_{\min}$ (кривая 2). (Запретная область на рисунке отмечена штриховкой.)

Приведенные выше формулировки критериев устойчивости ИПН с ШИМ по Ляпунову выражены в простой и удобной форме, близкой с крите-

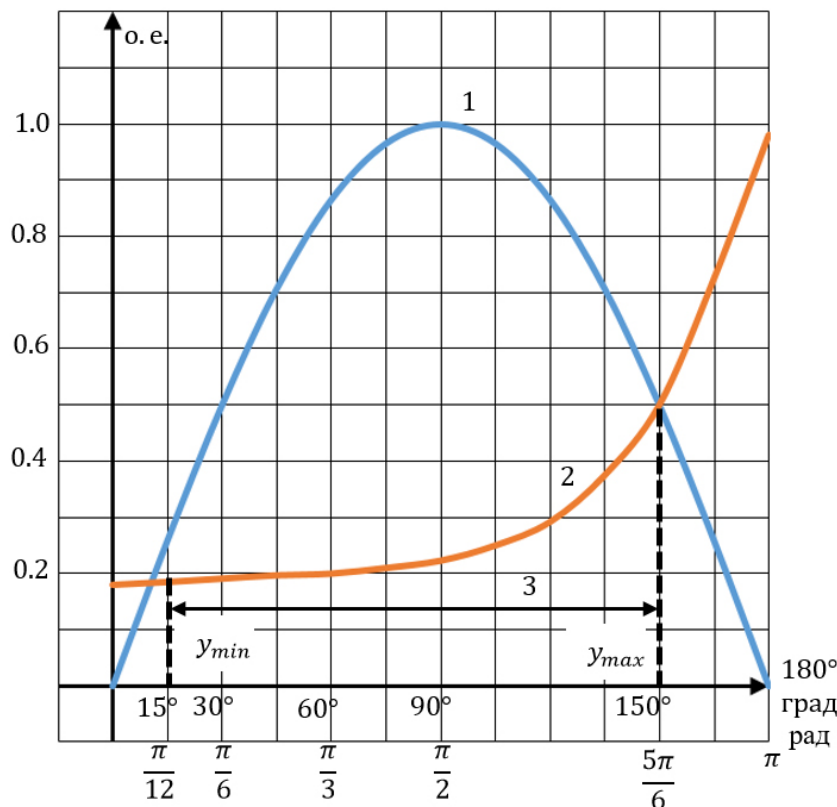


Рис. 14. Графическое решение неравенства (34): 1 – функция $f_1(y) = \sin y$; 2 – $f_2(y) = \left(1 - 2^{\left(3 - \frac{2y}{\pi}\right)}\right) \xi\left(3 - \frac{2y}{\pi}\right)$; 3 – интервал решений неравенства (34)

Fig. 14. Graphic solution to inequality (34): 1 – function $f_1(y) = \sin y$; 2 – $f_2(y) = \left(1 - 2^{\left(3 - \frac{2y}{\pi}\right)}\right) \xi\left(3 - \frac{2y}{\pi}\right)$; 3 – inequality solution interval (34)

рием Найквиста. На практике это означает, что если при проектировании устойчивых ИПН с ШИМ выбирается запас по фазе y в пределах 30° – 45° (что обычно является типовой нормой), то при формировании желаемых законов регулирования могут применяться известные методики, в том числе описанные в [3; 7–10].

Важно отметить, что частотный критерий устойчивости по Ляпунову нелинейной системы (рис. 3) накладывает на $T_L(j\omega)$ более жесткие ограничения в сравнении с частотным критерием устойчивости по Найквисту гармонически линеаризованной системы (рис. 7). Это, очевидно, объясняется тем, что высшие гармоники в спектре сигнала X на выходе ЛЧ вносят дополнительные фазовые сдвиги, зависящие, в свою очередь, от сходимости функции, стоящей в правой части неравенства (43).

Заключение

1. Найдена функция Ляпунова для ИПН с нелинейными элементами релейного типа. В соответствии с прямым методом Ляпунова наличие такой

функции является достаточным критерием устойчивости в «целом» рассматриваемой системы.

2. Найденная функция Ляпунова (Φ_L) выражена через петлевое усиление ООС ИПН $T_L(a, j\omega)$ следующим образом: $\Phi_L = -a^3 e^{2\sigma t} \text{Im} T_L(a, j\omega)$, где a – сигнал на входе нелинейного элемента.

3. Найдены границы частотных характеристик петлевого усиления ООС линейной части ИПН, устойчивых по Ляпунову с учетом влияния высших гармоник.

4. В настоящее время отсутствует количественное доказательство применимости «гипотезы фильтра» о малости влияния высших гармоник на устойчивость ИПН. В работе на основе прямого метода Ляпунова доказаны достаточные условия, при выполнении которых «гипотеза фильтра», необходимая для исследования устойчивости ИПН в «целом», оказывается справедливой.

5. Полученные в работе результаты позволяют упростить проектирование ИПН устойчивых по Ляпунову за счет применения метода амплитудно-частотных характеристик, используемых для стационарных линейных систем.

Список литературы

1. Ляпунов А.М. Общая задача об устойчивости движения. Рассуждение А. Ляпунова. Харьков: Типография Зильберберга, 1892. 251 с.
2. Боде Г.В. Теория цепей и проектирование усилителей с обратной связью. М.: ИЛ, 1948. 642 с.
3. Лурье Б.Я., Энрайт П.Дж. Классические методы автоматического управления / под ред. А. А. Ланнэ. СПб.: БХВ-Петербург, 2004. 640 с.
4. Специальные функции: Формулы, графики, таблицы / пер. с англ. А.Н. Гайсинского; под ред. М.В. Меерова. М.: Сов. радио, 1970. 599 с.
5. Цыпкин Я.З. Основы теории автоматических систем. М.: Наука, 1977. 560 с.
6. Чаки Ф. Современная теория управления. Нелинейные, оптимальные и адаптивные системы / пер. с англ. В.В. Капитоненко и С.А. Анисимова; под ред. Н.С. Райбмана. М.: Мир, 1975. 424 с.
7. Дмитриков В.Ф., Шушпанов Д.В. Устойчивость и электромагнитная совместимость устройств и систем электропитания. М.: Горячая линия – Телеком, 2018. 540 с.
8. Дмитриков В.Ф., Сергеев В.В., Самылин И.Н. Повышение эффективности преобразовательных и радиотехнических устройств. М.: Горячая линия – Телеком, 2016. 424 с.
9. Теория и методы анализа преобразователей частоты и ключевых генераторов / В.Ф. Дмитриков [и др.]. Киев: Наук. Думка, 1988. 312 с.
10. Дмитриков В.Ф., Тонкаль В.Е., Островский М.Я. Теория ключевых формирователей гармонических колебаний. Киев: Наук. Думка, 1993. 312 с.
11. Андриянов А.И. Развитие теории управления нелинейными динамическими процессам импульсно-модуляционных систем: дис. ... д-ра. техн. наук. Брянск, 2021. 498 с.
12. Нелинейная динамика полупроводниковых преобразователей / А.В. Кобзев [и др.]. Томск: ТУСУР, 2007. 224 с.
13. Кобзев Г.А. Метод исследования устойчивости в целом стабилизированных преобразователей электрической энергии с широтно-импульсной модуляцией: дис. ... канд. техн. наук. Томск, 2010. 112 с.
14. Жуйков В.Я., Леонов А.О. Хаотические процессы в электротехнических системах // Известия академии наук СССР. Энергетика и транспорт. 1991. № 1. С. 121–127.
15. Белов Г.А. Динамика импульсных преобразователей. Чебоксары: Чуваш. ун-т, 2001. 448 с.
16. Белов Г.А. Импульсные преобразователи с системами управления на серийных микросхемах. Чебоксары: Чуваш. ун-т, 2015. 330 с.
17. Белов Г.А. Теория импульсных преобразователей. Чебоксары: Чуваш. ун-т, 2016. 330 с.
18. Мелешин В.И. Транзисторная преобразовательная техника. М.: Техносфера, 2005. 632 с.
19. Севернс Р., Блум Г. Импульсные преобразователи постоянного напряжения для систем вторичного электропитания. М.: Энергоатомиздат, 1988. 294 с.
20. Дмитриков В.Ф., Коржавин О.А., Шушпанов Д.В. Устойчивость распределенной системы электропитания с учетом промежуточных фильтров // Практическая силовая электроника. 2010. № 4 (40). С. 28–35.
21. Дмитриков В.Ф., Самылин И.Н. О влиянии комплексной нагрузки на устойчивость работы и динамические характеристики импульсных источников питания // Практическая силовая электроника. 2006. № 1 (21). С. 6–10.
22. Устойчивость и электромагнитная совместимость устройств и систем электропитания / В.Ф. Дмитриков [и др.] // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2017. Т. 20, № 3. С. 87–94. URL: <https://journals.ssau.ru/pwp/article/view/7089>
23. Andriyanov A.I. Border collision bifurcation in closed automatic control systems with sinusoidal pulse width modulation // Journal of Computer and Systems Sciences International. 2016. Vol. 55, no. 3. P. 425–434. DOI: <https://doi.org/10.1134/S1064230716030059>
24. Михальченко С.Г. Бифуркационный анализ нелинейных динамических систем полупроводниковых преобразователей модульного типа: дис. ... д-ра. техн. наук. Томск, 2012. 328 с.
25. Andriyanov A.I. Control system for nonlinear dynamic processes in a buck converter // IOP Conference Series: Materials, Science and Engineering. 2021. Vol. 1047, no. 1. P. 012185. DOI: <https://doi.org/10.1088/1757-899X/1047/1/012185>
26. Коржавин О.А., Донкеев С.С. Повышение локальной устойчивости системы «импульсный стабилизированный источник питания с входным фильтром» путем увеличения его коэффициента затухания с помощью цепей коррекции // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2001. Т. 4, № 4. С. 68–72.
27. Андриянов А.И. Исследование частотных характеристик импульсных преобразователей напряжения с упрощенным токовым контуром с запаздывающей обратной связью // Практическая силовая электроника. 2023. № 1 (89). С. 2–10. URL: <https://elibrary.ru/item.asp?id=50504163>

Информация об авторах

Дмитриков Владимир Федорович, доктор технических наук, профессор кафедры теоретических основ телекоммуникации Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций имени профессора М.А. Бонч-Бруевича, г. Санкт-Петербург, Россия. Заслуженный деятель науки РФ, лауреат премии ОАО «Газпром», академик РАЭН, член-корр. АЭН, член-корр. МАН ВШ. Окончил в 1967 г. Ленинградский политехнический институт имени М.И. Калинина, радиофизический факультет. Член бюро совета «Научные проблемы систем электропитания» при отделении РАН «Электрофизика, энергетика, электротехника».

Автор более 300 научных работ и изобретений, в том числе 6 учебников, 4 учебных пособий, 6 монографий и более 30 авторских свидетельств.

Область научных интересов: энергетически высокоэффективные ключевые режимы генерирования и усиления электрических колебаний и информационных сигналов, теория линейных и нелинейных электрических цепей, радиосвязь, радионавигация, преобразовательная техника.

E-mail: Dmitrikov_VF@mail.ru
ORCID: <https://orcid.org/0009-0002-9839-787X>
SPIN-код (eLibrary): 4799-9621
AuthorID (eLibrary): 492150
ResearcherID (WoS): HTL-8810-2023

Фрид Лев Ефимович, технический директор ООО «Северо-Западная Лаборатория», г. Санкт-Петербург, Россия.

Область научных интересов: силовая электроника, преобразователи напряжения, фильтры радиопомех, устойчивость преобразователей напряжения.

E-mail: Maximus.frid@mail.ru

Петроченко Александр Юрьевич, кандидат технических наук, инженер II категории АО «Концерн «НПО Аврора», г. Санкт-Петербург, Россия.

Область научных интересов: силовая электроника, устойчивость преобразователей напряжения.

E-mail: Petrochenko_A@bk.ru

Шушпанов Дмитрий Викторович, кандидат технических наук, доцент кафедры теоретических основ телекоммуникаций Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций имени профессора М.А. Бонч-Бруевича, г. Санкт-Петербург, Россия. Окончил в 2002 г. Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций имени профессора М.А. Бонч-Бруевича, факультет многоканальных телекоммуникационных систем. В 2005 г. окончил аспирантуру при Санкт-Петербургском государственном университете телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича. Автор более 110 научных работ, в том числе 1 монографии.

Область научных интересов: энергетически высокоэффективные ключевые режимы генерирования и усиления электрических колебаний и информационных сигналов, теория линейных и нелинейных электрических цепей, устройства преобразовательной техники.

E-mail: dimasf@inbox.ru
ORCID: <https://orcid.org/0009-0009-9950-0585>
SPIN-код (eLibrary): 5831-5634
AuthorID (eLibrary): 485153
ResearcherID (WoS): HTM-6508-2023

Physics of Wave Processes and Radio Systems 2023, vol. 26, no. 4, pp. 17–37

DOI [10.18469/1810-3189.2023.26.4.17-37](https://doi.org/10.18469/1810-3189.2023.26.4.17-37)
UDC 621.37
Original Research

Received 15 October 2023
Accepted 16 November 2023
Published 29 December 2023

Frequency criterion for stability «as a whole» of modulation-type pulse voltage converters according to Lyapunov

Vladimir F. Dmitrikov¹ , Lev E. Frid², Alexandr Y. Petrochenko³, Dmitry V. Shushpanov¹ 

¹ The Bonch-Bruевич Saint Petersburg State University of Telecommunications

22, bld. 1, Avenue Bolshevikov,
Saint Petersburg, 193232, Russia

² LLC «North West Laboratory»

5a, Varshavskaya Street,
Saint Petersburg, 196128, Russia

³ JSC «Concern Aurora SPA»

15, Karbysheva Street,
Saint Petersburg, 194021, Russia

Abstract – Background. The use of methods for researching and designing stable nonlinear dynamic systems by constructing the frequency characteristics of the loop gain of the negative feedback of a pulsed voltage converter through time characteristics obtained by numerical methods for solving nonlinear differential equations that describe electromagnetic processes in the converter takes a lot of time and has low accuracy in calculating optimal modes, when you need to calculate hundreds of options. **Aim.** Therefore, it seems necessary to further develop the theory of stability of modulation-type pulse voltage converters using frequency stability criteria, Lyapunov functions, amplitude and phase frequency characteristics of the converter loop gain. **Methods.** Stability in the «small» is solved using linearized models, which are constructed using the so-called first Lyapunov method - the «first approximation» method. The second method for studying the stability of nonlinear dynamic systems is the harmonic linearization method, when the nonlinear element is replaced by a harmonically linearized link with a transmission coefficient only for the first harmonic. **Results.** The Lyapunov function for a pulse voltage converter with nonlinear relay-type

elements was found. **Conclusion.** The results obtained in the work make it possible to simplify the design of Lyapunov-stable pulse voltage converters through the use of the method of amplitude-frequency characteristics used for stationary linear systems.

Keywords – stability in the «small»; stability in general; linearized model; Lyapunov function; harmonic linearization method; pulse voltage converter.

✉ Dmitrikov_VF@mail.ru (Vladimir F. Dmitrikov)

 © Vladimir F. Dmitrikov et al., 2023

References

1. A. M. Lyapunov, *General Problem of Motion Stability. Reasoning by A. Lyapunov*. Khar'kov: Tipografiya Zil'berberga, 1892. (In Russ.)
2. G. V. Bode, *Circuit Theory and Feedback Amplifier Design*. Moscow: IL, 1948. (In Russ.)
3. B. Ya. Lur'e and P. J. Enrayt, *Classic Automatic Control Methods*, A. A. Lanne, Ed. Saint Petersburg: BKhV-Peterburg, 2004. (In Russ.)
4. M. V. Meerov, Ed. *Special Functions: Formulas, Graphs, Tables*, A. N. Gaysinsky, Trans. Moscow: Sov. radio, 1970. (In Russ.)
5. Ya. Z. Tsypkin, *Fundamentals of the Theory of Automatic Systems*. Moscow: Nauka, 1977. (In Russ.)
6. F. Chaki, *Modern Management Theory. Nonlinear, Optimal and Adaptive Systems*, V. V. Kapitonenko and S. A. Anisimova, Trans., N. S. Reibman, Ed. Moscow: Mir, 1975. (In Russ.)
7. V. F. Dmitrikov and D. V. Shushpanov, *Stability and Electromagnetic Compatibility of Devices and Power Supply Systems*. Moscow: Goryachaya liniya – Telekom, 2018. (In Russ.)
8. V. F. Dmitrikov, V. V. Sergeev, and I. N. Samylin, *Increasing the Efficiency of Converter and Radio Devices*. Moscow: Goryachaya liniya – Telekom, 2016. (In Russ.)
9. V. F. Dmitrikov et al., *Theory and Methods of Analysis of Frequency Converters and Key Generators*. Kiev: Nauk. Dumka, 1988. (In Russ.)
10. V. F. Dmitrikov, V. E. Tonkal', and M. Ya. Ostrovskiy, *Theory of Key Drivers of Harmonic Oscillations*. Kiev: Nauk. Dumka, 1993. (In Russ.)
11. A. I. Andriyanov, "Development of control theory for nonlinear dynamic processes of pulse-modulation systems," Doc. Tech. Sciences dissertation, Bryansk, 2021. (In Russ.)
12. A. V. Kobzev et al., *Nonlinear Dynamics of Semiconductor Converters*. Tomsk: TUSUR, 2007. (In Russ.)
13. G. A. Kobzev, "Method for studying the stability of generally stabilized electrical energy converters with pulse width modulation," Cand. Tech. Sciences dissertation, Tomsk, 2010. (In Russ.)
14. V. Ya. Zhuykov and A. O. Leonov, "Chaotic processes in electrical systems," *Izvestiya akademii nauk SSR. Energetika i transport*, no. 1, pp. 121–127, 1991. (In Russ.)
15. G. A. Belov, *Dynamics of Pulse Converters*. Cheboksary: Chuvash. un-t, 2001. (In Russ.)
16. G. A. Belov, *Pulse Converters with Control Systems on Serial Chips*. Cheboksary: Chuvash. un-t, 2015. (In Russ.)
17. G. A. Belov, *Theory of Pulse Converters*. Cheboksary: Chuvash. un-t, 2016. (In Russ.)
18. V. I. Meleshin, *Transistor Conversion Technology*. Moscow: Tekhnosfera, 2005. (In Russ.)
19. R. Severns and G. Blum, *Switching DC-DC Converters for Secondary Power Supply Systems*. Moscow: Energoatomizdat, 1988. (In Russ.)
20. V. F. Dmitrikov, O. A. Korzhavin, and D. V. Shushpanov, "Stability of a distributed power supply system taking into account intermediate filters," *Prakticheskaya silovaya elektronika*, no. 4 (40), pp. 28–35, 2010. (In Russ.)
21. V. F. Dmitrikov and I. N. Samylin, "On the influence of complex load on the stability of operation and dynamic characteristics of switching power supplies," *Prakticheskaya silovaya elektronika*, no. 1 (21), pp. 6–10, 2006. (In Russ.)
22. V. F. Dmitrikov et al., "The stability and electromagnetic compatibility of power supply modules and systems," *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 20, no. 3, pp. 87–94, 2017, url: <https://journals.ssau.ru/pwp/article/view/7089>. (In Russ.)
23. A. I. Andriyanov, "Border collision bifurcation in closed automatic control systems with sinusoidal pulse width modulation," *Journal of Computer and Systems Sciences International*, vol. 55, no. 3, pp. 425–434, 2016, doi: <https://doi.org/10.1134/S1064230716030059>.
24. S. G. Mikhil'chenko, "Bifurcation analysis of nonlinear dynamic systems of modular semiconductor converters," Doc. Tech. Sciences dissertation, Tomsk, 2012. (In Russ.)
25. A. I. Andriyanov, "Control system for nonlinear dynamic processes in a buck converter," *IOP Conference Series: Materials, Science and Engineering*, vol. 1047, no. 1, p. 012185, 2021, doi: <https://doi.org/10.1088/1757-899X/1047/1/012185>.
26. O. A. Korzhavin and S. S. Donkeev, "Increasing the local stability of the "switching stabilized power supply with input filter" system by increasing its attenuation coefficient using correction circuits," *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 4, no. 4, pp. 68–72, 2001. (In Russ.)
27. A. I. Andriyanov, "Study of the frequency characteristics of pulsed voltage converters with a simplified current loop with delayed feedback," *Prakticheskaya silovaya elektronika*, no. 1 (89), pp. 2–10, 2023, url: <https://elibrary.ru/item.asp?id=50504163>. (In Russ.)

Information about the Authors

Vladimir F. Dmitrikov, Doctor of Technical Sciences, professor of the Department of Theoretical Foundations of Telecommunications, the Bonch-Bruевич Saint Petersburg State University of Telecommunications, Saint Petersburg, Russia. Honored Scientist of the Russian Federation, Laureate of the Gazprom Prize, Academician of the Russian Academy of Natural Sciences, Corresponding Member AEN, corresponding member MAN VSH. Graduated in 1967 from the Leningrad Polytechnic Institute. M.I. Kalinin, Faculty of Radiophysics. Member of the Bureau of the Council «Scientific Problems of Power Supply Systems» at the Department of the Russian Academy of

Sciences «Electrophysics, Power Engineering, Electrical Engineering». Author of over 300 scientific works and inventions, including 6 textbooks, 4 study guides, 6 monographs and more than 30 copyright certificates.

Research interests: highly efficient key modes of generation and amplification of electrical oscillations and information signals, theory of linear and nonlinear electrical circuits, radio communication, radio navigation, conversion technology.

E-mail: Dmitrikov_VF@mail.ru

ORCID: <https://orcid.org/0009-0002-9839-787X>

SPIN-code (eLibrary): 4799-9621

AuthorID (eLibrary): 492150

ResearcherID (WoS): HTL-8810-2023

Lev E. Frid, Technical Director of LLC «North West Laboratory», Saint Petersburg, Russia.

Research interests: power electronics, voltage converters, radio interference filters, stability of voltage converter.

E-mail: Maximus.frid@mail.ru

Alexandr Y. Petrochenko, Candidate of Technical Sciences, engineer of the second category in JSC «Concern Aurora SPA», Saint Petersburg, Russia.

Research interests: power electronics, stability of voltage converter.

E-mail: Petrochenko_A@bk.ru

Dmitry V. Shushpanov, Candidate of Technical Sciences, associate professor of the Department of Theoretical Foundations of Telecommunications, the Bonch-Bruевич Saint Petersburg State University of Telecommunications, Saint Petersburg, Russia. Graduated in 2002 from the Bonch-Bruевич Saint Petersburg State University of Telecommunications, Faculty of Multichannel Telecommunication Systems. In 2005 he completed his postgraduate studies at the Bonch-Bruевич Saint Petersburg State University of Telecommunications. Author of over 110 scientific works, including 1 monograph.

Research interests: energetically highly efficient key modes of generation and amplification of electrical oscillations and information signals, the theory of linear and nonlinear electrical circuits, devices of conversion technology.

E-mail: dimasf@inbox.ru

ORCID: <https://orcid.org/0009-0009-9950-0585>

SPIN-code (eLibrary): 5831-5634

AuthorID (eLibrary): 485153

ResearcherID (WoS): HTM-6508-2023

Анализ теплового влияния двух внешних параллельных печатных проводников плат, установленных на металлическое основание и работающих в условиях космического вакуума, друг на друга

А.В. Костин

Самарский национальный исследовательский университет имени академика С.П. Королева
443086, Россия, г. Самара,
Московское шоссе, 34

Аннотация – Обоснование. Необходимость анализа теплового влияния двух внешних параллельных проводников обусловлена увеличением плотности проводящего рисунка. Для печатных плат, установленных на металлическое основание и работающих в условиях космического вакуума, эта необходимость обостряется слабостью проработки вопроса. **Цель.** Проведение анализа взаимного влияния двух внешних параллельных печатных проводников плат, установленных на металлическое основание и работающих в условиях космического вакуума, друг на друга для выявления зависимости их температуры от расстояния между ними и определения расстояния, при котором эта зависимость практически исчезает. **Методы.** Для достижения цели использовался расчет конечно-элементным методом, реализованный в программе ANSYS, модуль Steady-State Thermal. Расчету подвергались три многослойные печатные платы: 4-слойная, 6-слойная, 8-слойная. Температурный коэффициент сопротивления учитывался отдельно путем пересчета. **Результаты.** Были построены графики зависимостей перегрева (разницы между температурой печатного проводника и металлического основания) от расстояния между печатными проводниками. Проведена аппроксимация полученных результатов. По аппроксимированным зависимостям найдены минимальные значения расстояний между печатными проводниками, при которых взаимное влияние печатных проводников практически исчезает. С увеличением толщины печатной платы это расстояние увеличивается. **Заключение.** Полученные результаты могут помочь оценить влияние соседних печатных проводников при проектировании плат бортовой аппаратуры космических аппаратов.

Ключевые слова – тепловое влияние; внешние параллельные печатные проводники плат; металлическое основание; космический вакуум; численный метод; аппроксимация.

Введение

В космическом приборостроении получили широкое распространение печатные платы на металлическом основании. Причем такие платы чаще всего работают в условиях отсутствия конвекции. Одной из задач, решаемой в процессе проектирования печатных плат, является выбор ширины печатных проводников (ПП). Ширина ПП в основном определяется током, протекающим через него. Отечественная [1; 2] и зарубежная [3; 4] нормативно-техническая документация дает указания по выбору ширины ПП, но не для плат на металлическом основании. В некоторых публикациях приводятся формулы для расчета ПП печатных плат на металлическом основании, но работающих в условиях естественной конвекции [5]. Автором настоящей работы в [6] приводится подобная методика, однако она не рассматривает влияние ПП друг на друга. В реальных печатных платах проводящий рисунок достаточно сложный. Соседние ПП могут подогревать друг друга. Самое большое влияние будут оказывать друг на друга ПП, идущие параллельно. Они могут находиться как на одном

слое, так и на разных. Могут быть внутренними и внешними. Автором настоящей публикации проводятся работы по анализу теплового влияния ПП друг на друга для плат, установленных на металлическом основании, работающих в условиях космического вакуума. Первой из озвученных работ является изучение взаимного влияния двух внешних параллельных ПП, описанию результатов которой посвящена настоящая статья.

Итак, целью работы являлось проведение анализа взаимного влияния двух внешних параллельных ПП плат, установленных на металлическое основание и работающих в условиях космического вакуума, друг на друга для выявления зависимости их температуры от расстояния между ними и определения расстояния, при котором эта зависимость практически исчезает.

Для достижения цели были решены следующие задачи:

- проведен расчет температур ПП для разных расстояний между ними и разных плат;
- проведена аппроксимация результатов расчета;
- определено расстояние между ПП, при котором взаимное влияние практически исчезает.

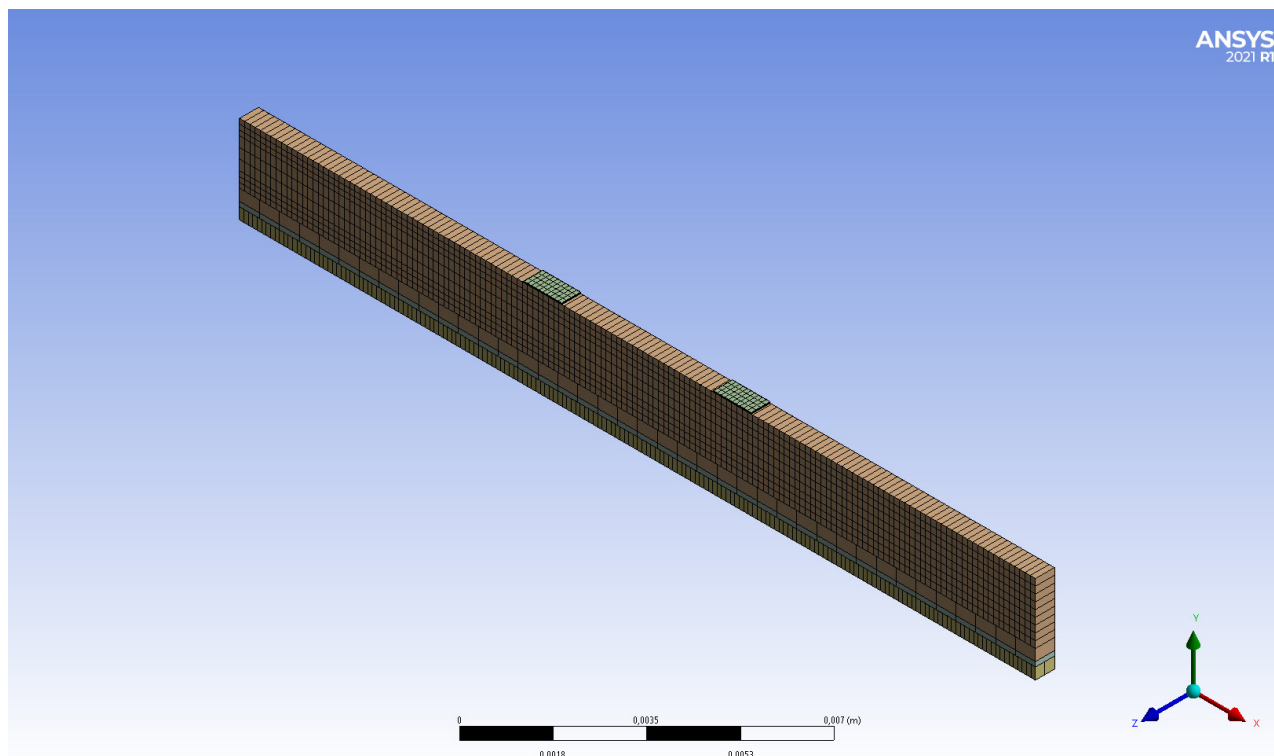


Рис. 1. Пример конечно-элементной сетки
Fig. 1. Example of a finite element grid

1. Описание модели

В [6; 7] было показано, что даже для одиночного ПП система уравнений теплопроводности будет достаточно сложной. Для двух ПП она будет еще сложнее. Решать такую задачу аналитически нецелесообразно. Для ее решения использовался конечно-элементный метод, реализованный в программе ANSYS 2020 R1 и ANSYS 2021 R1, модуль Steady-State Thermal. Проведение работы пришлось на период обновления программного обеспечения, поэтому использовались две версии.

Расчету подвергались три многослойные печатные платы: 4-слойная, 6-слойная, 8-слойная. Схемы расположения слоев соответствуют [6]. Как уже упоминалось, ПП внешние. Ширина изоляционных слоев (W) выбрана такой, чтобы края печатной платы не влияли на температуру ПП. При этом она не должна быть слишком большой, чтобы не увеличивать количество конечных элементов. Исходя из указанных выше соображений, значение было выбрано равным 21 мм. Величина ширины ПП (t) выбрана равной 1 мм. Значение толщины ПП ($h_{\text{П}}$) выбрано равным 35 мкм. Величина удельного электрического сопротивления ПП (ρ) принято равным $1,72 \cdot 10^{-8}$ Ом·м, что соответствует медной фольге [2]. Коэффициенты теплопроводности материалов приняты равными, такими же, как

и в [6]. Значение плотности мощности, рассеиваемой ПП под действием тока, было выбрано равным $3,51 \cdot 10^8$ Вт/м³, что соответствует значению силы тока 5 А при заданных размерах ПП. При такой силе тока температура ПП не слишком высокая (не превышает температуру стеклования материала платы) и не слишком низкая (перегрев не ниже 10 °С). При этом, длина фрагмента печатной платы составила 0,5 мм. Расстояние между ПП (t_1) варьируется от 1 до 10 мм с шагом 1 мм. Значение температуры основания (T_0) составляет 0 °С. При такой температуре основания температура будет численно равна перегреву (разнице между температурами ПП и основания).

2. Результаты расчетов

На рис. 1 представлен пример конечно-элементной сетки. На рис. 2–4 показаны температурные поля, создаваемые ПП. Печатная плата восьмислойная, соответствует типу 4 по [6]. На рис. 2, 3 значение t_1 составляет 1 мм, а на рис. 4 – 10 мм. Результаты расчетов в виде перегрева ПП приведены в табл. 1.

Анализируя распределение теплового поля, представленного на рис. 2–4, можно сказать, что взаимное влияние ПП сильно зависит от t_1 . На рис. 2 по ПП, расположенному слева, ток не про-

Таблица 1. Результаты расчетов перегрева без учета ТКС в °C

Table 1. Results of calculations of overheating without taking into account the temperature coefficient of resistance in °C

Восьмислойная (тип 4 согласно [6])											
Кол-во активных ПП (номер режима)	Номер ПП	t_1 , мм									
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
1	1	5,471	2,450	1,043	0,460	0,212	0,089	0,040	0,019	0,011	0
	2	28,613	28,704	29,545	28,683	28,880	28,916	28,660	29,104	28,777	28,789
2	1	34,055	31,152	30,588	29,152	29,111	29,032	28,720	29,157	28,811	28,828
	2	34,056	31,132	30,578	29,142	29,094	29,011	28,703	29,126	28,790	28,790
Шестислойная (тип 3 согласно [6])											
Кол-во активных ПП (номер режима)	Номер ПП	t_1 , мм									
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
1	1	6,283	3,005	1,377	0,654	0,325	0,157	0,079	0,036	0,018	0,009
	2	29,741	29,842	30,707	29,840	30,035	30,078	29,814	30,280	29,947	29,953
2	1	36,008	32,844	32,091	30,508	30,377	30,255	29,917	30,326	29,995	30,003
	2	36,002	32,835	32,080	30,492	30,359	30,235	29,876	30,316	29,964	29,962
Четырехслойная (тип 2 согласно [6])											
Кол-во активных ПП (номер режима)	Номер ПП	t_1 , мм									
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
1	1	3,182	1,095	0,375	0,144	0,054	0,020	0,007	0,003	0,001	0
	2	24,300	24,624	24,266	24,494	24,553	23,84	24,553	24,494	24,268	24,638
2	1	27,463	25,715	24,640	24,636	24,608	23,861	24,559	24,498	24,268	24,635
	2	27,465	25,713	24,639	24,637	24,607	23,860	24,560	24,497	24,269	24,638

текает, он неактивен. Но хорошо видно, что он подогревается соседним ПП. Когда оба ПП активны, они нагревают друг друга. С ростом t_1 взаимное влияние ПП друг на друга снижается. Это видно из рис. 4. Два ПП, расположенные достаточно далеко друг от друга, практически не взаимодействуют своими температурными полями. В процессе расчета один из ПП выключался, становился неактивным. Это был ПП, расположенный слева (первый ПП). Поэтому количество активных ПП составляло или 1 (только правый), или 2 (оба). Это хорошо видно из табл. 1. Вторым являлся правый ПП. Номер режима в табл. 1 соответствует количеству активных ПП.

Использованный расчетный модуль не позволяет учесть температурный коэффициент сопротивления (ТКС) материала ПП. В табл. 1 приведен перегрев без учета ТКС. Он был учтен путем пере-

счета. В печатных платах, установленных на металлическое основание и работающих в условиях отсутствия конвекции, отвод тепла происходит за счет теплопроводности на металлическое основание. Излучение отводит тепло незначительно по сравнению с теплопроводностью [8]. При расчете в ASYS эта особенность тоже была использована, излучение не моделировалось. Для одиночного ПП можно записать выражение для перегрева с учетом ТКС:

$$\Delta T_{II} = R_T P(\alpha) = R_T I^2 R_0 (1 + \alpha \Delta T_{II}), \quad (1)$$

где R_T – тепловое сопротивление между поверхностью ПП и основанием; α – ТКС; $P(\alpha)$ – тепловой поток как функция от ТКС; I – сила тока, текущего через ПП; R_0 – электрическое сопротивление, рассчитанное при удельном электрическом сопротивлении, приведенном в справочной литературе или стандартах (обычно при 20 °C).

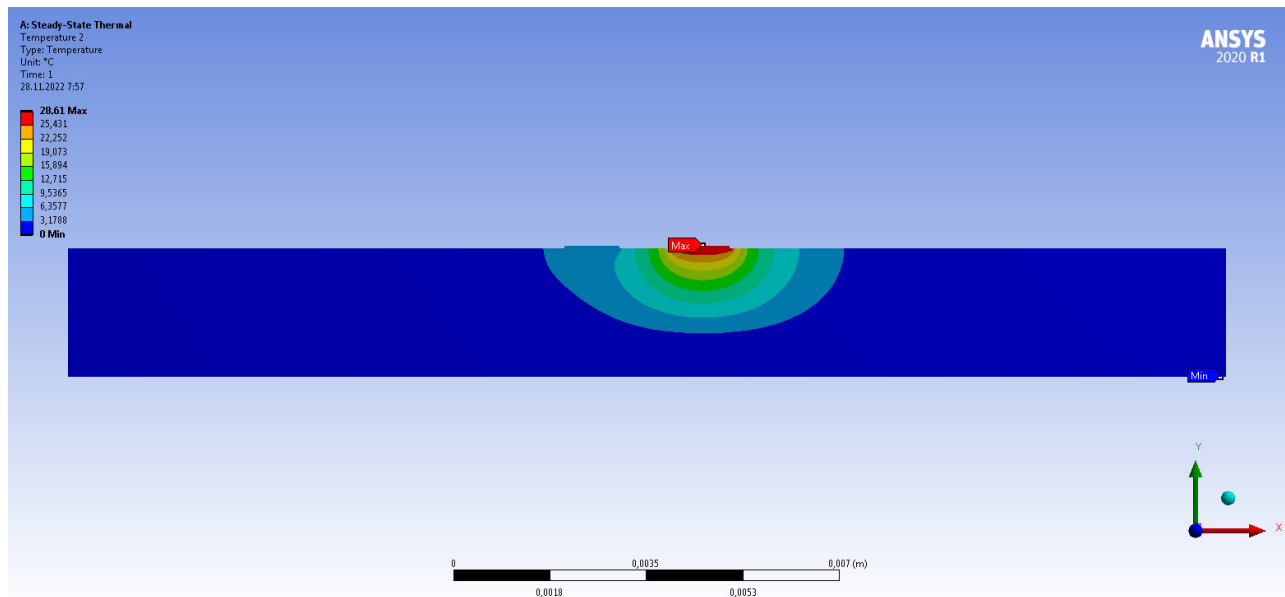


Рис. 2. Температурное поле, создаваемое ПП, расположенным справа, ПП слева неактивен, $t_1 = 1$ мм

Fig. 2. The temperature field created by the printed conductors located on the right, the printed conductors on the left is inactive, $t_1 = 1$ mm

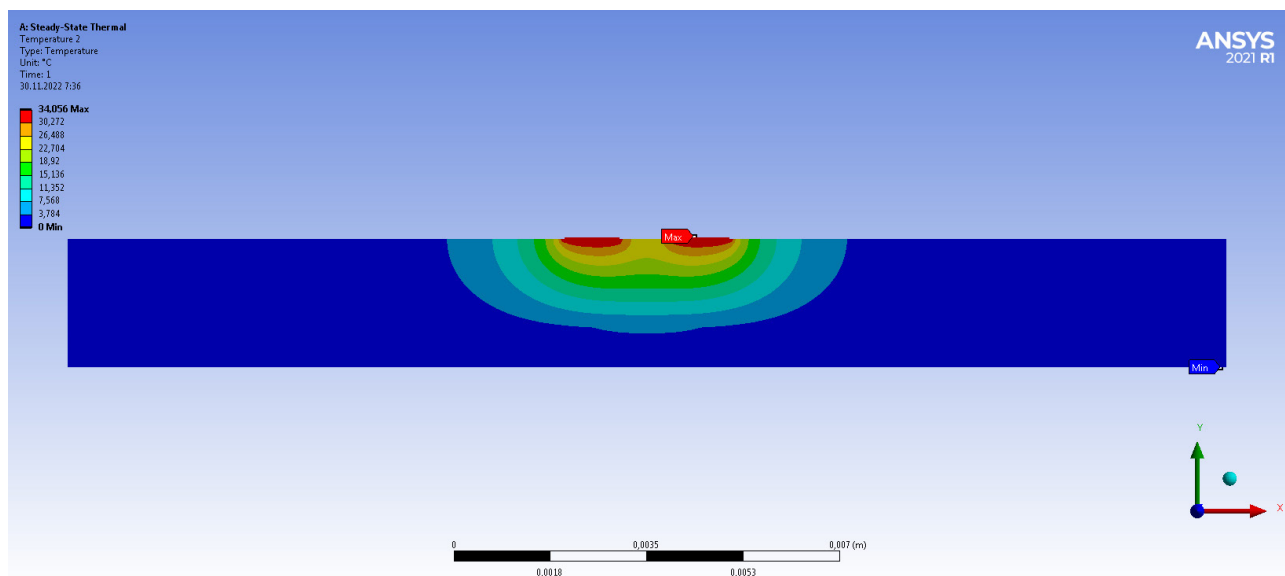


Рис. 3. Температурное поле, создаваемое обоими ПП, оба ПП активны, $t_1 = 1$ мм

Fig. 3. The temperature field created by both printed conductors, both printed conductors are active, $t_1 = 1$ mm

Как было показано в [6], поверхность ПП можно считать изотермической, так как она имеет примерно одинаковую температуру в любых точках. Если R_0 рассчитано при 20°C (T_p), то и перегрев должен быть рассчитан относительно этой температуры. Другими словами, температура основания должна быть равна 20°C ($T_O = T_p$). В противном случае в формуле (1) ТКС нужно умножать не на перегрев, а на сумму $\Delta T_{II} + (T_O - T_p)$. Для простоты вычислений было принято $T_O = T_p$. В [2] не указано, для какой температуры приведено значение ρ . Но значение удельного электрического сопротивления, приведенное в [2], соответствует значению,

приведенному в [9] для катодной переплавленной меди марки М1 ($1,724 \cdot 10^8$ Ом·м) при температуре 20°C . α принят равным $0,0043$ $1/\text{K}$ согласно [9].

Перегрев без учета ТКС можно записать в виде $\Delta T'_{II} = R_T I^2 R_0$.

Подставив (2) в (1) и выразив перегрев с учетом ТКС, получим:

$$\Delta T_{II} = \frac{\Delta T'_{II}}{1 - \alpha \Delta T'_{II}}. \quad (3)$$

Формула (3) позволяет рассчитать перегрев с учетом ТКС через перегрев без учета ТКС для одиночного ПП.

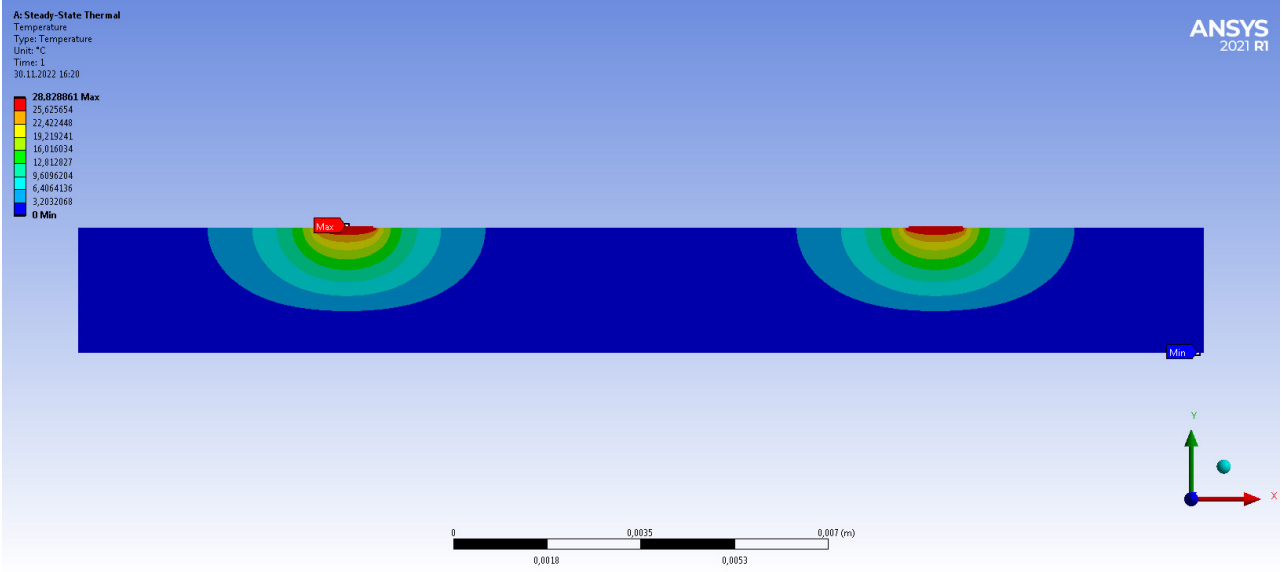


Рис. 4. Температурное поле, создаваемое обоими ПП, оба ПП активны, $t_1 = 10$ мм
 Fig. 4. The temperature field created by both printed conductors, both printed conductors are active, $t_1 = 10$ mm

Для вывода формулы, аналогичной (3), для двух ПП воспользуемся принципом суперпозиции температурных полей [10]:

$$T_j = T_C + \sum_{i=1}^n P_i F_{ij}, \quad (4)$$

где T_j – температура в j -й точке; T_C – температура внешней среды; P_i – мощность источников в i -й части системы; n – число характерных областей, из которых состоит система; F_{ij} – тепловые коэффициенты, не зависящие ни от температуры внешней среды, ни от величины мощности источников.

Для рассматриваемого случая выражение (4) можно записать в виде

$$\Delta T_{П1} = F_{21}P + F_{11}P; \quad (5)$$

$$\Delta T_{П2} = F_{12}P + F_{22}P,$$

где $\Delta T_{П1}$ – температура левого ПП; $\Delta T_{П2}$ – температура правого ПП; P – мощность, рассеиваемая в ПП, в обоих одинаковая.

ТКС влияет на мощность, рассеиваемую в ПП. Если температура ПП увеличивается, то его электрическое сопротивление растет. Рост электрического сопротивления приводит к росту рассеиваемой мощности. Поскольку мощность прямо пропорциональна произведению электрического сопротивления на квадрат силы тока, то и мощность будет увеличиваться в $(1 + \alpha \Delta T_{П})$ раз. Тогда (5) можно записать в виде

$$\Delta T_{П1} = F_{21}(1 + \alpha \Delta T_{П2})P' + F_{11}(1 + \alpha \Delta T_{П1})P'; \quad (6)$$

$$\Delta T_{П2} = F_{12}(1 + \alpha \Delta T_{П1})P' + F_{22}(1 + \alpha \Delta T_{П2})P',$$

где P' – мощность без учета ТКС.

Решив систему алгебраических уравнений (6) относительно $\Delta T_{П1}$, $\Delta T_{П2}$, получим:

$$\Delta T_{П1} = \frac{F_{21}P' + \alpha \Delta T_{П2}P'F_{21} + F_{11}P'}{1 - \alpha F_{11}P'}; \quad (7)$$

$$\Delta T_{П2} = \frac{P'(1 - \alpha F_{11}P')(F_{12} + F_{22}) + \alpha P'^2 F_{12}(F_{21} + F_{11})}{(1 - \alpha F_{22}P')(1 - \alpha F_{11}P') - \alpha^2 P'^2 F_{12}F_{21}}. \quad (8)$$

Тепловые коэффициенты можно найти по данным, приведенным в табл. 1, так как они не зависят ни от температуры, ни от величины мощности источников. Сделать это можно по экспериментальному методу, описанному в [10], только вместо экспериментальных данных будем использовать данные расчета. Итак, тепловые коэффициенты найдем по формулам:

$$F_{22} = \frac{\Delta T_{П2}^{(2)}}{P'}; \quad F_{12} = \frac{\Delta T_{П2}'}{P'} - F_{22}; \quad (9)$$

$$F_{21} = \frac{\Delta T_{П1}^{(2)}}{P'}; \quad F_{11} = \frac{\Delta T_{П1}'}{P'} - F_{21},$$

где $\Delta T_{П2}^{(2)}$ – перегрев правого ПП при активном только правом ПП, без учета ТКС (режим 1, ПП № 2 табл. 1); $\Delta T_{П2}'$ – перегрев правого ПП при обо-их активных ПП, без учета ТКС (режим 2, ПП № 2 табл. 1); $\Delta T_{П1}^{(2)}$ – перегрев левого ПП при активном только правом ПП, без учета ТКС (режим 1, ПП № 1 табл. 1); $\Delta T_{П1}'$ – перегрев левого ПП при обо-их активных ПП, без учета ТКС (режим 2, ПП № 1 табл. 1).

Таблица 2. Результаты расчетов перегрева с учетом ТКС в °C

Table 2. Results of calculations of overheating taking into account the temperature coefficient of resistance in °C

Восьмислойная (тип 4 согласно [6])										
Номер ПП	t_1 , мм									
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
1	39,897	35,970	35,220	33,330	33,276	33,173	32,767	33,337	32,885	32,907
2	39,899	35,944	35,207	33,317	33,254	33,146	32,744	33,296	32,858	32,858
Шестислойная (тип 3 согласно [6])										
Номер ПП	t_1 , мм									
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
1	62,604	38,245	37,228	35,114	34,941	34,78	34,334	34,874	34,437	34,447
2	42,597	38,233	37,213	35,093	34,917	34,753	34,280	34,860	34,396	34,393
Четырехслойная (тип 2 согласно [6])										
Номер ПП	t_1 , мм									
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
1	31,140	28,912	27,560	27,555	27,520	26,589	27,459	27,383	27,095	27,554
2	31,143	28,909	27,559	27,556	27,519	26,588	27,460	27,381	27,097	27,558

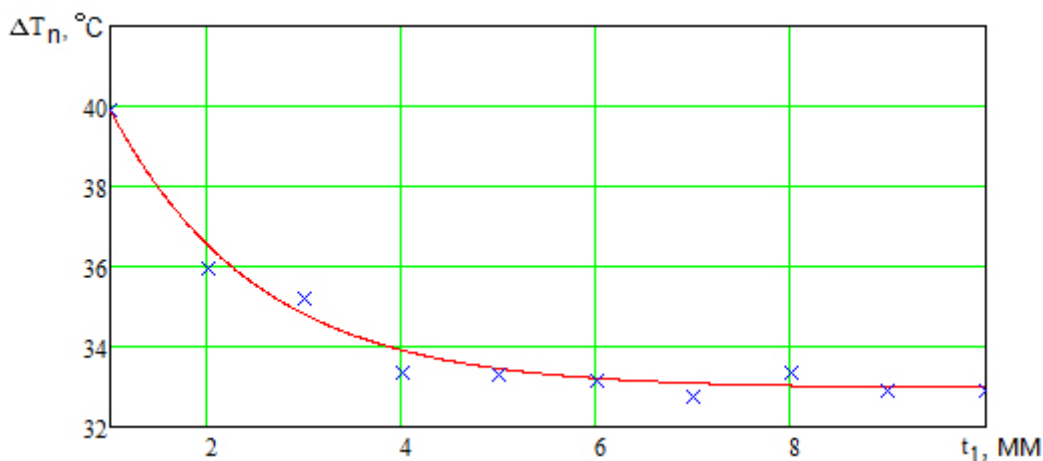


Рис. 5. Зависимость перегрева ПП платы типа 4 от t_1

Fig. 5. The dependence of the overheating of the printed circuit board conductors of type 4 on t_1

Результаты расчета по формулам (7) и (8) с учетом (9) приведены в табл. 2.

3. Аппроксимация

На рис. 5–7 приведены точки, соответствующие значениям перегревов, приведенным в табл. 2, и графики зависимостей перегрева от расстояния между ПП. Графики получены путем аппроксимации методом наименьших квадратов. Если рассматривать данные, приведенные в табл. 2, то видно, что перегревы первого и второго ПП практически не отличаются. Это вполне логично, ведь они одинаковые. Для построения и аппроксимации взяты значения перегревов для левого ПП.

Функция, которой были аппроксимированы результаты, имеет вид

$$\Delta T_{\Pi} = (\Delta T_{\max} - \Delta T_{\min}) e^{-at_1} + \Delta T_{\min}. \quad (10)$$

В формуле (10) используются разности температур и коэффициент a , значения которых приведены в табл. 3. Смысл выражения понятен из рис. 8.

4. Определено расстояние между ПП, при котором взаимное влияние практически исчезает

Как видно их графиков на рис. 5–7, при увеличении расстояния между ПП взаимное влияние их друг на друга уменьшается. При определенных

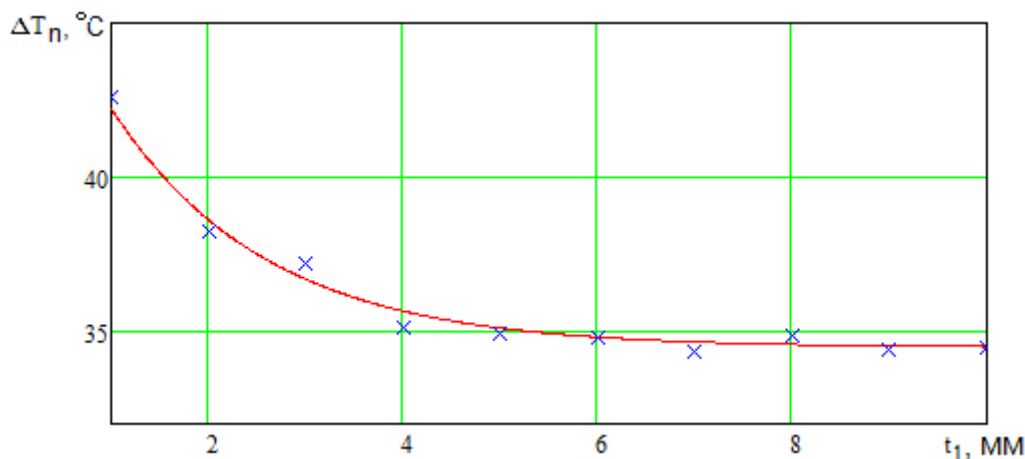


Рис. 6. Зависимость перегрева ПП платы типа 3 от t_1
 Fig. 6. The dependence of the overheating of the printed circuit board conductors of type 3 on t_1

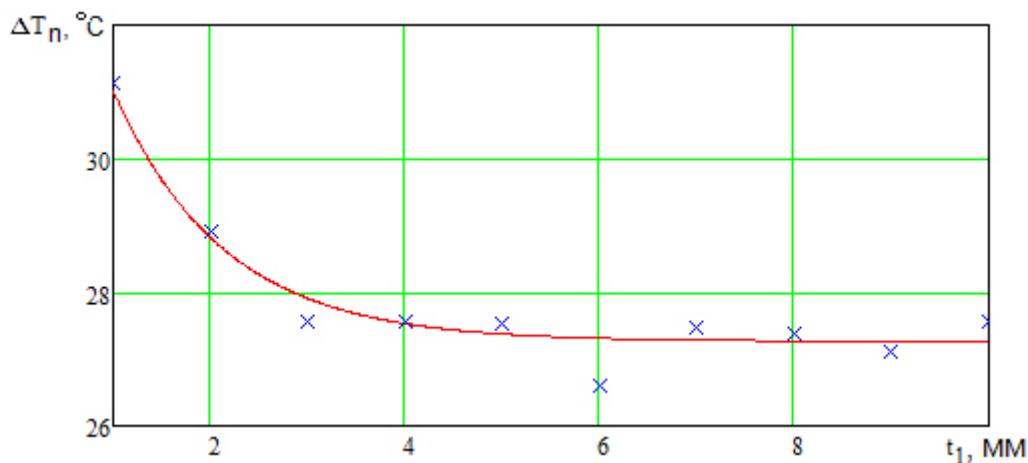


Рис. 7. Зависимость перегрева ПП платы типа 2 от t_1
 Fig. 7. The dependence of the overheating of the printed circuit board conductors of type 2 on t_1

Таблица 3. Значения разностей температур и коэффициентов a
 Table 3. Values of temperature differences and coefficients a

Тип	$\Delta T_{\min}$, °C	$\Delta T_{\max}$, °C	a , 1/м
4	32,958	46,457	662,900
3	34,474	49,010	627,130
2	27,264	36,340	881,859

значениях t_1 ПП практически перестают воздействовать друг на друга. Экспонента асимптотически приближается к температуре, соответствующей температуре одиночного ПП. Это также хорошо видно из рис. 3 и 4. При малом t_1 (рис. 3) ПП взаимодействуют температурными полями. При достаточно больших t_1 (рис. 4) ПП практически не взаимодействуют температурными полями.

Определим t_1 , при котором взаимодействие ПП практически прекращается. Критерием прекращения взаимодействия будет являться снижение перегрева до уровня $0,05(\Delta T_{\text{П. max}} -$

$-\Delta T_{\text{П. min}}) + \Delta T_{\text{П. min}}$. Графически это проиллюстрировано на рис. 8. Значение расстояния, соответствующее уровню 0,05, обозначим как $t_{1,0,05}$. Итак, задача сводится к определению $t_{1,0,05}$ из (10) с подстановкой $0,05(\Delta T_{\text{П. max}} - \Delta T_{\text{П. min}}) + \Delta T_{\text{П. min}}$ вместо $\Delta T_{\text{П.}}$. Решив три алгебраических уравнения для трех типов печатных плат, получим результаты, приведенные в табл. 4.

В табл. 4 $H_{\text{Э}}$ – эквивалентная толщина пакета печатной платы. Как видно из [6], слои материалов в пакете печатной платы могут иметь разные теплофизические свойства. Эквивалентная толщина пакета – величина, приведенная к единому коэффициенту теплопроводности. Предположим, что i -й слой изоляционного материала толщиной h_i имеет коэффициент теплопроводности λ_i . Этот слой будет иметь тепловое сопротивление, такое же как некоторый эквивалентный слой с толщиной $h_{i,\text{Э}}$ и коэффициентом теплопроводности $\lambda_{i,\text{Э}}$, если выполняется условие

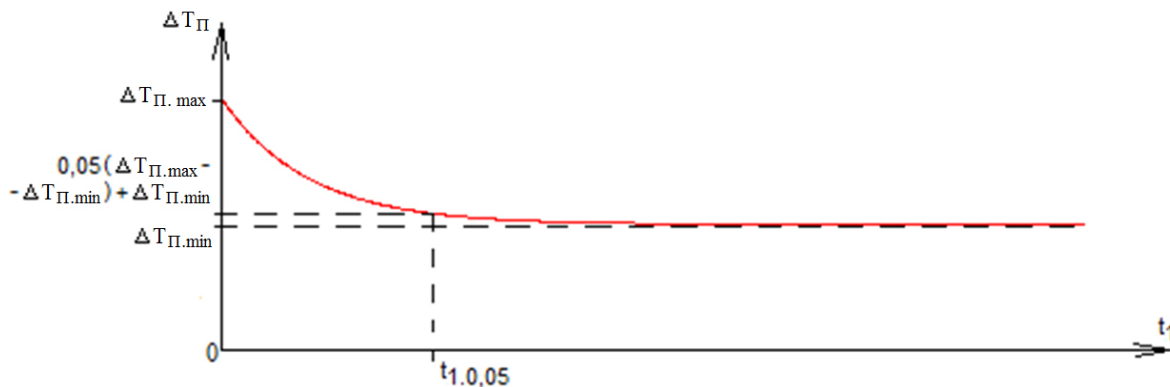


Рис. 8. Определение $t_{1,0,05}$
Fig. 8. Definition $t_{1,0,05}$

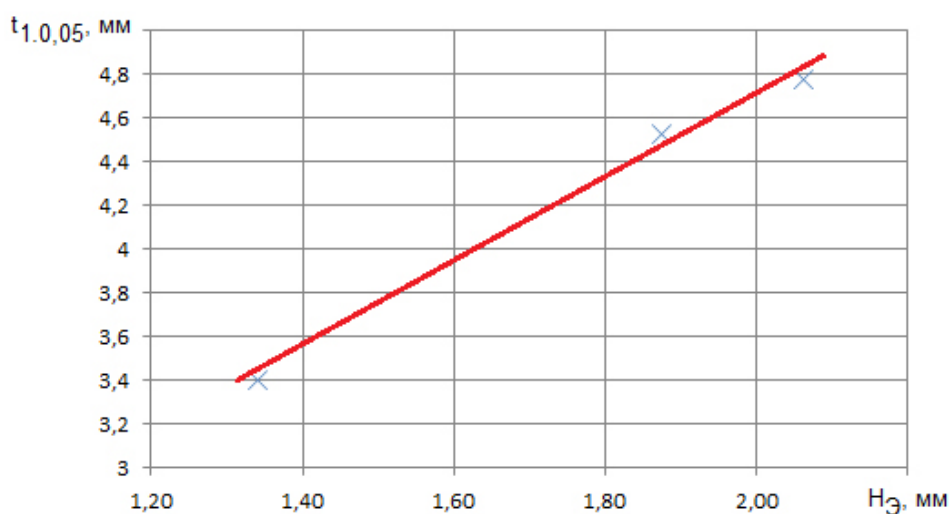


Рис. 9. Зависимость $t_{1,0,05}$ от $H_Э$
Fig. 9. Dependence of $t_{1,0,05}$ on $H_Э$

$$h_{i,Э} = \frac{\lambda_{i,Э}}{\lambda_i} h_i. \quad (11)$$

Тогда эквивалентную толщину пакета можно найти по формуле

$$H_Э = \sum_{i=1}^n h_{i,Э}, \quad (12)$$

где n – общее количество слоев в пакете. В табл. 3 значения приведены к $\lambda_{i,Э} = 0,3$ Вм/(м·К).

Подход, связанный с заменой фактической толщины на эквивалентную, позволит отойти от привязки к конкретным схемам расположения слоев, но вносит некоторые погрешности в вычисления. Это связано с тем, что граница раздела сред не является изотермической. График зависимости $t_{1,0,05}$ от $H_Э$ представлен на рис. 9. Зависимость аппроксимирована прямой. Из рис. 9 видно, что с ростом толщины пакета увеличивается $t_{1,0,05}$. Это вполне логично. С увеличением толщины изоляционных слоев увеличивается ширина растекания

Таблица 4. Значения $t_{1,0,05}$ и $H_Э$
Table 4. Values of $t_{1,0,05}$ and $H_Э$

Тип	2	4	3
$H_Э$, мм	1,340	1,876	2,062
$t_{1,0,05}$, мм	3,397	4,527	4,777

тепловых потоков вокруг ПП. Из-за этого на более «толстых» платах взаимодействие между ПП может наблюдаться на большем расстоянии. Полученный график (рис. 9) может помочь на практике оценить влияние соседних ПП при проектировании платы.

Заключение

В целом проводящий рисунок платы весьма сложен. Между собой могут взаимодействовать и ПП, расположенные на разных слоях и идущие под углом относительно друг друга. Автор настоящей работы планирует провести расчеты и для других вариантов расположения ПП.

Список литературы

1. Платы печатные. Основные параметры конструкции. ГОСТ Р 53429-2009. М.: Стандартинформ, 2018. 11 с.
2. Печатные платы. Требования к конструкции. Инструкция. РД 50-708-91. М.: Изд-во стандартов, 1992. 41 с.
3. Generic Standard on Printed Board Design. IPC-2221A. 2003. 124 p.
4. Standard for Determining Current-Carrying Capacity in Printed Board Design. IPC-2152. 2009. 89 p.
5. Муравьев Ю. Особенности проектирования и производства печатных плат на металлическом основании // Производство электроники: Технология, оборудования, материалы. 2010. № 2. С. 35–38.
6. Костин А.В. Уточнение методики выбора ширины печатных проводников печатных плат на металлическом основании, работающих в условии отсутствия конвекции // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2021. Т. 24, № 3. С. 80–91. DOI: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2021.24.3.80-91>
7. Костин А.В. Анализ нагрева печатных проводников печатных плат на металлическом основании для приборов космических аппаратов при импульсном токе // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2022. Т. 25, № 4. С. 59–66. DOI: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2022.25.4.59-66>
8. Костин А.В. Анализ влияния излучения на температуру печатных проводников печатных плат на металлическом основании для приборов космических аппаратов // Проектирование и технология электронных средств. 2021. № 4. С. 3–9. URL: <https://elibrary.ru/item.asp?id=48407802>
9. Машиностроение. Энциклопедия. Цветные металлы и сплавы. Композиционные металлические материалы. Т. II-3 / под общ. ред. И.Н. Фридляндера. М.: Машиностроение, 2001. 880 с.
10. Дульнев Г.Н., Семяшкин Э.М. Теплообмен в радиоэлектронных аппаратах. Л.: Энергия, 1968. 360 с.

Информация об авторе

Костин Алексей Владимирович, кандидат технических наук, старший преподаватель кафедры конструирования и технологии электронных систем и устройств Самарского национального исследовательского университета имени академика С.П. Королева, г. Самара, Россия.

Область научных интересов: конструирование радиоэлектронной аппаратуры космических аппаратов.

E-mail: electrodynamics27@yandex.ru

Physics of Wave Processes and Radio Systems

2023, vol. 26, no. 4, pp. 38–47

DOI [10.18469/1810-3189.2023.26.4.38-47](https://doi.org/10.18469/1810-3189.2023.26.4.38-47)

UDC 621.396+658.5

Original Research

Received 8 June 2023

Accepted 10 July 2023

Published 29 December 2023

Analysis of the thermal effect of two external parallel printed circuit board conductors set on a metal base and operating in a space vacuum on each other

Aleksey V. Kostin

Samara National Research University
 34, Moskovskoye shosse,
 Samara, 443086, Russia

Abstract – Background. The need to analyze the thermal effect of two external parallel conductors is due to an increase in the density of the conductive pattern. For printed circuit boards set on a metal base and operating in the vacuum of space, this need is aggravated by the weakness of the issue's development. **Aim.** Analysis of the mutual influence of two external parallel printed circuit board conductors set on a metal base and operating in a space vacuum on each other to identify the dependence of their temperature on the distance between them and determine the distance at which this dependence practically disappears. **Methods.** To achieve the purpose, a finite element method calculation implemented in the ANSYS program, the Steady-State Thermal module, was used. Three multilayer printed circuit boards were calculated: 4-layer, 6-layer, 8-layer. The temperature coefficient of resistance was taken into account separately, by recalculation. **Results.** Graphs of the dependence of overheating (the difference between the temperature of the printed conductor and the metal base) on the distance between the printed conductors were constructed. The approximation of the obtained results is carried out. According to the approximated dependencies, the minimum values of the distances between printed conductors are found, at which the cross influence of printed conductors practically disappears. As the thickness of the printed circuit board increases, this distance increases. **Conclusion.** The results obtained can help to assess the influence of neighboring printed conductors in the design of the boards of the onboard equipment of spacecraft.

Keywords – thermal effect; external parallel printed circuit board conductors; metal base; space vacuum; numerical method; approximation.

References

1. Printed circuit boards. Basic design parameters. GOST R 53429-2009. Moscow: Standartinform, 2018. (In Russ.)
2. Printed circuit boards. Design requirements. Instructions. RD 50-708-91. Moscow: Izd-vo standartov, 1992. (In Russ.)
3. Generic Standard on Printed Board Design. IPC-2221A, 2003, 124 p.
4. Standard for Determining Current-Carrying Capacity in Printed Board Design. IPC-2152, 2009, 89 p.
5. Yu. Murav'ev, "Features of the design and production of printed circuit boards on a metal base," *Proizvodstvo elektroniki: Tekhnologiya, oborudovaniya, materialy*, no. 2, pp. 35–38, 2010. (In Russ.)
6. A. V. Kostin, "Refinement of the method for selecting the width of the conductor of printed circuit boards on a metal base, working in the absence of convection," *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 24, no. 3, pp. 80–91, 2021, doi: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2021.24.3.80-91>. (In Russ.)
7. A. V. Kostin, "Analysis of heating of printed circuit board conductors on a metal base for spacecraft devices at pulsed current," *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 25, no. 4, pp. 59–66, 2022, doi: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2022.25.4.59-66>. (In Russ.)
8. A. V. Kostin, "Analysis of the influence of radiation on the temperature of printed conductors of printed circuit boards on a metal base for spacecraft instruments," *Proektirovanie i tekhnologiya elektronnykh sredstv*, no. 4, pp. 3–9, 2021, url: <https://elibrary.ru/item.asp?id=48407802>. (In Russ.)
9. I. N. Friedlander, Ed. *Mechanical engineering. Encyclopedia. Non-ferrous metals and alloys. Composite metal materials*, vol. II-3. Moscow: Mashinostroenie, 2001. (In Russ.)
10. G. N. Dul'nev and E. M. Semyashkin, *Heat Transfer in Radio-Electronic Devices*. Leningrad: Energiya, 1968. (In Russ.)

Information about the Author

Kostin Aleksey Vladimirovitch, Candidate of Technical Sciences, senior lecturer of the Department of Design and Technology of Electronic Systems and Devices, Samara National Research University, Samara, Russia.

Research interests: design of radio-electronic equipment of spacecraft.

E-mail: electrodynamics27@yandex.ru

Беспроводная система связи в субтерагерцовом частотном диапазоне

В.В. Бирюков¹, В.Л. Вакс^{1,2}, С.А. Капустин¹, В.А. Малахов¹, А.Н. Панин²,
С.И. Приползин², А.С. Раевский¹ , Ю.В. Раевская¹ , В.В. Щербаков¹

¹ Нижегородский государственный технический университет имени Р.Е. Алексеева
603950, Россия, г. Нижний Новгород,
ул. Минина, 24

² Институт физики микроструктур РАН
603950, Россия, г. Нижний Новгород,
ГСП-105

Аннотация – Обоснование. Субтерагерцовый и терагерцовый диапазоны частот перспективны для создания высокоскоростных беспроводных сетей связи из-за возможности получения полосы пропускания в несколько десятков гигагерц, что обеспечивает высокую пропускную способность. Однако быстрое ослабление сигнала при распространении в атмосфере создает сложности в обеспечении работы сетей связи этих диапазонов. **Цель.** Применение фиксированных узконаправленных антенн с большим коэффициентом усиления позволяет обеспечить дальность прямой наземной связи на расстояние до нескольких километров. Ограничение на дальность связи можно частично снять понижением частоты до 200 ГГц и уменьшением ширины полосы пропускания канала до единиц. **Методы.** В работе описан макет приемо-передающего устройства (200–220 ГГц) на основе современных полупроводниковых приборов. **Результаты.** Экспериментально показана возможность передачи цифровых сигналов со скоростью до 1 Гбит/с на расстояние 1 км. **Заключение.** Согласно расчетам, мощности на выходе передатчика в несколько сотен микроватт достаточно для передачи данных на расстояние до 1,5 км при коэффициенте усиления антенны не менее 50 дБ.

Ключевые слова – субтерагерцовый и терагерцовый диапазоны частот; высокоскоростные беспроводные системы связи; широкополосное приемопередающее устройство; узконаправленная антенна; антенна Кассегрена.

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.

Из-за сравнительно большого поглощения в атмосфере волны субТГц и ТГц частотного диапазона относятся к волнам ближнего действия. При распространении волн субТГц частотного диапазона возникает ослабление сигнала в атмосферных газах и гидрометеорах, а также деполяризация излучения, амплитудные и фазовые изменения. С повышением частоты ослабление сигнала в атмосфере возрастает и зависит от погодных условий. В атмосфере имеются и постоянные полосы интенсивного поглощения радиоволн, об-

условленные наличием молекулярного кислорода и водяного пара: 22,2 ГГц (H₂O), 60 ГГц (O₂), 118,8 ГГц (O₂) и 180 ГГц (H₂O) и т. д. В результате зависимость от частоты ослабления волны в атмосфере имеет сложный вид, показанный на рис. 1 [1]. 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 скомпенсировать большие потери является использование фиксированных узконаправленных антенн при передаче на расстояние более 100 м.

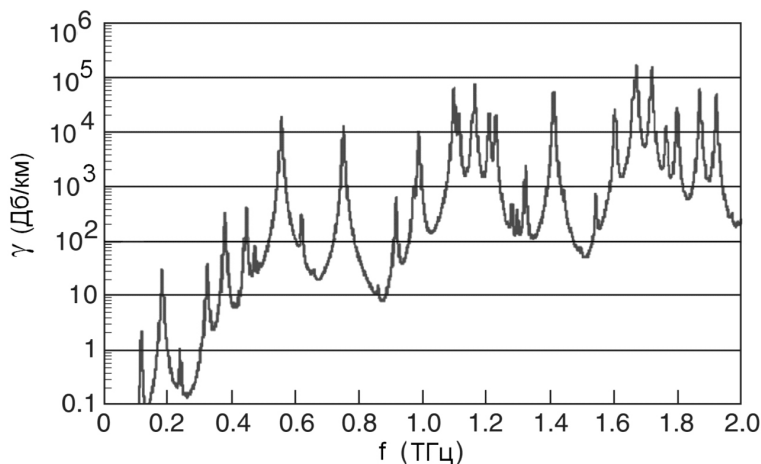


Рис. 1. Атмосферное ослабление в ТГц частотном диапазоне [1]
Fig. 1. Atmospheric attenuation in the THz frequency range [1]

В настоящее время наибольшая скорость передачи данных составляет 24–25 Гбит/с на расстояние не более 10 м. Эти результаты представлены в работах [2; 3]. Наибольшая дальность связи составляет 5,8 км при скорости передачи данных 10 Гбит/с на частоте 120 ГГц [4]. Наиболее эффективная система связи представлена в [5]. 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. Развитие и внедрение систем различного назначения этих диапазонов находятся в прямой зависимости от появления и совершенствования приборов современной электроники.

1. Широкополосное приемопередающее устройство субТГц частотного диапазона

Группой исследователей из НГТУ им. Р.Е. Алексеева и ИФМ РАН был разработан подход к созданию широкополосного приемопередающего устройства и реализован лабораторный макет приемопередающего тракта на частоте 200–220 ГГц с применением современных полупроводниковых приборов [6]. На рис. 2 и 3 представлены схемы передатчика и приемника этого тракта.

В качестве задающих генераторов как передатчика, так и гетеродина приемника применены генераторы на диэлектрических резонаторах (ГДР).

Они обладают достаточно высокой стабильностью частоты и очень высокой спектральной чистотой сигнала. Далее сигналы от ГДР проходят через умножители частоты на 15. В передатчике этот сигнал предварительно модулируется по амплитуде. Выбрана амплитудная манипуляция (АМн) как наиболее простой способ и при данном построении схемы единственно возможный. Другие виды модуляции неизбежно были бы искажены при умножении частоты. Сигнал с частотой 110 ГГц в передатчике затем удваивается по частоте до 220 ГГц и поступает на антенну, имеющую высокий (порядка 50 дБ) коэффициент усиления (КУ).

Приемная антенна принимает сигнал 220 ГГц и передает его на входной субгармонический смеситель, на другой вход которого поступает сигнал от гетеродина 105 ГГц. С выхода смесителя сигнал ПЧ 10 ГГц усиливается и проходит демодуляцию. Расчеты показывают, что мощности на выходе передатчика в несколько сотен микроватт достаточно для передачи цифровых данных на расстояние до 1,5 км при коэффициенте усиления антенны не менее 50 дБ.

Одним из видов антенн, обеспечивающих такой высокий коэффициент усиления, является зеркальная антенна Кассегрена. Она состоит из рупорного облучателя, вспомогательного зеркала – субрефлектора в виде гиперboloида вращения, и основного зеркала в виде параболоида вращения. Преимуществами антенны являются небольшой размер, простота в изготовлении, при этом достигаются высокие значения коэффициента усиления и малые уровни боковых лепестков. Конструкция антенны представлена на рис. 4.

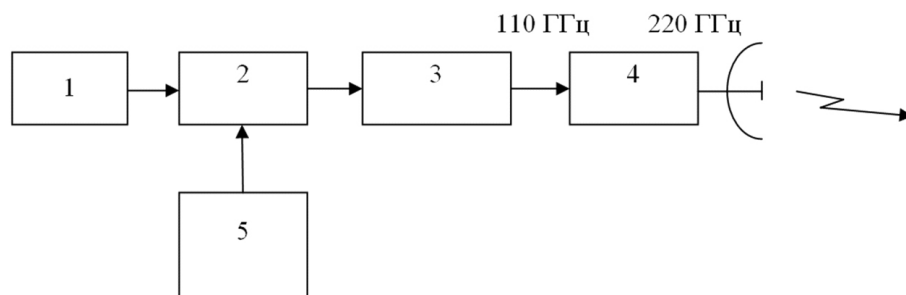


Рис. 2. Схема передатчика: 1 – генератор на диэлектрическом резонаторе (7,333 ГГц); 2 – модулятор (амплитудная манипуляция) (АМн); 3 – умножитель частоты на 15; 4 – удвоитель частоты; 5 – цифровой интерфейс до 1 Гбит/с
 Fig. 2. Transmitter circuit: 1 – dielectric resonator generator (7.333 GHz); 2 – modulator (amplitude manipulation) (AMh); 3 – frequency multiplier by 15; 4 – frequency doubler; 5 – digital interface up to 1 Gbit/s

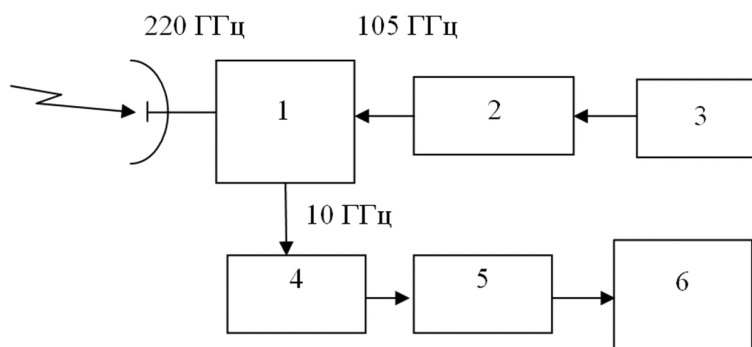


Рис. 3. Схема приемника: 1 – субгармонический смеситель; 2 – умножитель частоты на 15; 3 – генератор на диэлектрическом резонаторе (7 ГГц); 4 – усилитель промежуточной частоты (УПЧ); 5 – демодулятор (амплитудная манипуляция); 6 – цифровой интерфейс до 1 Гбит/с
 Fig. 3. Diagram of the receiver: 1 – subharmonic mixer; 2 – the frequency multiplier of 15; 3 – generator based on dielectric resonator (7 GHz); 4 – the intermediate frequency amplifier (Ombudsman); 5 – demodulator (amplitude manipulation); 6 – digital interface up to 1 Gbit/s

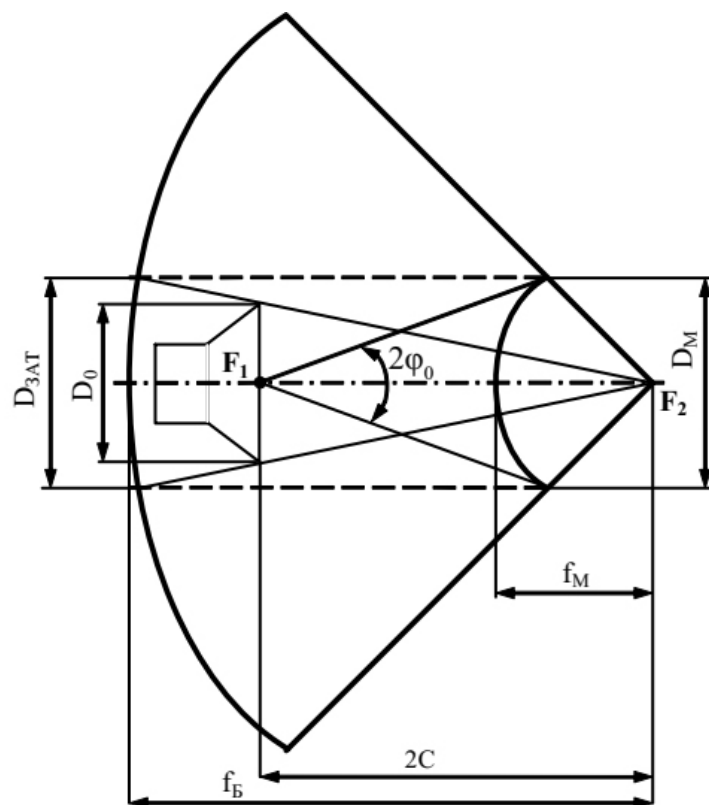


Рис. 4. Основные геометрические параметры антенны Кассегрена
 Fig. 4. Basic geometric parameters of the Cassegrain antenna

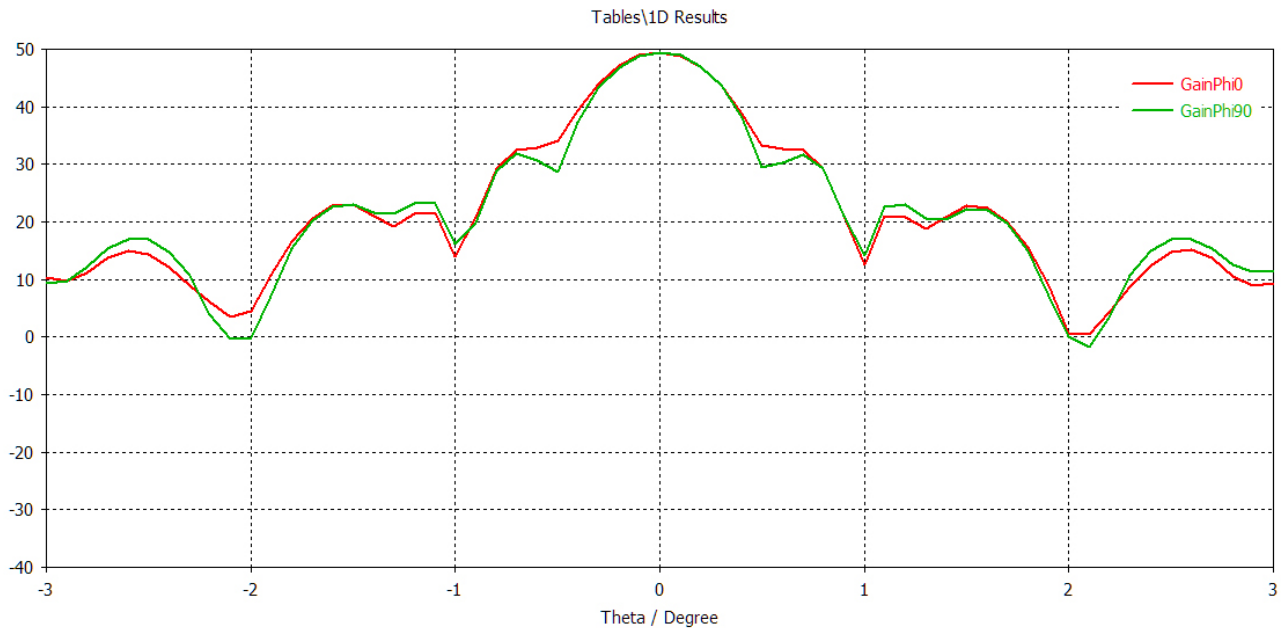


Рис. 5. Диаграмма направленности антенны Кассегрена на частоте 220 ГГц
Fig. 5. The radiation pattern of the Cassegrain antenna at a frequency of 220 GHz

Сегодня активно развиваются методы решения самосогласованных задач излучения [7; 8] применительно к расчету зеркальных антенн [9].

В настоящей работе был применен лучевой подход [10], который позволяет в первом приближении найти основные параметры антенны:

– диаметр основного зеркала:

$$D_6 = \frac{\lambda}{\pi} \sqrt{\frac{G_m}{v_{\text{рез}}}}, \quad (1)$$

где $v_{\text{рез}}$ – коэффициент использования поверхности (рекомендуемый 0,5...0,7); λ – длина волны; G_m – коэффициент усиления;

– фокусное расстояние:

$$f_6 = (0,35...0,5)D_6; \quad (2)$$

– половина угла раскрыва:

$$\psi_0 = 2 \arctg \left(\frac{D_6}{4f_6} \right); \quad (3)$$

– диаметр вспомогательного зеркала:

$$D_m = \sqrt{2\alpha\lambda f_6}, \quad (4)$$

где α – коэффициент, учитывающий амплитудное распределение поля в раскрыве облучателя;

– эксцентриситет:

$$e_k = \frac{4f_6 + D_m}{4f_6 - D_m}; \quad (5)$$

– половина угла раскрыва вспомогательного зеркала:

$$\varphi_0 = 2 \arctg \left[\left(\frac{e_k - 1}{e_k + 1} \right) \tg \left(\frac{\psi_0}{2} \right) \right]; \quad (6)$$

– расстояние между действительным и мнимым фокусами гиперболы:

$$4C = \frac{D_m \sin(\psi_0 + \varphi_0)}{\sin \psi_0 \sin \varphi_0}. \quad (7)$$

Рассчитанных параметров достаточно для построения модели антенны в системе автоматизированного проектирования (САПР) для точного расчета и анализа полученных характеристик.

Дальнейший расчет электрических параметров и характеристик антенны Кассегрена проводился с использованием программы CST Microwave Studio [11], которая предназначена для трехмерного электродинамического моделирования СВЧ-устройств.

Результаты расчета диаграммы направленности в E - и H -плоскостях исследуемой антенны Кассегрена на частоте 220 ГГц приведены на рис. 5.

Было исследовано влияние неточностей изготовления антенны на ее характеристики [12]. На рис. 6, а отражена зависимость коэффициента усиления (КУ) антенны Кассегрена на частоте 220 ГГц от смещения фазового центра s (в долях от рабочей длины волны) рупора в фокальной плоскости. Видно, что максимальное допустимое смещение центра рупора – не более длины волны. Дальнейшее смещение приводит к резкому уменьшению КУ.

На рис. 6, б показана частотная зависимость КУ антенны от частоты. Рабочая полоса частот антенны обеспечивает передачу широкополосного информационного сигнала.

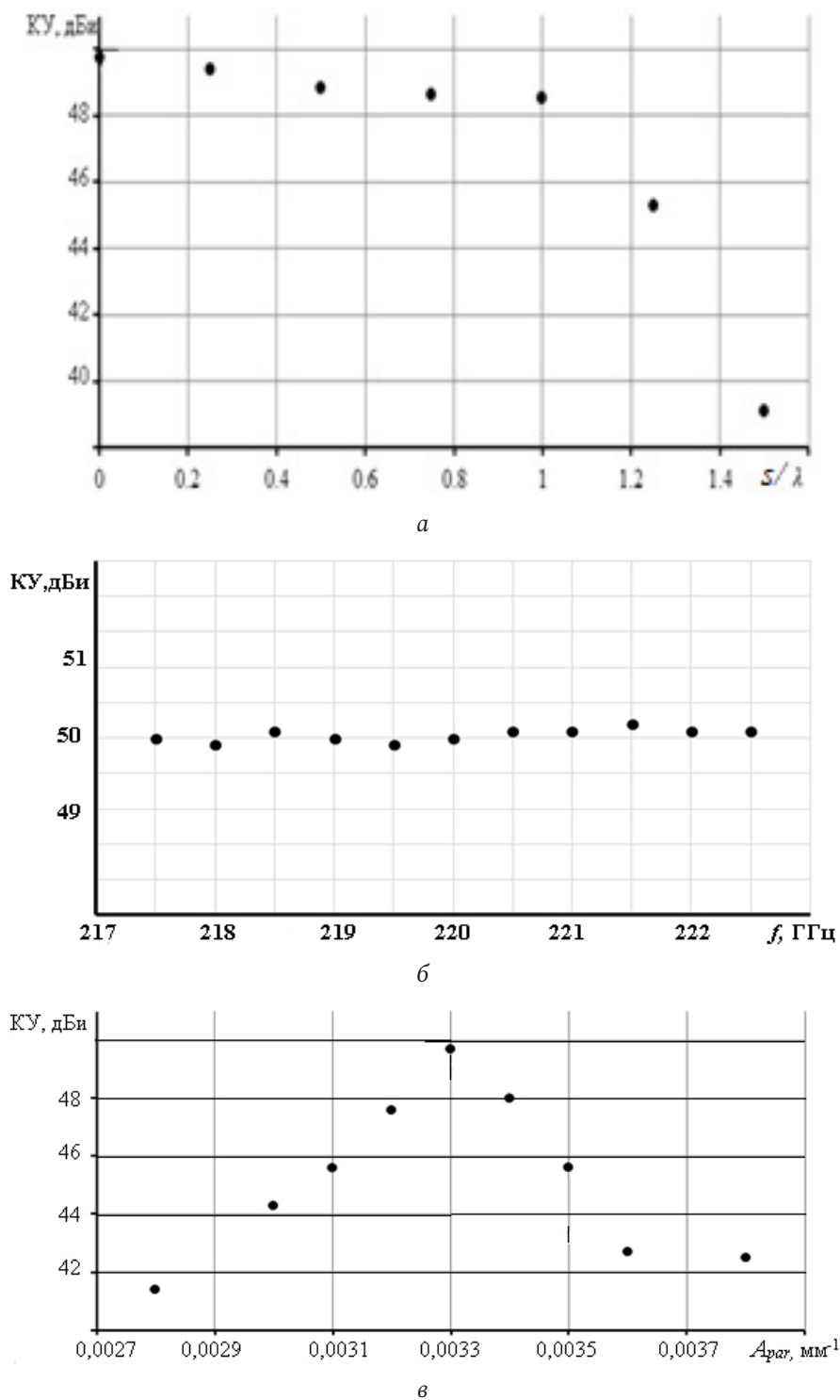


Рис. 6. Зависимость коэффициента усиления от смещения фазового центра рупора в фокальной плоскости (а), от частоты (б) и от фокального параметра A_{par} (в)
Fig. 6. The dependence of the gain on the displacement of the phase center of the horn in the focal plane (a), on the frequency (b) and on the focal parameter A_{par} (c)

На рис. 6, в приведена зависимость КУ антенны от фокального параметра $A_{par} = 1/(4f_m)$.

Из рис. 6, в видно, что коэффициент усиления антенной системы чувствителен к фокальному параметру основного зеркала. Поэтому должна быть высокая точность при изготовлении зеркал.

С использованием результатов расчетов была спроектирована и изготовлена антенна Кассегрена, предназначенная для применения в высокоскоростной системе связи на частоте 220 ГГц, имеющая диаметр основного и вспомогательного зеркал 200 мм и 16 мм соответственно. В качестве



Рис. 7. Внешний вид антенны Кассегрена на частоту 220 ГГц
Fig. 7. The appearance of the Cassegrain antenna at a frequency of 220 GHz

облучателя для антенной системы использовался пирамидальный рупор, питаемый прямоугольным волноводом сечением 1,092×0,546 мм. Внешний вид антенны показан на рис. 7.

Экспериментальное исследование антенны Кассегрена [13] проводилось по стандартной методике измерения в дальней зоне [14]. На рис. 8 представлена структурная схема измерительной установки. Исследуемая антенна (3) (работающая в режиме приема) расположена на опорно-поворотном устройстве (4). На некотором расстоянии r в дальней зоне этой антенны расположена вспомогательная передающая антенна (2), возбуждаемая генератором (1). Приемное устройство (5) имеет индикатор мощности (6), поступающей на вход приемного устройства. Зависимость показаний этого индикатора p от угла поворота θ антенны (3) при некотором фиксированном угле поворота φ_1 является сечением диаграммы направленности антенны по мощности $p(\theta, \varphi_1)$ в плоскости $\varphi_1 = \varphi_2 = \text{const}$. Выбирая различные значения угла $\varphi_1 = \varphi_1, \varphi_2, \dots$, можно измерить ДН в различных сечениях. При проведении измерений важно обеспечить отсутствие отражений от пола, потолка, стен (см. штриховую линию на рис. 8) и других окружающих предметов в измерительной лаборатории. Для ослабления влияния отраженных сигналов на отражающие поверхности укладывались щиты с поглощающим электромагнитное поле покрытием.

Расстояние r между антеннами определяется выражением

$$r \geq \frac{2L_2^2}{\lambda},$$

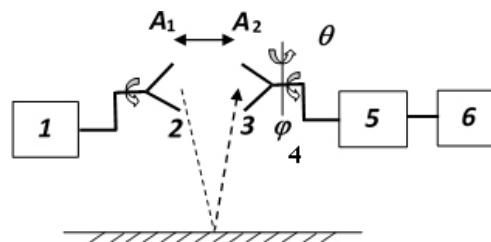


Рис. 8. Схема метода полигонных измерений
Fig. 8. Scheme of the polygon measurement method

где L_2 – максимальный размер апертуры антенны Кассегрена.

В качестве вспомогательной антенны использовалась рупорно-линзовая антенна с коэффициентом усиления 26 дБи. Шаг измерения ДН составлял 5 угловых минут. Настройка антенны на максимальное значение КУ проводилась путем регулировки субрефлектора по трем координатам. Результаты экспериментального исследования этой антенны приведены на рис. 9.

Коэффициент усиления антенны измерялся в лабораторных условиях с использованием формулы Фрииса [14]:

$$P_{\text{пр}} = P_{\text{пер}} G_{\text{пер}} G_{\text{пр}} \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2,$$

связывающей мощность в приемной антенне $P_{\text{пр}}$ и мощность, подводимую к передающей антенне $P_{\text{пер}}$ при известных коэффициентах усиления $G_{\text{пр}}$ и $G_{\text{пер}}$ обеих антенн и расстоянии между ними R . В нашем случае на частоте 220 ГГц при коэффициенте усиления вспомогательной антенны $G_{\text{пр}} = 26$ дБи расчеты дают коэффициент усиления исследуемой антенны Кассегрена $G_{\text{пер}} = 49,4$ дБи. Пределы допускаемой погрешности измерения коэффициента усиления антенны составляют $\pm 3,5$ дБ [15].

2. Цифровой модуль в составе макета

С целью организации связи в состав макета был включен цифровой модуль, который на передающей стороне снабжает тракт информационным сигналом и преобразует его с целью дальнейшего представления на приемной стороне. Данный блок состоит из отладочной платы, основной частью которой является программируемая логическая интегральная схема (ПЛИС) и ее алгоритма работы, ЭВМ со специализированным программным обеспечением (ПО).

В первоначальном варианте цифрового модуля использовалась отладочная плата, в состав

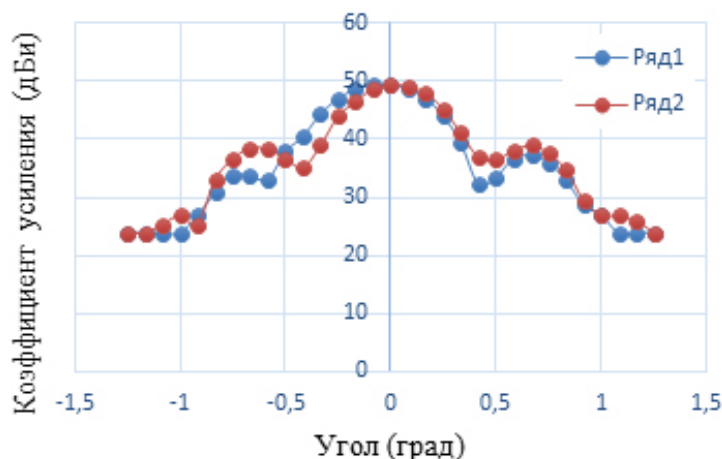


Рис. 9. Измеренная диаграмма направленности антенны Кассегрена на частоте 220 ГГц (Ряд 1 – плоскость E ; Ряд 2 – плоскость H)
 Fig. 9. The measured radiation pattern of the Cassegrain antenna at a frequency of 220 GHz (Row 1 – plane E ; Row 2 – plane H)



Рис. 10. Полевые испытания макета субтерагерцовой беспроводной линии связи
 Fig. 10. Field tests of the layout of a sub-terahertz wireless communication line

которой входят ПЛИС ALTERA (модель ACEX EP1K50), преобразователь USB-FIFO (FT2232D), тактовый генератор на 96 МГц, а также элементы оперативной (93C56) и конфигурационной (EPC2LC20) памяти. Специализированное ПО разрабатывалось на языке программирования C#. На данном этапе подключение отладочной платы к ЭВМ происходило посредством интерфейса

USB 2.0, который программно замещался виртуальным СОМ-портом. Алгоритм работы ПЛИС на передающей стороне заключался в снабжении служебной информацией пакетов данных согласно специально разработанному протоколу для дальнейшей передачи на модулятор. На приемной стороне с демодулятора цифровой сигнал обрабатывается и поступает дальше на ЭВМ.

В результате проведенных испытаний была доказана работоспособность макета совместно с цифровым модулем на примере одиночных текстовых сообщений. Помимо этого, была реализована передача текстовых и графических файлов размером до 500 Кбит. Данное ограничение вызвано малой скоростью передачи ПЛИС, которая равна 10 Мбит/с, а также малым объемом буфера.

Для устранения недостатков первоначального варианта было решено заменить отладочную плату цифрового модуля. Учитывая характеристики, которые необходимо было улучшить, была выбрана ПЛИС марки Xilinx семейства Virtex-7 в составе отладочной платы VC707. Она обладает повышенным быстродействием, пропускной способностью в 1 Гбит/с и увеличенным объемом памяти буфера.

На новой отладочной плате подключение к ЭВМ осуществляется через интерфейс Ethernet. В связи с этим были внесены изменения в специализированное ПО. Для работы с сетевыми устройствами были использованы библиотеки SharpPcap и PacketDoNet. В функции специального ПО входит прием данных, а также формирование информационной нагрузки линии связи, в качестве которой может выступать как одиночный файл для оценки параметров качества связи, так и непрерывный поток данных для оптимизации канала в режиме реального времени.

Помимо этого, был изменен алгоритм работы ПЛИС, который на передающей стороне заключается в приеме и преобразовании параллельного кода в последовательный, разбиении его на пакеты

и отправке на высокочастотный выход, подключенный к модулятору. На приемной стороне полученный сигнал после демодуляции поступает на ПЛИС для обратного преобразования в параллельный код, а затем отправки на ЭВМ. Этот алгоритм был создан с помощью базовых структур, доступных при работе в среде разработки Xilinx Vivado.

Были проведены испытания действующего макета приемо-передающего канала связи с системами автономного питания с использованием бензиновых электрогенераторов, рис. 10. Определение значения BER производилось косвенным методом по калибровочной таблице через измерения отношения сигнал/шум на выходе усилителя ПЧ приемного устройства канала связи.

Заключение

В работе представлен развитый авторами подход к созданию высокоскоростных беспроводных систем связи субТГц частотного диапазона на основе полупроводниковых приборов и фиксированных узконаправленных антенн. Представлен разработанный лабораторный макет широкополосного приемо-передающего устройства субТГц частотного диапазона (200–220 ГГц). Проведены полевые испытания лабораторного макета широкополосного приемо-передающего устройства, показавшие возможность передачи цифровых сигналов со скоростью до 1 Гбит/с на расстояние до 1 км.

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. URL: https://www.researchgate.net/publication/228861430_Terahertz_waves_for_communications_and_sensing
2. All active MMIC-based wireless communication at 220 GHz / I. Kallfass [et al.] // IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol. 2011. Vol. 1, no. 2. P. 477–487. DOI: <https://doi.org/10.1109/TTHZ.2011.2160021>
3. 24 Gbit/s data transmission in 300 GHz band for future terahertz communications/ H.J. Song [et al.] // Electron. Lett. 2012. Vol. 48. P. 953–954. DOI: <https://doi.org/10.1049/el.2012.1708>
4. 5.8-km 10-Gbps data transmission over a 120-GHz-band wireless link / A. Hirata [et al.] // 2010 IEEE Int. Wireless Inform. Technol. Syst. Conf. 2010. P. 1–4. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICWITS.2010.5611945>
5. A 10-Gbit/s Wireless Communication Link Using 16-QAM Modulation in 140-GHz Band / C. Wang [et al.] // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2013. Vol. 61, no. 7. P. 2737–2746. DOI: <https://doi.org/10.1109/TMTT.2013.2262804>
6. Разработка беспроводной системы связи в субтерагерцовом частотном диапазоне / В.В. Бирюков [и др.] // Известия высших учебных заведений. Радиофизика. 2018. Т. 61, № 10. С. 856–866. URL: https://radiophysics.unn.ru/sites/default/files/papers/2018_10_856.pdf
7. Раевский А.С., Раевский С.Б. Самосогласованность краевых задач теории излучения // Антенны. 2014. № 2 (201). С. 3–6. URL: <http://radiotec.ru/journal/antennas/number/2014-2/article/14122>
8. Ключев Д.С. Самосогласованный метод расчета зеркальных антенн // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2011. Т. 14, № 4. С. 13–19. URL: <https://elibrary.ru/item.asp?id=17272406>
9. Ключев Д.С. Электродинамический анализ зеркальных антенн методом сингулярных интегральных уравнений // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2009. Т. 12, № 3. С. 86–90. URL: <https://elibrary.ru/item.asp?id=12846665>

10. Заикин И.П., Тоцкий А.В., Абрамов С.К. Проектирование антенных устройств радиорелейных линий связи. Харьков: Нац. аэрокосм. ун-т «Харьк. авиац. ин-т», 2006. 90 с.
11. CST – Computer Simulation Technology. URL: <https://www.cst.com>
12. Рациональное использование расчетно-временных ресурсов при проектировании антенны Кассегрена на частоту 220 ГГц с возможностью учета неточностей изготовления и настройки / В.В. Бирюков [и др.] // Антенны. 2019. № 2 (256). С. 22–27. URL: <http://radiotec.ru/ru/journal/antennas/number/2019-2/article/20861>
13. Раевский А.С., Щербаков В.В., Воробьев С.А. Изменение характеристик зеркальных антенн в процессе эксплуатации // Антенны. 2018. № 10 (254). С. 15–21. URL: <http://radiotec.ru/ru/journal/antennas/number/2018-10/article/20844>
14. Методы измерений характеристик антенн СВЧ / под ред. Н.М. Цейтлина. М.: Радио и связь, 1985. 368 с.
15. Методика измерений параметров антенн. ГВАТ.410171.003Д60

Информация об авторах

Бирюков Владимир Валерьевич, доктор технических наук, доцент, профессор кафедры физика и техники оптической связи Нижегородского государственного технического университета им. Р.Е. Алексеева, г. Нижний Новгород, Россия.

Область научных интересов: прикладная электродинамика СВЧ и КВЧ.

E-mail: birukovvv@mail.ru

SPIN-код (eLibrary): 4001-1185

AuthorID (eLibrary): 627885

ResearcherID (WoS): F-3207-2018

Вакс Владимир Лейбович, кандидат физико-математических наук, старший научный сотрудник, профессор кафедры физики и техники оптической связи Нижегородского государственного технического университета им. Р.Е. Алексеева, начальник лаборатории терагерцовой спектроскопии Института физики микроструктур РАН, г. Нижний Новгород, Россия.

Область научных интересов: терагерцовая техника.

E-mail: vax@ipmras.ru

SPIN-код (eLibrary): 9093-9530

AuthorID (eLibrary): 22502

ResearcherID (WoS): AAU-8042-2020

Капустин Сергей Андреевич, кандидат технических наук, доцент кафедры физики и техники оптической связи Нижегородского государственного технического университета им. Р.Е. Алексеева, г. Нижний Новгород, Россия.

Область научных интересов: прикладная электродинамика СВЧ и КВЧ.

E-mail: kapustin_1994@mail.ru

SPIN-код (eLibrary): 9385-8346

AuthorID (eLibrary): 1024958

ResearcherID (WoS): U-5161-2019

Малахов Василий Алексеевич, доктор технических наук, доцент, профессор кафедры физики и техники оптической связи Нижегородского государственного технического университета им. Р.Е. Алексеева, г. Нижний Новгород, Россия.

Область научных интересов: прикладная электродинамика СВЧ и КВЧ.

E-mail: mr.vasml@mail.ru

SPIN-код (eLibrary): 6865-6665

AuthorID (eLibrary): 375268

ResearcherID (WoS): E-5392-2014

Панин Александр Николаевич, ведущий инженер Института физики микроструктур РАН, г. Нижний Новгород, Россия.

Область научных интересов: терагерцовая техника.

E-mail: physics@nntu.ru

SPIN-код (eLibrary): 8179-3488

AuthorID (eLibrary): 37963

Приползин Сергей Иванович, ведущий инженер Института физики микроструктур РАН, г. Нижний Новгород, Россия.

Область научных интересов: терагерцовая техника.

E-mail: kaf-ftos@yandex.ru

SPIN-код (eLibrary): 9046-8640

AuthorID (eLibrary): 24452

Раевский Алексей Сергеевич, доктор физико-математических наук, профессор, заведующий кафедрой физики и техники оптической связи Нижегородского государственного технического университета им. Р.Е. Алексеева, г. Нижний Новгород, Россия.

Область научных интересов: прикладная электродинамика СВЧ-, КВЧ- и оптического диапазонов.

E-mail: raevsky_as@mail.ru

ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-8678-0949>

SPIN-код (eLibrary): 1787-5506

AuthorID (eLibrary): 163018

ResearcherID (WoS): E-6791-2014

Раевская Юлия Владимировна, кандидат технических наук, доцент, доцент кафедры физики и техники оптической связи Нижегородского государственного технического университета им. Р.Е. Алексеева, г. Нижний Новгород, Россия.

Область научных интересов: прикладная электродинамика СВЧ и КВЧ.

E-mail: raevskaja.julija@yandex.ru
ORCID: <https://orcid.org/0009-0008-2357-2251>
SPIN-код (eLibrary): 5101-0265
AuthorID (eLibrary): 627841
ResearcherID (WoS): AAD-3531-2020

Щербаков Владимир Викторович, кандидат технических наук, доцент, доцент кафедры физики и техники оптической связи Нижегородского государственного технического университета им. Р.Е. Алексеева, г. Нижний Новгород, Россия.

Область научных интересов: прикладная электродинамика СВЧ и КВЧ
E-mail: sherbakovvv@gmail.com
SPIN-код (eLibrary): 6701-5970
AuthorID (eLibrary): 627842
ResearcherID (WoS): AAD-5204-2020

Physics of Wave Processes and Radio Systems 2023, vol. 26, no. 4, pp. 48–59

DOI [10.18469/1810-3189.2023.26.4.48-59](https://doi.org/10.18469/1810-3189.2023.26.4.48-59)
UDC 535.1
Original Research

Received 15 October 2023
Accepted 16 November 2023
Published 29 December 2023

The wireless communications systems in subterahertz frequency range

Vladimir V. Biryukov¹, Vladimir L. Vaks^{1,2}, Sergey A. Kapustin¹,
Vasiliy A. Malakhov¹, Aleksandr N. Panin², Sergey I. Pripolzin²,
Aleksey S. Raevskiy¹ , Yuliya V. Raevskaya¹ , Vladimir V. Shcherbakov¹

¹ Nizhny Novgorod State Technical University named after R.E. Alekseev
24, Minin Street,
Nizhny Novgorod, 603950, Russia

² Institute for Physics of Microstructures RAS
GSP-105,
Nizhny Novgorod, 603950, Russia

Abstract – Background. The subterahertz and terahertz frequency ranges are very promising for development of high speed wireless communications systems because of possibility to get the bandwidth about some tens of GHz, which provides the high channel capacity. However fast signal attenuation at its propagation in atmosphere complicate the operation of communications systems in these ranges. **Aim.** Use of fixed narrow-beam antennas with high antenna power gain allows to provide the direct surface communications distance to some kilometers. The communications distance limitation can be partially removed decreasing the frequency down to 200 GHz and narrowing the channel bandwidth down to some GHz. **Methods.** The model of transmitter-receiver system (200–220 GHz) based of modern semiconductor devices is described in the manuscript. **Results.** The possibility of digital signals transmission with speed up to 1 Gbit/s at the distance of 1 km is experimentally shown. **Conclusion.** According to calculations the output power of transmitter about some hundreds mW is enough for data transmission at the distance up to 1.5 km with antenna power gain of no less than 50 dB.

Keywords – subterahertz and terahertz frequency ranges; high speed wireless communications systems; wideband transmitter-receiver system; narrow-beam antenna; Cassegrain antenna.

✉ raevsky_as@mail.ru (Aleksey S. Raevskiy)

 © Vladimir V. Biryukov et al., 2023

References

1. M. J. Fitch and R. Osiander, “Terahertz waves for communications and sensing,” *Johns Hopkins APL Technical Digest*, vol. 25, no. 4, pp. 348–355, 2004, url: https://www.researchgate.net/publication/228861430_Terahertz_waves_for_communications_and_sensing.
2. I. Kallfass 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: <https://doi.org/10.1109/TTHZ.2011.2160021>.
3. H. J. Song et al., “24 Gbit/s data transmission in 300 GHz band for future terahertz communications,” *Electron. Lett.*, vol. 48, pp. 953–954, 2012, doi: <https://doi.org/10.1049/el.2012.1708>.
4. A. Hirata et al., “5.8-km 10-Gbps data transmission over a 120-GHz-band wireless link,” *2010 IEEE Int. Wireless Inform. Technol. Syst. Conf.*, pp. 1–4, 2010, doi: <https://doi.org/10.1109/ICWITS.2010.5611945>.
5. C. Wang 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: <https://doi.org/10.1109/TMTT.2013.2262804>.
6. V. V. Biryukov et al., “Development of wireless communication systems in the subterahertz frequency range,” *Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedeniy. Radiofizika*, vol. 61, no. 10, pp. 856–866, 2018, url: https://radiophysics.unn.ru/sites/default/files/papers/2018_10_856.pdf. (In Russ.)

7. A. S. Raevskiy and S. B. Raevskiy, "Self-consistency of boundary value problems of the theory of radiation," *Antenny*, no. 2 (201), pp. 3–6, 2014, url: <http://radiotec.ru/ru/journal/antennas/number/2014-2/article/14122>. (In Russ.)
8. D. S. Klyuev, "Self-consistent method of reflector antennas calculation," *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 14, no. 4, pp. 13–19, 2011, url: <https://elibrary.ru/item.asp?id=17272406>. (In Russ.)
9. D. S. Klyuev, "Electrodynamics analyses of mirror antennas by singular integral equations method," *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 12, no. 3, pp. 86–90, 2009, url: <https://elibrary.ru/item.asp?id=12846665>. (In Russ.)
10. I. P. Zaikin, A. V. Totstkiy, and S. K. Abramov, *Design of Antenna Devices for Radio Relay Communication Lines*. Khar'kov: Nats. aerokosm. un-t «Khar'k. aviats. in-t», 2006. (In Russ.)
11. CST – Computer Simulation Technology, url: <https://www.cst.com>
12. V. V. Biryukov et al., "Rational use of design-temporal resources when designing a Cassegrain antenna for the frequency of 220 GHz with possibility of accounting the inaccuracies of manufacturing and tuning," *Antenny*, no. 2 (256), pp. 22–27, 2019, url: <http://radiotec.ru/ru/journal/antennas/number/2019-2/article/20861>. (In Russ.)
13. A. S. Raevskiy, V. V. Shcherbakov, and S. A. Vorob'ev, "Changes in the characteristics of mirror antennas during operation," *Antenny*, no. 10 (254), pp. 15–21, 2018, url: <http://radiotec.ru/ru/journal/antennas/number/2018-10/article/20844>. (In Russ.)
14. N. M. Tseitlin, Ed. *Methods for Measuring Microwave Antenna Characteristics*. Moscow: Radio i svyaz', 1985. (In Russ.)
15. Methodology for measuring antenna parameters. GVAT.410171.003D60

Information about the Authors

Vladimir V. Biryukov, Doctor of Technical Sciences, professor of the Department of Physics and Technology of Optical Communication, Nizhny Novgorod State Technical University named after R.E. Alekseev, Nizhny Novgorod, Russia.

Research interests: applied electrodynamics of microwave and HF.

E-mail: birukovvv@mail.ru

SPIN-код (eLibrary): 4001-1185

AuthorID (eLibrary): 627885

ResearcherID (WoS): F-3207-2018

Vladimir L. Vaks, Candidate of Physico-Mathematical Sciences, professor of the Department of Physics and Technology of Optical Communication, Nizhny Novgorod State Technical University named after R.E. Alekseev, Head of the Laboratory of Terahertz Spectroscopy, Institute for Physics of Microstructures RAS, Nizhny Novgorod, Russia.

Research interests: terahertz technology.

E-mail: vax@ipmras.ru

SPIN-код (eLibrary): 9093-9530

AuthorID (eLibrary): 22502

ResearcherID (WoS): AAU-8042-2020

Sergey A. Kapustin, Candidate of Technical Sciences, associate professor of the Department of Physics and Technology of Optical Communication, Nizhny Novgorod State Technical University named after R.E. Alekseev, Nizhny Novgorod, Russia

Research interests: applied electrodynamics of microwave and HF.

E-mail: kapustin_1994@mail.ru

SPIN-код (eLibrary): 9385-8346

AuthorID (eLibrary): 1024958

ResearcherID (WoS): U-5161-2019

Vasiliy A. Malakhov, Doctor of Technical Sciences, professor of the Department of Physics and Technology of Optical Communication, Nizhny Novgorod State Technical University named after R.E. Alekseev, Nizhny Novgorod, Russia.

Research interests: applied electrodynamics of microwave and HF.

E-mail: mr.vasmal@mail.ru

SPIN-код (eLibrary): 6865-6665

AuthorID (eLibrary): 375268

ResearcherID (WoS): E-5392-2014

Aleksandr N. Panin, leading engineer of Institute for Physics of Microstructures RAS, Nizhny Novgorod, Russia.

Research interests: terahertz technology.

E-mail: physics@nntu.ru

SPIN-код (eLibrary): 8179-3488

AuthorID (eLibrary): 37963

Sergey I. Pripolzin, leading engineer of Institute for Physics of Microstructures RAS, Nizhny Novgorod, Russia.

Research interests: terahertz technology.

E-mail: kaf-ftos@yandex.ru

SPIN-код (eLibrary): 9046-8640

AuthorID (eLibrary): 24452

Aleksey S. Raevskiy, Doctor of Physical and Mathematical Sciences, head of the Department Physics and Technology of Optical Communication, Nizhny Novgorod State Technical University named after R.E. Alekseev, Nizhny Novgorod, Russia.

Research interests: applied electrodynamics of the microwave, HF and optical ranges.

E-mail: raevsky_as@mail.ru

ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-8678-0949>
SPIN-код (eLibrary): 1787-5506
AuthorID (eLibrary): 163018
ResearcherID (WoS): E-6791-2014

Yuliya V. Raevskaya, Candidate of Technical Sciences, associate professor of the Department of Physics and Technology of Optical Communication, Nizhny Novgorod State Technical University named after R.E. Alekseev, Nizhny Novgorod, Russia

Research interests: applied electrodynamics of microwave and HF.

E-mail: raevskaja.julija@yandex.ru
ORCID: <https://orcid.org/0009-0008-2357-2251>
SPIN-код (eLibrary): 5101-0265
AuthorID (eLibrary): 627841
ResearcherID (WoS): AAD-3531-2020

Vladimir V. Shcherbakov, Candidate of Technical Sciences, associate professor of the Department of Physics and Technology of Optical Communication, Nizhny Novgorod State Technical University named after R.E. Alekseev, Nizhny Novgorod, Russia

Research interests: applied electrodynamics of microwave and HF.

E-mail: sherbakovvv@gmail.com
SPIN-код (eLibrary): 6701-5970
AuthorID (eLibrary): 627842
ResearcherID (WoS): AAD-5204-2020

Активный и пассивный сенсоры для диагностики квазизенитных ионосферных каналов КВ-связи

Д.В. Иванов, В.А. Иванов, Н.В. Рябова, А.А. Елсуков

Поволжский государственный технологический университет
424000, Россия, г. Йошкар-Ола,
пл. Ленина, 3

Аннотация – Обоснование. Необходимость активной сенсорной диагностики парциальных КВ-каналов с целью частотного обеспечения квазизенитных КВ-радиолиний в изменчивых условиях распространения сигнала требует повышения эффективности алгоритмов функционирования активных сенсоров за счет сокращения времени излучения. Преодолению данной проблемы способствует переход от последовательной к параллельной (одновременной) диагностике. Другой важной проблемой КВ-связи являются сосредоточенные помехи. Решение этой проблемы возможно методом пассивной сенсорной диагностики, которая позволяет оценить доступность парциальных каналов по уровню спектральной плотности мощности помех в них. **Цель.** Развитие алгоритмов и программных средств, реализующих спектральный мониторинг и параллельное зондирование парциальных каналов для сенсорной диагностики ионосферных каналов квазизенитной КВ-связи. **Методы.** Предлагаемый подход основан на комплексировании методов динамической диагностики при создании интеллектуальных сенсоров ионосферных КВ-радиолиний и развитии методов анализа данных. Используется созданное для решения сформулированных задач специальное программное обеспечение для ЭВМ. Экспериментальные исследования проводятся на основе созданных устройств интеллектуальных активного и пассивного радиосенсоров КВ-радиолиний и загруженности каналов КВ-связи. **Результаты.** Создан сенсор ортогональных квазизенитных ионосферных радиоканалов, для этого развиты алгоритмы синтеза группового импульса, состоящего из ортогональных поднесущих с учетом минимизации пик фактора, алгоритмы разделения поднесущих и вычисление корреляционной функции на приеме. В сенсоре реализован метод модуляции сигнала OFDM-BPSK, позволяющий работать в режиме одновременно-последовательного зондирования в возможном для связи диапазоне рабочих частот, что позволило в 8 раз сократить общее время излучения сигнала. **Заключение.** Полученные научные результаты имеют широкий спектр практических применений, в том числе для повышения эффективности работы систем широкополосной КВ-связи сигналами с расширенным спектром.

Ключевые слова – сенсор; коротковолновая радиосвязь; многомерный широкополосный радиоканал; спектральный мониторинг; оценка доступности; OFDM; ФКМ.

Введение

Полоса прозрачности, параметры частотно-временной дисперсии и спектральная плотность помех квазизенитной линии КВ-радиосвязи (NVIS) испытывают значительные вариации в геофизическом времени. Эту полосу можно разделить на множество парциальных каналов с заданной системой связи полосой пропускания из диапазона от 3 до 24 ГГц [1]. Работа систем КВ-связи должна осуществляться в доступных парциальных каналах. Доступность определяется параметрами дисперсии и уровнем антропогенных сосредоточенных помех [2].

В настоящее время для оценки доступности стали применять активные и пассивные сенсоры. Известные активные сенсоры используют принцип последовательной диагностики парциальных каналов из полосы прозрачности (МПЧ-НПЧ) ионосферной линии связи. Последовательная диагностика требует существенных затрат времени, которое вычитается из времени, отведенного на

передачу информации. Преодолению данной проблемы способствует переход от последовательной к параллельной (одновременной) диагностике. В работе [3] предлагается применение одновременного зондирования в 4 диапазонах возможных рабочих частот сигналами с ЛЧМ. В работе [4] представлен алгоритм быстрого измерения ионограмм дискретно-частотным сигналом, состоящим из радиоимпульсов на разных несущих частотах. Альтернативным вариантом может быть применение нескольких параллельных BPSK-сигналов с расширенным спектром (СРС), расположенных на близких ортогональных поднесущих, обеспечивающих частотное разделение парциальных каналов на приеме. Переход от последовательного зондирования к параллельному требует развития алгоритмов синтеза и обработки многочастотного зондирующего сигнала. Пассивные сенсоры позволяют оценивать доступность парциальных каналов по уровню спектральной плотности мощности (СПМ) помех в них. Работа активных senso-

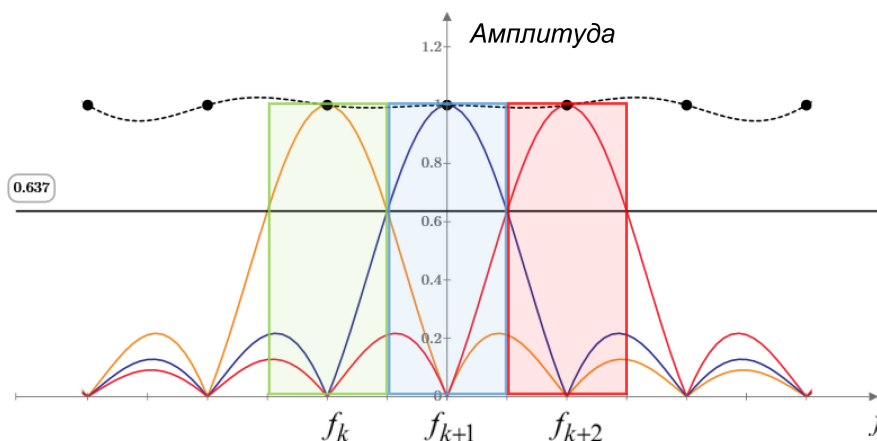


Рис. 1. Фрагмент амплитудного спектра чипов трех ортогональных парциалов со спектрами, описываемыми синусами Котельникова, и их кусочно-постоянная модель

Fig. 1. Fragment of the amplitude spectrum of chips of three orthogonal partials with spectra described by Kotelnikov sines, and their piecewise constant model

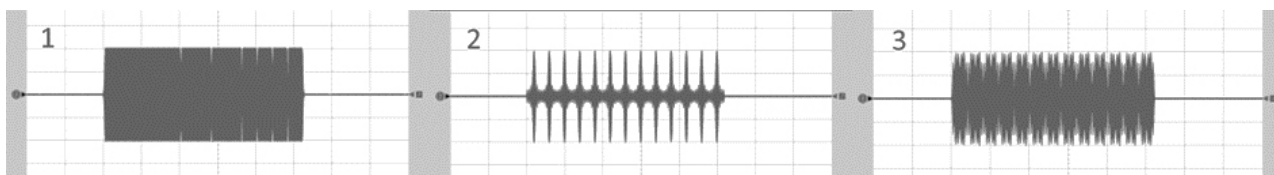


Рис. 2. Импульсный сигнал: 1 – одиночный фазо-кодовый; 2 – многочастный из 8 ортогональных фазо-кодовых парциалов с шагом 24 кГц; 3 – тот же что в 2, но с фазовым окном Ньюмана

Fig. 2. Pulse signal: 1 – single phase-coded; 2 – multi-part of 8 orthogonal phase-code partials with a step of 24 kHz; 3 – the same as in 2, but with a Newman phase window

ров в доступных по уровню помех каналах позволяет существенно увеличить энергетику СРС.

Цель работы: развитие алгоритмов и программных средств, реализующих спектральный мониторинг и параллельное зондирование парциальных каналов для сенсорной диагностики ионосферных каналов квазизенитной КВ-связи.

Для реализации поставленной цели необходимо было развить алгоритмы оценки доступности каналов на основе обнаружения сосредоточенных помех, синтеза группового импульса, состоящего из ортогональных поднесущих с учетом минимизации пик-фактора, алгоритмы разделения поднесущих и вычисление корреляционной функции на приеме. Для верификации предлагаемого подхода были проведены натурные эксперименты.

1. Синтез группового импульса, состоящего из ортогональных парциалов с учетом минимизации пик-фактора

Рассмотрим многочастотный импульс, включающий N ортогональных парциалов на поднесущих с индексами $k \in [0, N-1]$, содержащий M чипов длительностью T_{ch} с индексами $m \in [1, M]$. Из теории сигналов известно, что амплитудный спектр

прямоугольного импульса определяется синусом Котельникова и носит лепестковый характер (рис. 1) [5].

Пересечение графиков синуса Котельникова происходит на уровне $2/\pi = 0,64 \approx 0,7$. При этом полоса частот элемента многочастотного сигнала длительностью T_{ch} равна $B_s = N/T_{ch}$. Таким образом многочастотный импульс с ортогональными поднесущими можно рассматривать как альтернативу одночастотному импульсу с последовательной перестройкой с шагом $1/T_{ch}$. Задача синтеза многочастотного сигнала может быть решена путем применения обратного дискретного преобразования Фурье (ОДПФ) к N дискретным комплексным отсчетам, задающим начальную амплитуду и фазу соответствующей поднесущей.

Для чипа многочастотного сигнала результатом интерференции парциалов с одинаковой фазой является короткий импульс длительностью T_{ch}/N , пик-фактор при этом равен N . Поскольку средняя мощность, а также энергия сигнала на длительности чипа кодовой последовательности T_{ch} определяются пик-фактором, то на чип будет приходиться в N^2 раз меньшая энергия, чем у одночастотного. Проблема частично решается изменением начальных фаз поднесущих фазовым

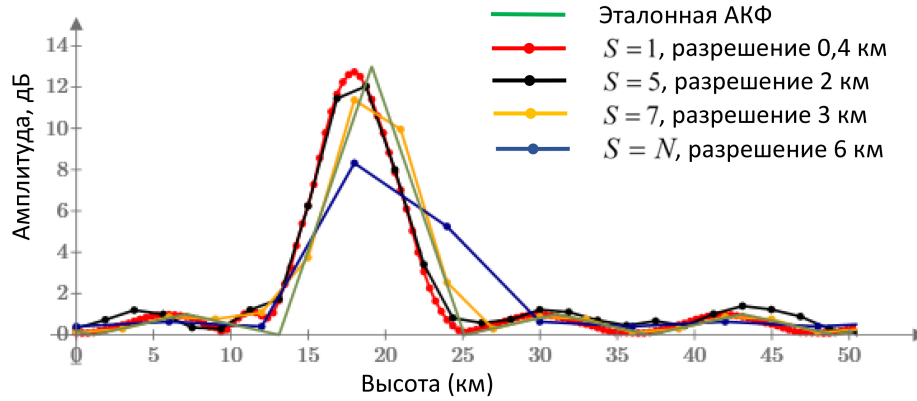


Рис. 3. Вид модельных АКФ при разделении поднесущих методом скользящего спектра с разным шагом скольжения
Fig. 3. View of model ACFs when separating subcarriers using the sliding spectrum method with different sliding steps

окном [6; 7]. На рис. 2 применение окна Ньюмана позволило уменьшить пик-фактор до 1,8. Энергетические потери чипа парциала при ограниченной мощности передатчика будут составлять примерно $2N$.

2. Разделение поднесущих и вычисление корреляционной функции на приеме

В приемнике реализовано разделение и сжатие фазо-кодированных парциалов а также их когерентное накопление. Каждый парциал позволяет оценить функцию рассеяния соответствующего подканала, параметры рассеяния по задержке и доплеровской частоте, а также отношение сигнал/шум. Для разделения парциалов используется дискретное преобразование Фурье (ДПФ). Для обеспечения достаточного разрешения по дальности и точности отображения корреляционной функции использовался метод скользящего спектра. Если шаг скольжения составляет один отсчет $S = 1$, то в каждом парциале будет N отсчетов на один чип. Обозначим через индексы z дискретные отсчеты по времени, их количество определяется длительностью накопления $z \in [0, Z - 1]$. Тогда скользящий спектр будет вычисляться по формуле

$$v_{k,z} = \frac{1}{N} \sum_{n=zS}^{zS+N-1} \hat{U}_z \exp \left[-j \frac{2\pi}{N} kn \right]. \quad (1)$$

Чтобы получить правильный порядок частот с нулевой частотой в центре, используется циклический сдвиг на $N/2$. Перед сжатием требуется выделить огибающую для всех поднесущих, т. е. перенести каждый парциал с поднесущей на нулевую частоту, что достигается перемножением на соответствующую опорную частоту, взятую с противоположным знаком. Сетка опорных частот для переноса задается формулой

$$y_{k,z} = v_{k,z} \exp \left[-j 2\pi \left(k - \frac{N}{2} \right) \frac{zS}{N} \right]. \quad (2)$$

Результаты исследований при скольжении с разным шагом представлены на рис. 3. В данном случае рассматривался многочастотный импульс с $N = 8$ и кодовой манипуляцией чипов последовательностью Баркер-13. Из полученных результатов следует вывод, что разделение поднесущих методом скользящего спектра с шагом скольжения, равным одному отсчету, позволяет получить минимальную погрешность при оценке задержки. Однако для экономии вычислений можно использовать и больший шаг.

После разделения поднесущих и сжатия импульсов для увеличения отношения сигнал/шум можно использовать когерентное накопление, осуществляя повторное зондирование этим сигналом. Данный алгоритм применяется, например, при одночастотном последовательном зондировании фазо-кодированным сигналом и подробно описан в [8]. В работе показано, что при зондировании парциалом АКФ определяется импульсной характеристикой канала с полосой частот, равной полосе данного парциала, а квадрат ее модуля равен текущему профилю задержки мощности (ПЗМ) канала. Оценка ПЗМ при диагностике позволяет определить рассеяние по задержке и отношение сигнал/шум.

3. Спектральный мониторинг и обнаружение сосредоточенных помех в КВ-диапазоне

Спектральный мониторинг квазивертикальных ионосферных каналов основан на пороговом обнаружении сосредоточенных помех в упорядоченном многомерном широкополосном радиоканале.

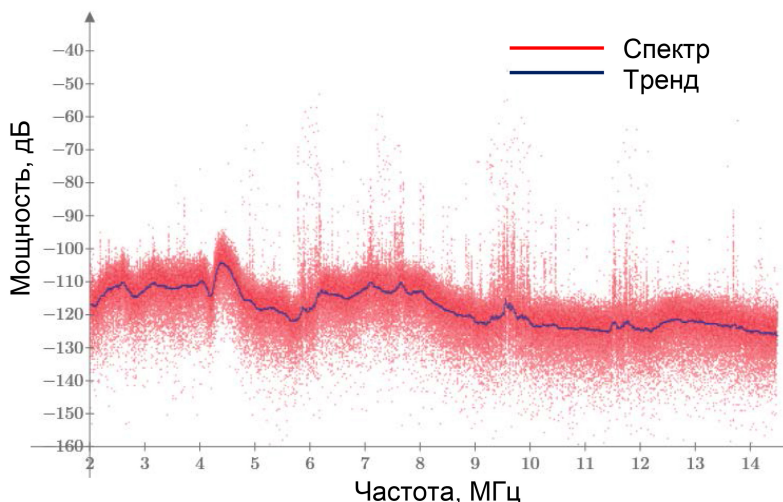


Рис. 4. Спектр смеси шума и антропогенных помех и его тренд
Fig. 4. Spectrum of a mixture of noise and anthropogenic interference and its trend

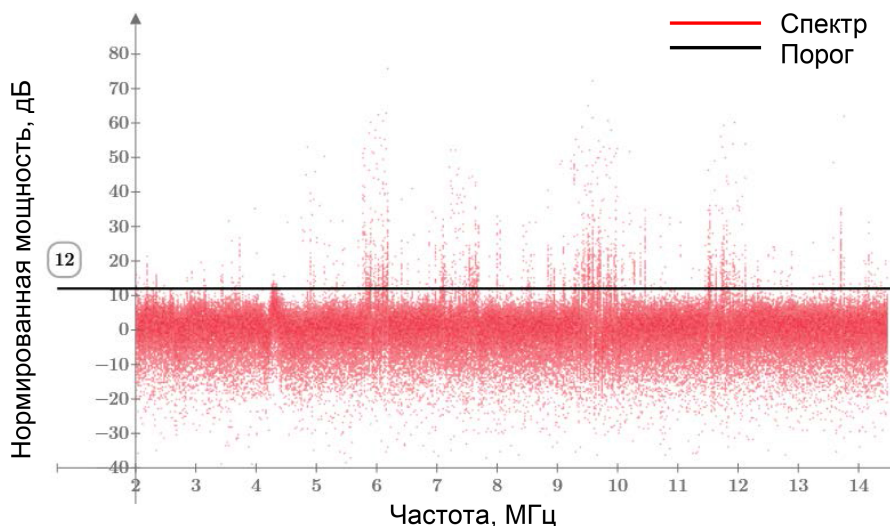


Рис. 5. Спектр шумов и помех после удаления непрерывного тренда и единый уровень порога
Fig. 5. Spectrum of noise and interference after removing a continuous trend and a single threshold level

Большинство помех в КВ-диапазоне имеет полосу 3 кГц (SSB-станции). Широкие полосы около 20 кГц соответствуют вещательным DRM-станциям, но больше всего помех дают вещательные станции с АМ-модуляцией, создающие помеху в полосе 9–10 кГц. Стандартами связи [6] предусмотрены максимальные полосы каналов до 24 кГц. Исходными данными спектрального мониторинга является рассчитываемый с использованием FFT спектр мощности с разрешением 100 Гц. Количество отсчетов в спектре 125 000. Полоса составляет 12,5 МГц (от 2 до 14,5 МГц). Спектральные комплексные отсчеты усредняются по 100 последовательным спектрам и пересчитываются в отсчеты мощности так, что в результате получается усредненный за 1 с спектр мощности шума и помех. Пример спектра, полученный в г. Йошкар-Оле (ПГТУ) с использованием универсальной ап-

паратной платформы типа USRP N210, показан на рис. 4. В качестве антенны использовался широкополосный (рабочий диапазон 1,9...30 МГц) диполь типа АН-710, установленный на крыше пятиэтажного здания.

Особенностью спектра является то, что уровень шума на разных частотах значительно отличается, при этом разница в уровнях достигает 20 дБ. Частотные вариации спектра можно рассматривать с позиций наличия в уровне помех случайного тренда, который для повышения качества анализа можно удалить и получить спектр с удаленным трендом. Для обнаружения сосредоточенных помех пороговым методом необходимо решить задачу оценки порога и уровня, от которого он должен отсчитываться. Тренд выделялся методом медианной фильтрации. Полоса фильтрации 100 кГц была выбрана на основе приведенного выше ана-

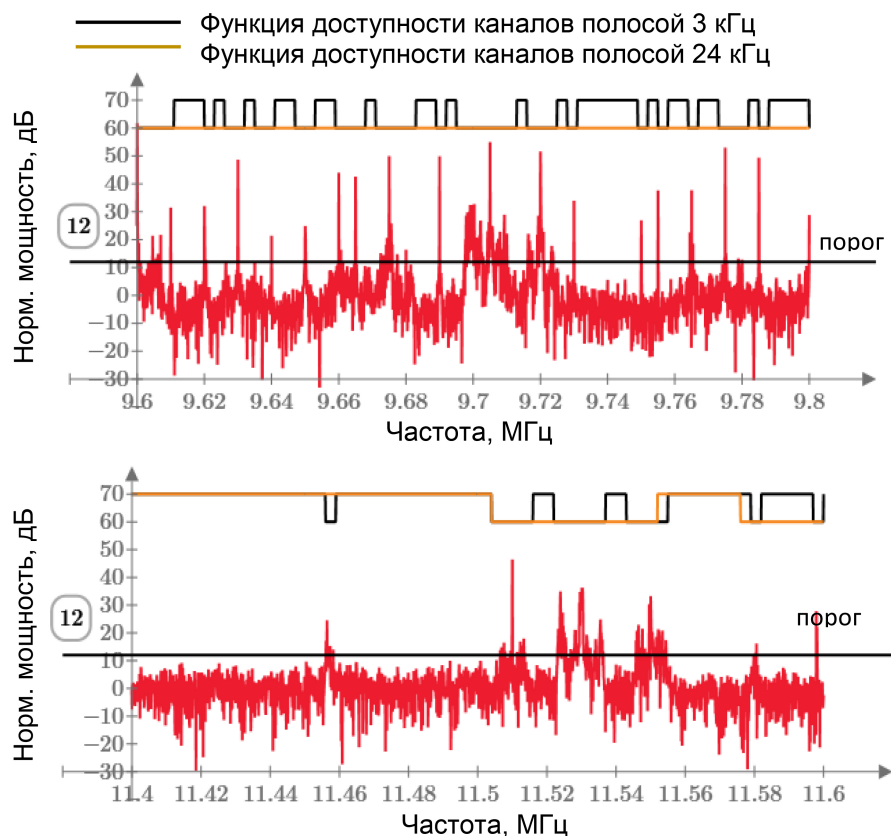


Рис. 6. Фрагменты спектра с функциями доступности
 Fig. 6. Spectrum slices with accessibility features

лиза полосы помех. При этом количество отсчетов с шагом 100 Гц для определения медианы составит 1000. Поэтому такая выборка для вариационного ряда является состоятельной. Удаление тренда реализуется путем нормирования отсчетов спектра на соответствующие им значения медианы. В результате спектры приводятся к единому началу отсчета, соответствующему значениям частотной зависимости медианы. Это позволяет использовать на всей полосе прозрачности единый порог обнаружения сосредоточенных помех. Результат фильтрации показан на рис. 5

Помехи имеют мощность, значительно превышающую шумовой фон, поэтому они все сосредоточены в конце вариационного ряда. Количество помех в каждом поддиапазоне отличается, есть более загруженные помехами поддиапазоны, однако большую часть отсчетов в вариационном ряду составляет шум. При выборе порога будем иметь в виду, что необходимо минимизировать ложные срабатывания, когда высокий уровень шума может быть принят за помеху. Для задания порога обнаружения воспользуемся критерием Неймана – Пирсона, при котором вероятность обнаружения сигнала (сосредоточенной помехи) в 95 % при

вероятности ложной тревоги 0,01 %, выполняется при отношении (сигнал сосредоточенной помехи)/шум, равном 12 дБ. Поэтому уровень порога обнаружения сосредоточенной помехи был выбран равным этой величине, а за начало его отсчета принято значение медианы.

Методика оценки доступности каналов основана на сравнении спектральных отсчетов, попадающих в полосу канала с порогом. Для оценки примыкающих каналов с полосой 3 кГц в каждом канале будет по 30 спектральных отсчетов, полученных с шагом 100 Гц. Канал с полосой 3 кГц считается доступным, если все отсчеты ниже уровня порога. В результате для каналов 3 кГц вычисляется дискретная бинарная функция. Высокий уровень «1» показывает, что канал доступен, низкий «0» – канал занят. Данная функция может быть использована для бланкирования помех. СРС-сигналы более помехоустойчивы. Широкополосный канал с полосой 24 кГц можно разделить на 8 образующих его примыкающих узкополосных подканалов по 3 кГц. В работе [9], исходя из оценки энергетических потерь показано, что для ФКМ-сигнала с полосой 24 кГц, используемого для вертикального зондирования, канал считается доступным если

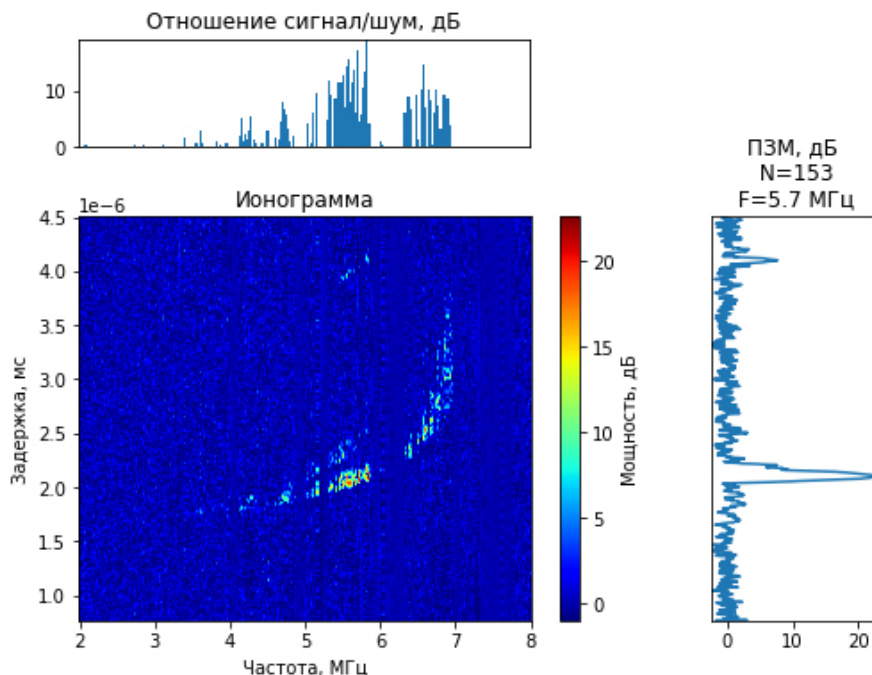


Рис. 7. Данные одновременной диагностики ионосферных радиоканалов CPC типа OFDM-BPSK 8-частотными парциалами с полосой 24,4 кГц каждый
Fig. 7. Data from simultaneous diagnostics of ionospheric radio channels SRS type OFDM-BPSK with 8 frequency partials with a bandwidth of 24,4 kHz each

7 из 8 образующих его подканалов доступны. Пример работы алгоритма показан на рис. 6.

Очевидно, что диагностика загруженных помехами каналов будет приводить к негативным эффектам при анализе экспериментальных данных с целью оценки параметров частотно-временной дисперсии, а также к энергетическим потерям излучаемого CPC. Для преодоления таких эффектов в работе предусмотрено использование данных пассивного сенсора. В этом случае диапазон прозрачности разбивается на примыкающие полосы величиной 100 кГц, в который укладывается несколько спектров парциальных CPC. В итоге поиска для каждой полосы 100 кГц выбирается полоса парциала с минимальным уровнем помех.

Параметры поиска:

- Количество шагов: 5;
- Шаг по частоте: 10, 15, 20, 25 кГц.

Работа на частотах с минимальным уровнем помех, когерентное накопление, согласованная обработка позволяют достичь чрезвычайно высокого отношения сигнал/шум для парциала сенсора.

4. Экспериментальная апробация сенсорной диагностики квазизенитных ионосферных каналов КВ-связи

Для реализации предложенного подхода в эксперименте использован многопарциальный им-

пульс, представляющий собой сумму восьми ортогональных парциалов с двоичной фазовой манипуляцией каждого частотного парциала кодовой последовательностью Баркер-13. Полоса каждого частотного парциала составляла 24,4 кГц, длительность парциала – 520 мкс, а его период повторения ~ 5,1 мс.

Алгоритмы были реализованы на универсальной SDR-платформе USRP N210. В результате NVIS-эксперимента, проведенного 13.03.2023 в 20:49 в г. Йошкар-Ола (ПГТУ), получена информация о состоянии радиоканалов в диапазоне 2–8 МГц (рис. 7). На верхнем графике отражена частотная зависимость отношения сигнал/шум, по которой можно определить, что наилучшим каналом с максимальным отношением сигнал/шум является канал номер 153 с частотой 5,7 МГц. Это же подтверждает пассивная диагностика СПМ. Профиль задержки мощности (ПЗМ) для этого канала показан на рисунке слева. Вертикальная ось соответствует задержке при распространении от передатчика к приемнику. На горизонтальной оси отложена мощность ПЗМ и помех в канале на частоте 5,7 МГц. Видно, что временная дисперсия в данном канале (рассеяние по задержке) не превышает 0,3 мс. Провалы до нуля на графике отношения сигнал/шум соответствуют бланкированным парциальным каналам из-за их значительной загруженности. Как видно на этом

примере, из 245 частотных каналов для связи доступны только около двадцати.

Заключение

Создан сенсор ортогональных квазизенитных ионосферных радиоканалов с применением методов модуляции сигнала OFDM-BPSK, позволяющий работать в режиме одновременно-последовательного зондирования в возможном для связи диапазоне рабочих частот, что позволило в 8 раз сократить общее время излучения сигнала. Представленные алгоритмы реализованы по техноло-

гии программно-конфигурируемых радиосистем и верифицированы в натурных экспериментах. Полученные научные результаты имеют широкий спектр практических применений, в том числе для повышения эффективности работы систем широкополосной КВ-связи сигналами с расширенным спектром.

Благодарности

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ № 23-19-00145.

Список литературы

1. Многомерный ионосферный радиоканал и связанные с ним проблемы работы модемов высокочастотной связи / Д.В. Иванов [и др.] // Вестник Поволжского государственного технологического университета. Серия: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. 2014. № 4 (23). С. 6–22. URL: <https://www.elibrary.ru/tewkep>
2. Развитие и верификация методов автоматической обработки спектра помех в КВ-диапазоне с применением технологии программно-конфигурируемых радиосистем в задаче оценки доступности радиоканалов / Д.В. Иванов [и др.] // Вестник Поволжского государственного технологического университета. Серия: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. 2023. № 2 (58). С. 6–17. DOI: <https://doi.org/10.25686/2306-2819.2023.2.6>
3. Исследование возможности уменьшения времени зондирования четырехканальным ЛЧМ-ионозондом / Ю.К. Свешников [и др.] // Техника радиосвязи. 2014. № 3 (23). С. 51–60.
4. ВЧ-зондирование ионосферы широкополосными сигналами / А.В. Браницкий [и др.] // Сверхширокополосные сигналы в радиолокации, связи и акустике: мат. V Всероссийской науч. конф., Муром, 29 июня 2015 г. Муром: Муромский институт Владимирского государственного университета, 2015. С. 73–76.
5. Метод одновременного многочастотного тестирования ионосферных КВ-радиоканалов при дистанционном управлении обработкой и анализом данных / Д.В. Иванов [и др.] // Вестник Поволжского государственного технологического университета. Серия: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. 2021. № 4 (52). С. 6–23. DOI: <https://doi.org/10.25686/2306-2819.2021.4.6>
6. Проблемы вертикального зондирования ионосферы сложными сигналами минимальной мощности / Д.В. Иванов [и др.] // Вестник Поволжского государственного технологического университета. Серия: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. 2021. № 2 (50). С. 6–20. DOI: <https://doi.org/10.25686/2306-2819.2021.2.6>
7. Newman D.J. An L^1 external problem for polynomials // Proceedings of the American Mathematical Society. 1965. Vol. 16, no. 6. P. 1287–1290. DOI: <https://doi.org/10.1090/S0002-9939-1965-0185119-4>
8. Иванов Д.В., Иванов В.А., Елсуков А.А. Разработка и испытание аппаратно-программного комплекса для наземного мониторинга ионосферы с применением SDR-технологии, сложных зондирующих фазо-кодо-манипулированных сигналов и квадратурной обработки // Вестник Поволжского государственного технологического университета. Серия: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. 2019. № 2 (42). С. 71–85. DOI: <https://doi.org/10.25686/2306-2819.2019.2.71>
9. Преодоление влияния сосредоточенных помех для уменьшения мощности активного сенсора NVIS-каналов / Д.В. Иванов [и др.] // Распространение радиоволн: сб. док. XXVIII Всероссийской открытой научной конференции, г. Йошкар-Ола, 16–19 мая 2023 г. Йошкар-Ола: Поволжский государственный технологический университет, 2023. С. 220–223. URL: <https://www.elibrary.ru/onxwti>

Physics of Wave Processes and Radio Systems 2023, vol. 26, no. 4, pp. 60–67

DOI [10.18469/1810-3189.2023.26.4.60-67](https://doi.org/10.18469/1810-3189.2023.26.4.60-67)
UDC 621.391.83
Original Research

Received 19 November 2023
Accepted 30 November 2023
Published 29 December 2023

Active and passive sensors for diagnostics quasi-zenith ionospheric HF communication channels

Dmitry V. Ivanov, Vladimir A. Ivanov, Natalia V. Ryabova, Alexey A. Elsuikov

Volga State University of Technology
3, Lenin Square,
Yoshkar-Ola, 424000, Russia

Abstract – Background. There is a growing need for active sensory diagnostics of partial HF channels to provide frequency support to quasi-zenith HF radio links in varying signal propagation conditions. Enhancing the efficiency of active sensor algorithms, particularly by reducing emission time, is topical. To address this, a transition from sequential to parallel (simultaneous) diagnostics is proposed. Another significant challenge in HF communication is narrowband interference, and overcoming this issue involves the method of passive sensory diagnostics. This method assesses the availability of partial channels by analyzing the spectral density of interference power within them. **Aim.** The goal of this study is to develop algorithms and software tools that implement spectral monitoring and parallel sensing of partial channels for sensory diagnostics of ionospheric channels in quasi-zenith HF communication. **Methods.** The proposed approach involves integrating dynamic diagnostic methods into the development of intelligent sensors for ionospheric HF radio links, along with the creation of data analysis methods. Specialized computer software is employed to address the defined tasks. Experimental studies are conducted using the developed devices, which include intelligent active and passive radio sensors for HF radio links, to assess the load on HF communication channels. **Results.** A sensor for orthogonal quasi-zenith ionospheric radio channels has been created, incorporating algorithms for synthesizing a group pulse with orthogonal subcarriers while minimizing the peak factor. Additionally, algorithms for separating subcarriers and calculating the correlation function at the reception have been developed. The sensor employs the OFDM-BPSK signal modulation method, enabling operation in simultaneous-sequential sounding mode across the potential frequency range for communication. This led to an 8-fold reduction in the total signal emission time. **Conclusion.** The scientific results obtained have broad practical applications, particularly in enhancing the efficiency of wideband HF communication systems using spread spectrum signals.

Keywords – sensor; shortwave radio communication; multidimensional broadband radio channel; spectral monitoring; availability assessment; OFDM; BPSK.

✉ IvanovDV@volgatech.net (Dmitry V. Ivanov)

 © Dmitry V. Ivanov, 2023

References

1. D. V. Ivanov et al., “Multidimensional ionospheric radio channel and related problems of operation of high-frequency communication modems,” *Vestnik Povolzhskogo gosudarstvennogo tekhnologicheskogo universiteta. Seriya: Radiotekhnicheskie i infokommunikatsionnye sistemy*, no. 4 (23), pp. 6–22, 2014, url: <https://www.elibrary.ru/tewkep>. (In Russ.)
2. D. V. Ivanov et al., “Development and verification of methods for automatic processing of the interference spectrum in the HF range using the technology of software-defined radio systems in the problem of assessing the availability of radio channels,” *Vestnik Povolzhskogo gosudarstvennogo tekhnologicheskogo universiteta. Seriya: Radiotekhnicheskie i infokommunikatsionnye sistemy*, no. 2 (58), pp. 6–17, 2023, doi: <https://doi.org/10.25686/2306-2819.2023.2.6>. (In Russ.)
3. Yu. K. Sveshnikov et al., “Study of the possibility of reducing the probing time with a four-channel chirp ionosonde,” *Tekhnika radiosvyazi*, no. 3 (23), pp. 51–60, 2014. (In Russ.)
4. A. V. Branitskiy et al., “HF sounding of the ionosphere with broadband signals,” *Sverkhshirokopolosnye signaly v radiolokatsii, svyazi i akustike: mat. V Vserossiyskoy nauch. konf., Murom, 29 iyunya 2015 g. Murom: Muromskiy institut Vladimirskogo gosudarstvennogo universiteta*, pp. 73–76, 2015. (In Russ.)
5. D. V. Ivanov et al., “Method for simultaneous multi-frequency testing of ionospheric HF radio channels with remote control of data processing and analysis,” *Vestnik Povolzhskogo gosudarstvennogo tekhnologicheskogo universiteta. Seriya: Radiotekhnicheskie i infokommunikatsionnye sistemy*, no. 4 (52), pp. 6–23, 2021, doi: <https://doi.org/10.25686/2306-2819.2021.4.6>. (In Russ.)
6. D. V. Ivanov et al., “Problems of vertical sounding of the ionosphere with complex signals of minimum power,” *Vestnik Povolzhskogo gosudarstvennogo tekhnologicheskogo universiteta. Seriya: Radiotekhnicheskie i infokommunikatsionnye sistemy*, no. 2 (50), pp. 6–20, 2021, doi: <https://doi.org/10.25686/2306-2819.2021.2.6>. (In Russ.)
7. D. J. Newman, “An L1 external problem for polynomials,” *Proceedings of the American Mathematical Society*, vol. 16, no. 6, pp. 1287–1290, 1965, doi: <https://doi.org/10.1090/S0002-9939-1965-0185119-4>.
8. D. V. Ivanov, V. A. Ivanov, and A. A. Elsukov, “Development and testing of a hardware and software complex for ground-based monitoring of the ionosphere using SDR technology, complex sounding phase-code-keyed signals and quadrature processing,” *Vestnik Povolzhskogo gosudarstvennogo tekhnologicheskogo universiteta. Seriya: Radiotekhnicheskie i infokommunikatsionnye sistemy*, no. 2 (42), pp. 71–85, 2019, doi: <https://doi.org/10.25686/2306-2819.2019.2.71>. (In Russ.)
9. D. V. Ivanov et al., “Overcoming the influence of concentrated interference to reduce the power of the active sensor of NVIS channels,” *Rasprostraneniye radiovoln: sb. dok. XXVIII Vserossiyskoy otkrytoy nauchnoy konferentsii, g. Yoshkar-Ola, 16–19 maya 2023 g. Yoshkar-Ola: Povolzhskiy gosudarstvennyy tekhnologicheskiiy universitet*, pp. 220–223, 2023, url: <https://www.elibrary.ru/onxwti>. (In Russ.)

Распространение электромагнитных ТЕ- и ТМ-волн в плоском волноводе, покрытом графеном, с учетом нелинейности

Ю.Г. Смирнов , С.В. Тихов 

Пензенский государственный университет
440026, Россия, г. Пенза,
ул. Красная, 40

Аннотация – Обоснование. Волноводные свойства различных структур с графеном имеют большое значение для практических приложений и изучались во многих работах. Во всех таких исследованиях графен характеризовался, как правило, линейной поверхностной проводимостью. Однако если интенсивность электромагнитной волны велика, то взаимодействие графена с ней становится нелинейным; в этом случае графен более корректно описывать нелинейной проводимостью. **Цель.** Данная работа направлена на исследование влияния кубической нелинейности графена, отвечающей так называемым эффектам самовоздействия (не влияющим на частоту падающей волны), на распространение ТЕ- и ТМ-поляризованных волн в структуре, представляющей собою плоский диэлектрический слой, покрытый с одной стороны графеном. **Методы.** В рамках данного исследования свойства волноведущей структуры изучаются, используя преимущественно аналитический подход. Так, из уравнений Максвелла, материальных уравнений и граничных условий выводится пара дисперсионных уравнений для ТЕ- и ТМ-поляризованных волн, и затем исследуется их разрешимость. Кроме того проводятся и некоторые численные эксперименты. **Результаты.** В работе получены в явном виде дисперсионные уравнения исследуемой волноведущей структуры для ТЕ- и ТМ-поляризованных волн. При исследовании аналитически полученных уравнений найдены условия для параметров волновода, обеспечивающие существование заданного числа волноводных мод. Получены некоторые численные результаты, дающие представление о том, как нелинейные эффекты влияют на распространяющиеся в структуре электромагнитные волны. **Заключение.** Полученные в данном исследовании результаты обнаруживают два эффекта, связанных с кубической нелинейностью графена. Во-первых, в плоском диэлектрическом слое с графеновым покрытием в сильном нелинейном режиме распространяются ТЕ-волны с большей длиной волны и ТМ-волны с меньшей длиной волны по сравнению с ТЕ- и ТМ-волнами, которые распространяются в той же структуре в линейном режиме. Сильная кубическая нелинейность приводит к большей локализации электромагнитной волны внутри волноведущей структуры.

Ключевые слова – электромагнитные волны; диэлектрический волновод; плоский слой; графен; нелинейная проводимость; уравнения Максвелла; дисперсионное уравнение.

Введение

В настоящее время большое внимание уделяется изучению двумерных материалов и двумерных электронных компонентов. Среди прочих двумерных материалов особое место занимает графен, полученный экспериментально в 2004 г. Геймом и Новоселовым [1]. Графен представляет собой слой атомов углерода, образующих гексагональную решетку. Благодаря своей особой структуре графен обладает рядом уникальных электрических, тепловых, механических и оптических свойств, которые делают его весьма перспективным для различных применений [2]. Так, в фотонике и оптоэлектронике активно изучаются волноведущие структуры с графеном самых разных форм, начиная от простых прямоугольных и круглых цилиндрических волноводов и заканчивая волноводами весьма экзотических конфигураций, которые могут служить эффективными фотодетекторами, модуляторами, поляризаторами, сенсорами и т. д. [3].

Одним из наиболее важных свойств графена является его способность взаимодействовать с электромагнитными волнами в широком диапазоне частот, в частности в диапазоне частот от 0,1 до 10 ТГц. Как известно, терагерцовые технологии находят широкое применение в различных областях науки и техники. Так, например, они используются для химического и биологического зондирования, формирования изображений в ближней зоне, спектроскопии, телекоммуникации и т. д. Однако разработка эффективных электрических компонентов, способных обрабатывать и передавать ТГц-волны, до сих пор остается серьезной проблемой, тормозящей развитие ТГц-технологий. Считается, что графен, обладающий почти чисто мнимой поверхностной проводимостью в этом диапазоне частот, может быть полезен для решения указанной проблемы [4; 5].

В работах [6; 7] впервые было теоретически предсказано, что графен должен обладать силь-

ной кубической нелинейностью, обусловленной взаимодействием носителей заряда в графене с электромагнитным полем. С тех пор множество исследований выявили различные нелинейные свойства графена, включая насыщающееся поглощение и нелинейное преломление, генерацию высших гармоник и генерацию комбинационных гармоник. В частности, на технологически важных ТГц-частотах экспериментально были обнаружены насыщение поглощения в легированном графене [8] и генерация третьей гармоники [9].

В данной работе исследуется распространение монохроматических терагерцевых ТЕ- и ТМ-поляризованных волн в плоском диэлектрическом слое, покрытом с одной стороны слоем графена. Как известно, волноводные свойства графен-интегрированных структур имеют большое значение для различных приложений и исследовались многими авторами [10–16]. Так, в работах [10–12] изучалась возможность распространения ТЕ- и ТМ-поляризованных волн, локализованных на слое графена, с дисперсией в терагерцевом диапазоне электромагнитного излучения. Распространение электромагнитных волн, локализованных в плоской структуре, образованной двумя графеновыми слоями и разделяющим их тонким слоем диэлектрика, рассматривалось в работах [13–15]. В работе [16] авторы исследуют распространение электромагнитных волн в структуре, состоящей из набора чередующихся слоев диэлектрика и графена.

Настоящая работа имеет следующую важную особенность. Мы учитываем нелинейное взаимодействие графена с электромагнитной волной. Точнее, мы предполагаем, что проводимость графена представляет собой сумму двух членов: первый – константа, а второй зависит от квадрата модуля тангенциальной составляющей электрического поля. Такая нелинейность отвечает так называемым эффектам самовоздействия в графене. Другие нелинейные эффекты, такие как генерация высших гармоник, в нашем исследовании не рассматриваются. В работе получено дисперсионное уравнение, позволяющее для волновода с заданными характеристиками определить его постоянные распространения. Следует отметить, что для получения дисперсионного уравнения в явном виде мы вынуждены наложить некоторые ограничения на проводимость графена, которые более подробно обсуждаются ниже. Тем не менее дисперсионное уравнение, записанное в явном виде, является важным результатом. Исследуя это уравнение численно или аналитически, можно

определить свойства рассматриваемой волноводной структуры.

1. Электродинамическая постановка задачи

Рассмотрим монохроматические ТЕ- и ТМ-поляризованные электромагнитные волны

$$(\mathbf{E}, \mathbf{H})e^{i\gamma z - i\omega t}, \quad (1)$$

где ω есть круговая частота; γ – волновое число (постоянная распространения); $\mathbf{E}$ и $\mathbf{H}$ есть комплексные амплитуды (причем компоненты векторов $\mathbf{E}$, $\mathbf{H}$ зависят лишь от одной (поперечной) пространственной координаты x), распространяющиеся в плоском диэлектрическом волноводе $\Sigma = \{(x, z) \in \mathbb{R}^2 : 0 \leq x \leq h\}$, расположенном между двумя полупространствами $x < 0$ и $x > h$. На границе $x = h$ волновода находится слой графена.

Волновод Σ заполнен однородной изотропной средой, характеризующейся постоянной диэлектрической проницаемостью ϵ_2 . Полупространства $x < 0$ и $x > h$ заполнены однородными изотропными средами, которые характеризуются постоянными диэлектрическими проницаемостями ϵ_1 и ϵ_3 соответственно, причем $1 < \epsilon_1 \leq \epsilon_3 < \epsilon_2$. Всюду магнитная проницаемость $\mu = \mu_0$, где μ_0 есть магнитная постоянная.

Комплексные амплитуды $\mathbf{E}$, $\mathbf{H}$ удовлетворяют уравнениям Максвелла

$$\text{rot} \mathbf{H} = -i\omega\epsilon_0\epsilon\mathbf{E}, \quad \text{rot} \mathbf{E} = i\omega\mu\mathbf{H}, \quad (2)$$

где ϵ_0 есть диэлектрическая постоянная и

$$\epsilon = \begin{cases} \epsilon_1, & x < 0, \\ \epsilon_2, & 0 < x < h, \\ \epsilon_3, & x > h. \end{cases}$$

Амплитуды $\mathbf{E}$, $\mathbf{H}$ удовлетворяют условию затухания на бесконечности. Касательная составляющая вектора $\mathbf{E}$ непрерывна на обеих границах волновода. Касательная составляющая вектора $\mathbf{H}$ непрерывна на границе $x = 0$, но терпит разрыв на границе $x = h$ с графеном так, что справедлива формула

$$[\mathbf{n}, \mathbf{H}^+ - \mathbf{H}^-]_{x=h} = \sigma_g \mathbf{E}_\tau|_{x=h},$$

где скобка $[\mathbf{a}, \mathbf{b}]$ обозначает векторное произведение, $\mathbf{n} = (1, 0, 0)$ есть единичный вектор нормали, направленный вдоль оси x , величины $\mathbf{H}^+$ и $\mathbf{H}^-$ есть значения магнитного поля над и под поверхностью $x = h$ соответственно, величина σ_g – поверхностная проводимость графена, $\mathbf{E}_\tau$ – касательная составляющая электрического поля.

Проводимость графена σ_g описывается формулой

$$\sigma_g = \sigma^{(1)} + \sigma^{(3)} |\mathbf{E}_\tau|^2,$$

где $\sigma^{(1)}$ и $\sigma^{(3)}$ есть некоторые постоянные [6; 7].

Линейная часть $\sigma^{(1)}$ проводимости графена определяется по формуле

$$\sigma^{(1)} = i \text{Im} \sigma_{\text{intra}}, \quad (3)$$

и $\sigma_{\text{intra}} \equiv \sigma_{\text{intra}}(\omega, \mu_c, T)$ вычисляется по формуле

$$\sigma_{\text{intra}} = \frac{2ie^2 k_b T}{\pi \hbar^2 (\omega + i\tau^{-1})} \ln \left[2 \cosh \left(\frac{\mu_c}{2k_b T} \right) \right],$$

где e есть заряд электрона; k_b – постоянная Больцмана, $\hbar$ есть приведенная постоянная Планка; μ_c – химический потенциал; T – температура и τ – время релаксации носителей заряда в графене [17; 18]. Подчеркнем, что используемая нами формула для линейной проводимости графена является «приближенной». Во-первых, она не содержит слагаемого, отвечающего межзонной проводимости в графене. Это оправдано при энергиях фотонов $\hbar\omega < 2\mu_c$, поскольку межзонные переходы в этом случае заблокированы в силу принципа запрета Паули [19]. Указанное неравенство, как правило, выполняется в терагерцовом диапазоне частот. Во-вторых, мы пренебрегаем действительной частью внутризонной проводимости графена или, другими словами, не учитываем поглощения в графене. Это допустимо в терагерцовом диапазоне частот, где графен обладает сильным плазмонным откликом и гораздо меньшими потерями. Кроме того, отметим, что мнимая часть внутризонной проводимости положительна в терагерцовом диапазоне частот.

Для вычисления нелинейного коэффициента $\sigma^{(3)}$ предлагаются разные формулы [6; 7; 20]. В данном исследовании мы будем использовать формулу, представленную в работе [7]. В соответствии с ней

$$\sigma^{(3)} = -i \frac{3e^4 v_F^2}{32\omega^3 \hbar^2 \mu_c}, \quad (4)$$

где $v_F \approx c/300$ есть скорость Ферми в графене, а c есть скорость света в вакууме.

Задача заключается в нахождении таких значений волнового числа $\gamma = \gamma'$, при которых существует электромагнитное поле (1), удовлетворяющее системе уравнений Максвелла (2), условию затухания на бесконечности и всем приведенным выше условиям сопряжения. Числа $\gamma = \gamma'$ называются *постоянными распространения* волновода.

Знание полного набора постоянных распространения необходимо при проектировании волноводных структур.

Ниже будем использовать следующие обозначения:

$$\theta_1(\gamma) = \sqrt{\gamma^2 - k_0^2 \epsilon_1}, \quad \theta_2(\gamma) = \sqrt{k_0^2 \epsilon_2 - \gamma^2}, \quad (5)$$

$$\theta_3(\gamma) = \sqrt{\gamma^2 - k_0^2 \epsilon_3},$$

где

$$k_0^2 = \omega^2 \mu_0 \epsilon_0. \quad (6)$$

2. ТЕ-волны

Пусть электромагнитные волны (1) ТЕ-поляризованы, т. е. комплексные амплитуды $\mathbf{E}$ и $\mathbf{H}$ имеют вид

$$\mathbf{E} = (0, E_y(x), 0), \quad \mathbf{H} = (H_x(x), 0, H_z(x)).$$

В этом случае задача о распространении электромагнитных волн сводится к задаче $\mathcal{P}_{\text{ТЕ}}$, которая заключается в нахождении $\gamma = \hat{\gamma} > k_0 \sqrt{\epsilon_3}$, таких, что существует решение $Y \equiv Y(x; \hat{\gamma})$ дифференциального уравнения

$$\gamma^2 Y(x) - Y''(x) = k_0^2 \epsilon_2 Y(x),$$

где $Y(x) := E_y(x)$, удовлетворяющее краевым условиям

$$Y'(0) - \theta_1(\gamma) Y(0) = 0, \quad (7)$$

$$Y'(h) + \theta_3(\gamma) Y(h) = -120\pi i k_0 (\sigma^{(1)} + \sigma^{(3)} Y^2(h)) Y(h),$$

где θ_1 , θ_3 и k_0 определены в (5) и (6) соответственно.

Кроме того, мы вводим дополнительное условие для нахождения дискретного набора решений задачи, что соответствует физическому процессу распространения волн в волноводных структурах. В качестве такого условия выберем

$$Y(0) = A_{\text{ТЕ}},$$

где $A_{\text{ТЕ}}$ есть некоторая постоянная.

Задачу $\mathcal{P}_{\text{ТЕ}}$ можно отнести к специальному классу задач на собственные значения с некоторым дополнительным условием. Число $\hat{\gamma}$, являющееся решением задачи $\mathcal{P}_{\text{ТЕ}}$, будем называть *собственным значением* задачи $\mathcal{P}_{\text{ТЕ}}$, а функцию $Y(x; \hat{\gamma})$ будем называть *собственной функцией* задачи $\mathcal{P}_{\text{ТЕ}}$.

Поскольку условие (7) содержит кубический член $Y^3(h)$, то задача $\mathcal{P}_{\text{ТЕ}}$ является нелинейной. Она представляет новый класс нелинейных задач с нелинейными граничными условиями.

Если в (7) положить $\sigma^{(3)} = 0$, то задача $\mathcal{P}_{\text{ТЕ}}$ вырождается в линейную задачу. Назовем ее зада-

чей $\mathcal{P}_{\text{TE}}^0$. Подчеркнем, что условие (7) в линейной задаче $\mathcal{P}_{\text{TE}}^0$ не требуется и потому может быть опущено.

Задача $\mathcal{P}_{\text{TE}}^0$ так же, как и задача $\mathcal{P}_{\text{TE}}$, описывает распространение монохроматической ТЕ-поляризованной волны в плоском диэлектрическом волноводе, покрытом слоем графена, который характеризуется линейной поверхностной проводимостью.

Решая представленное выше уравнения и используя краевые условия, получаем для задачи $\mathcal{P}_{\text{TE}}$ дисперсионное уравнение вида

$$\text{ctg}\theta_2 h = -\frac{\varphi_1}{\theta_2 \varphi_2}, \quad (8)$$

где θ_2 показана в (3), а $\varphi_1 \equiv \varphi_1(\gamma)$, $\varphi_2 \equiv \varphi_2(\gamma)$ определяются как

$$\begin{aligned} \varphi_1(\gamma) &= -\theta_2^2 + \theta_1 \theta_3 - k_0 |\bar{\sigma}_1| \theta_1 + \\ &+ k_0 \alpha \theta_1 \theta_2^{-2} (\theta_1^2 \sin^2 \theta_2 h + 3\theta_2^2 \cos^2 \theta_2 h), \\ \varphi_2(\gamma) &= \theta_1 + \theta_3 - k_0 |\bar{\sigma}_1| + \\ &+ k_0 \alpha \theta_2^{-2} (3\theta_1^2 \sin^2 \theta_2 h + \theta_2^2 \cos^2 \theta_2 h); \end{aligned}$$

здесь $\bar{\sigma}_1 = 120\pi\sigma^{(1)}$, $\alpha = |\bar{\sigma}_3| A_{\text{TE}}^2$, $\bar{\sigma}_3 = 120\pi\sigma^{(3)}$, где A_{TE} есть значение касательной компоненты вектора $\mathbf{E}$ на границе $x=0$. Дисперсионное уравнение (8) позволяет для ТЕ-волны заданной частоты и волновода заданной толщины определить постоянные распространения волновода (прочие параметры также считаются фиксированными).

Касательная компонента электрического поля $Y(x)$ вычисляется по формуле

$$Y(x) = A_{\text{TE}} \theta_2^{-1} (\theta_1 \sin \theta_2 x + \theta_2 \cos \theta_2 x).$$

Задача $\mathcal{P}_{\text{TE}}$ исследована в работе [21], где получено дисперсионное уравнение, аналогичное уравнению (8). Однако в работе [21] дисперсионное уравнение записано несколько в ином виде, а именно, используя величины, нормированные на k_0 , см. формулу (6), что может быть неудобно для таких расчетов, в которых фиксирована толщина волновода и изменяется частота электромагнитной волны. Уравнение (8) этого недостатка не имеет.

Исследуя уравнение (8), можно получить достаточные условия для параметров волновода, при которых в нем могут распространяться монохроматические ТЕ-поляризованные электромагнитные волны. Следующие два утверждения дают такие условия.

Утверждение 1. Пусть $n > 0$ есть некоторое целое число. Если параметры волновода Σ удовлетворяют условиям

$$\varepsilon_3 \geq |\bar{\sigma}_1|^2 + \varepsilon_1, \quad h \geq \frac{\pi(n+1)}{\sqrt{\varepsilon_2 - \varepsilon_3}} k_0^{-1},$$

то существует по крайней мере n постоянных распространения $\hat{\gamma}_n \in \Gamma := (\sqrt{k_0 \varepsilon_3}, \sqrt{k_0 \varepsilon_2})$, отвечающих n собственным модам волновода Σ .

Утверждение 2. Пусть $n > 0$ есть некоторое целое число. Если параметры волновода Σ удовлетворяют условиям

$$\alpha \geq |\bar{\sigma}_1|, \quad h \geq \frac{\pi(n+1)\sqrt{3\alpha + |\bar{\sigma}_1|}}{\sqrt{3\alpha(\varepsilon_2 - \varepsilon_1)}} k_0^{-1},$$

то существует по крайней мере n постоянных распространения $\hat{\gamma}_n \in \Gamma := (\sqrt{k_0 \varepsilon_3}, \sqrt{k_0 \varepsilon_2})$, отвечающих n собственным модам волновода Σ .

Стоит отметить, что второе условие в последней формуле можно заменить более грубым, но в то же время и более простым неравенством вида

$$h \geq \frac{2\pi(n+1)}{\sqrt{3(\varepsilon_2 - \varepsilon_1)}} k_0^{-1}.$$

3. ТМ-волны

Пусть электромагнитные волны (1) ТМ-поляризованы, т. е. комплексные амплитуды $\mathbf{E}$ и $\mathbf{H}$ имеют вид

$$\mathbf{E} = (E_x(x), 0, E_z(x)), \quad \mathbf{H} = (0, H_y(x), 0).$$

В этом случае задача о распространении электромагнитных волн сводится к задаче $\mathcal{P}_{\text{TM}}$, которая заключается в нахождении $\gamma = \hat{\gamma} > k_0 \sqrt{\varepsilon_3}$, таких, что существуют функции $X \equiv X(x; \hat{\gamma})$, $Z \equiv Z(x; \hat{\gamma})$, удовлетворяющие системе уравнений

$$\begin{cases} -Z'' + \gamma X' = k_0^2 \varepsilon_2 Z, \\ -Z' + \gamma X = k_0^2 \gamma^{-1} \varepsilon_2 X, \end{cases}$$

где $X := iE_x(x)$, $Z := E_z(x)$, и краевым условиям

$$\varepsilon_2 \theta_1(\gamma) X(0) - \varepsilon_1 \gamma Z(0) = 0, \quad (9)$$

$$\begin{aligned} &\varepsilon_2 \theta_3(\gamma) X(h) + \varepsilon_3 \gamma Z(h) = \\ &= -120\pi i k_0^{-1} \gamma \theta_3(\gamma) (\sigma^{(1)} + \sigma^{(3)} Z^2(h)) Z(h), \end{aligned}$$

где $\theta_1(\gamma)$, $\theta_3(\gamma)$ и k_0 определены выше.

Кроме того, мы вводим дополнительное условие для нахождения дискретного набора решений задачи, что соответствует физическому процессу распространения волн в волноведущих структурах. В качестве такого условия выберем

$$X(0) = \frac{\varepsilon_1}{\varepsilon_2} A_{\text{TM}},$$

где A_{TM} есть некоторая постоянная.

Задачу $\mathcal{P}_{\text{TM}}$ так же, как и задачу $\mathcal{P}_{\text{TE}}$, можно отнести к специальному классу задач на собственные значения, где вводится некоторое дополнительное условие. Число $\hat{\gamma}$ будем называть *собственным значением* задачи $\mathcal{P}_{\text{TM}}$, а функции $X(x; \hat{\gamma})$, $Z(x; \hat{\gamma})$ – *собственными функциями* задачи $\mathcal{P}_{\text{TM}}$.

Если в (9) положить $\sigma^{(3)} = 0$, то задача $\mathcal{P}_{\text{TM}}$ вырождается в линейную задачу, которую назовем задачей $\mathcal{P}_{\text{TM}}^0$. Заметим, что условие (9) в линейной задаче $\mathcal{P}_{\text{TM}}^0$ не требуется и потому может быть опущено.

Задача $\mathcal{P}_{\text{TM}}^0$ так же, как и задача $\mathcal{P}_{\text{TM}}$, описывает распространение монохроматической ТМ-поляризованной волны в плоском диэлектрическом волноводе, покрытом слоем графена, который характеризуется линейной поверхностной проводимостью.

Решая указанную выше систему уравнений и используя краевые условия, получаем для задачи $\mathcal{P}_{\text{TM}}$ дисперсионное уравнение вида

$$\text{ctg} \theta_2 h = \frac{\Psi_1}{\varepsilon_2 \theta_2 \Psi_2}, \quad (10)$$

где $\Psi_1 \equiv \Psi_1(\gamma)$, $\Psi_2 \equiv \Psi_2(\gamma)$ определяются как

$$\begin{aligned} \Psi_1(\gamma) = & \varepsilon_1 \left(k_0^2 \varepsilon_3 \theta_2^2 - k_0 |\bar{\sigma}_1| \theta_2^2 \theta_3 \right) + \\ & + k_0 \beta \frac{\varepsilon_1 \theta_2^2 \theta_3}{\varepsilon_2 \gamma^2} \left(\varepsilon_1^2 \theta_2^2 \sin^2 \theta_2 h + 3 \varepsilon_2^2 \theta_1^2 \cos^2 \theta_2 h \right) - \\ & - k_0^2 \varepsilon_2^2 \theta_1 \theta_3, \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \Psi_2(\gamma) = & k_0^2 \varepsilon_1 \theta_3 + \theta_1 \left(k_0^2 \varepsilon_3 - k_0 |\bar{\sigma}_1| \theta_3 \right) + \\ & + k_0 \beta \frac{\theta_1 \theta_3}{\varepsilon_2 \gamma^2} \left(\varepsilon_2^2 \theta_1^2 \cos^2 \theta_2 h + 3 \varepsilon_1^2 \theta_2^2 \sin^2 \theta_2 h \right); \end{aligned}$$

здесь $\beta = |\bar{\sigma}_3| A_{\text{TM}}^2$, и A_{TM} – значение нормальной составляющей $\mathbf{E}$ слева от границы $x = 0$, другие величины определены выше.

Компоненты электрического поля $X(x)$ и $Z(x)$ определяются по формулам:

$$X(x) = \frac{A_{\text{TM}}}{\varepsilon_2 \theta_2} (\theta_1 \varepsilon_2 \sin \theta_2 x + \varepsilon_1 \theta_2 \cos \theta_2 x),$$

$$Z(x) = \frac{A_{\text{TM}}}{\varepsilon_2 \gamma} (\varepsilon_2 \theta_1 \cos \theta_2 x - \varepsilon_1 \theta_2 \sin \theta_2 x).$$

Исследуя уравнение (10), можно получить достаточные условия для параметров волновода, при которых в нем могут распространяться монохроматические ТМ-поляризованные электромагнит-

ные волны. Действительно, имеют место утверждения 3 и 4.

Утверждение 3. Пусть $n > 0$ есть некоторое целое число. Если параметры волновода Σ удовлетворяют условиям:

$$\varepsilon_3 \geq |\bar{\sigma}_1| \sqrt{\varepsilon_2 - \varepsilon_3}, \quad h \geq \frac{(n+1)\pi}{\sqrt{\varepsilon_2 - \varepsilon_3}} k_0^{-1},$$

то существует не менее n постоянных распространения $\hat{\gamma}_n \in \Gamma$, отвечающих собственным модам волновода Σ .

Утверждение 4. Пусть $n > 0$ есть некоторое целое число. Если параметры волновода Σ удовлетворяют условиям:

$$\begin{aligned} \varepsilon_3 & \geq \frac{\varepsilon_1 \beta}{\beta - |\bar{\sigma}_1|}, \quad \beta - |\bar{\sigma}_1| > 0, \\ h & \geq \frac{2\sqrt{\varepsilon_2 - \varepsilon_3} (3\beta \varepsilon_1^2 + \varepsilon_2^2 |\bar{\sigma}_1|) \pi (n+1)}{3\beta \varepsilon_1^2 \varepsilon_2 - \varepsilon_3 (\varepsilon_2^2 |\bar{\sigma}_1| + 3\beta \varepsilon_1^2)} k_0^{-1}, \end{aligned}$$

то существует по крайней мере n постоянных распространения $\hat{\gamma}_n \in \Gamma$, отвечающих собственным модам волновода Σ .

4. Численные результаты

Ниже представлены некоторые численные результаты.

В вычислениях мы использовали следующие значения для диэлектрических проницаемостей: $\varepsilon_1 = 1$, $\varepsilon_2 = 11,7$, $\varepsilon_3 = 2,1025$. Проницаемостью $\varepsilon_2 = 11,7$ обладает кремний (Si), а проницаемостью $\varepsilon_3 = 2,1025$ обладает диоксид кремния (SiO₂) [22; 23].

Для нахождения $\sigma^{(1)}$ и $\sigma^{(3)}$ соответственно по формулам (3) и (4) использовались следующие параметры: $\mu_c = 0,2$ eV, $T = 300$ K, $\tau = 10$ ps. Время релаксации τ носителей заряда в графене выбрано в соответствии с [24].

На рис. 1–4 представлены дисперсионные кривые для рассматриваемого плоского волновода с графеновым покрытием. Как известно, дисперсионные кривые строятся как зависимость волнового числа (постоянной распространения) либо от частоты волны ω либо от толщины волновода h . Мы построили обе эти зависимости. На рис. 1 и 2 представлена зависимость $\gamma \equiv \gamma(\omega)$ при фиксированной толщине волновода, а на рис. 3 и 4 отражена зависимость $\gamma \equiv \gamma(h)$ при фиксированной частоте электромагнитной волны.

Вертикальная прямая $\omega/2\pi = 4$ на рис. 1, 2 отвечает, соответственно, ТЕ- и ТМ-поляризованным волнам с частотой 4 ТГц. Вертикальная прямая

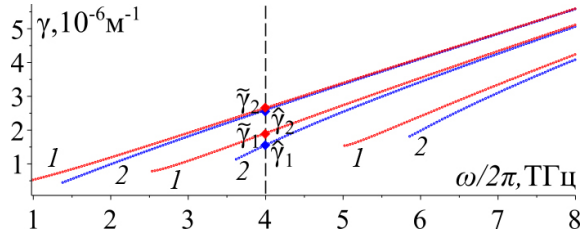


Рис. 1. Дисперсионные кривые задач P_{TE}^0 (1) и P_{TE} (2) для волновода толщиной $h = 20$ мкм. Ромбами обозначены постоянные распространения $\hat{\gamma}_1 \approx 1,54$, $\hat{\gamma}_2 \approx 2,59$ (в нелинейном режиме) и $\tilde{\gamma}_1 \approx 1,89$, $\tilde{\gamma}_2 \approx 2,64$ (в линейном режиме) волновода

Fig. 1. Dispersion curves of problems P_{TE}^0 (1) and P_{TE} (2) for a waveguide of thickness $h = 20$ μm. Diamonds denote propagation constants $\hat{\gamma}_1 \approx 1,54$, $\hat{\gamma}_2 \approx 2,59$ (in the nonlinear regime) and $\tilde{\gamma}_1 \approx 1,89$, $\tilde{\gamma}_2 \approx 2,64$ (in the linear one) of the waveguide

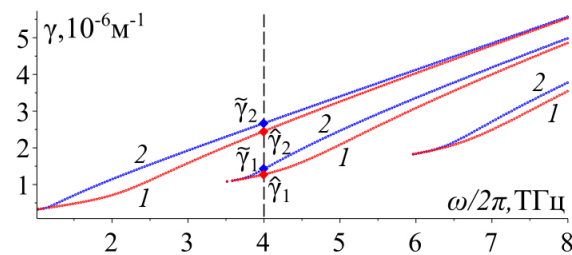


Рис. 2. Дисперсионные кривые задач P_{TM}^0 (1) и P_{TM} (2) для волновода толщиной $h = 20$ мкм. Ромбами обозначены постоянные распространения $\hat{\gamma}_1 \approx 1,4$, $\hat{\gamma}_2 \approx 2,65$ (в нелинейном режиме) и $\tilde{\gamma}_1 \approx 1,25$, $\tilde{\gamma}_2 \approx 2,42$ (в линейном режиме) волновода

Fig. 2. Dispersion curves of problems P_{TM}^0 (1) and P_{TM} (2) for a waveguide of thickness $h = 20$ μm. Diamonds denote propagation constants $\hat{\gamma}_1 \approx 1,4$, $\hat{\gamma}_2 \approx 2,65$ (in the nonlinear regime) and $\tilde{\gamma}_1 \approx 1,25$, $\tilde{\gamma}_2 \approx 2,42$ (in the linear one) of the waveguide

$h = 20$ мкм на рис. 3, 4 соответствует волноводу толщиной 20 мкм. Точки пересечения дисперсионных кривых с этими прямыми, обозначенные на рисунках ромбами, являются постоянными распространения волновода.

На рис. 5–7 представлены компоненты электрического поля – функция E_y в случае ТЕ-поляризации и E_x , E_z в случае ТМ-поляризации – для постоянных распространения, отмеченных на рис. 1–4 ромбами.

Заключение

В данной работе, используя аналитический подход, исследовано распространение монохроматических ТЕ- и ТМ-поляризованных электромагнитных волн в плоском диэлектрическом слое, покрытом графеном. Важной особенностью данного исследования является учет кубической нелинейности графена, отвечающей так называемым эффектам самовоздействия, которые не влияют на частоту падающей электромагнитной волны.

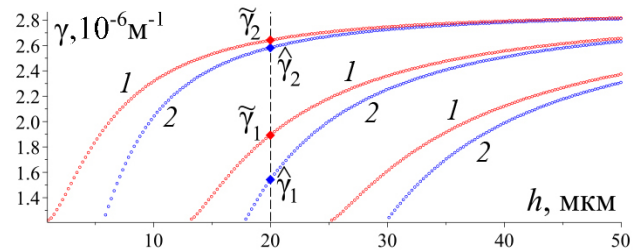


Рис. 3. Дисперсионные кривые задач P_{TE}^0 (1) и P_{TE} (2) для электромагнитной волны с частотой $\omega = 8\pi$ ТГц. Ромбами обозначены постоянные распространения $\hat{\gamma}_1 \approx 1,54$, $\hat{\gamma}_2 \approx 2,59$ (в нелинейном режиме) и $\tilde{\gamma}_1 \approx 1,89$, $\tilde{\gamma}_2 \approx 2,64$ (в линейном режиме) волновода

Fig. 3. Dispersion curves of problems P_{TE}^0 (1) and P_{TE} (2) for an electromagnetic wave with frequency $\omega = 8\pi$ THz. Diamonds denote propagation constants $\hat{\gamma}_1 \approx 1,54$, $\hat{\gamma}_2 \approx 2,59$ (in the nonlinear regime) and $\tilde{\gamma}_1 \approx 1,89$, $\tilde{\gamma}_2 \approx 2,64$ (in the linear one) of the waveguide

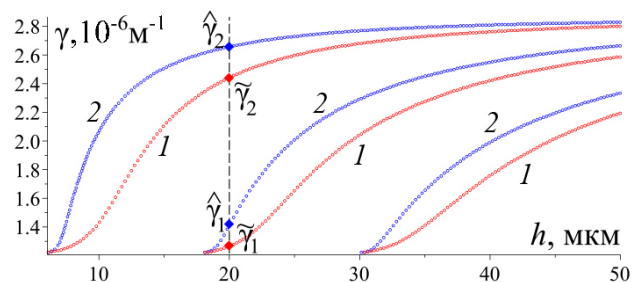


Рис. 4. Дисперсионные кривые задач P_{TM}^0 (1) и P_{TM} (2) для электромагнитной волны с частотой $\omega = 8\pi$ ТГц. Ромбами обозначены постоянные распространения $\hat{\gamma}_1 \approx 1,4$, $\hat{\gamma}_2 \approx 2,65$ (в нелинейном режиме) и $\tilde{\gamma}_1 \approx 1,25$, $\tilde{\gamma}_2 \approx 2,42$ (в линейном режиме) волновода

Fig. 4. Dispersion curves of problems P_{TM}^0 (1) and P_{TM} (2) for an electromagnetic wave with frequency $\omega = 8\pi$ THz. Diamonds denote propagation constants $\hat{\gamma}_1 \approx 1,4$, $\hat{\gamma}_2 \approx 2,65$ (in the nonlinear regime) and $\tilde{\gamma}_1 \approx 1,25$, $\tilde{\gamma}_2 \approx 2,42$ (in the linear one) of the waveguide

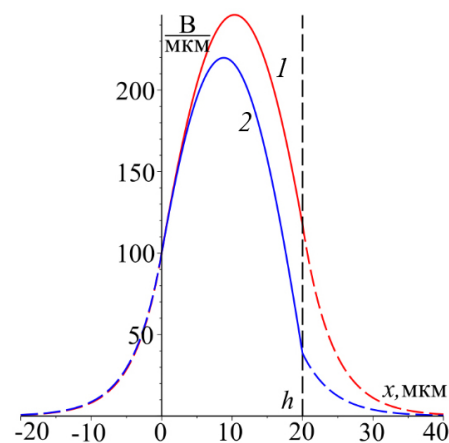


Рис. 5. Касательная компонента E_y электрического поля для постоянной распространения $\hat{\gamma}_1 \approx 1,54$ (2) в нелинейном режиме (задача P_{TE}) и постоянной распространения $\tilde{\gamma}_1 \approx 1,89$ (1) в линейном режиме (задача P_{TE}^0), которые отмечены на рис. 1, 3 ромбами на кривых 1 и 2

Fig. 5. Tangential component E_y of electric field for propagation constant $\hat{\gamma}_1 \approx 1,54$ (2) in the nonlinear regime (problem P_{TE}) and propagation constant $\tilde{\gamma}_1 \approx 1,89$ (1) in the linear regime (problem P_{TE}^0) which are denoted in figs. 1, 3 by diamonds on line 1 and 2

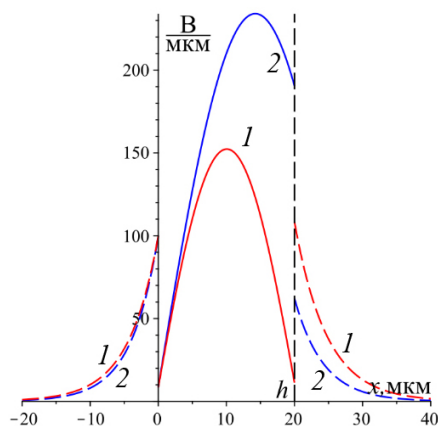


Рис. 6. Компонента iE_x электрического поля для постоянной распространения $\hat{\gamma}_2 \approx 2,65$ (2) в нелинейном режиме (задача $\mathcal{P}_{\text{TM}}$) и постоянной распространения $\tilde{\gamma}_2 \approx 2,44$ (1) в линейном режиме (задача $\mathcal{P}_{\text{TM}}^0$), которые отмечены на рис. 2, 4 ромбами на кривых 1 и 2

Fig. 6. Component iE_x of the electric field for propagation constant $\hat{\gamma}_2 \approx 2,65$ (2) in the nonlinear regime (problem $\mathcal{P}_{\text{TM}}$) and propagation constant $\tilde{\gamma}_2 \approx 2,44$ (1) in the linear regime (problem $\mathcal{P}_{\text{TM}}^0$) which are denoted in figs. 2, 4 by diamonds on line 1 and 2

В работе получены в явном виде пара дисперсионных уравнений (для ТЕ- и ТМ-волн), вполне описывающих волноводные свойства рассматриваемой структуры. При исследовании этих уравнений аналитически найдены условия на параметры волновода, обеспечивающие существование заданного числа волноводных мод.

Численные результаты, представленные в данной работе, дают некоторое представление о том, как нелинейность графена влияет на электромагнитные волны, распространяющиеся в структуре. Например, на рис. 1, 3 видно, что синие дисперсионные кривые задачи $\mathcal{P}_{\text{TE}}$ (2) расположены ниже, чем красные дисперсионные кривые задачи $\mathcal{P}_{\text{TE}}^0$ (1). На рис. 2, 4 видно, что синие дисперсионные кривые задачи $\mathcal{P}_{\text{TM}}$ (2) расположены выше, чем красные дисперсионные кривые зада-

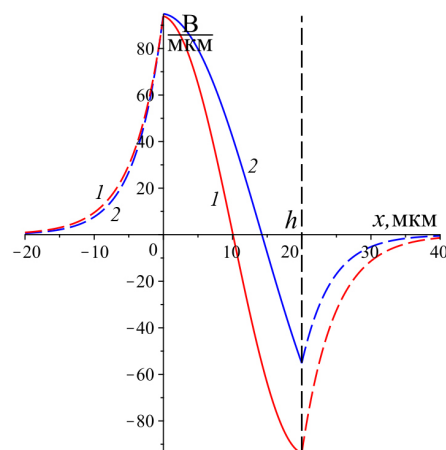


Рис. 7. Компонента E_z электрического поля для постоянной распространения $\hat{\gamma}_2 \approx 2,65$ (2) в нелинейном режиме (задача $\mathcal{P}_{\text{TM}}$) и постоянной распространения $\tilde{\gamma}_2 \approx 2,44$ (1) в линейном режиме (задача $\mathcal{P}_{\text{TM}}^0$), которые отмечены на рис. 2, 4 ромбами на кривых 1 и 2

Fig. 7. Component E_z of the electric field for propagation constant $\hat{\gamma}_2 \approx 2,65$ (2) in the nonlinear regime (problem $\mathcal{P}_{\text{TM}}$) and propagation constant $\tilde{\gamma}_2 \approx 2,44$ (1) in the linear regime (problem $\mathcal{P}_{\text{TM}}^0$) which are denoted in figs. 2, 4 by diamonds on line 1 and 2

чи $\mathcal{P}_{\text{TM}}^0$ (1). Принимая во внимание связь между волновым числом и длиной волны, получаем, что в плоском диэлектрическом волноводе с графеновым покрытием в сильном нелинейном режиме распространяются ТЕ-волны с большей длиной волны и ТМ-волны с меньшей длиной волны по сравнению с ТЕ- и ТМ-волнами, распространяющимися в том же волноводе в линейном режиме. Кроме того, сильная нелинейность графена приводит к большей локализации электромагнитного поля внутри волновода, см. рис. 5–7.

Финансирование

Работа выполнена при поддержке Российского научного фонда [проект № 20-11- 20087; <https://www.rscf.ru/project/23-11-45001>].

Список литературы

1. Geim A.K., Novoselov K.S. The rise of graphene // Nature Materials. 2007. Vol. 6, no. 6. P. 183–191. DOI: <https://doi.org/10.1038/nmat1849>
2. The electronic properties of graphene / A.H. Castro Neto [et al.] // Reviews of modern physics. 2009. Vol. 81, no. 1. P. 109–162. DOI: <https://doi.org/10.1103/RevModPhys.81.109>
3. Graphene-integrated waveguides: Properties, preparation, and applications / K. Chang [et al.] // Nano Research. 2022. Vol. 15, no. 11. P. 9704–9726. DOI: <https://doi.org/10.1007/s12274-022-4539-4>
4. Ultralow loss graphene-based hybrid plasmonic waveguide with deep-subwavelength confinement / X. He [et al.] // Optics Express. 2018. Vol. 26, no. 8. P. 10109–10118. DOI: <https://doi.org/10.1364/OE.26.010109>
5. Huang C., Huang C. Terahertz waveguides by coupling plasmon polaritons of cylindrical metal wires and a graphene-embedded slot waveguide // Advanced Photonics Research. 2023. Vol. 4, no. 3. P. 2200287. DOI: <https://doi.org/10.1002/adpr.202200287>
6. Mikhailov S.A. Non-linear electromagnetic response of graphene // Europhysics Letters. 2007. Vol. 79, no. 2. P. 27002. DOI: <https://doi.org/10.1209/0295-5075/79/27002>
7. Mikhailov S.A., Ziegler K. Nonlinear electromagnetic response of graphene: frequency multiplication and self-consistent field effects // Journal of Physics: Condensed Matter. 2008. Vol. 20, no. 38. P. 384204. DOI: <https://doi.org/10.1088/0953-8984/20/38/384204>

8. High-field terahertz response of graphene / M.J. Paul [et al.] // New Journal of Physics. 2013. Vol. 15, no. 8. P. 085019. DOI: <https://doi.org/10.1088/1367-2630/15/8/085019>
9. Extremely efficient terahertz high-harmonic generation in graphene by hot Dirac fermions / H.A. Hafez [et al.] // Nature. 2018. Vol. 561, no. 7724. P. 507–511. DOI: <https://doi.org/10.1038/s41586-018-0508-1>
10. Graphene surface plasmon polaritons with opposite in-plane electron oscillations along its two surfaces / L. Huawei [et al.] // Applied Physics Letter. 2015. Vol. 107, no. 9. P. 091602. DOI: <https://doi.org/10.1063/1.4929886>
11. Choon How G., Hong Son C., Er Ping L. Synthesis of highly confined surface plasmon modes with doped graphene sheets in the midinfrared and terahertz frequencies // Physical Review B. 2012. Vol. 85, no. 12. P. 125431. DOI: <https://doi.org/10.1103/PhysRevB.85.125431>
12. Nanoscale dielectric-graphene-dielectric tunable infrared waveguide with ultrahigh refractive indices / B. Zhu [et al.] // Optics Express. 2013. Vol. 21, no. 14. P. 17089–17096. DOI: <https://doi.org/10.1364/OE.21.017089>
13. Voltage-controlled surface plasmon-polaritons in double graphene layer structures / D. Svintsov [et al.] // Journal of Applied Physics. 2013. Vol. 113, no. 5. P. 053701. DOI: <https://doi.org/10.1063/1.4789818>
14. Belonenko M.B., Lebedev N.G., Yanyushkina N.N. Solitons in a system of coupled graphene waveguides // Physics of the Solid State. 2012. Vol. 54, no. 1. P. 174–177. DOI: <https://doi.org/10.1134/S1063783412010052>
15. Plasmons in waveguide structures formed by two graphene layers / P.I. Buslaev [et al.] // JETP Letters. 2013. Vol. 97, no. 9. P. 535–539. DOI: <https://doi.org/10.1134/S0021364013090063>
16. Evseev D.A., Eliseeva S.V., Sementsov D.I. Waves in a plane graphene - dielectric waveguide structure // The European Physical Journal Applied Physics. 2017. Vol. 80, no. 1. P. 10501. DOI: <https://doi.org/10.1051/epjap/2017170167>
17. Hanson G.W. Dyadic Green's functions and guided surface waves for a surface conductivity model of graphene // Journal of Applied Physics. 2008. Vol. 103, no. 6. P. 064302. DOI: <https://doi.org/10.1063/1.2891452>
18. Falkovsky L.A. Optical properties of graphene // Journal of Physics: Conference Series. 2008. Vol. 129, no. 1. P. 012004. DOI: <https://doi.org/10.1088/1742-6596/129/1/012004>
19. Carrier relaxation in epitaxial graphene photoexcited near the Dirac point / S. Winnerl [et al.] // Physical Review Letters. 2011. Vol. 107, no. 23. P. 237401. DOI: <https://doi.org/10.1103/PhysRevLett.107.237401>
20. Cheng J.L., Vermeulen N., Sipe J.E. Third order optical nonlinearity of graphene // New Journal of Physics. 2014. Vol. 16, no. 5. P. 053014. DOI: <https://doi.org/10.1088/1367-2630/16/5/053014>
21. Smirnov Y., Tikhov S. The nonlinear eigenvalue problem of electromagnetic wave propagation in a dielectric layer covered with graphene // Photonics. 2023. Vol. 10, no. 5. P. 523. DOI: <https://doi.org/10.3390/photonics10050523>
22. Investigation of the temperature dependence of dielectric relaxation in liquid water by THz reflection spectroscopy and molecular dynamics simulation / C. Ronne [et al.] // The Journal of Chemical Physics. 1997. Vol. 107, no. 14. P. 5319–5331. DOI: <https://doi.org/10.1063/1.474242>
23. Temperature-dependent refractive index of quartz at terahertz frequencies / C.L. Davies [et al.] // Journal of Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves. 2018. Vol. 39, no. 12. P. 1236–1248. DOI: <https://doi.org/10.1007/s10762-018-0538-7>
24. Graphene-based devices in terahertz science and technology / T. Otsuji [et al.] // Journal of Physics D: Applied Physics. 2012. Vol. 45, no. 30. P. 303001. DOI: <https://doi.org/10.1088/0022-3727/45/30/303001>

Информация об авторах

Смирнов Юрий Геннадьевич, доктор физико-математических наук, профессор кафедры математики и суперкомпьютерного моделирования Пензенского государственного университета, г. Пенза, Россия.

Область научных интересов: краевые задачи электродинамики, задачи о распространении электромагнитных волн в волноведущих структурах, численные методы.

E-mail: smirnovyug@mail.ru

ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-9040-628X>

SPIN-код (eLibrary): 1415-9378

AuthorID (eLibrary): 8341

ResearcherID (WoS): A-4813-2014

Тихов Станислав Вячеславович, аспирант кафедры математики и суперкомпьютерного моделирования Пензенского государственного университета, г. Пенза, Россия.

Область научных интересов: электродинамика, волноводы, нелинейные эффекты, нелинейные задачи на собственные значения, дифференциальные уравнения.

E-mail: Tik.Stanislav2015@yandex.ru

ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-8495-0569>

SPIN-код (eLibrary): 7767-2367

AuthorID (eLibrary): 1052340

ResearcherID (WoS): AAF-9412-2019

Physics of Wave Processes and Radio Systems

2023, vol. 26, no. 4, pp. 68–77

Electromagnetic TE- and TM-waves propagation in a plane waveguide covered with graphene characterized by nonlinear conductivity

Yury G. Smirnov , Stanislav V. Tikhov 

Penza State University
40, Krasnaya Street,
Penza, 440026, Russia

Abstract – Background. Guiding properties of waveguiding structures with graphene are of great importance for various applications and have been studied in many papers. In all such studies, graphene was characterized, as a rule, by linear surface conductivity. However, if the intensity of an electromagnetic wave is large enough, the interaction of graphene with the electromagnetic wave becomes nonlinear; in this case, it is more correct to describe graphene by nonlinear conductivity. **Aim.** This work is aimed at studying the influence of cubic nonlinearity of graphene, corresponding to the so-called self-action effects (not affecting the frequency of the incident wave), on the propagation of TE- and TM-polarized waves in the structure, which is a plain dielectric layer covered on one side by graphene. **Methods.** In this study, the guiding properties of the waveguide are studied using primarily an analytical approach. Thus, from Maxwell's equations, material equations and boundary conditions, a couple of dispersion equations for TE- and TM-polarized waves is derived and then its solvability is studied. In addition, some numerical experiments are carried out in the study. **Results.** The dispersion equations of the studied waveguiding structure for TE- and TM-polarized waves are derived in explicit form. Studying analytically obtained equations, conditions for waveguide parameters are found, providing the existence of a given number of waveguide modes. In addition, some numerical results are obtained in the paper, which give an idea of the influence of nonlinear effects on the electromagnetic waves propagating in the structure. **Conclusion.** The results obtained in this paper reveal two effects related to the cubic nonlinearity of graphene. Firstly, in a plain dielectric layer with graphene coating in the strong nonlinear regime TE-waves with longer wavelength and TM-waves with shorter wavelength propagate compared to electromagnetic waves that propagate in the same structure in the linear regime. Secondly, the strong cubic nonlinearity leads to a greater localization of the electromagnetic wave within the waveguiding structure.

Keywords – electromagnetic waves; dielectric waveguide; plain layer; graphene; nonlinear conductivity; Maxwell's equations; dispersion relation.

✉ smirnovyug@mail.ru (Yury G. Smirnov)

 © Yury G. Smirnov, Stanislav V. Tikhov, 2023

References

1. A. K. Geim and K. S. Novoselov, "The rise of graphene," *Nature Materials*, vol. 6, no. 6, pp. 183–191, 2007, doi: <https://doi.org/10.1038/nmat1849>.
2. A. H. Castro Neto et al., "The electronic properties of graphene," *Reviews of Modern Physics*, vol. 81, no. 1, pp. 109–162, 2009, doi: <https://doi.org/10.1103/RevModPhys.81.109>.
3. K. Chang et al., "Graphene-integrated waveguides: Properties, preparation, and applications," *Nano Research*, vol. 15, no. 11, pp. 9704–9726, 2022, doi: <https://doi.org/10.1007/s12274-022-4539-4>.
4. X. He et al., "Ultralow loss graphene-based hybrid plasmonic waveguide with deep-subwavelength confinement," *Optics Express*, vol. 26, no. 8, pp. 10109–10118, 2018, doi: <https://doi.org/10.1364/OE.26.010109>.
5. C. Huang and C. Huang, "Terahertz waveguides by coupling plasmon polaritons of cylindrical metal wires and a graphene-embedded slot waveguide," *Advanced Photonics Research*, vol. 4, no. 3, p. 2200287, 2023, doi: <https://doi.org/10.1002/adpr.202200287>.
6. S. A. Mikhailov, "Non-linear electromagnetic response of graphene," *Europhysics Letters*, vol. 79, no. 2, p. 27002, 2007, doi: <https://doi.org/10.1209/0295-5075/79/27002>.
7. S. A. Mikhailov and K. Ziegler, "Nonlinear electromagnetic response of graphene: frequency multiplication and self-consistent field effects," *Journal of Physics: Condensed Matter*, vol. 20, no. 38, p. 384204, 2008, doi: <https://doi.org/10.1088/0953-8984/20/38/384204>.
8. M. J. Paul et al., "High-field terahertz response of graphene," *New Journal of Physics*, vol. 15, no. 8, p. 085019, 2013, doi: <https://doi.org/10.1088/1367-2630/15/8/085019>.
9. H. A. Hafez et al., "Extremely efficient terahertz high-harmonic generation in graphene by hot Dirac fermions," *Nature*, vol. 561, no. 7724, pp. 507–511, 2018, doi: <https://doi.org/10.1038/s41586-018-0508-1>.
10. L. Huawei et al., "Graphene surface plasmon polaritons with opposite in-plane electron oscillations along its two surfaces," *Applied Physics Letter*, vol. 107, no. 9, p. 091602, 2015, doi: <https://doi.org/10.1063/1.4929886>.
11. G. Choon How, C. Hong Son, and L. Er Ping, "Synthesis of highly confined surface plasmon modes with doped graphene sheets in the midinfrared and terahertz frequencies," *Physical Review B*, vol. 85, no. 12, p. 125431, 2012, doi: <https://doi.org/10.1103/PhysRevB.85.125431>.
12. B. Zhu et al., "Nanoscale dielectric-graphene-dielectric tunable infrared waveguide with ultrahigh refractive indices," *Optics Express*, vol. 21, no. 14, pp. 17089–17096, 2013, doi: <https://doi.org/10.1364/OE.21.017089>.
13. D. Svintsov et al., "Voltage-controlled surface plasmon-polaritons in double graphene layer structures," *Journal of Applied Physics*, vol. 113, no. 5, p. 053701, 2013, doi: <https://doi.org/10.1063/1.4789818>.

14. M. B. Belonenko, N. G. Lebedev, and N. N. Yanyushkina, "Solitons in a system of coupled graphene waveguides," *Physics of the Solid State*, vol. 54, no. 1, pp. 174–177, 2012, doi: <https://doi.org/10.1134/S1063783412010052>.
15. P. I. Buslaev et al., "Plasmons in waveguide structures formed by two graphene layers," *JETP Letters*, vol. 97, no. 9, pp. 535–539, 2013, doi: <https://doi.org/10.1134/S0021364013090063>.
16. D. A. Evseev, S. V. Eliseeva, and D. I. Sementsov, "Waves in a plane graphene - dielectric waveguide structure," *The European Physical Journal Applied Physics*, vol. 80, no. 1, p. 10501, 2017, doi: <https://doi.org/10.1051/epjap/2017170167>.
17. G. W. Hanson, "Dyadic Green's functions and guided surface waves for a surface conductivity model of graphene," *Journal of Applied Physics*, vol. 103, no. 6, p. 064302, 2008, doi: <https://doi.org/10.1063/1.2891452>.
18. L. A. Falkovsky, "Optical properties of graphene," *Journal of Physics: Conference Series*, vol. 129, no. 1, p. 012004, 2008, doi: <https://doi.org/10.1088/1742-6596/129/1/012004>.
19. S. Winnerl et al., "Carrier relaxation in epitaxial graphene photoexcited near the Dirac point," *Physical Review Letters*, vol. 107, no. 23, p. 237401, 2011, doi: <https://doi.org/10.1103/PhysRevLett.107.237401>.
20. J. L. Cheng, N. Vermeulen, and J. E. Sipe, "Third order optical nonlinearity of graphene," *New Journal of Physics*, vol. 16, no. 5, p. 053014, 2014, doi: <https://doi.org/10.1088/1367-2630/16/5/053014>.
21. Y. Smirnov and S. Tikhov, "The nonlinear eigenvalue problem of electromagnetic wave propagation in a dielectric layer covered with graphene," *Photonics*, vol. 10, no. 5, p. 523, 2023, doi: <https://doi.org/10.3390/photonics10050523>.
22. C. Ronne et al., "Investigation of the temperature dependence of dielectric relaxation in liquid water by THz reflection spectroscopy and molecular dynamics simulation," *The Journal of Chemical Physics*, vol. 107, no. 14, pp. 5319–5331, 1997, doi: <https://doi.org/10.1063/1.474242>.
23. C. L. Davies et al., "Temperature-dependent refractive index of quartz at terahertz frequencies," *Journal of Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves*, vol. 39, no. 12, pp. 1236–1248, 2018, doi: <https://doi.org/10.1007/s10762-018-0538-7>.
24. T. Otsuji et al., "Graphene-based devices in terahertz science and technology," *Journal of Physics D: Applied Physics*, vol. 45, no. 30, p. 303001, 2012, doi: <https://doi.org/10.1088/0022-3727/45/30/303001>.

Information about the Authors

Yury G. Smirnov, Doctor of Physical and Mathematical Sciences, professor of the Department of Mathematics and Supercomputing, Penza State University, Penza, Russia.

Research interests: boundary value problems of electrodynamics, problems of propagation of electromagnetic waves in waveguide structures, numerical methods.

E-mail: smirnovyug@mail.ru

ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-9040-628X>

SPIN-code (eLibrary): 1415-9378

AuthorID (eLibrary): 8341

ResearcherID (WoS): A-4813-2014

Stanislav V. Tikhov, PhD student of the Department of Mathematics and Supercomputing, Penza State University, Penza, Russia.

Research interests: electrodynamics, waveguides, nonlinear phenomena, nonlinear eigenvalue problems, differential equations.

E-mail: Tik.Stanislav2015@yandex.ru

ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-8495-0569>

SPIN-code (eLibrary): 7767-2367

AuthorID (eLibrary): 1052340

ResearcherID (WoS): AAF-9412-2019

Исследование коэффициентов взаимного влияния в двухполяризационных антенных решетках

О.В. Бажанова , А.А. Кононов , К.В. Смусева ,
В.А. Степкин , Г.К. Усков 

Воронежский государственный университет
394018, Россия, г. Воронеж,
Университетская пл., 1

Аннотация – Обоснование. Антенные решетки находят широкое применение в различных областях радиотехники, например в радио- и телекоммуникациях, спутниковых системах связи и др. Одной из важных характеристик антенной решетки является ее диаграмма направленности. Оценку матриц импеданса, матриц рассеяния, а также парциальных диаграмм направленности обычно производят по результатам численного электродинамического моделирования. В случае большого числа антенных элементов такое моделирование и оптимизация решетки требует значительного времени. **Цель.** Исследование взаимного влияния между двухполяризационными антенными элементами, входящими в состав линейной антенной решетки. **Методы.** Моделирование антенных решеток на базе кросс-дипольных элементов проводилось с использованием методов пакетов электродинамического моделирования. Исследование взаимного влияния антенных элементов в составе антенной решетки и верификация разработанной математической модели проводились численными методами. **Результаты.** Дана физическая интерпретация тому, что взаимодействие между элементами, работающими в ортогональных поляризациях, практически отсутствует, а коэффициенты взаимного влияния убывают с увеличением расстояния между антенными элементами. Предложена упрощенная модель взаимного влияния, позволяющая сократить расчетную сложность задачи определения матриц взаимного влияния. **Заключение.** Разработан математический аппарат, позволяющий осуществлять расчет характеристик антенных решеток с большим количеством антенных элементов, проводя при этом электродинамическое моделирование только изолированного антенного элемента и двухэлементной решетки.

Ключевые слова – матрица взаимного влияния; диаграмма направленности; антенная решетка; кросс-дипольные элементы.

Введение

Антенные решетки (АР) находят широкое применение в различных областях радиотехники, например в радио- и телекоммуникациях, системах радиолокации, спутниковых системах связи, беспроводных сетях, радиотелескопах и др. Одной из важных характеристик антенной решетки является ее диаграмма направленности (ДН). Параметры и форма ДН АР могут оказывать существенное влияние на характеристики разрабатываемых радиосистем [1]. Так, например, для повышения пропускной способности ММО-систем связи увеличивают число используемых поляризаций и уменьшают расстояние между антенными элементами решетки, однако при этом начинает проявляться их взаимное влияние [2]. Считается, что в результате этого диаграмма направленности изолированного антенного элемента будет отличаться от ДН того же элемента в составе антенной решетки (парциальной диаграммы направленности) [3]. Причем связь между этими диаграммами направленности описывается с помощью матриц

взаимного влияния S [4]. Существует несколько подходов для их определения, например расчет с помощью матриц импеданса (Z -матрица) или матриц рассеяния (S -матрица) [5–7] либо расчет на основе анализа парциальных диаграмм направленности и диаграмм направленности изолированного антенного элемента [4].

Оценку матриц импеданса, матриц рассеяния, а также парциальных ДН обычно производят по результатам численного электродинамического моделирования. В случае большого числа антенных элементов такое моделирование требует значительного времени, а оптимизация АР потребует проведения большого числа симуляций.

Таким образом, целью работы являлось исследование взаимного влияния между двухполяризационными антенными элементами (АЭ), входящими в состав линейной антенной решетки. Предложена модель взаимного влияния АЭ, позволяющая оценить матрицу S и прогнозировать искажения ДН по результатам моделирования изолированного элемента и двухэлементной АР.

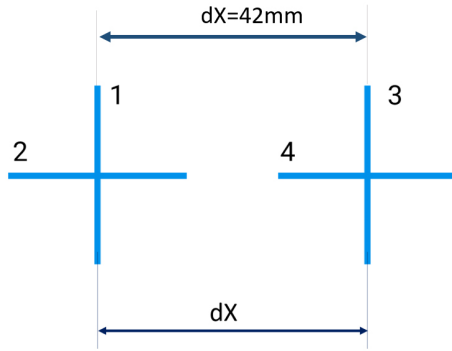


Рис. 1. Антенная решетка, состоящая из двух кросс-дипольных элементов с вертикальной и горизонтальной поляризациями (цифрами указана нумерация портов)
Fig. 1. Antenna array consisting of two cross-dipole elements with vertical and horizontal polarization (numbers indicate port numbering)

1. Исследование взаимного влияния двухполяризационных элементов антенной решетки

Для анализа взаимного влияния в среде электродинамического моделирования была построена модель антенной решетки, состоящей из двух кросс-диполей, поляризации которых были ориентированы горизонтально и вертикально (рис. 1). Длина одного диполя была равна половине рабочей длины волны.

В результате моделирования были получены диаграммы направленности изолированных элементов и элементов в составе решетки (парциальные) (рис. 2), соответствующие каждому из четырех портов (в обозначениях рис. 1). Под диаграммой направленности изолированного элемента понимается диаграмма одного антенного элемента в отсутствие других элементов решетки, и она обозначается $F_i^{(is)}(\theta, \phi)$, где $i = 1, 2, \dots, N$ (N – число портов, в данном случае равно четырем). Парциальной диаграммой направленности (обозначим как $F_j^{(p)}(\theta, \phi)$, где $j = 1, 2, \dots, N$) называют ДН элемента, находящегося в составе антенной решетки при условии, что остальные антенные элементы этой же решетки нагружены на 50 Ом.

Видно, что указанные диаграммы отличаются как по форме, так и параметрам: ширине главного лепестка и максимуму коэффициента усиления. В работе [8] говорится о том, что искажение парциальной ДН за счет взаимного влияния элементов в антенной решетке связано с рассеянием электромагнитных волн ближнего поля на соседних АЭ. При этом результирующая парциальная ДН любого из АЭ может быть представлена в виде суперпозиции изолированных ДН элементов

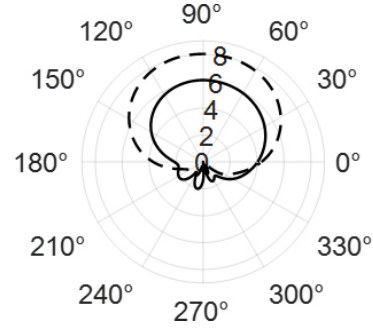


Рис. 2. Диаграммы направленности в горизонтальной плоскости изолированного антенного элемента (пунктирная линия) и элемента в составе решетки (сплошная линия)
Fig. 2. Radiation patterns in the horizontal plane of an isolated antenna element (dashed line) and an element in the array (solid line)

(расположенных в координатах АР). Тогда связь между этими диаграммами можно записать следующим образом:

$$F_j^{(p)}(\Omega_v) = \sum_{i=1}^N c_{ij} F_i^{(is)}(\Omega_v), \quad (1)$$

где $c_{ij} \in \mathbb{C}$ – коэффициенты взаимного влияния. Здесь через Ω_v обозначен v -й набор угловых координат (θ, ϕ) , что позволило представить комбинации всех значений углов в виде одномерного массива. В рассматриваемом случае $\theta_1 = 0^\circ, \dots, \theta_{181} = 180^\circ$ и $\phi_1 = 0^\circ, \dots, \phi_{360} = 359^\circ$, тогда размер массива Ω_v составляет 181×360 элементов. Таким образом, можно сказать, что физический смысл коэффициентов взаимного влияния c_{ij} заключается в том, что они характеризуют амплитуду и фазу поля, переизлучаемого i -м антенным элементом АР, если запитывается только j -й элемент.

В матричной форме коэффициенты взаимного влияния, парциальные и изолированные ДН имеют вид:

$$F^{(is)} = \begin{pmatrix} F_1^{(is)}(\Omega_1) & F_2^{(is)}(\Omega_1) & \dots & F_N^{(is)}(\Omega_1) \\ F_1^{(is)}(\Omega_2) & F_2^{(is)}(\Omega_2) & \dots & F_N^{(is)}(\Omega_2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ F_1^{(is)}(\Omega_M) & F_2^{(is)}(\Omega_M) & \dots & F_N^{(is)}(\Omega_M) \end{pmatrix},$$

$$F^{(p)} = \begin{pmatrix} F_1^{(p)}(\Omega_1) & F_2^{(p)}(\Omega_1) & \dots & F_N^{(p)}(\Omega_1) \\ F_1^{(p)}(\Omega_2) & F_2^{(p)}(\Omega_2) & \dots & F_N^{(p)}(\Omega_2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ F_1^{(p)}(\Omega_M) & F_2^{(p)}(\Omega_M) & \dots & F_N^{(p)}(\Omega_M) \end{pmatrix},$$

$$C = \begin{pmatrix} c_{11} & \dots & c_{1M} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ c_{N1} & \dots & c_{NM} \end{pmatrix}.$$

Таблица 1. Вычисленные значения для расстояния между АЭ, равного 0,5 длины волны
Table 1. Calculated values for a distance between AEs equal to 0,5 wavelengths

C_{mn}	1	2	3	4
1	$1,041 + e^{0,079j}$	$-0,013 - e^{0,008j}$	$-0,248 - e^{0,240j}$	$-0,001 - e^{0,017j}$
2	$0,012 + e^{0,003j}$	$1,021 - e^{0,008j}$	$-0,042 - e^{0,013j}$	$-0,130 + e^{0,077j}$
3	$-0,205 - e^{0,251j}$	$0,036 - e^{0,010j}$	$1,033 + e^{0,101j}$	$-0,007 + e^{0,013j}$
4	$-0,0299 - e^{0,017j}$	$-0,128 + e^{0,075j}$	$0,008 + e^{0,007j}$	$1,022 - e^{0,008j}$

Таблица 2. Результаты расчета
Table 2. Calculation results

C_{mn}	1	3	C_{mn}	2	4
1	$1,041 + e^{0,078j}$	$-0,248 - e^{0,2398j}$	2	$1,020 - e^{0,009j}$	$-0,130 + e^{0,077j}$
3	$-0,204 - e^{0,251j}$	$1,033 + e^{0,099j}$	4	$-0,128 + e^{0,074j}$	$1,022 - e^{0,009j}$

Тогда (1) приобретает следующий вид:

$$F^{(is)}C = F^{(p)}, \quad (2)$$

где C – матрица взаимного влияния.

Для определения матрицы C необходимо умножить обе части выражения (2) на матрицу, обратную $F^{(is)}$. В общем случае можно применять операцию псевдообращения, так как она дает возможность получения приближенного решения с минимальной среднеквадратичной ошибкой в случае, когда строгое решение невозможно [7]. Тогда

$$C = \left(F^{(is)} \right)^+ F^{(p)}, \quad (3)$$

где символ «+» обозначает псевдообратную матрицу Мура – Пенроуза.

Для исследуемой решетки, показанной на рис. 1, был проведен анализ значений элементов матрицы взаимного влияния. Пример вычисленных значений для расстояния между АЭ равного 0,5 длины волны, представлен в табл. 1.

Как видно из табл. 1, элементы C_{12} , C_{21} , C_{14} , C_{41} , C_{23} , C_{32} , C_{34} , C_{43} значительно меньше остальных элементов матрицы. Вероятно, это объясняется тем, что указанные элементы выражают связь между АЭ, работающими в разной (причем ортогональной) поляризации. В исследуемой конфигурации АР такие АЭ практически не оказывают влияния друг на друга. Для проверки этого предположения были рассчитаны матрицы взаимной связи в отдельности для двух антенных решеток, каждая из которых состояла из двух антенных элементов одинаковой поляризации: два вертикальных диполя и два горизонтальных. Результа-

ты расчета представлены в табл. 2. Для удобства сравнения нумерация портов была сохранена. Как видно, элементы матриц взаимного влияния, рассчитанные для однополяризационных решеток, практически совпали с соответствующими им элементами матрицы для двухполяризационной решетки, что подтвердило предположение о пренебрежимо малом взаимодействии антенных элементов, работающих в разной поляризации.

Далее в работе было проведено исследование взаимного влияния АЭ в зависимости от расстояния между ними (dX). Оно варьировалось от половины до полутора рабочих длин волн. Для каждого значения расстояния вычислялась матрица взаимного влияния. Графики зависимостей элементов матрицы C , представленные на рис. 3, подтверждают, что с увеличением расстояния между АЭ решетки приводит к значительному уменьшению взаимного влияния. В дальнейшем эти зависимости понадобятся для верификации результатов расчетов с применением предложенной модели.

2. Модель взаимного влияния антенных элементов в составе антенной решетки

В работе [9] авторы рассматривают взаимное влияние АЭ в АР следующим образом: антенные элементы, окружающие активный элемент, на который подается мощность, поглощают часть излученной им мощности и затем переизлучают ее, таким образом служа вторичными источниками электромагнитных волн. Тогда поле, формируемое этим активным элементом антенной решетки, является суперпозицией полей всех излучателей

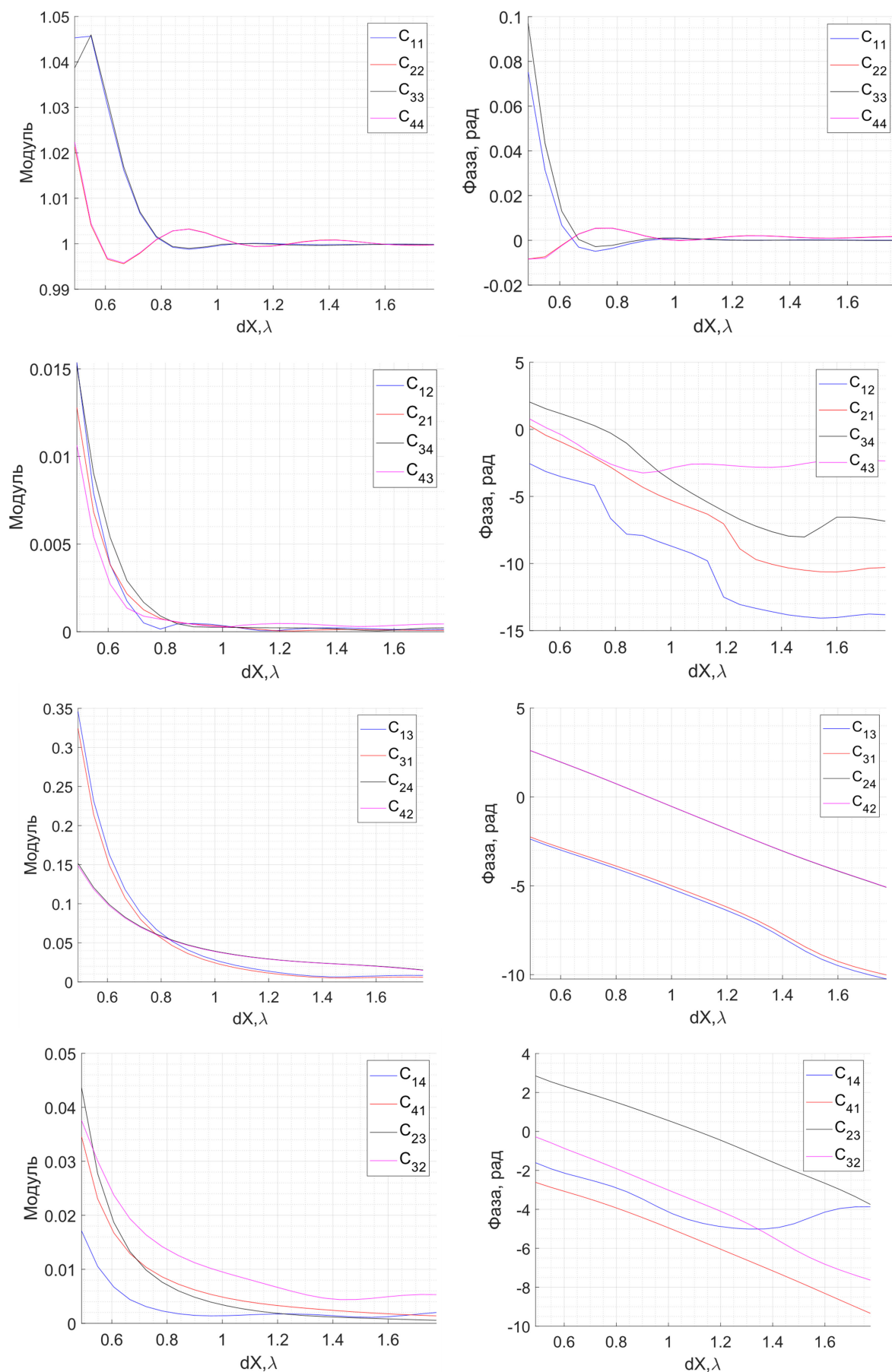


Рис. 3. Графики зависимостей элементов матрицы C от расстояния между АЭ решетки
Fig. 3. Graphs of the dependences of matrix elements C on the distance between the array AEs

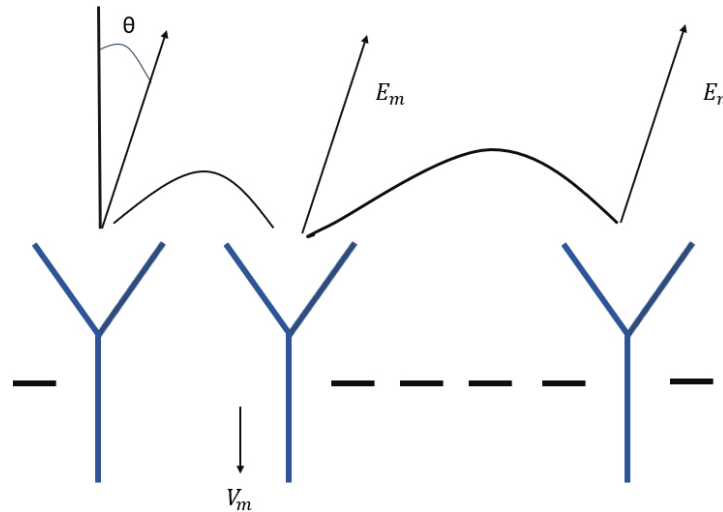


Рис. 4. К модели взаимного влияния антенных элементов в составе линейной антенной решетки
Fig. 4. To the model of mutual influence of antenna elements in a linear antenna array

с учетом переизлученной ими мощности, что проиллюстрировано на рис. 4.

Рассмотрим применение этого подхода на примере антенной решетки, изображенной на рис. 1. Взаимодействие можно представить как бесконечную последовательность процессов излучения, поглощения и дальнейшего переизлучения мощности антенными элементами рассматриваемой решетки.

В данной работе предложено каждый антенный элемент решетки рассматривать как изолированный, то есть с неискаженной диаграммой направленности. Тогда, если все АЭ в решетке одинаковые, предложенный подход позволяет провести электродинамическое моделирование только один раз для одного элемента. Это значительно уменьшает расчетную сложность задачи. Тогда парциальную диаграмму направленности после первого переизлучения мощности портом 3 можно записать следующим образом: $F_1^{(is)} + qF_3^{(is)}$, где q – коэффициент, учитывающий коэффициент усиления первой антенны в направлении третьей и условия распространения электромагнитной волны, а также зависящий от расстояния между антенными элементами. После второго переизлучения части энергии, излученной портом 3, итоговая парциальная диаграмма направленности порта 1 примет вид $F_1^{(is)} + q^2F_1^{(is)} + qF_3^{(is)}$. И так далее, давая выражение

$$F_1^{(p)} = F_1^{(is)}(1 + q^2 + \dots) + F_3^{(is)}(q + q^3 + \dots). \quad (5)$$

Однако ранее было показано, что взаимное влияние элементов, работающих в ортогональных поляризациях, практически отсутствует. В связи с этим сначала рассмотрим взаимное влияние пор-

тов 1 и 3. Пусть мощность подается на порт 1, тогда его парциальную диаграмму в соответствии с (1) можно представить в виде

$$F_1^{(p)} = c_{11}F_1^{(is)} + c_{31}F_3^{(is)}, \quad (6)$$

где коэффициенты взаимного влияния (C_{11} и C_{31}) характеризуют долю излученной мощности каждым элементом с учетом их взаимодействия.

Сравнивая (5) и (6), получаем:

$$c_{11} = 1 + q^2 + \dots; \quad (7)$$

$$c_{13} = q + q^3 + \dots \quad (8)$$

Так как $|q| < 1$, оба коэффициента представляют собой суммы всех членов убывающих геометрических прогрессий. Тогда:

$$c_{11} \approx c_{33} \approx \frac{1}{1 - q^2}; \quad (9)$$

$$c_{13} \approx c_{31} \approx \frac{q}{1 - q^2}. \quad (10)$$

Для нахождения q в работе использовалась полученная на этапе моделирования зависимость $C_{13}(r)$ (рис. 3). Исходя из формулы (10), расчет q производился путем минимизации среднего отклонения

$$\left| \frac{q(r)}{1 - q^2(r)} - C_{13}(r) \right|$$

по всем значениям r . Благодаря предположению об идентичности антенных элементов решетки для уменьшения погрешности вместо $C_{13}(r)$ использовалось среднее арифметическое

$$\frac{C_{13}(r) + C_{31}(r)}{2}.$$

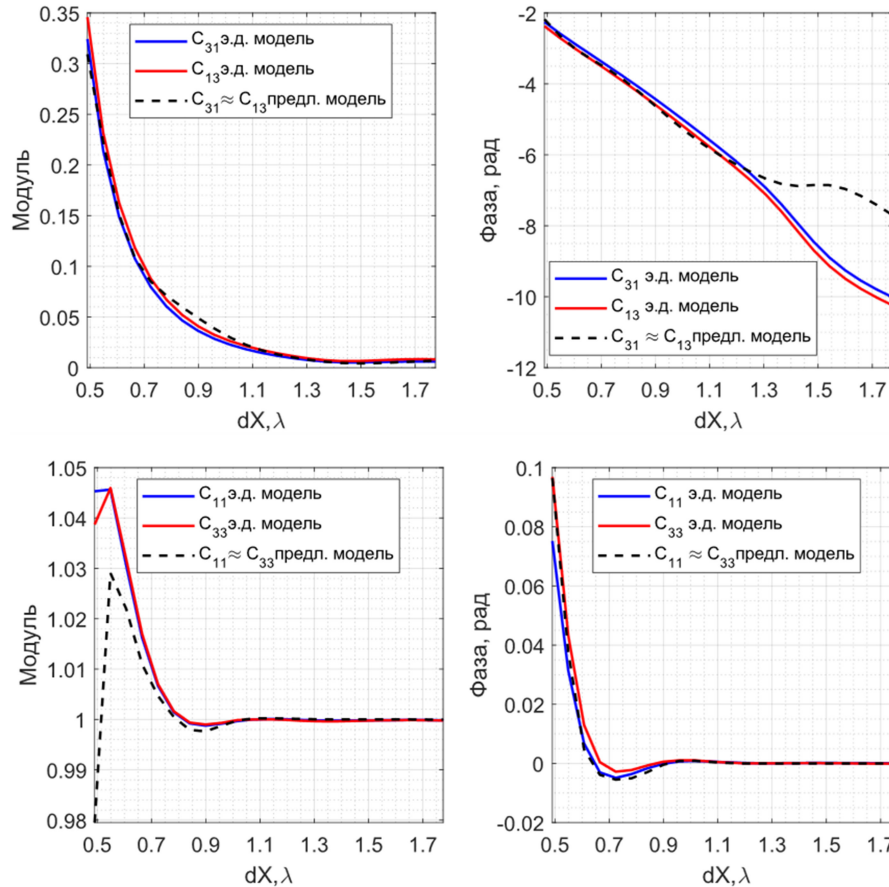


Рис. 5. Зависимости коэффициентов C_{11} , C_{13} , C_{31} и C_{33} , рассчитанных с помощью предложенной модели и полученных в результате электродинамического моделирования, от расстояния между элементами
Fig. 5. Dependences of the coefficients C_{11} , C_{13} , C_{31} , and C_{33} , calculated using the proposed model and obtained as a result of electrodynamic modeling, on the distance between the elements

Проверка правильности рассчитанных значений q производилась подстановкой их в формулу (9) и сравнением с зависимостью, полученной для коэффициентов $C_{11}(r) \approx C_{33}(r)$ при электродинамическом моделировании (рис. 3). На рис. 5 приведены зависимости коэффициентов C_{11} , C_{13} , C_{31} , и C_{33} от расстояния между элементами, рассчитанные по приведенной модели и полученные в электродинамическом моделировании.

Заметим, что на этом этапе последовательность применения формул (9) и (10) не имеет значения.

Аналогично для портов 2 и 4:

$$C_{24} \approx C_{42} \approx \frac{q}{1-q^2}; \quad (11)$$

$$C_{22} \approx C_{44} \approx \frac{1}{1-q^2}. \quad (12)$$

Стоит отметить, что значения q для этих портов отличаются от полученных для портов 1 и 3. Рассчитанные зависимости для коэффициентов C_{22} , C_{24} , C_{42} , и C_{44} и результаты электродинамического моделирования отражены на рис. 6.

Приведенные на рис. 5 и 6 зависимости показывают хорошее совпадение, что говорит о возможности применения предложенной модели и метода расчета коэффициентов взаимного влияния

Расчет матрицы взаимного влияния антенной решетки с большим числом элементов может быть выполнен итеративно. Для этого, зная аппроксимацию коэффициента q от расстояния, следует учитывать комбинации переотражений от соседних антенных элементов.

Заключение

В работе проведено исследование взаимного влияния антенных элементов двухполяризационной антенной решетки. Показано, что взаимодействие между элементами, работающими в ортогональных поляризациях, практически отсутствует, а коэффициенты взаимного влияния убывают с увеличением расстояния между антенными элементами. Это позволило разработать модель, основанную на представлении антенной решетки в виде изолированных элементов, взаимодейству-

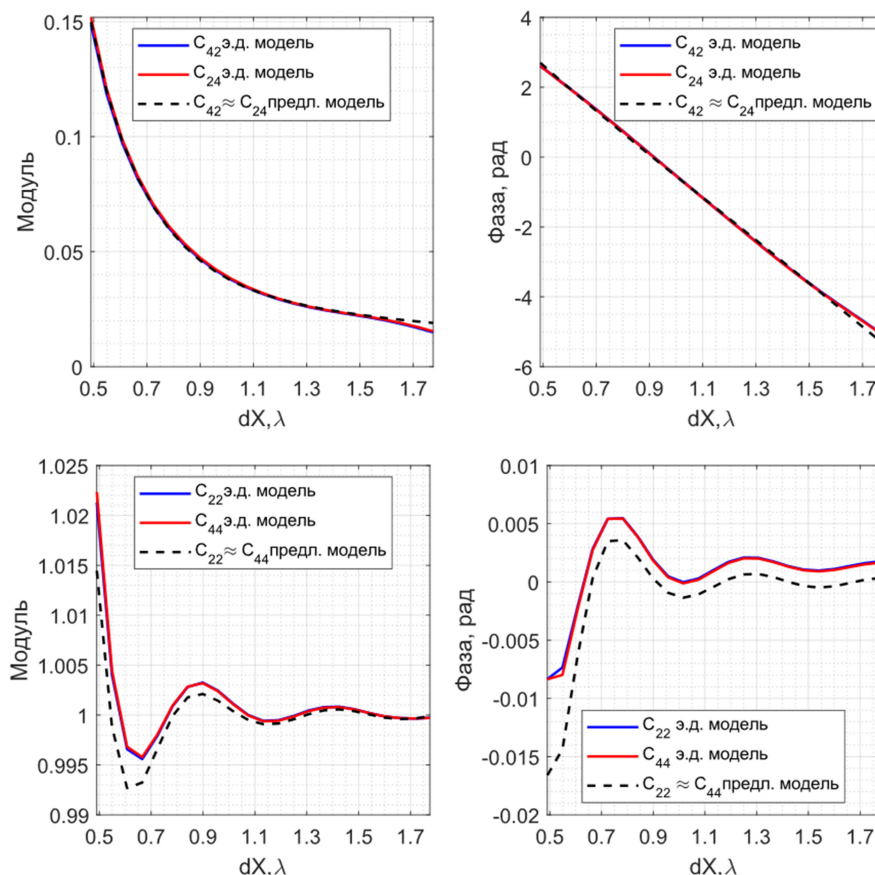


Рис. 6. Зависимости модуля и фазы коэффициентов C_{22} , C_{24} , C_{42} и C_{44} , рассчитанных с помощью предложенной модели и полученных в результате электродинамического моделирования, от расстояния между АР в решетке
 Fig. 6. Dependences of the modulus and phase of the coefficients C_{22} , C_{24} , C_{42} , and C_{44} , calculated using the proposed model and obtained as a result of electrodynamic modeling, on the distance between the ARs in the lattice

ющих друг с другом посредством поглощения и переизлучения мощности соседними элементами.

Предложенный подход дал возможность аппроксимировать матрицы взаимного влияния элементов антенных решеток, состоящих из большого числа элементов. Для оценки парциальных диаграмм направленности реализуются следующие этапы: электродинамическое моделирование для определения характеристик изолированного АЭ, а также моделирование решетки, состоящей из двух АЭ; расчет матрицы взаимного влияния для смоделированной двухэлементной антенны; оценка коэффициентов, учитывающих условия распространения электромагнитной волны от одного АЭ к другому и переизлучения; расчет ма-

трицы взаимного влияния антенной решетки заданного размера.

Результаты работы могут быть использованы при разработке многоэлементных антенных решеток для систем радиосвязи и радиолокации.

Финансирование

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 21-19-00323, <https://rscf.ru/project/21-19-00323>.

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. Active reconfigurable MIMO communications: Capacity maximization pattern design / H. Wang [et al.] // 2022 IEEE 12th Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop (SAM). 2022. P. 271–275. DOI: <https://doi.org/10.1109/SAM53842.2022.9827894>
2. Грачев М.В., Паршин Ю.Н. Анализ пропускной способности МИМО системы связи с учетом взаимного влияния каналов приемного тракта // Радиолокация, навигация, связь: сборник трудов XXV Международной научно-технической конференции, посвященной 160-летию со дня рождения А.С. Попова: в 6 т. Т. 5. 2019. С. 242–248.

3. Su T., Ling H. On modeling mutual coupling in antenna arrays using the coupling matrix // Microwave and Optical Technology Letters. 2001. Vol. 28, no. 4. P. 231–237. DOI: [https://doi.org/10.1002/1098-2760\(20010220\)28:4<231::AID-MOP1004>3.0.CO;2-P](https://doi.org/10.1002/1098-2760(20010220)28:4<231::AID-MOP1004>3.0.CO;2-P)
4. Jiang P., Huang Q., Shi X. Calibration of mutual coupling for adaptive array via element pattern construction method // 2019 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT). 2019. P. 1–3. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICMMT45702.2019.8992174>
5. Vendik O.G., Kozlov D.S. A novel method for the mutual coupling calculation between antenna array radiators: Analysis of the radiation pattern of a single radiator in the antenna array // IEEE Antennas and Propagation Magazine. 2015. Vol. 57, no. 6. P. 16–21. DOI: <https://doi.org/10.1109/MAP.2015.2481818>
6. Su T., Ling H. On modeling mutual coupling in antenna arrays using the coupling matrix // Microwave and Optical Technology Letters. 2001. Vol. 28, no. 4. P. 231–237. DOI: [https://doi.org/10.1002/1098-2760\(20010220\)28:4<231::aid-mop1004>3.0.co;2-p](https://doi.org/10.1002/1098-2760(20010220)28:4<231::aid-mop1004>3.0.co;2-p)
7. Henault S., Antar Y. Unifying the theory of mutual coupling compensation in antenna arrays // IEEE Antennas and Propagation Magazine. 2015. Vol. 57, no. 2. P. 104–122. DOI: <https://doi.org/10.1109/MAP.2015.2414514>
8. Aumann H.M., Fenn A.J., Willwerth F.G. Phased array antenna calibration and pattern prediction using mutual coupling measurements // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1989. Vol. 37, no. 7. P. 844–850. DOI: <https://doi.org/10.1109/8.29378>
9. Steyskal H., Herd J.S. Mutual coupling compensation in small array antennas // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1990. Vol. 38, no. 12. P. 1971–1975. DOI: <https://doi.org/10.1109/8.60990>

Информация об авторах

Бажанова Ольга Владимировна, аспирант, преподаватель кафедры электроники физического факультета Воронежского государственного университета, г. Воронеж, Россия.

Область научных интересов: автоматизация радиофизического эксперимента, антенные решетки, излучение электромагнитных волн.

E-mail: bazhanova_phys@bk.ru

ORCID: <https://orcid.org/0009-0008-8721-6774>

SPIN-код (eLibrary): 6337-4390

AuthorID (eLibrary): 1218098

Кононов Александр Андреевич, студент магистратуры кафедры электроники Воронежского государственного университета, г. Воронеж, Россия.

Область научных интересов: антенны, радиосвязь, СВЧ-технологии.

E-mail: kononov@phys.vsu.ru

ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-1770-9000>

Смусева Ксения Владимировна, аспирант, преподаватель кафедры электроники физического факультета Воронежского государственного университета, г. Воронеж, Россия.

Область научных интересов: сверхширокополосные системы радиолокации и связи, антенны и антенные решетки, излучение и рассеяние электромагнитных волн.

E-mail: smusevaz@gmail.com

ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-8515-2841>

SPIN-код (eLibrary): 6428-9273

AuthorID (eLibrary): 1038558

ResearcherID (WoS): ABF-1963-2020

Степкин Владислав Андреевич, кандидат физико-математических наук, доцент кафедры электроники физического факультета Воронежского государственного университета, г. Воронеж, Россия.

Область научных интересов: автоматизация радиофизического эксперимента, сверхширокополосные технологии, радиосвязь.

E-mail: Stepkin.vladislav@yandex.ru

ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-3616-3974>

SPIN-код (eLibrary): 6233-4030

AuthorID (eLibrary): 611879

ResearcherID (WoS): E-5491-2014

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

Область научных интересов: нелинейные явления в усилительных каскадах, генерация сверхкоротких импульсов, сверхширокополосные системы связи и радиолокации, антенны и антенные решетки для систем связи.

E-mail: uskov@phys.vsu.ru

ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-8250-2511>

SPIN-код (eLibrary): 8126-6222

AuthorID (eLibrary): 528904

ResearcherID (WoS): H-1344- 2013

Physics of Wave Processes and Radio Systems

2023, vol. 26, no. 4, pp. 78–87

Investigation of mutual coupling coefficients in dual-polarized antenna arrays

Olga V. Bazhanova , Alexander A. Kononov , Ksenia V. Smuseva ,
Vladislav A. Stepkin , Grigory K. Uskov 

Voronezh State University
1, Universitetskaya Square,
Voronezh, 394018, Russia

Abstract – Background. Antenna arrays are widely used in various fields of radio engineering, such as radio and telecommunications, satellite communication systems, etc. One of the important characteristics of an antenna array is its radiation pattern. The estimation of impedance matrices, scattering matrices, and partial radiation patterns is usually performed based on the results of numerical electrodynamic modelling. In the case of a large number of antenna elements, such modelling and optimization of the array requires significant time. **Aim.** To investigate the mutual coupling between dual-polarised antenna elements included in a linear antenna array. **Methods.** Modelling of antenna arrays based on cross-dipole elements was performed using methods of electrodynamic modelling software. The study of the mutual coupling of antenna elements in the antenna array and verification of the developed mathematical model were carried out by numerical methods. **Results.** A physical interpretation of that there is no almost interaction between the elements operating in orthogonal polarizations, and the coefficients of mutual coupling decrease with increasing distance between antenna elements is given. Proposed a simplified model of mutual coupling, which reduces the computational complexity of the problem of determining the mutual coupling matrices. **Conclusion.** It is developed a mathematical technique that allows to calculate the characteristics of antenna arrays with a large number of antenna elements, meanwhile electrodynamic modelling is carried out only for an isolated antenna element and a two-element array.

Keywords – mutual coupling matrix; radiation pattern; antenna array; cross-dipole elements.

✉ bazhanova_phys@bk.ru (Olga V. Bazhanova)

 © Olga V. Bazhanova et al., 2023

References

1. H. Wang et al., “Active reconfigurable MIMO communications: Capacity maximization pattern design,” *2022 IEEE 12th Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop (SAM)*, pp. 271–275, 2022, doi: <https://doi.org/10.1109/SAM53842.2022.9827894>.
2. M. V. Grachev and Yu. N. Parshin, “Analysis of the throughput of a MIMO communication system taking into account the mutual influence of receiving path channels,” *Radiolokatsiya, navigatsiya, svyaz': sbornik trudov XXV Mezhdunarodnoy nauchno-tekhnicheskoy konferentsii, posvyashchennoy 160-letiyu so dnya rozhdeniya A.S. Popova: v 6-ti tomakh*, vol. 5, pp. 242–248, 2019. (In Russ.)
3. T. Su and H. Ling, “On modeling mutual coupling in antenna arrays using the coupling matrix,” *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 28, no. 4, pp. 231–237, 2001, doi: [https://doi.org/10.1002/1098-2760\(20010220\)28:4<231::AID-MOP1004>3.0.CO;2-P](https://doi.org/10.1002/1098-2760(20010220)28:4<231::AID-MOP1004>3.0.CO;2-P).
4. P. Jiang, Q. Huang, and X. Shi, “Calibration of mutual coupling for adaptive array via element pattern construction method,” *2019 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT)*, pp. 1–3, 2019, doi: <https://doi.org/10.1109/ICMMT45702.2019.8992174>.
5. O. G. Vendik and D. S. Kozlov, “A novel method for the mutual coupling calculation between antenna array radiators: Analysis of the radiation pattern of a single radiator in the antenna array,” *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 57, no. 6, pp. 16–21, 2015, doi: <https://doi.org/10.1109/MAP.2015.2481818>.
6. T. Su and H. Ling, “On modeling mutual coupling in antenna arrays using the coupling matrix,” *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 28, no. 4, pp. 231–237, 2001, doi: [https://doi.org/10.1002/1098-2760\(20010220\)28:4<231::aid-mop1004>3.0.co;2-p](https://doi.org/10.1002/1098-2760(20010220)28:4<231::aid-mop1004>3.0.co;2-p).
7. S. Henault and Y. Antar, “Unifying the theory of mutual coupling compensation in antenna arrays,” *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 57, no. 2, pp. 104–122, 2015, doi: <https://doi.org/10.1109/MAP.2015.2414514>.
8. H. M. Aumann, A. J. Fenn, and F. G. Willwerth, “Phased array antenna calibration and pattern prediction using mutual coupling measurements,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 37, no. 7, pp. 844–850, 1989, doi: <https://doi.org/10.1109/8.29378>.
9. H. Steyskal and J. S. Herd, “Mutual coupling compensation in small array antennas,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 38, no. 12, pp. 1971–1975, 1990, doi: <https://doi.org/10.1109/8.60990>.

Information about the Authors

Olga V. Bazhanova, graduate student, teacher of the Department of Electronics, Faculty of Physics, Voronezh State University, Voronezh, Russia.

Research interests: automation of radiophysical experiment, antennas arrays, radiation of electromagnetic waves.

E-mail: bazhanova_phys@bk.ru

ORCID: <https://orcid.org/0009-0008-8721-6774>

SPIN-code (eLibrary): 6337-4390

AuthorID (eLibrary): 1218098

Alexander A. Kononov, master's student of the Department of Electronics, Faculty of Physics, Voronezh State University, Voronezh, Russia.

Research interests: antennas, radio communications, microwave technologies.

E-mail: kononov@phys.vsu.ru
ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-1770-9000>

Ksenia V. Smuseva, graduate student, teacher of the Department of Electronics, Faculty of Physics, Voronezh State University, Voronezh, Russia.

Research interests: ultra-wideband radar and communication systems, antennas and antenna arrays, radiation and scattering of electromagnetic waves.

E-mail: smusevaz@gmail.com
ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-8515-2841>
SPIN-code (eLibrary): 6428-9273
AuthorID (eLibrary): 1038558
ResearcherID (WoS): ABF-1963-2020

Vladislav A. Stepkin, Candidate of Physical and Mathematical Sciences, associate professor of the Department of Electronics, Faculty of Physics, Voronezh State University, Voronezh, Russia.

Research interests: automation of radiophysical experiment, ultra-wideband technologies, radio communication.

E-mail: Stepkin.vladislav@yandex.ru
ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-3616-3974>
SPIN-code (eLibrary): 6233-4030
AuthorID (eLibrary): 611879
ResearcherID (WoS): E-5491-2014

Grigory K. Uskov, Doctor of Physical and Mathematical Sciences, head of the Department of Electronics, Faculty of Physics, Voronezh State University, Voronezh, Russia.

Research interests: nonlinear phenomena in amplification stages, generation of ultrashort pulses, ultra-wideband communication and radar systems, antennas and antenna arrays for communication systems.

E-mail: uskov@phys.vsu.ru
ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-8250-2511>
SPIN-code (eLibrary): 8126-6222
AuthorID (eLibrary): 528904
ResearcherID (WoS): H-1344-2013

Свойства и технические приложения антенных решеток, сфокусированных по широкополосному сигналу

Д.А. Веденькин , Ю.Е. Седельников

Казанский национальный исследовательский технический университет имени А.Н. Туполева – КАИ
420111, Россия, г. Казань,
ул. К. Маркса, 10

Аннотация – Обоснование. В настоящее время активно исследуются антенные решетки, сфокусированные в зоне ближнего излученного поля. Известны основные свойства и характеристики сфокусированных антенных систем, использующих узкополосные сигналы. Расширить технические возможности устройств, использующих сфокусированные электромагнитные поля, возможно за счет применения широкополосных сигналов. Настоящая статья посвящена описанию свойств и ряда технических приложений антенных решеток, сфокусированных в зоне ближнего излученного поля по широкополосному сигналу. **Цель** настоящей статьи заключается в описании основных свойств сфокусированных широкополосных электромагнитных полей и выработке на их основе вариантов практического применения. **Методы.** Достижение цели статьи обусловлено использованием известных принципов электродинамики и апертурной теории антенн. **Результаты.** Показаны особенности формирования сфокусированных широкополосных электромагнитных полей и приведены их основные свойства. Предложены варианты технического применения сфокусированных широкополосных антенных решеток. **Заключение.** Полученные результаты подтверждают важность оценки свойств широкополосных сфокусированных антенн и выработке на их основе ряда технических предложений.

Ключевые слова – фокусировка электромагнитного поля; широкополосный сигнал; сфокусированная антенная решетка; технические приложения; свойство сфокусированных полей.

Введение

В настоящее время развитие новых систем радиосвязи, микроволновых технологий и устройств технической диагностики связано с применением сфокусированного электромагнитного излучения (ЭМИ). Подавляющее большинство современных радиотехнических систем используют волновые поля дальней зоны, хотя для ряда технических приложений необходимо учитывать возможность функционирования радиотехнических средств в зоне ближнего излученного поля с использованием возможности реализации трехмерной фокусировки электромагнитного поля. Формирование пространственно распределенных, объемных сфокусированных электромагнитных полей, а также управление их параметрами открывает новые возможности в задачах радиотехники, неразрушающего электромагнитного контроля и микроволновых технологий.

Впервые идея фокусировки электромагнитного поля была предложена в первой половине XX века в работах [1–2]. В дальнейшем свойства сфокусированных антенн анализируются рядом авторов [3–4] и др. Исследования в этом направлении ведутся параллельно с изучением свойств электромагнитных полей в дальней зоне, однако, в отличие от последних, апертурная теория антенн в

зоне ближнего излученного поля в этот период не была создана в законченном виде.

Начиная с начала XXI века пробуждается интерес к антеннам, формирующим электромагнитные поля в зоне ближнего излученного поля. Проводится значительное число исследований, посвященных различным аспектам теории и практики сфокусированных антенн. Эти результаты становятся востребованными в таких развивающихся областях, как неразрушающий контроль, микроволновые технологии, медицинские приложения, системы радиосвязи и радиоэлектронной борьбы. Исследования, выполненные в последние два десятилетия, фактически создали основу апертурной теории антенн в зоне ближнего излученного поля и представлены в обобщенном виде в монографии [5].

В это же время в радиолокации развивается новое направление, в основу которого положено использование сигналов с широким спектром при относительно высокой средней частоте. Его логическим развитием стало использование сверхширокополосных сигналов, перенесенных на несущую частоту оптического диапазона. В этих случаях относительная ширина спектра излучаемого сигнала $\Delta f / f_0$ значительно меньше единицы, и поэтому не специфических требований к

антенным устройствам не возникает. Более того, в этих случаях основные показатели направленности, как правило, могут без существенной утраты точности рассматриваться для монохроматического сигнала.

Другим направлением в радиолокации и ряде смежных задач явилось использование излучения и приема сигналов с широким спектром в относительно низкочастотной части диапазона радиочастот, когда $f_{\text{верхн}} / f_{\text{нижн}} \gg 1$. Данное направление получило название сверхширокополосной радиотехники и также активно развивается в настоящее время. Поэтому возникает естественный интерес к рассмотрению задач фокусировки широкополосного электромагнитного поля, обещающей новые возможности для диагностической локализации электромагнитных полей, повышения потенциала радиосвязи, микроволновых технологий и неразрушающего радиоволнового контроля. Эти обстоятельства ставят в число актуальных детальные исследования свойств электромагнитных полей, сфокусированных по широкополосному сигналу, и выработку на их основе новых технических решений для ряда прикладных задач.

1. Свойства электромагнитных полей, сфокусированных по широкополосному сигналу

Основные свойства электромагнитных полей, сфокусированных по монохроматическому сигналу, к настоящему времени изучены достаточно подробно. Введены или уточнены характеристики и параметры сфокусированных полей (КНД, размеры сфокусированной области, уровни боковых лепестков), и установлена их зависимость от характера апертурного распределения и положения точки фокусировки [5]. Выявлены новые свойства электромагнитных полей, и предложено их использование для повышения точностных показателей в диагностических задачах [6–7].

При переходе к использованию фокусировки по широкополосному сигналу аналогично случаям полей дальней зоны становится невозможным рассмотрение их в отрыве не только от спектра сигнала, но и от способа использования сфокусированного электромагнитного поля. Это обстоятельство порождает неоднозначность категорий диаграммы направленности и ее параметров, в том числе определяемых в режиме приема или передачи (например, [5]). Эти особенности, безусловно,

присущи и электромагнитным полям, сфокусированным в зоне ближнего излученного поля по широкополосному сигналу [8].

В режиме приема результат фильтрации излученного поля, «принимаемого» в точке (x, y, z) с частотной характеристикой $K_{np}(f)$, пространственное распределение сфокусированного поля рассматриваются как

$$\left| E_{СШП}^{ПРМ}(x, y, z) \right|^2 = \left| \int_{f_0 - \Delta f}^{f_0 + \Delta f} \dot{E}(x, y, z, f) G(f) K_{np}(f) df \right|^2 \quad (1)$$

и оказываются различными для разных способов приема, отличающихся выбором функции $K_{np}(f)$.

В режиме передачи вид характеристики сфокусированного электромагнитного поля также существенно зависит от способа «использования» энергии указанного поля, т. е. от функции, выполняемой с использованием сфокусированного электромагнитного поля. В задачах типа СВЧ-нагрева характеристика определяется эффектом поглощения электромагнитной энергии в точке (x, y, z) при излучении поля со спектром $G(f)$:

$$\left| E_{СШП}^{ПРДзн}(x, y, z) \right|^2 = \left| \int_{f_0 - \Delta f}^{f_0 + \Delta f} \dot{E}(x, y, z, f) G(f) df \right|^2. \quad (2)$$

В общем случае характеристикой в режиме передачи может рассматриваться результат «приема» электромагнитного поля устройством с действующей высотой приемной антенны $h_{нрм}(f)$ и частотной характеристикой $K_{нрм}(f)$:

$$\left| E_{СШП}^{ПРД}(x, y, z) \right|^2 = \left| \int_{f_0 - \Delta f}^{f_0 + \Delta f} \dot{E}(x, y, z, f) h_{нрм}(f) G(f) K_{нрм}(f) df \right|^2. \quad (3)$$

Коэффициент направленного действия – интегральный показатель антенн, сфокусированных по широкополосному сигналу, вводится аналогично случаю фокусировки монохроматического излучения как отношение значений характеристик $E_{СШП}(x_0, y_0, z_0)$ к соответствующему значению для излучения ненаправленного источника совпадающего спектрального состава, расположенного в точке апертуры, ближайшей к точке наблюдения. В точке фокуса (x_0, y_0, z_0)

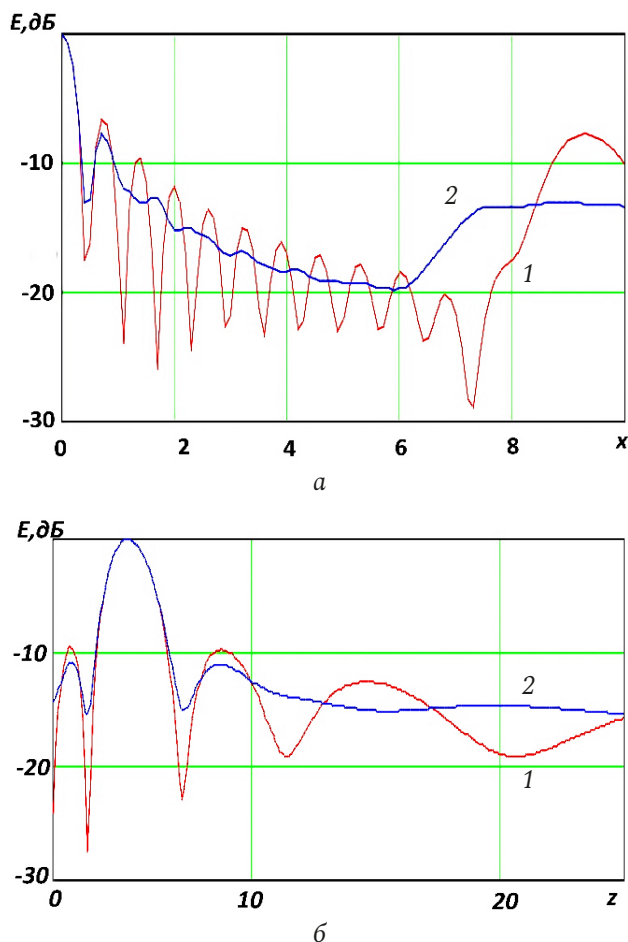


Рис. 1. Зависимость интенсивности сфокусированного поля линейной сфокусированной антенны: а – параллельно апертуре; б – перпендикулярно апертуре. Красная линия (1) – монохроматический сигнал, синяя линия (2) – равномерный спектр в полосе $\pm 25\%$

Fig. 1. Dependence of the intensity of the focused field of a linear focused antenna: а – parallel to the aperture; б – perpendicular to the aperture. The red line (1) is a monochromatic signal, the blue line (2) is a uniform spectrum within a band of $\pm 25\%$

$$KНД_{СШП}(x_0, y_0, z_0) = \frac{|E_{СШП}(x_0, y_0, z_0)|^2}{|E_{СШП}^{нелнпр}(x_0, y_0, z_0)|^2}. \quad (4)$$

В рамках этих представлений высвечивается факт несовпадения в общем случае характеристик сфокусированных полей в режимах приема и передачи. Этот факт не входит в противоречие с принципом взаимности, а отражает различие в способе использования энергии электромагнитного поля в сфокусированной области.

Проведены оценки основных параметров сфокусированного поля в допущении того, что апертурное распределение $J(x, y, z)$ не зависит от частоты, а фазовое распределение обеспечивает фокусировку в заданную точку пространства для всех частот спектра $G(f)$. Установлено, что для случаев спектра, симметричного относительно

центральной частоты f_0 , размеры области фокусировки в случаях широкополосного и узкополосного $(\Delta f/f_0) \ll 1$ сигналов практически совпадают (рис. 1). В случае асимметрии спектра происходит некоторое изменение размера соответственно преобладанию в спектре высокочастотных или низкочастотных составляющих. Уровень боковых лепестков, как ближних, так и дальних (при шаге решетки больше половины длины волны на центральной частоте), сохраняет общий характер в случае монохроматических колебаний при некоторой тенденции к снижению.

2. Электромагнитные поля, формируемые антенными решетками, сфокусированными по широкополосному сигналу

При переходе к использованию антенных решеток в задачах фокусировки по широкополосному сигналу аналогично случаям полей дальней зоны становится невозможным рассмотрение их в отрыве не только от спектра сигнала и способа использования сфокусированного электромагнитного поля, но и от частотных свойств системы излучателей и диаграммообразующей схемы. Это обстоятельство связано с тем, что пространственно-частотное распределение электромагнитного поля $E(x, y, z, f)$ возбуждается совокупностью источников с апертурным распределением $J(x, y, z, f)$, частотная зависимость которого не может иметь произвольный характер, а существенным образом зависит от частотных характеристик элементов матриц рассеяния системы излучателей $[S_A(f)]$ и диаграммообразующей схемы $[S(f)]$.

Для описания антенных решеток целесообразно использование матричной модели с поэлементным учетом эффектов взаимной связи излучателей. Согласно матричной модели, распределение напряженности электрического поля, создаваемого системой излучателей в зоне ближнего излученного поля, определяется матрицей рассеяния системы входов $[S_A(f)]$, парциальными распределениями полей, соответствующих элементу решетки с диаграммой направленности $e_i(x, y, z, f)$ при возбуждении их входов единичной падающей волной и при наличии согласованных нагрузок, подключенных к остальным входам, и матрицей рассеяния распределительного устройства $[S(f)]$:

$$[S(f)] = \begin{bmatrix} S_{11}^G(f) & S_{12}^G(f) \\ S_{21}^G(f) & S_{22}^G(f) \end{bmatrix}, \quad (5)$$

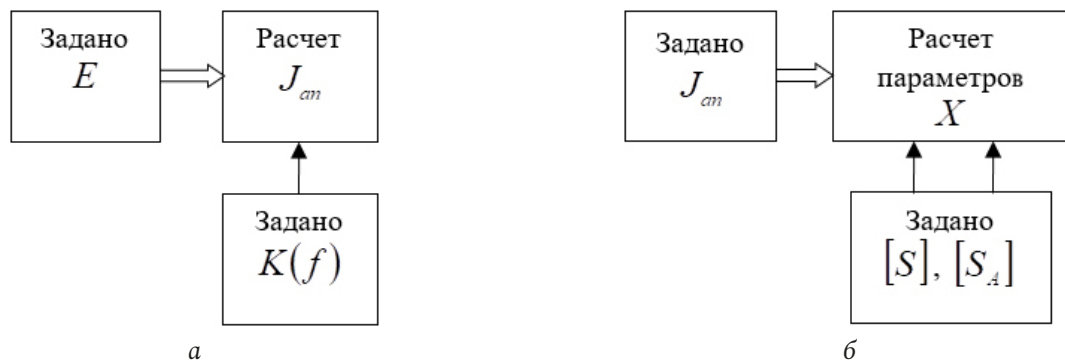


Рис. 2. Синтез параметров антенн для случая монохроматического сигнала. Этап 1. Синтез апертурного распределения (а), Этап 2. Расчет параметров антенны (б)

Fig. 2. Synthesis of antenna parameters for the case of a monochromatic signal. Stage 1. Synthesis of aperture distribution (a), Stage 2. Calculation of antenna parameters (b)

где блочные матрицы $S_{11}^{\delta}(f)$, $S_{21}^{\delta}(f)$ и $S_{22}^{\delta}(f)$ – входной коэффициент отражения распределительного устройства, коэффициенты передачи от входа к выходам и коэффициенты передачи между выходами соответственно, $S_{21}^{\delta}(f) = S_{12}^{\delta T}(f)$.

Для частотных составляющих сфокусированного поля пространственное распределение источников представляется как

$$E(x, y, z, f) = \langle e(x, y, z, f) | U_{nad}(f) \rangle, \quad (6)$$

где $|U_{nad}(f)\rangle$ – вектор-столбец комплексных амплитуд падающих волн на входах излучателей, значения которого определяются свойствами излучателей и распределительного устройства:

$$|U_{nad}(f)\rangle = \frac{S_{21}^{\delta}(f)}{E - [S_{22}^{\delta}(f)][S_A(f)]}. \quad (7)$$

Соотношения (6) и (7) позволяют с точностью, достаточной для большинства практических задач, определить напряженность электрического поля при возбуждении входа распределительного устройства падающей волной единичной амплитуды с частотой f . Подчеркнем, соотношения (6) и (7) высвечивают принципиальное свойство антенн в составе сверхширокополосных радиосредств: пространственные распределения полей, создаваемых в режиме передачи, и соответствующие им показатели в режиме приема существенно зависят от частотных зависимостей матрицы рассеяния распределительного устройства и не могут быть определены в отрыве от свойств излучателей и фидерных устройств в составе антенной решетки.

При фокусировке по монохроматическому сигналу, как и в случае дальней зоны, синтез параметров антенной системы может разбиваться на два этапа, соответствующих «внешней» и «внутренней» задачам (рис. 2).

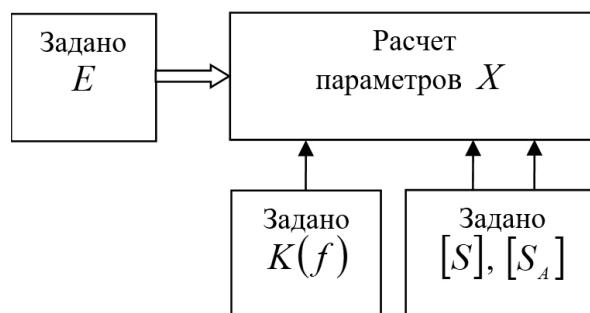


Рис. 3. Конструктивный синтез параметров антенны для случая широкополосного немонохроматического сигнала

Fig. 3. Constructive synthesis of antenna parameters for the case of a broadband non-monochromatic signal

На первом этапе определяется апертурное распределение для задаваемой геометрии решетки. На втором этапе – параметры диаграммообразующей схемы при заданных параметрах излучателей и ее типе.

Для фокусировки по широкополосному сигналу такое разделение невозможно, и необходимо использовать полную модель антенны, включающую решетку излучателей и диаграммообразующую схему (рис. 3).

Фактически это означает безальтернативную необходимость применения в задачах анализа и проектирования принципов конструктивного синтеза антенн. При практической реализации могут использоваться приемы, предложенные в работе [9] для случая дальней зоны.

3. Технические приложения широкополосных сфокусированных антенных решеток

В заключение рассмотрим вопросы практического применения принципа широкополосных сфокусированных антенных систем в ряде технических приложений. Так, свойства сфокусирован-

ных электромагнитных полей открывают возможность повышения технических показателей в ряде приложений:

- организацию связи с удаленным БПЛА;
- постановку прицельных по пространственным координатам помех наземным пунктам управления;
- формирование ложной авиационной цели с имитацией отраженного сигнала РЛС;
- диагностику антенн на этапах производства и испытаний;
- обработку загрязненной почвы электромагнитным полем;
- пеленгацию с использованием суммарно-разностной обработки для поперечного и продольного направлений;
- организацию распределенной сети доступа в парках, скверах и рекреационных зонах;

– задачу опознавания БПЛА и подавления средствами РЭБ.

Заключение

Применение широкополосных антенных решеток, сфокусированных в зоне ближнего излученного поля, обладает рядом достоинств, определяемых их свойствами. Возможность локализации излучения в области пространства конечных размеров позволяет повысить потенциал радиосвязи, эффективность использования радиочастотного ресурса, улучшить технические характеристики систем диагностики и неразрушающего контроля.

Финансирование

Работа выполнена при финансовой поддержке программы ПРИОРИТЕТ-2030.

Список литературы

1. Wehner R.S. Limitations of Focused Aperture Antennas. RM-262. Santa Monica: RAND Corporation, 1949. 25 p.
2. Bickmore R.W. On focusing electromagnetic radiators // Canadian Journal of Physics. 1957. Vol. 35, no. 11. P. 1292–1298. DOI: <https://doi.org/10.1139/p57-141>
3. Kay A. Near-field gain of aperture antenna // IRE Transactions on Antennas and Propagation. 1960. Vol. 8, no. 6. P. 586–593. DOI: <https://doi.org/10.1109/TAP.1960.1144905>
4. Microwave Scanning Antennas. Vol. 1. Apertures / ed. by R.C. Hansen. New York; London: Academic press, 1964. 536 p.
5. Антенны, сфокусированные в зоне ближнего излученного поля / под ред. Ю.Е. Седельникова и Н.А. Тестоедова. Красноярск: Сиб. гос. аэрокосм. ун-т, 2015. 308 с.
6. Increasing the accuracy characteristics of focused electromagnetic devices for non-destructive testing and technical diagnostics by implementing sum-difference signal processing / D. Vedenkin [et al.] // Electronics. 2023. Vol. 12, no. 2. P. 436. DOI: <https://doi.org/10.3390/electronics12020436>
7. Веденькин Д.А., Седельников Ю.Е. Сфокусированные антенны в задачах неразрушающего контроля // Системы управления, связи и безопасности. 2023. № 2. С. 131–146. DOI: <https://doi.org/10.24412/2410-9916-2023-2-131-146>
8. Седельников Ю.Е., Веденькин Д.А. Антенные решетки, сфокусированные по широкополосному сигналу // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2015. Т. 18, № 3. С. 23–30. URL: <https://journals.ssau.ru/pwp/article/view/7236>
9. Овчаров А.П., Седельников Ю.Е. Антенные решетки для сверхширокополосных радиосредств // Антенны. 2013. № 11 (198). С. 20–36.

Информация об авторах

Веденькин Денис Андреевич, кандидат технических наук, доцент, доцент кафедры радиотехники и микроволновых технологий Казанского национального исследовательского технического университета имени А.Н. Туполева – КАИ, г. Казань, Россия.

Область научных интересов: антенны, СВЧ-устройства, электромагнитная совместимость, сети и системы передачи данных.

E-mail: denis_ved@mail.ru

ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-5318-5884>

SPIN-код (eLibrary): 5258-2091

AuthorID (eLibrary): 667258

ResearcherID (WoS): U-6331-2017

Седельников Юрий Евгеньевич, доктор технических наук, профессор, профессор кафедры радиотехники и микроволновых технологий Казанского национального исследовательского технического университета имени А.Н. Туполева – КАИ, г. Казань, Россия.

Область научных интересов: антенны, СВЧ-устройства, электромагнитная совместимость.

E-mail: sedhome2013@yandex.ru

SPIN-код (eLibrary): 4511-7480

AuthorID (eLibrary): 107358

Physics of Wave Processes and Radio Systems 2023, vol. 26, no. 4, pp. 88–94

DOI 10.18469/1810-3189.2023.26.4.88-94
UDC 621.396.6
Original Research

Received 20 October 2023
Accepted 21 November 2023
Published 29 December 2023

Properties and technical applications of antenna arrays focused on a broadband signal

Denis A. Vedenkin , Yuri E. Sedelnikov

Kazan National Research Technical University named after A.N. Tupolev – KAI
10, Karl Marx Street,
Kazan, 420111, Russia

Abstract – Background. Currently, antenna arrays focused in the near-radiated field zone are being actively studied. The basic properties and characteristics of focused antenna systems using narrowband signals are known. It is possible to expand the technical capabilities of devices using focused electromagnetic fields through the use of broadband signals. This article is devoted to a description of the properties and a number of technical applications of antenna arrays focused in the near-radiated field zone using a broadband signal. **Aim.** The main aim of this article is to describe the basic properties of focused broadband electromagnetic fields and develop practical application options based on them. **Methods.** Achieving the goal of the article is due to the use of well-known principles of electrodynamics and aperture theory of antennas. **Results.** The features of the formation of focused broadband electromagnetic fields are shown and their main properties are given. Options for the technical application of focused broadband antennas in radio communication and direction finding tasks are proposed. **Conclusion.** The results obtained confirm the importance of assessing the properties of broadband focused antennas and developing a number of technical proposals based on them.

Keywords – focusing of electromagnetic fields; broadband signal; focused antenna array; technical applications; property of focused fields.

✉ denis_ved@mail.ru (Denis A. Vedenkin)

 © Denis A. Vedenkin, Yuri E. Sedelnikov, 2023

References

1. R. S. Wehner, *Limitations of Focused Aperture Antennas*. RM-262. Santa Monica: RAND Corporation, 1949.
2. R. W. Bickmore, “On focusing electromagnetic radiators,” *Canadian Journal of Physics*, vol. 35, no. 11, pp. 1292–1298, 1957, doi: <https://doi.org/10.1139/p57-141>.
3. A. Kay, “Near-field gain of aperture antenna,” *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 8, no. 6, pp. 586–593, 1960, doi: <https://doi.org/10.1109/TAP.1960.1144905>.
4. R. C. Hansen, Ed., *Microwave Scanning Antennas. Vol. 1. Apertures*. New York; London: Academic press, 1964.
5. Yu. E. Sedelnikov and N. A. Testodov, Ed. *Near-Field Focused Antennas*. Krasnoyarsk: Sib. gos. aerokosm. un-t, 2015. (In Russ.)
6. D. Vedenkin et al., “Increasing the accuracy characteristics of focused electromagnetic devices for non-destructive testing and technical diagnostics by implementing sum-difference signal processing,” *Electronics*, vol. 12, no. 2, p. 436, 2023, doi: <https://doi.org/10.3390/electronics12020436>.
7. D. A. Vedenkin and Yu. E. Sedelnikov, “Focused antennas in non-destructive testing tasks,” *Sistemy upravleniya, svyazi i bezopasnosti*, no. 2, pp. 131–146, 2023, doi: <https://doi.org/10.24412/2410-9916-2023-2-131-146>. (In Russ.)
8. Yu. E. Sedelnikov and D. A. Vedenkin, “Antenna arrays focused by broadband signals,” *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 18, no. 3, pp. 23–30, 2015, url: <https://journals.ssau.ru/pwp/article/view/7236>. (In Russ.)
9. A. P. Ovcharov and Yu. E. Sedelnikov, “Antenna arrays for ultra-wideband radios,” *Antenny*, no. 11 (198), pp. 20–36, 2013. (In Russ.)

Information about the Authors

Denis A. Vedenkin, Candidate of Technical Sciences, associate professor of the Department of Radio Photonics and Microwave Technologies, Kazan National Research Technical University named after A.N. Tupolev – KAI, Kazan, Russia.

Research interests: antennas, microwave devices, electromagnetic compatibility, telecommunication technologies.

E-mail: denis_ved@mail.ru

ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-5318-5884>

SPIN-code (eLibrary): 5258-2091

AuthorID (eLibrary): 667258

ResearcherID (WoS): U-6331-2017

Yuri E. Sedelnikov, Doctor of Technical Sciences, professor of the Department of Radio Photonics and Microwave Technologies, Kazan National Research Technical University named after A.N. Tupolev – KAI, Kazan, Russia.

Research interests: antennas, microwave devices, electromagnetic compatibility.

E-mail: sedhome2013@yandex.ru

SPIN-code (eLibrary): 4511-7480

AuthorID (eLibrary): 107358

Применение комплекснозначных сверточных нейронных сетей для эквализации и детектирования SEFDM-систем

Л.И. Аверина¹ , О.К. Каменцев² 

¹ Воронежский государственный университет
394018, Россия, г. Воронеж,
Университетская пл., 1

² АО «Концерн «Созвездие»
394018, Россия, г. Воронеж,
ул. Плехановская, 14

Аннотация – Обоснование. Недостатком спектрально эффективных сигналов с частотным мультиплексированием является появление межсимвольной интерференции, что еще более усугубляется при распространении данных сигналов в частотно-селективных каналах. **Цель.** Произведена оценка возможности и эффективности применения нейросетевых подходов для эквализации канала и детектирования сигнала в системах связи, использующих SEFDM-сигналы. **Методы.** Предложена структура приемника для SEFDM-систем на основе глубокой комплекснозначной сверточной нейронной сети, позволяющая восстанавливать биты из временного представления сигнала без использования дробного преобразования Фурье и обращения матрицы взаимной корреляции между поднесущими частотами. Разработана двухэтапная схема обучения сети. На основе имитационного моделирования проведен сравнительный анализ помехоустойчивости SEFDM-систем как в канале с белым гауссовским шумом, так и в канале с релейскими замираниями, использующих классический и нейросетевой приемники. **Результаты.** Показано отсутствие потерь помехоустойчивости в каналах с аддитивным белым гауссовским шумом и увеличение помехоустойчивости системы до 2 дБ в канале, заданном расширенной автомобильной моделью (3GPP-EVA). **Заключение.** Показана эффективность использования глубоких нейронных комплекснозначных сверточных сетей в качестве приемников для спектрально эффективных систем связи, а также их преимущество над классическими.

Ключевые слова – SEFDM; глубокая комплекснозначная сверточная нейронная сеть; турбокодирование.

Введение

Спектрально эффективные сигналы с частотным мультиплексированием (SEFDM) являются одной из технологий, которая предполагается для использования в перспективных стандартах связи [1]. Данная технология частотного мультиплексирования отличается от используемой в настоящее время (OFDM) тем, что частотный разнос между поднесущими выбирается меньшим, чем требуется для выполнения условий их ортогональности. Недостатком данных сигналов стало появление межсимвольной интерференции, что требует на приемной стороне более сложных алгоритмов обработки. Данная проблема еще более усугубляется при распространении SEFDM-сигналов в частотно-селективных каналах.

В последнее время для решения различных задач физического уровня радиосвязи исследуется эффективность применения глубокого обучения [2; 3]. Глубокие нейронные сети применяются не только для расширения определенных функций и компонентов физического уровня, но и для разработки сквозной новой коммуникационной архитектуры, рассматриваемой как автоэнкодер [4].

Применение глубокого обучения дает следующие преимущества: достижение синергетического эффекта объединения каскадных модулей в цепочке обработки сигналов, уменьшение несоответствия между моделью и реальностью, создание решений низкой сложности путем использования нелинейности нейронной сети. Временные отсчеты радиосигнала представляют собой комплексные числа, поэтому, в отличие от текста или изображения, их необходимо описывать в комплексном поле. Большинство существующих исследований, в том числе и для SEFDM-сигналов [5; 6], рассматривают по отдельности действительную и мнимую части комплексного тензора в вещественных пространствах. Однако это не позволяет сети использовать связь между реальной и мнимой частями сигнала из-за отсутствия мультипликативных операций, что приводит к увеличению сложности, снижению производительности и ограничению интерпретируемости.

В данной работе предлагается и исследуется глубокая комплекснозначная сверточная нейронная сеть (ГКСНС) для восстановления битов из временного представления SEFDM-сигнала без

использования дробного преобразования Фурье и обращения матрицы взаимной корреляции между поднесущими частотами. Использование нейросетевого подхода позволяет сочетать методы использования циклических префиксов, оценки канала и компенсации межсимвольных искажений. Результаты аналогичных работ, но по отношению к сигналам с ортогональным частотным мультиплексированием [7] показывают, что регулярная часть приемника OFDM, использующая операции быстрого преобразования Фурье (БПФ), может быть заменена аппаратным ускорителем искусственного интеллекта.

Целью работы является оценка возможности и эффективности применения глубоких нейронных комплекснозначных сверточных сетей для эквализации канала и детектирования сигнала в SEFDM-системах, на основе синтезированных архитектур разработка практически реализуемых алгоритмов, позволяющих использовать аппаратные ускорители искусственного интеллекта.

Спектрально-эффективные сигналы с частотным мультиплексированием

Отличительной особенностью спектрально-эффективных сигналов с частотным мультиплексированием от OFDM является то, что разнос между частотными поднесущими Δf составляет лишь часть α (коэффициент сжатия) от величины, обратной к периоду символа T :

$$\Delta f = \frac{\alpha}{T}, \text{ где } \alpha < 1.$$

Таким образом, требуемая полоса пропускания уменьшается в $(1-\alpha)$ раз, что обеспечивает увеличение спектральной эффективности за счет потери ортогональности между поднесущими.

Передаваемый SEFDM-сигнал определяется выражением

$$x(t) = \frac{1}{\sqrt{T}} s(t) = \frac{1}{\sqrt{T}} \sum_{n=1}^N s(n) e^{j2\pi \frac{\alpha}{T} nt}.$$

где $s(n)$ представляет n -й символ модуляции; N – количество поднесущих. Матричное представление дискретного SEFDM-сигнала имеет вид

$$\mathbf{X} = \mathbf{F}\mathbf{S},$$

где $\mathbf{S}$ – вектор символов передачи, которые принимают значения в дискретном алфавите; $\mathbf{F}$ – матрица модуляции размером $N \times N$, каждый элемент которой определяется как $\exp(j2\pi k n \alpha / N)$. Тогда матричный формат принятого SEFDM для

канала с белым гауссовским шумом определяется как

$$\mathbf{Y} = \mathbf{F}\mathbf{S} + \mathbf{W},$$

где $\mathbf{W}$ – вектор отсчетов аддитивного белого гауссовского шума размерностью N . В приемнике сигнал демодулируется путем умножения на матрицу дробного Фурье-преобразования:

$$\mathbf{R} = \mathbf{F}^* \mathbf{Y} = \mathbf{F}^* \mathbf{F} \mathbf{S} + \mathbf{F}^* \mathbf{W} = \mathbf{C} \mathbf{S} + \mathbf{F}^* \mathbf{W},$$

где $\mathbf{R}$ – вектор наблюдаемой статистики; $\mathbf{C}$ – корреляционная матрица, состоящая из элементов $c(m, n)$, которые определяются корреляцией двух любых m и n поднесущих [8]:

$$c(m, n) = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \exp\left(\frac{j2\pi m \alpha k}{N}\right) \exp\left(-\frac{j2\pi n \alpha k}{N}\right).$$

Для детектирования SEFDM-сигнала на практике чаще всего применяются линейные детекторы, наиболее распространенным из которых является детектор приведения к нулю (ZF), оценка для которого определяется соотношением

$$\tilde{\mathbf{S}}_{\text{ZF}} = |\mathbf{C}^{-1} \mathbf{R}| = |\mathbf{C}^{-1} \mathbf{C} \mathbf{S} + \mathbf{C}^{-1} \mathbf{F}^* \mathbf{W}|, \quad (1)$$

где для обращения корреляционной матрицы используется разложение по усеченному сингулярному значению [9].

При распространении SEFDM-сигнала в многолучевом канале на приемной стороне происходят процесс эквализации на основе оценки частотной характеристики канала и детектирование сигнала:

$$\tilde{\mathbf{S}}_{\text{ZF}} = |\mathbf{H}_{\text{eq}} \mathbf{C}^{-1} \mathbf{F}^* \mathbf{H} \mathbf{F} \mathbf{S} + \mathbf{H}_{\text{eq}} \mathbf{C}^{-1} \mathbf{F}^* \mathbf{W}|. \quad (2)$$

Здесь $\mathbf{H}$ – частотная характеристика канала распространения; $\mathbf{H}_{\text{eq}}$ – частотная характеристика эквалайзера.

На рис. 1 представлена блок-схема классического приемника для спектрально эффективных сигналов с частотным мультиплексированием.

Структура SEFDM-приемника на базе нейросетевой архитектуры

Как видно из соотношений (1) и (2), классический приемник для SEFDM-системы требует проведения ресурсно-затратных вычислительно сложных преобразований: дробного Фурье-преобразования и обращения корреляционной матрицы. Поэтому был разработан приемник для спектрально-эффективных сигналов на основе нейросетевой архитектуры, представленный на рис. 2.

Приемник SEFDM на основе глубокой комплекснозначной сверточной нейронной сети обозначим функцией

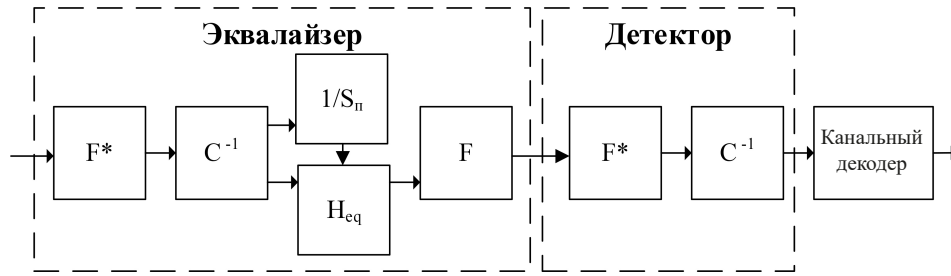


Рис. 1. Структурная схема классического приемника SEFDM-системы
Fig. 1. Structural diagram of a classical SEFDM receiver

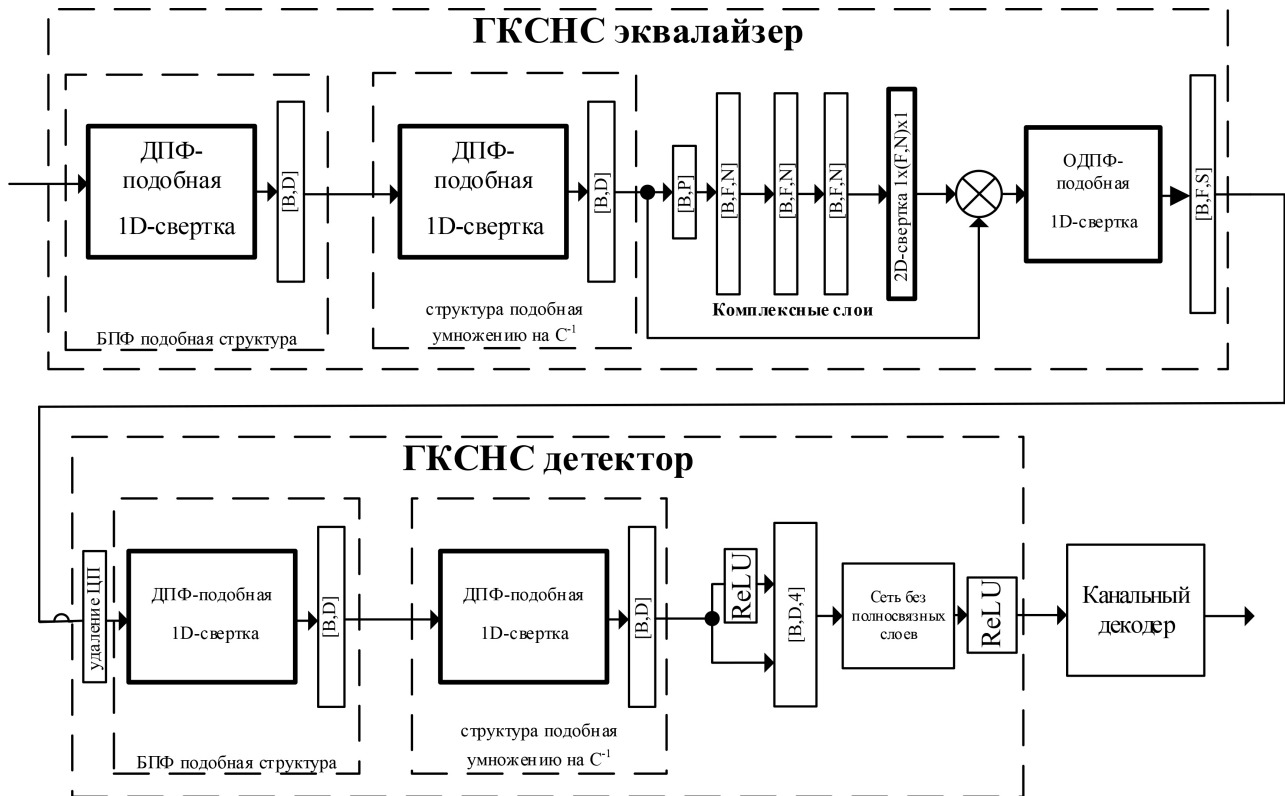


Рис.2. Структурная схема ГКСНС-приемника
Fig. 2. Structural diagram of a DCCN receiver

$$\tilde{\mathbf{b}} = \alpha_S(\mathbf{r}, \boldsymbol{\theta}),$$

которая определяется на наборе параметров S конфигураций кадра SEFDM и блока ГКСНС, где $\tilde{\mathbf{b}}$ – логарифмическая оценка вероятности переданных бит; $\mathbf{r}$ – синхронизированные во временной области принятые символы SEFDM-слота, включающие в себя циклический префикс, и $\boldsymbol{\theta}$ – набор обучаемых параметров ГКСНС.

SEFDM-приемник на базе ГКСНС разделяется на эквалайзер и непосредственно детектор. Скрытые уровни ГКСНС на рис. 2 обозначаются в соответствии с модулями обработки сигналов в классическом приемнике, в то время как их функционал в корне отличается от классических блоков приема (соотношения (1) и (2)).

Для решения исследуемой задачи в нейронной сети использовался комплекснозначный нейрон, который в общем виде может быть выражен как

$$\begin{bmatrix} \text{Re}(y) \\ \text{Im}(y) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a & -b \\ b & a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{Re}(x) \\ \text{Im}(x) \end{bmatrix},$$

где x, y – входной и выходной сигналы, а коэффициенты a и b являются действительной и мнимой частями комплексного веса соответственно [10].

ГКСНС-детектор, структурная схема которого приведена на нижней половине рис. 2, представляет собой приемник SEFDM-сигналов без эквализации канала. Прямая сеть приемника начинается с удаления циклического префикса, за которым следует слой одномерной комплексной свертки размерности $N \times S \times 1$ (или $N \times N \times 1$, если цикли-

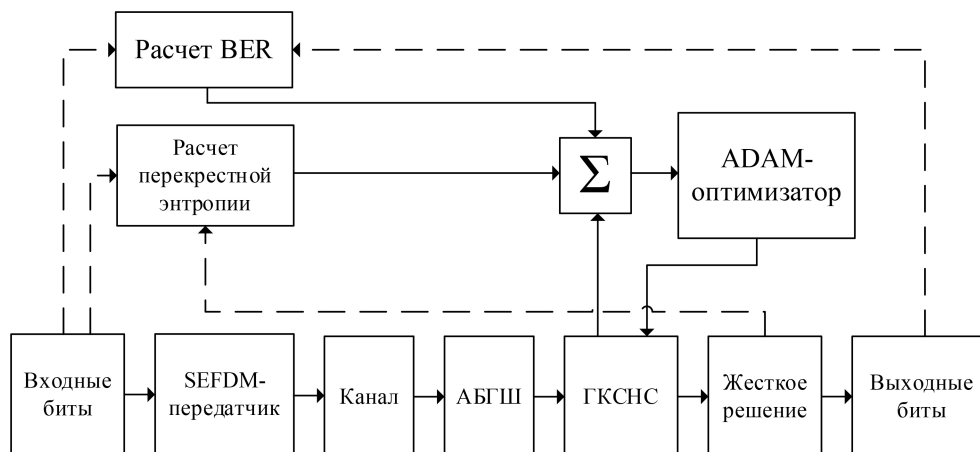


Рис. 3. Структурная схема процесса обучения ГКЧНС-приемника
 Fig. 3. Structural diagram of the learning process of the DCCN receiver

ческий префикс отбрасывается), где N – длина преобразования Фурье; S – длина символа с учетом защитного интервала ($S > N$). Данный слой заменяет быстрое дробное преобразование Фурье и предназначен для преобразования SEFDM-символов из временной области в частотную. Следующий слой выполняет роль умножения на матрицу, обратную к корреляционной. Далее идет комплекснозначный слой размерностью $B \times D$, предназначенный для извлечения всех данных из слота когерентности D , где B – количество слотов в пакете входного сигнала. Остальная часть прямой сети представляет собой классификатор, который преобразует выборки отсчетов сигнала в мягкие оценки бит, где выборка обрабатывается как вектор двух действительных чисел. При этом извлеченный вектор символов и его нелинейная активация объединяются с тензором размерности $[B, D, 4]$ и подаются на небольшую сеть без полносвязных слоев, за которой следует функция нелинейной активации. Тензор на выходе этой функции активируется функцией SoftMax для получения мягкого бита – вектора вероятности появления ± 1 . В общем случае после данной структуры присутствует каналный декодер. В случае отсутствия кодирования выходные биты получают путем принятия жестких решений по мягким битам.

Если передача сигнала осуществляется в многолучевом канале, то перед детектором ставится блок эквализации (верхняя половина рис. 2). Прямая сеть ГКЧНС-эквалайзера содержит четыре подмодуля. Первый подмодуль состоит из двух одинаковых слоев размерностью $N \times S \times 1$ и одномерной комплексной свертки размерности $N \times N \times 1$, которые преобразуют отсчеты сигнала

из временной области в частотную. Второй подмодуль оценивает частотную характеристику канала с помощью четырех слоев, за которыми следует двумерный комплексный фильтр. Третий подмодуль выполняет частотную эквализацию с элементарным комплексным делением. Наконец, четвертый подмодуль преобразует сигнал из частотной области во временную с помощью ОБПФ-подобного слоя размерностью $N \times N \times 1$. В подмодуле оценки канала первый слой предназначен для определения местоположения пилотов и оценки коэффициентов канала для них. Оценка частотной характеристики получается путем интерполяции на весь интервал когерентности и оценки канала в следующих трех слоях и двумерном фильтре.

При утверждении, что число SEFDM-символов на слот когерентности – константа, асимптотическая вычислительная сложность ГКЧНС-приемника составляет $O(N^2)$ (или $O(NS)$ при использовании циклического префикса), поскольку ГКЧНС состоит только из каскадных уровней без каких-либо циклов.

Процесс обучения сети

Структурная схема, реализующая процесс обучения ГКЧНС-приемника, проиллюстрирована рис. 3.

Генератор случайных чисел создает случайный поток бит, который преобразуется SEFDM-передатчиком в отсчеты символов во временной области. Принятый сигнал создается с помощью модели канала, состоящей из непосредственно модели канала с замираниями и добавления аддитивного белого гауссовского шума. Выходными данными модели ГКЧНС-приемника, построенной средствами фреймворка Tensorflow, являются

ся мягкие оценки бит и выходные биты, генерируемые жестким решением по мягким оценкам. Функция потерь представляет собой взвешенную сумму потерь на перекрестную энтропию и потери на регуляризацию:

$$L(\mathbf{b}, \tilde{\mathbf{b}}, \boldsymbol{\theta}) = L_{\text{ПЭ}}(\mathbf{b}, \tilde{\mathbf{b}}) + \varepsilon L_{\text{РЕГ}}(\boldsymbol{\theta}),$$

где $\varepsilon \ll 1$ – небольшая постоянная. Потери на перекрестной энтропии $L_{\text{ПЭ}}(\mathbf{b}, \tilde{\mathbf{b}})$ представляют собой среднюю перекрестную энтропию обучающих меток $\mathbf{b}$ и мягких бит $\tilde{\mathbf{b}}$. Во время обучения параметры ГКЧНС-приемника $\boldsymbol{\theta}$ случайным образом инициализируются и обновляются оптимизатором ADAM, который запускает обратное распространение на основе функции потерь, описанной выше.

Неэффективно обучать весь ГКЧНС-приемник непосредственно в каналах с многолучевыми замираниями из-за сильных искажений. Поэтому была разработана двухэтапная схема обучения. На первом этапе ГКЧНС-детектор обучается только в канале с белым гауссовским шумом. На втором этапе в схему обучения добавляется ГКЧНС-эквалайзер, а параметры детектора фиксируются. При этом для генерации обучающих данных включается частотно-селективное затухание канала. Функция потерь одинакова для обоих этапов. Техника редактирования графа обеспечивает обратное распространение, когда вторая половина прямой сети заморожена. Двухэтапный подход к обучению может повысить эффективность данных за счет повторного использования одного и того же предварительно обученного детектора на втором этапе для различных настроек замираний. Точно так же обученную на втором этапе модель можно корректно подстроить под различные реалистичные каналы.

Для повышения эффективности обучения используется несколько подходов. Во-первых, обучающие данные подаются в модель небольшими пакетами, что обеспечивает высокую пропускную способность параллельной обработки в графических процессорах и минимизирует задержку при копировании в память. Во-вторых, при программировании SEFDM-передатчиков и модулей с замираниями на основе библиотеки NumPy обработка данных векторизуется и избегается использование больших циклов. В-третьих, используется механизм ранней остановки в дополнение к максимальному количеству итераций обучения, чтобы завершить обучение, если ключевой показатель производительности (например, вероят-

ность битовой ошибки) не улучшился после фиксированного количества итераций.

Результаты моделирования

Сначала анализировалась эффективность работы ГКЧНС-детектора в канале с аддитивным белым гауссовским шумом при различных значениях отношения сигнал/шум. Кривые помехоустойчивости системы, рассчитанные без применения канального кодирования, представлены на рис. 4. Здесь сплошные кривые соответствуют ГКЧНС-детектору, а пунктирные – классическому линейному (соотношение (1)). Исследовались сигналы с QPSK-модуляцией и коэффициентами сжатия $\alpha = 0,75$ (рис. 4, а) и $\alpha = 0,5$ (рис. 4, б). Кривые 1 соответствуют количеству поднесущих $N = 16$, а кривые 2 – $N = 32$. Кривая 3 соответствует модуляции QPSK. Полученные зависимости демонстрируют большую эффективность нейросетевого детектора относительно линейного. Также видно, что при количестве частотных поднесущих, равном 32, оба детектора не справляются с компенсацией межсимвольных искажений.

Для уменьшения влияния межсимвольной интерференции обычно применяется канальное кодирование. Для SEFDM-сигналов, как показано в [9], эффективным оказался подход, заключающийся в применении турбокодера со сверточным кодированием. При этом осуществляется итеративная обработка, включающая декодирование сверточного кода с мягкими решениями на входе и выходе. Кривые помехоустойчивости системы, рассчитанные с применением данного кодирования с кодовой скоростью $1/3$, представлены на рис. 5. Здесь параметры системы и обозначения такие же, как и для случая без кодирования.

Полученные результаты показывают, что применение канального кодирования позволяет улучшить характеристику помехоустойчивости более чем на 9 дБ по уровню вероятности битовой ошибки 10^{-6} для различных коэффициентов сужения. Также виден незначительный выигрыш нейросетевого приемника над классическим.

Релеевские замирания, обусловленные интерференцией достаточно большого числа рассеянных сигналов и сильным ослаблением прямого сигнала, являются наиболее глубокими и приводят к значительным ошибкам при передаче информации. Поэтому далее в работе анализировались характеристики помехоустойчивости разработанных SEFDM-систем в релеевском канале.

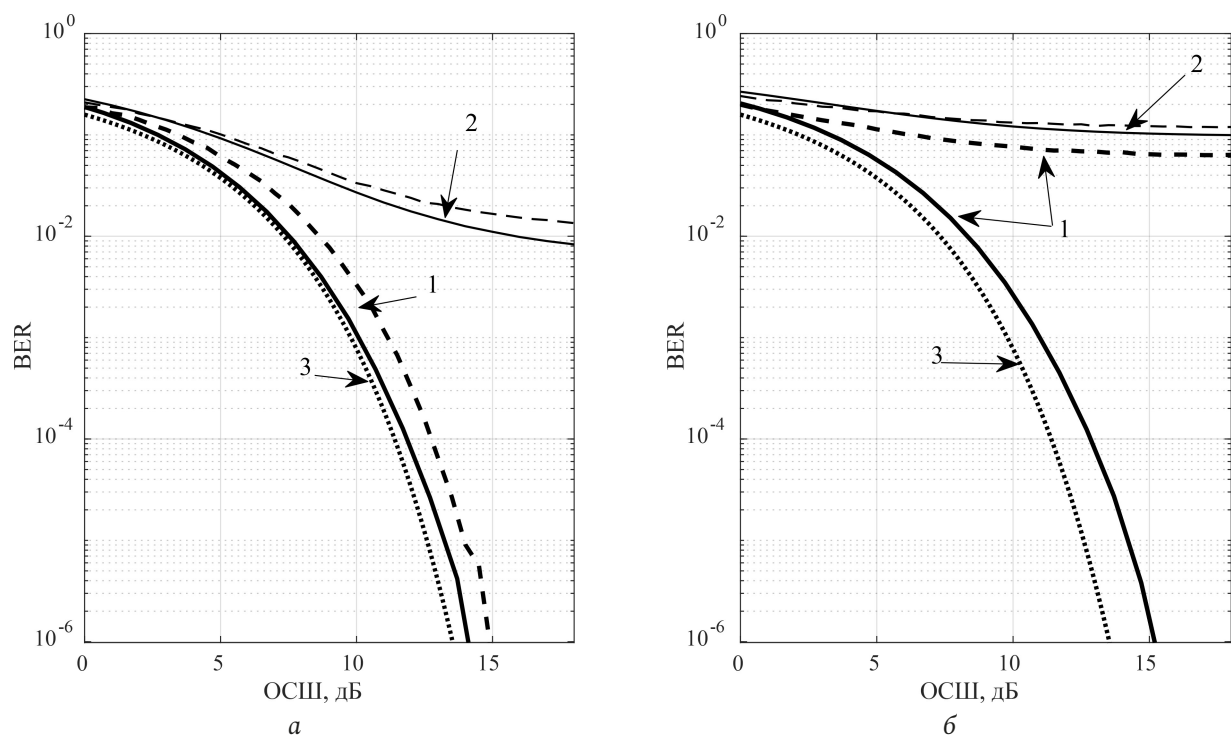


Рис. 4. Кривые помехоустойчивости SEFDM-сигнала без кодирования с различными детекторами в канале с аддитивным белым гауссовским шумом для различных коэффициентов сужения спектра: а – $\alpha = 0,75$; б – $\alpha = 0,5$

Fig. 4. Noise immunity curves of an unencoded SEFDM signal with various detectors in a channel with additive white Gaussian noise for various despreading factors: а – $\alpha = 0,75$; б – $\alpha = 0,5$

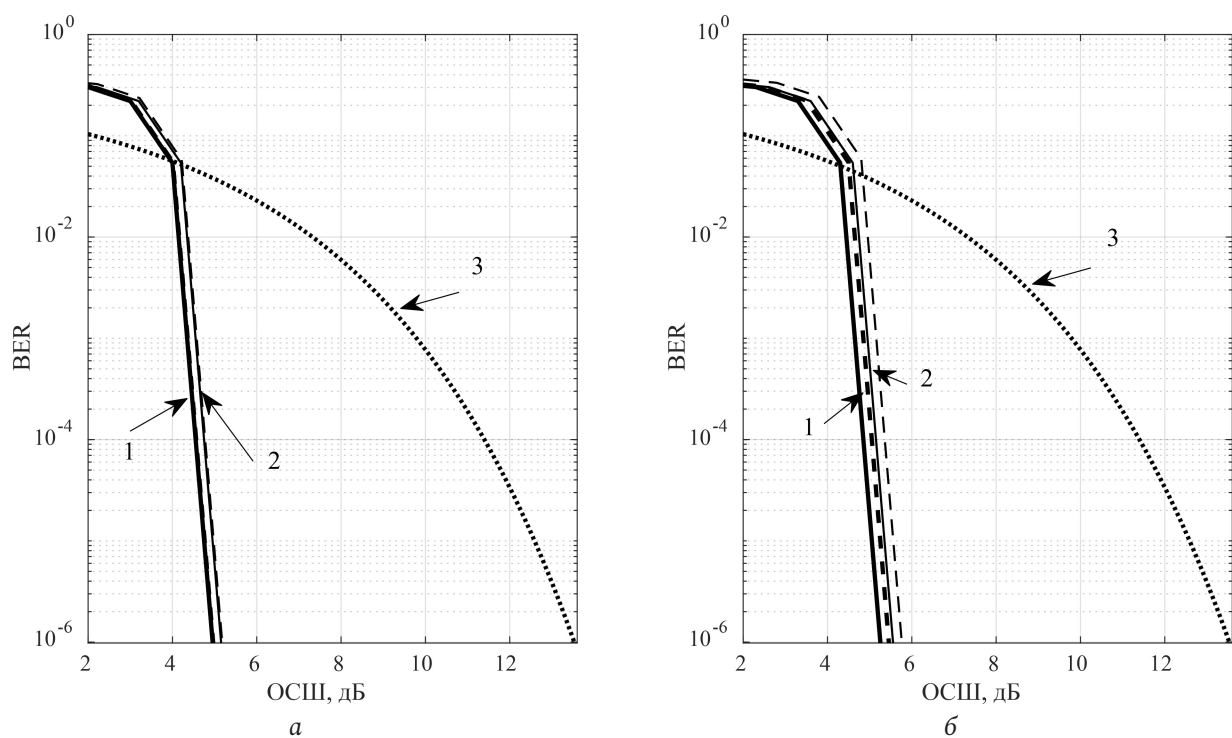


Рис. 5. Кривые помехоустойчивости SEFDM-сигнала с кодированием и различными детекторами в канале с аддитивным белым гауссовским шумом для различных коэффициентов сужения спектра: а – $\alpha = 0,75$; б – $\alpha = 0,5$

Fig. 5. Noise immunity curves of an encoded SEFDM signal with various detectors in a channel with additive white Gaussian noise for various despreading ratios: а – $\alpha = 0,75$; б – $\alpha = 0,5$

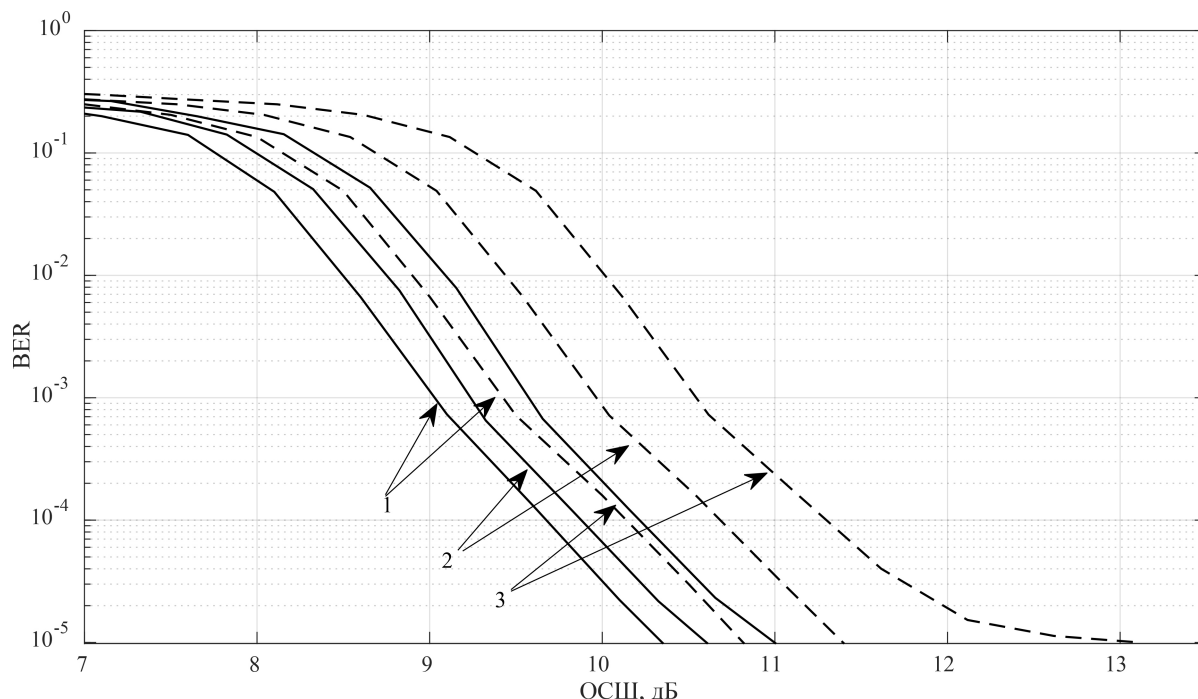


Рис. 6. Кривые помехоустойчивости SEFDM-сигнала с кодированием и различными детекторами в релеевском канале для различных коэффициентов сужения спектра
Fig. 6. BER curves of SEFDM signal without coding with various detectors in a rayleigh channel with for various despreading factors

При моделировании использовался канал связи, заданный расширенной автомобильной моделью (EVA). В качестве приемников использовались ГКСНС-приемник, изображенный на рис. 2, и классический приемник с ZF-эквалайзером и линейным детектором. Полученные характеристики помехоустойчивости с применением канального кодирования представлены на рис. 6. Здесь сплошные кривые соответствуют ГКСНС детектору, а пунктирные – классическому линейному. Кривые 1 соответствуют $\alpha = 1$, кривые 2 – $\alpha = 0,75$, кривые 3 – $\alpha = 0,5$.

Полученные зависимости демонстрируют высокую эффективность применения разработанного ГКСНС-приемника для спектрально эффективных сигналов в частотно-селективных каналах с замираниями. При этом помехоустойчивость системы на основе нейросетевого приемника ухудшается всего на 0,6 дБ при сужении спектра сигнала в два раза, а для классического приемника – на 2,5 дБ.

Заключение

Предложенный приемник спектрально эффективных сигналов на основе глубокой комплекснозначной сверточной нейронной сети позволяет без использования преобразования Фурье и обраче-

ния матрицы взаимной корреляции между поднесущими частотами проводить эффективную эквализацию канала и детектирование сигнала. При этом разработанная структура позволяет сочетать методы использования циклических префиксов, оценки канала и компенсации межсимвольных искажений, а регулярная часть классического приемника, использующая операции БПФ, может быть заменена аппаратным ускорителем искусственного интеллекта.

Проведенный сравнительный анализ на основе имитационного моделирования показал возможность и эффективность преобразования текущей архитектуры приемного устройства SEFDM-системы в абсолютно новую, приводящую к синергетическому эффекту от объединения каскадных модулей в цепочке обработки сигналов с частотным мультиплексированием. Полученные результаты позволяют сделать вывод о возможности широкого практического применения приемников на основе глубоких комплекснозначных сверточных нейронных сетей для спектрально-эффективных сигналов с частотным мультиплексированием как для разработки новых систем, так и для модернизации текущих, использующих сигналы с ортогональным частотным мультиплексированием.

Список литературы

1. Spectrally efficient FDM system with probabilistic shaping / X. Liu [et al.] // 2021 IEEE 94th Vehicular Technology Conference (VTC2021-Fall). 2021. P. 1–6. DOI: <https://doi.org/10.1109/VTC2021-Fall52928.2021.9625460>
2. Deep learning for wireless physical layer: Opportunities and challenges / T. Wang [et al.] // China Communication. 2017. Vol. 14, no. 11. P. 92–111. URL: <http://www.cic-chinacommunications.cn/EN/Y2017/V14/I11/92>
3. Mao Q., Hu F., Hao Q. Deep learning for intelligent wireless networks: A comprehensive survey // IEEE Communication Surveys & Tutorials. 2018. Vol. 20, no. 4. P. 2595–2621. DOI: <https://doi.org/10.1109/COMST.2018.2846401>
4. A novel OFDM autoencoder featuring CNN-based channel estimation for Internet of vessels / B. Lin [et al.] // IEEE Internet of Things Journal. 2020. Vol. 7, no. 8. P. 7601–7611. DOI: <https://doi.org/10.1109/JIOT.2020.2986442>
5. Chorti A., Picard D. Rate analysis and deep neural network detectors for SEFDM FTN systems // arXiv. 2021. DOI: <https://doi.org/10.48550/arXiv.2103.02306>
6. Chorti A., Picard D. Deep learning based detection for spectrally efficient FDM systems // arXiv. 2021. DOI: <https://doi.org/10.48550/arXiv.2103.11409>
7. Deep-waveform: A learned OFDM receiver based on deep complex-valued convolutional networks / Z. Zhao [et al.] // IEEE Journal on Selected Areas in Communications. 2021. Vol. 39, no. 8. P. 2407–2420. DOI: <https://doi.org/10.1109/JSA.2021.3087241>
8. Аверина Л.И., Каменцев О.К. Сравнительный анализ спектрально эффективных сигналов с частотным мультиплексированием // Теория и техника радиосвязи. 2018. № 4. С. 36–42.
9. Аверина Л.И., Каменцев О.К. Повышение спектральной эффективности сигналов с частотным мультиплексированием в системах высокоскоростной связи // Радиотехника. 2023. Т. 86, № 4. С. 93–99.
10. Distributed scheduling using graph neural networks / Z. Zhao [et al.] // 2021 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP). 2021. P. 4720–4724. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICASSP39728.2021.9414098>

Информация об авторах

Аверина Лариса Ивановна, доктор физико-математических наук, профессор кафедры электроники Воронежского государственного университета, г. Воронеж, Россия.

Область научных интересов: исследование и компенсация нелинейных искажений сигналов в приеме-передающих устройствах, алгоритмы цифровой обработки сигналов в многоканальных системах связи.

E-mail: averina@phys.vsu.ru

ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-5908-5032>

Каменцев Олег Константинович, ведущий конструктор АО «Концерн “Созвездие”», г. Воронеж, Россия.

Область научных интересов: алгоритмы цифровой обработки сигналов в высокоскоростных системах связи.

E-mail: kamentsevok@gmail.com

ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-4475-1757>

Physics of Wave Processes and Radio Systems

2023, vol. 26, no. 4, pp. 95–103

DOI [10.18469/1810-3189.2023.26.4.95-103](https://doi.org/10.18469/1810-3189.2023.26.4.95-103)

UDC 621.391.1

Original Research

Received 23 May 2023

Accepted 26 June 2023

Published 29 December 2023

Application of complex-valued convolutional neural networks for equalization and detection of SEFDM systems

Larisa I. Averina¹ , Oleg K. Kamentsev² 

¹ Voronezh State University

1, Universitetskaya Square,

Voronezh, 394018, Russia

² JSC «Concern “Sozvezdie”»

14, Plekhanovskaya Street,

Voronezh, 394018, Russia

Abstract – Background. The disadvantage of spectrally efficient signals with frequency multiplexing is the occurrence of intersymbol interference, which is further aggravated when these signals propagate in frequency selective channels. **Aim.** The possibility and effectiveness of using neural network approaches for channel equalization and signal detection in communication systems using SEFDM signals has been assessed. **Methods.** A receiver structure for SEFDM systems based on a deep complex-valued convolutional neural network is proposed, which allows recovering bits from the temporal representation of the signal without using the fractional Fourier transform and inverting the cross-correlation matrix between frequency subcarriers. A two-stage network training scheme has been developed. Based on simulation modeling, a comparative analysis of the noise immunity

of SEFDM systems was carried out both in a channel with white Gaussian noise and in a channel with Rayleigh fading, using classical and neural network receivers. **Results.** It is shown that there is no loss of noise immunity in channels with additive white Gaussian noise and an increase in noise immunity of the system up to 2 dB in the channel specified by the extended automotive model (3GPP-EVA). **Conclusion.** The effectiveness of using deep neural complex-valued convolutional networks as receivers for spectrally efficient communication systems, as well as their advantage over classical ones, is shown.

Keywords – SEFDM; deep complex-valued convolutional neural network; turbocoding.

✉ kamentsevok@gmail.com (Oleg K. Kamentsev)

 © Larisa I. Averina, Oleg K. Kamentsev, 2023

References

1. X. Liu et al., “Spectrally efficient FDM system with probabilistic shaping,” *2021 IEEE 94th Vehicular Technology Conference (VTC2021-Fall)*, pp. 1–6, 2021, doi: <https://doi.org/10.1109/VTC2021-Fall52928.2021.9625460>.
2. T. Wang et al., “Deep learning for wireless physical layer: Opportunities and challenges,” *China Communication*, vol. 14, no. 11, pp. 92–111, 2017, url: <http://www.cic-chinacommunications.cn/EN/Y2017/V14/I11/92>.
3. Q. Mao, F. Hu, and Q. Hao, “Deep learning for intelligent wireless networks: A comprehensive survey,” *IEEE Communication Surveys & Tutorials*, vol. 20, no. 4, pp. 2595–2621, 2018, doi: <https://doi.org/10.1109/COMST.2018.2846401>.
4. B. Lin et al., “A novel OFDM autoencoder featuring CNN-based channel estimation for Internet of vessels,” *IEEE Internet of Things Journal*, vol. 7, no. 8, pp. 7601–7611, 2020, doi: <https://doi.org/10.1109/JIOT.2020.2986442>.
5. Chorti and D. Picard, “Rate analysis and deep neural network detectors for SEFDM FTN systems,” *arXiv*, 2021, doi: <https://doi.org/10.48550/arXiv.2103.02306>.
6. Chorti and D. Picard, “Deep learning based detection for spectrally efficient FDM systems,” *arXiv*, 2021, doi: <https://doi.org/10.48550/arXiv.2103.11409>.
7. Z. Zhao et al., “Deep-waveform: A learned OFDM receiver based on deep complex-valued convolutional networks,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 39, no. 8, pp. 2407–2420, 2021, doi: <https://doi.org/10.1109/JSAC.2021.3087241>.
8. L. I. Averina and O. K. Kamentsev, “Comparative analysis of spectrally efficient signals with frequency multiplexing,” *Teoriya i tekhnika radiosvyazi*, no. 4, pp. 36–42, 2018. (In Russ.)
9. L. I. Averina and O. K. Kamentsev, “Increasing the spectral efficiency of frequency multiplexing signals in high-speed communication systems,” *Radiotekhnika*, vol. 86, no. 4, pp. 93–99, 2023. (In Russ.)
10. Z. Zhao et al., “Distributed scheduling using graph neural networks,” *2021 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP)*, pp. 4720–4724, 2021, doi: <https://doi.org/10.1109/ICASSP39728.2021.9414098>.

Information about the Authors

Larisa I. Averina, Doctor of Physical and Mathematical Sciences, professor of the Department of Electronics, Voronezh State University, Voronezh, Russia.

Research interests: research and compensation of non-linear distortions of signals in transceivers, digital signal processing algorithms in multichannel communication systems.

E-mail: averina@phys.vsu.ru

ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-5908-5032>

Oleg K. Kamentsev, leading designer of JSC «Concern “Sozvezdie”», Voronezh, Russia.

Research interests: digital signal processing algorithms in high-speed communication systems.

E-mail: kamentsevok@gmail.com

ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-4475-1757>

К сведению авторов

В журнале «Физика волновых процессов и радиотехнические системы» могут быть опубликованы материалы, касающиеся оригинальных исследований и разработок, не публиковавшиеся ранее и не предназначенные для публикации в других изданиях. В зависимости от характера представляемых работ они классифицируются по следующим разделам: общая теория волновых процессов, математические методы в теории волновых процессов, вопросы анализа и синтеза радиотехнических устройств и систем, передача и обработка информации в радиотехнических системах, электродинамика и техника СВЧ и КВЧ, антенно-фидерные системы и распространение радиоволн, теория средств функциональной электроники, нелинейная электродинамика и хаос в радиотехнических системах, экологические и медико-биологические аспекты теории волновых процессов.

Все статьи проходят рецензирование и проверку в программе «Антиплагиат».

Материалы, сопровождаемые актом экспертизы о возможности опубликования, представляются в редакцию по почте и e-mail: klyuevd@yandex.ru). Текст статьи должен быть сохранен в формате **Microsoft Word**. Текст статьи печатается шрифтом **Times New Roman Cyr** (размер 14 пт) через 1,5 интервала на одной стороне стандартного листа формата А4. При использовании других TrueType шрифтов их необходимо прилагать в виде файлов.

Рисунки следует представлять только в виде файлов графических форматов **CDR, VSD, WMF** или **EPS** (векторная графика). Формат CDR предпочтительней. Текст на рисунках печатается шрифтом **Times New Roman Cyr** (размер 10 пт). В случае большой сложности рисунков допускается представление в виде графических форматов TIFF Bitmap и Windows Bitmap (растровая графика) и в виде распечатки на отдельных листах. Все рисунки должны быть приложены в виде отдельных графических файлов (для растровой графики – разрешением 600 dpi).

Все формулы, переменные, константы, а также размерности величин, содержащие надстрочные и(или) подстрочные символы, **в том числе и в рисунках**, должны быть набраны в редакторе формул **MathType 5**. Не допускается набор формул в текстовом виде без использования указанного редактора.

Один из двух экземпляров распечатки должен быть размечен по общепринятым правилам:

- во всех случаях, когда строчные и прописные буквы одинаковы по начертанию и отличаются только своими размерами (например, С и с, W и w и др.), необходимо подчеркивать прописные буквы двумя чертами снизу, а строчные – двумя чертами сверху;
- для различия между О (буквой) и 0 (нулем) букву О следует подчеркивать двумя чертами снизу;
- надстрочные знаки отчеркиваются дугой $\cup$, подстрочные – дугой $\cap$ (например, a_k ; a^k);
- индексы, являющиеся сокращениями от русских слов, поясняются отдельно (предпочтительно использование индексов с латинскими символами);
- греческие буквы подчеркиваются красным карандашом (например, β);
- матрицы подчеркиваются синим карандашом (например, $\underline{a}$);
- векторы обозначаются стрелками над буквами, усредненные величины – чертой сверху.

Внимание! Список литературы должен быть набран с соблюдением ГОСТ Р 7.0.5-2008 Библиографическая ссылка. Общие требования и правила составления.

– Статьи должны присылаться с указанием авторов, названия (обязательно), полного названия журнала, года, тома, номера или выпуска, страниц. Инициалы следуют после фамилии авторов, в качестве разделителя между страницами используется среднее тире без пробелов, например, 67–78:

Житнюк В.С., Мелков Г.А., Соловьев Д.А. Исследование включения полупроводникового диода в диэлектрический резонатор // Известия вузов. Радиоэлектроника. 1998. Т. 31. № 7. С. 76–79.

– Книги должны присылаться с указанием авторов, названия, места издания, названия издателя, года, количества страниц. Если авторов трое, то они указываются в начале библиографического описания (Иванов В.П., Архатов З.И., Пономарев С.С. Исследования...); если авторов больше трех, то сначала идет название книги или статьи, а затем через косую фамилия первого автора и слова «и др.» в квадратных скобках, т. е. Исследования... / С.С. Иванов [и др.]:

Кинг Р., Тай-Цзунь У. Рассеяние и дифракция электромагнитных волн / пер. с англ. Г.В. Воскресенского; под ред. Э.Л. Бурштейна. М.: Изд-во иностр. лит-ры, 1962. 195 с.

Полупроводники / С.С. Игнашевич [и др.]; под ред. К.Т. Андреева. СПб., 1978. 34 с.

Жилищное право: электрон. журн. 2007. № 1. URL: <http://www.gilpravo.ru> (дата обращения: 20.08.07).

– Патенты должны присылаться с указанием авторов, названия, номера патента, даты приоритета:

Патент 2003109213/09 (009761 Российская Федерация. Селективное экранирующее покрытие для защиты от электромагнитного излучения / А.А. Долбичкин, В.А. Неганов, О.В. Осипов; приоритет от 01.04.2003. 3 с.

Статья представляется в редакцию в двух экземплярах. Неразмеченный экземпляр распечатки должен быть подписан всеми авторами. Отдельно должен быть приложен реферат для ВИНТИ в двух экземплярах.

Представленные материалы **обязательно** должны включать следующую информацию:

- индекс универсальной десятичной классификации (УДК);
- инициалы и фамилии авторов, ORCID (orcid.org) на русском и английском языках;
- название статьи на русском и английском языках;
- краткую аннотацию (100–200 слов) и ключевые слова на русском и английском языках;
- реферат для ВИНТИ (в двух экземплярах);
- краткую (10–15 строк) творческо-биографическую справку, включающую фамилию, имя, отчество (полностью), ученую степень (звание, должность), область научных интересов;
- служебные и домашние адреса с обязательным указанием почтового индекса и номеров средств связи (телефон, e-mail).

При оформлении работ редакция просит руководствоваться приведенными ниже правилами:

- объем материала должен составлять не более 35 машинописных страниц формата А4, отпечатанных через полтора интервала;
- иллюстрации, таблицы выполняются в виде отдельного файла, нумерация проставляется только на распечатке. Обязательны названия на русском и английском языках;
- термины и определения, единицы физических величин, используемые в статье, должны соответствовать действующим ГОСТам;
- нумерация формул проставляется в круглых скобках, ссылки на использованные источники – в квадратных, сноски отмечаются звездочками.

Рукописи, в которых не соблюдены данные правила, возвращаются авторам без рассмотрения.

Редакция не ставит в известность авторов об изменениях и сокращениях рукописи, имеющих редакционный характер и не затрагивающих принципиальных вопросов.