

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

**ФИЗИКА ВОЛНОВЫХ ПРОЦЕССОВ
И РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ**

**PHYSICS OF WAVE PROCESSES
AND RADIO SYSTEMS**

2022

**Том 25 | Vol. 25
№ 3 | No. 3**

ФИЗИКА ВОЛНОВЫХ ПРОЦЕССОВ И РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ

Периодический теоретический и научно-практический журнал
2022. Том 25, № 3

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>), ULRICHS Periodical Directory (<http://www.ulrichsweb.com>) и РИНЦ (<http://www.elibrary.ru>).

Учредитель и издатель журнала:

Самарский национальный исследовательский университет имени академика С.П. Королева

Соучредитель и издатель журнала:

Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики

Главный редактор:

д.ф.-м.н., доц. *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)

д.ф.-м.н., акад. РАН *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)

д.ф.-м.н., проф. *Ильинский А.С.*

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

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.ф.-м.н., чл.-корр. РАН *Никитов С.А.*

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

д.ф.-м.н. *Осипов О.В.*

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

д.т.н., проф. *Пихтелев А.И.*

Нижегородский научно-исследовательский приборостроительный институт «Кварц» (г. Нижний Новгород, 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)

н.с. *Чернокожин Е.В.*

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

проф. *Черняков М.С.*

Бирмингемский университет (г. Бирмингем, Великобритания)

д.ф.-м.н., проф. *Шевяхов Н.С.*

Саровский физико-технический институт НИЯУ МИФИ (г. Саров, Россия)

д.т.н., проф. *Яцышен В.В.*

Волгоградский государственный университет (г. Волгоград, Россия)

д.т.н., проф. *Яшин А.А.*

Медицинский институт Тульского государственного университета (г. Тула, Россия)

Ответственный секретарь:

д.ф.-м.н. *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. Л. Толстого, 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, 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 4 раза в год.

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



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, 2022

© Поволжский государственный университет

телекоммуникаций и информатики, 2022

Подписано в печать 26.09.2022. Дата выхода в свет 28.09.2022

Формат 60 × 84/8. Бумага офсетная. Печать офсетная. Печ. л. 11

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

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

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

Тел.: (846) 267-36-82, 267-36-83, e-mail: izdatkniga@yandex.ru

PHYSICS OF WAVE PROCESSES AND RADIO SYSTEMS

**Fizika volnovykh processov
i radiotekhnicheskie sistemy**

Theoretical and Scientific Journal

2022, vol. 25, no. 3

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>), and the Russian Science Citation Index (<http://www.elibrary.ru>).

Journal Founders and Publishers

Samara National Research University

and

Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics

Editor in Chief:

asst. 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 Radio Systems Enterprise (Samara, Russia)

prof. *M.S. Cherniakov*

University of Birmingham (Birmingham, UK)

researcher *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 *Yu.V. Gulyaev*

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

prof. *A.S. Ilyinsky*

Lomonosov Moscow State University (Moscow, 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)

corresp. member of RAS *S.A. Nikitov*

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

prof. *O.V. Osipov*

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

prof. *A.I. Pikhtele*

Nizhny Novgorod Research Instrument Engineering Institute «Quartz» (Nizhny Novgorod, 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)

prof. *N.S. Shevyakhov*

Sarov Physics and Technology Institute of the National Research Nuclear University MEPhI (Sarov, Russia)

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)

prof. *A.A. Yashin*

Medical Institute of Tula State University (Tula, Russia)

prof. *V.V. Yatsyshen*

Volgograd State University (Volgograd, 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 4 times a year.

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

Information Technology, and Mass Media – PI N° FS 77-68199 of 27.12.2016



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, 2022

© Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics, 2022

Содержание

Завершинский Игорь Петрович (16 сентября 1963 г. – 1 июля 2022 г.).....	7
Свешников Алексей Георгиевич (19 ноября 1924 г. – 4 июля 2022 г.).....	8
<i>А.А. Акимов, С.А. Гузаиров, В.В. Ивахник</i> Четырехволновое взаимодействие на тепловой нелинейности при наличии обратной связи на сигнальную или объектную волны	9
<i>Н.А. Полуэктова, Д.А. Шишкина, А.Н. Базанов, Р.А. Перебалин, И.А. Шишкин, Н.В. Латухина</i> Исследование оптических свойств фоточувствительных структур пониженной размерности на основе кремния.....	16
<i>В.Н. Тарасов</i> Спектральное разложение для модели задержки на основе СМО с эрланговским и гиперэкспоненциальным распределениями	24
<i>А.И. Михайлов, Е.А. Рябов, С.А. Сергеев</i> Оценка возможностей 3D-печати для изготовления волноводных фотонных кристаллов	29
<i>В.Л. Карякин</i> Клиент-серверная система мониторинга качества ТВ-вещания в России	36
<i>В.Ф. Дмитриков, Д.В. Шушпанов</i> Эквивалентная схема замещения диэлектрика в широком диапазоне частот (0 Гц – 500 МГц)	43
<i>В.В. Крутских, А.Н. Ушков, Х. Арикат, Д.О. Завитаев, А.Э. Мирзоян</i> Влияние нерегулярностей на металлодиэлектрический экранированный волновод с малыми потерями для диапазона частот 90–100 ГГц.....	58
<i>Л.В. Винник, С.Е. Мищенко</i> Система управления антенной решеткой с совмещением жесткой и гибкой программ обзора.....	67
<i>Р.В. Бударгин, М.И. Курзенков, А.А. Радионов, З.Ю. Саласенко</i> Расчет двухкаскадной длинопериодной волоконной решетки показателя преломления	73
<i>А.А. Кузьменко</i> Применение колориметрии в нейросетевых методах определения возгорания в лесных массивах	82
К сведению авторов	86

Contents

Igor Petrovich Zavershinsky (16 September 1963 – 1 July 2022).....	7
Alexey Georgievich Sveshnikov (19 November 1924 – 4 July 2022).....	8
<i>Aleksandr A. Akimov, Salavat A. Guzairov, Valery V. Ivakhnik</i> Four-wave mixing on thermal nonlinearity with feedback for signal or object waves.....	9
<i>Natalia A. Poluektova, Daria A. Shishkina, Alexander N. Bazanov, Roman A. Perebalin, Ivan A. Shishkin, Natalya V. Latukhina</i> Investigation of electrical properties of photosensitive structures of reduced dimension based on silicon.....	16
<i>Veniamin N. Tarasov</i> Spectral decomposition for a QS based delay model with Erlang and hyperexponential distributions	24
<i>Aleksandr I. Mikhailov, Evgeniy A. Ryabov, Sergey A. Sergeev</i> Evaluation of the possibilities of 3D-printing for the making of waveguide photonic crystals.....	29
<i>Vladimir L. Karyakin</i> Client-server system for monitoring the quality of TV broadcasting in Russia	36
<i>Vladimir F. Dmitrikov, Dmitry V. Shushpanov</i> Equivalent circuit of a dielectric in a wide frequency range (0 Hz – 500 MHz).....	43
<i>Vladislav V. Krutskikh, Andrey N. Ushkov, Husam Ariqat, Denis O. Zavitaev, Artavazd E. Mirzoyan</i> Irregularities in a metal-dielectric shielded waveguide with low losses for the frequency range 90–100 GHz	58
<i>Larisa V. Vinnik, Sergey E. Mishchenko</i> Antenna array control system with combination of strength and flexible scanning programs.....	67
<i>Roman V. Budaragin, Mikhail I. Kurzenkov, Aleksandr A. Radionov, Zinaida Yu. Salasenko</i> The calculation of a two-cascade long-period fiber grating of the refractive index.....	73
<i>Alexandr A. Kuzmenko</i> Application of colorimetry in neural network methods of fire detection in woodlands.....	82
Information for authors	86



**Ушел из жизни заместитель главного редактора
Завершинский Игорь Петрович
(16 сентября 1963 г. – 1 июля 2022 г.)**

**Igor Petrovich Zavershinsky
(16 September 1963 – 1 July 2022)
passed away**

1 июля 2022 г. скоропостижно скончался заместитель главного редактора журнала «Физика волновых процессов и радиотехнические системы», директор Естественнонаучного института Самарского университета, заведующий кафедрой физики Игорь Петрович Завершинский.

Завершинский Игорь Петрович родился 16 сентября 1963 г. в г. Куйбышеве. В 1985 г. окончил физический факультет Куйбышевского государственного университета. Игорь Петрович – доктор физико-математических наук (2002 г.), профессор (2008 г.). В 2002 г. стал лауреатом Губернской премии в области науки и техники. В 2015 г. ему было присвоено почетное звание «Заслуженный деятель науки Самарской области», награжден знаком «За успехи в высшем образовании и научной деятельности» (2018 г.), почетной грамотой Минобрнауки России за значительные заслуги в сфере образования и добросовестный труд (2021 г.). Игорь Петрович работал в университете более 27 лет и являлся одним из ведущих ученых вуза. Автор более 150 научных трудов. Под его руководством подготовлено большое количество научных и педагогических кадров для организаций академии наук и высшего образования.

Смерть Игоря Петровича – невосполнимая потеря для российской фундаментальной науки, для высшего образования в регионе. Он был не только крупным ученым, мудрым наставником, педагогом, но и талантливым администратором, организатором науки и образования. Потрясающие деловые качества, ум ученого, талант исследователя сочетались в Игоре Петровиче с невероятной человеческой чуткостью, умением слышать и понимать проблемы других людей. Он обладал прекрасным чувством юмора. В любой ситуации умел быть органичным и уместным – как на крупной научной конференции, заграничном симпозиуме, так и во время дружеского застолья. Игоря Петровича отличали истинная мужская надежность, уверенность и сила, которых так часто не хватает сейчас.

Редколлегия выражает соболезнования родным и близким



Ушел из жизни
Свешников Алексей Георгиевич
(19 ноября 1924 г. – 4 июля 2022 г.)

Alexey Georgievich Sveshnikov
(19 November 1924 – 4 July 2022)
passed away

4 июля 1924 г. ушел из жизни известный российский ученый и педагог, заслуженный деятель науки РСФСР, лауреат Государственной премии СССР и премии Совета министров СССР, лауреат Ломоносовской премии МГУ за педагогическую деятельность, академик Российской академии естественных наук, доктор физико-математических наук, заслуженный профессор Московского университета Алексей Георгиевич Свешников, участник Великой Отечественной войны.

А.Г. Свешников – крупнейший специалист в области математической физики, прикладной и вычислительной электродинамики. Он создал большую, активно работающую научную школу. Под его руководством защищено 46 кандидатских диссертаций. Его учениками являются 15 докторов физико-математических наук.

Алексей Георгиевич Свешников родился 19 ноября 1924 г. в городе Саратове в семье профессора Саратовского университета.

Алексей Георгиевич окончил московскую среднюю школу в 1941 г. Участник Великой Отечественной войны, А.Г. Свешников в апреле 1945 г. был тяжело ранен на 4-м Украинском фронте. Он награжден орденами Красной Звезды и Отечественной войны I степени, «Знак Почета», Трудового Красного Знамени, медалью «За победу над Германией в Великой Отечественной войне 1941–1945 гг.» и многими юбилейными медалями и знаками отличия.

После демобилизации в 1945 г. Алексей Георгиевич Свешников поступил на физический факультет Московского государственного университета имени М.В. Ломоносова, который окончил в 1950 г. С 1945 г. вся научная, педагогическая и общественная деятельность А.Г. Свешникова была связана с Московским университетом. Алексей Георгиевич – ученик академика Андрея Николаевича Тихонова, который оказал определяющее влияние на его научную и педагогическую деятельность.

Выдающийся ученый, блестящий лектор и талантливый педагог А.Г. Свешников внес большой вклад в методiku и совершенствование математического образования на физическом факультете МГУ, профессором которого он был избран в 1965 г., а с 1971 по 1993 г. заведовал кафедрой математики, профессором которой он оставался до последних дней своей жизни. В 1991 г. Алексей Георгиевич был избран действительным членом Российской академии естественных наук.

**Алексей Георгиевич Свешников скончался 4 июля 2022 г. Светлая память
об Алексее Георгиевиче навсегда сохранится в сердцах его благодарных учеников,
в сердцах всех его коллег**

**Редколлегия выражает глубокие соболезнования семье,
родным и близким Алексея Георгиевича Свешникова**

Четырехволновое взаимодействие на тепловой нелинейности при наличии обратной связи на сигнальную или объектную волны

А.А. Акимов, С.А. Гузаиров, В.В. Ивахник

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

Аннотация – При равных интенсивностях волн накачки показано совпадение амплитудных коэффициентов отражения, полуширин полос пространственных частот четырехволнового преобразователя излучения на тепловой нелинейности при наличии обратной связи либо на объектную, либо на сигнальную волны. Проанализирована зависимость амплитудного коэффициента отражения, пространственной селективности четырехволнового преобразователя излучения на тепловой нелинейности от интенсивности волн накачки. При компенсации фазового набега, возникающего из-за распространения в среде волн накачки, наблюдается с ростом интенсивности волн накачки увеличение полуширины полосы пространственных частот. Существует пороговое значение интенсивности волн накачки, при превышении которого значение амплитудного коэффициента отражения четырехволнового преобразователя с учетом обратной связи на объектную или сигнальную волны оказывается меньше, чем в отсутствие обратной связи.

Ключевые слова – четырехволновой преобразователь; обратная связь; тепловая нелинейность.

Введение

Повышение эффективности четырехволновых преобразователей излучения является актуальной задачей нелинейной оптики многоволновых взаимодействий. Одним из способов решения этой задачи стало использование положительной обратной связи, накладываемой на взаимодействующие волны [1–6].

В работах [1; 5; 6] показано, что наложение положительной обратной связи на объектную и сигнальную волны позволяет более чем на порядок повысить коэффициент отражения четырехволновых преобразователей излучения в средах с керровской, тепловой нелинейностями.

Однако существует целый ряд схем четырехволнового взаимодействия, например квазивырожденное взаимодействие, вырожденное взаимодействие в схеме с попутными волнами накачки, четырехволновое взаимодействие в схеме со встречными волнами накачки и ортогонально поляризованными сигнальной и объектной волнами [7; 8], реализовать внешнюю обратную связь в которых одновременно как на объектную, так и на сигнальную волны не всегда возможно.

Поэтому представляет интерес исследование влияния обратной связи, реализуемой при помощи кольцевого резонатора, на амплитудные и пространственные характеристики четырехволнового преобразователя излучения на тепловой

нелинейности при наличии обратной связи только на сигнальную или объектную волны.

1. Модель четырехволнового преобразователя

Рассмотрим вырожденное четырехволновое взаимодействие ($\omega + \omega - \omega = \omega$) в среде с тепловой нелинейностью, расположенной между плоскостями $z = 0$ и $z = \ell$. В среде навстречу друг другу распространяются две волны накачки с комплексными амплитудами A_1 и A_2 , сигнальная и объектная волны с комплексными амплитудами A_3 и A_4 [7; 8].

Уравнение Гельмгольца, описывающее четырехволновое взаимодействие, имеет вид

$$\left\{ \nabla^2 + k^2 \left(1 + \frac{2}{n_0} \frac{dn}{dT} \delta T \right) - 2i k \alpha \right\} \times \left(\sum_{j=1}^4 A_j + \text{к.с.} \right) = 0. \quad (1)$$

Здесь n_0 – среднее значение показателя преломления; $k = \omega n_0 / c$ – волновое число; α – коэффициент поглощения; δT – изменение температуры, обусловленное выделением тепла при поглощении излучения.

Уравнение (1) необходимо дополнить уравнением Пуассона

$$\nabla^2 \delta T + \frac{2\alpha I}{\Lambda c_p v} = 0, \quad (2)$$

где

$$I = \left| \sum_{j=1}^4 A_j + \text{к.с.} \right|^2$$

– интенсивность излучения; Λ – коэффициент температуропроводности; c_p – удельная теплоемкость; v – объемная плотность вещества.

При условии, что волны накачки плоские и распространяются строго вдоль оси Z :

$$A_{1,2}(\bar{r}) = \tilde{A}_{1,20}(z) \exp(\mp ikz), \quad (3)$$

в работе [9] получена система связанных дифференциальных уравнений для пространственных спектров объектной ($\tilde{A}_4(\bar{k}_4, z)$) и сигнальной ($\tilde{A}_3(\bar{k}_3, z)$) волн вида

$$\frac{d^3 \tilde{A}_3'}{dz^3} + i \frac{\kappa^2}{k} \frac{d^2 \tilde{A}_3'}{dz^2} - \left[\kappa^2 + \left(\frac{\kappa^2}{2k} \right)^2 \right] \frac{d \tilde{A}_3'}{dz} - \quad (4)$$

$$- i G_1 \tilde{A}_3' \exp(-2\alpha z) = i G \tilde{A}_4'^* \exp[2\alpha(z - \ell)],$$

$$\frac{d^3 \tilde{A}_4'^*}{dz^3} + i \frac{\kappa^2}{k} \frac{d^2 \tilde{A}_4'^*}{dz^2} - \left[\kappa^2 + \left(\frac{\kappa^2}{2k} \right)^2 \right] \frac{d \tilde{A}_4'^*}{dz} -$$

$$- i G_2 \tilde{A}_4'^* \exp[2\alpha(z - \ell)] = i G \tilde{A}_3' \exp(-2\alpha z).$$

Здесь

$$\tilde{A}_4'(\bar{k}_4, z) = \tilde{A}_4(\bar{k}_4, z) \exp\{-\alpha(z - \ell) - iC(z) + iC(\ell)\},$$

$$\tilde{A}_3'(\bar{k}_3, z) = \tilde{A}_3(\bar{k}_3, z) \exp\{\alpha z + iC(z)\},$$

\bar{k}_3 и \bar{k}_4 – поперечные составляющие волновых векторов сигнальной и объектной волн,

$$\kappa = |\bar{k}_3| = |\bar{k}_4|, \quad G^2 = G_1 G_2,$$

$$G_{1,2} = \frac{2k}{n_0} \frac{dn}{dT} \frac{\alpha}{\Lambda c_p v} I_{1,20},$$

$$I_{10} = |\tilde{A}_{10}(z=0)|^2, \quad I_{20} = |\tilde{A}_{20}(z=\ell)|^2,$$

$$C(z) = -\frac{k}{n_0} \frac{dn}{dT} \frac{1}{2\alpha \Lambda c_p v} \left\{ \frac{I_{10}}{2\alpha} \{1 - \exp(-2\alpha z)\} - \right.$$

$$- z I_{10} + \frac{I_{20}}{2\alpha} \{ \exp\{2\alpha(z - \ell)\} - \exp(-2\alpha \ell) \} -$$

$$\left. - z I_{20} \exp(-2\alpha \ell) + \frac{z^2}{2\ell} \{1 - \exp(-2\alpha \ell)\} \{I_{10} - I_{20}\} \right\}.$$

При расположении нелинейной среды внутри кольцевого резонатора [1; 5] граничные условия на пространственные спектры сигнальной и объектной волн есть:

– при наличии обратной связи на объектную волну

$$\tilde{A}_3(\bar{k}, z=0) = \tilde{A}_{30}(\bar{k}),$$

$$\tilde{A}_4(\bar{k}, z=\ell) = \tilde{A}_4(\bar{k}, z=0) \sqrt{r_1 r_2} \times \quad (5)$$

$$\times \exp\left(-i\Delta_0 + i \frac{\kappa^2}{2k} L\right);$$

– при наличии обратной связи на сигнальную волну

$$\tilde{A}_3(\bar{k}, z=0) = \sqrt{1-r_1} \tilde{A}_{30}(\bar{k}) +$$

$$+ \sqrt{r_1 r_2} \tilde{A}_3(\bar{k}, z=\ell) \exp\left(-i\Delta_0 + i \frac{\kappa^2}{2k} L\right), \quad (6)$$

$$\tilde{A}_4(\bar{k}, z=\ell) = 0.$$

Здесь r_1 – коэффициент отражения полупрозрачного зеркала связи; r_2 – коэффициент отражения сферических зеркал резонатора, осуществляющих перенос пространственного распределения поля из плоскости $z=0$ на плоскость, расположенную на расстоянии L – от плоскости $z=\ell$; Δ_0 – постоянный фазовый набег, наличие которого может быть реализовано, например, путем введения в кольцевой резонатор фазового модулятора света.

Из условия неизменности температуры на границах нелинейной среды наряду с граничными условиями (5), (6) система уравнений (4) должна быть дополнена граничными условиями

$$\frac{d \tilde{A}_3'}{dz} \Big|_{z=0} = \frac{d \tilde{A}_3'}{dz} \Big|_{z=\ell} = 0, \quad \frac{d \tilde{A}_4'}{dz} \Big|_{z=0} = \frac{d \tilde{A}_4'}{dz} \Big|_{z=\ell} = 0. \quad (7)$$

При наличии обратной связи по сигнальной волне модули пространственных спектров объектной волны на передней грани нелинейной среды и вне резонатора совпадают, а при наличии обратной связи по объектной волне отличаются в $\sqrt{1-r_1}$ раз.

2. Малый коэффициент отражения

Будем рассматривать четырехволновое взаимодействие при малом амплитудном коэффициенте отражения ($|A_4| \ll |A_3|$) без учета самодифракции волн накачки. Решая систему уравнений (4) с учетом граничных условий (5), (7) или (6), (7), получим выражения для пространственных спектров объектной волны на передней грани нелинейного слоя:

$$\tilde{A}_4'(\kappa, z=0) = \frac{i G \tilde{A}_{30}^* F}{(\beta^2 - \kappa^2)} \left[\frac{\exp(-\beta \ell) - \exp(-\kappa \ell)}{2 \left(\kappa + i \frac{\kappa^2}{2k} \right) \text{sh} \kappa \ell} \right] \times \quad (8)$$

$$\times \left[1 - \exp \left(\kappa + i \frac{\kappa^2}{2k} \right) \ell \right] + \frac{[\exp(\kappa \ell) - \exp(-\beta \ell)]}{2 \left(-\kappa + i \frac{\kappa^2}{2k} \right) \text{sh} \kappa \ell} \times$$

$$\times \left[1 - \exp \left(-\kappa + i \frac{\kappa^2}{2k} \right) \ell \right] + \frac{(1 - \exp(-2\alpha \ell))}{2\alpha} \Big].$$

Здесь $F = 1/(1-p)$ – при наличии обратной связи только на объектную волну; $F = \sqrt{1-r_1} / (1-p^*)$ – при наличии обратной связи только на сигнальную волну,

$$p = \sqrt{r_1 r_2} \exp \left[-\alpha \ell - iC(\ell) - i\Delta_0 + i \frac{\kappa^2}{2k} L \right],$$

$$\beta = 2\alpha + i \frac{\kappa^2}{2k}.$$

В качестве сигнальной волны возьмем волну от точечного источника, расположенного на передней грани нелинейного слоя ($\tilde{A}_{30}(\kappa) = 1$). Из линейности системы уравнений (4) относительно пространственных спектров сигнальной и объектной волн следует, что пространственный спектр объектной волны при условии, что сигнальной волной является волна от точечного источника, полностью определяет качество обращения волнового фронта (ОВФ).

Введем амплитудный коэффициент отражения:

– при наличии обратной связи на сигнальную волну

$$R_s = \left| \frac{\tilde{A}_{4s}(\kappa \rightarrow 0, z=0)}{\tilde{A}_{30}^*} \right|,$$

– при наличии обратной связи на объектную волну

$$R_{ob} = \left| \frac{\tilde{A}_{4ob}(\kappa \rightarrow 0, z=0)}{\tilde{A}_{30}^*} \right| \sqrt{1-r_1}.$$

Здесь \tilde{A}_{4ob} и \tilde{A}_{4s} – значения пространственных спектров объектной волны на нулевой пространственной частоте при выполнении граничных условий (5) и (6) соответственно.

С учетом (8) выражение для коэффициентов отражения четырехволнового преобразователя излучения запишется следующим образом:

$$R = R_{ob} = R_s = \frac{\exp(-\alpha \ell) G \sqrt{1-r_1}}{8\alpha^2 |1-p_0|} \times$$

$$\times \left(\left[-\ell \left[1 + \exp(-2\alpha \ell) \right] + \frac{1 - \exp(-2\alpha \ell)}{\alpha} \right] \right). \quad (9)$$

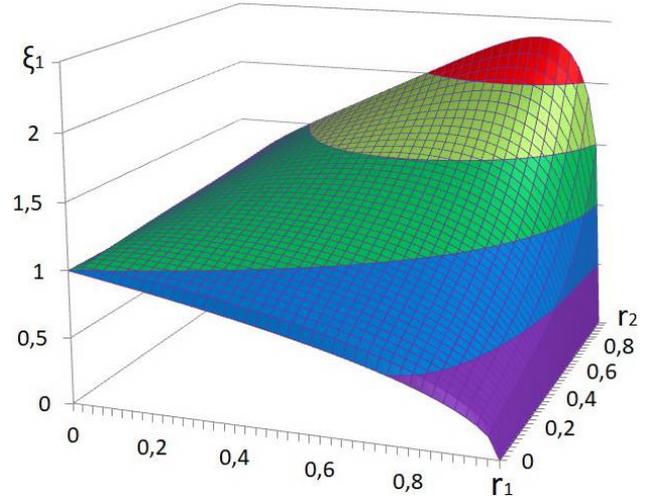


Рис. 1. Зависимость отличия в коэффициентах отражения четырехволнового преобразователя излучения от коэффициентов отражения зеркала связи и сферических зеркал при $\alpha \ell = 0,1$

Fig. 1. Dependence of the difference in the reflection coefficients of a four-wave radiation converter on the reflection coefficients of the coupling mirror and spherical mirrors at $\alpha \ell = 0,1$

Здесь $p_0 = p(\kappa \rightarrow 0) = \sqrt{r_1 r_2} \exp[-\alpha \ell - iC(\ell) - i\Delta_0]$.

Значения амплитудных коэффициентов отражения как при наличии обратной связи по объектной, так и по сигнальной волнам совпадают.

Отличие в коэффициентах отражения при наличии и отсутствии обратной связи есть

$$\xi = \frac{R(r_1 \neq 0)}{R(r_1 = 0)} = \left[\frac{\{1-r_1\}}{\{1-2\sqrt{r_1 r_2} \exp(-\alpha \ell) \times \cos[C(\ell) + \Delta_0] + r_1 r_2 \exp(-2\alpha \ell)\}} \right]^{\frac{1}{2}}. \quad (10)$$

При условии компенсации фазового набега $C(\ell)$, возникающего из-за распространения волн накачки ($\Delta_0 + C(\ell) = 2\pi m$, $m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$), отличие в коэффициентах отражения принимает вид

$$\xi_1 = \frac{\sqrt{1-r_1}}{1 - \sqrt{r_1 r_2} \exp(-\alpha \ell)}. \quad (11)$$

Оптимальное значение коэффициента отражения зеркала связи (r_{1opt}), соответствующее максимальному отличию в коэффициентах отражения четырехволнового преобразователя излучения, будет при условии

$$r_{1opt} = r_2 \exp(-2\alpha \ell). \quad (12)$$

При оптимальном значении коэффициента отражения зеркала связи зависимость отличия в коэффициентах отражения четырехволнового преобразователя от коэффициента отражения сферических зеркал (рис. 1) есть

$$\xi_1^0 = \frac{1}{\sqrt{1-r_2 \exp(-2\alpha \ell)}}. \quad (13)$$

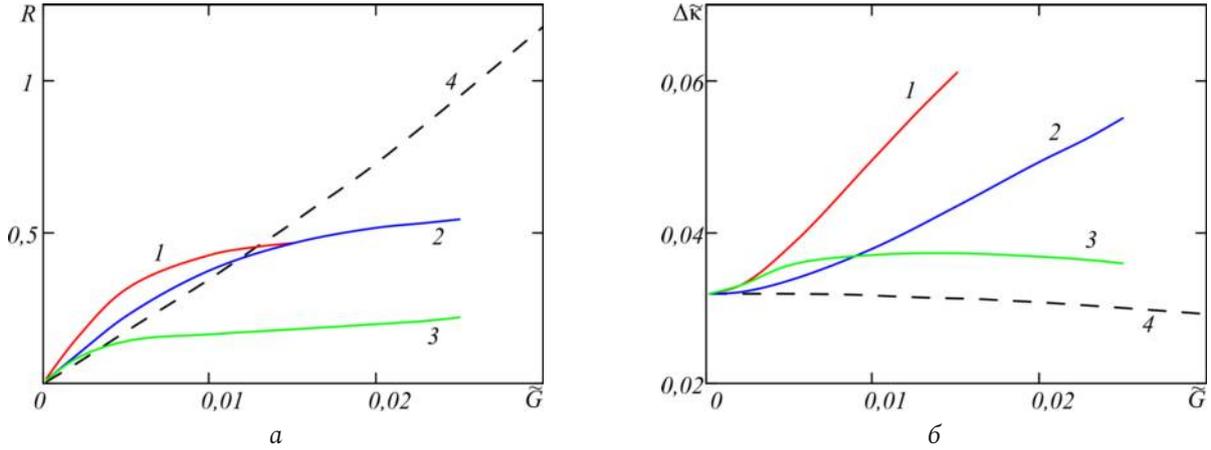


Рис. 2. Графики зависимостей коэффициента отражения (а), полуширины полосы пространственных частот (б) от интенсивности волн накачки при $kl = 5 \cdot 10^3$, $\alpha l = 0,1$, $r_1 = 0,8$, $r_2 = 1$ (1), $r_2 = 0,7$ (2, 3), $r_1 = r_2 = 0$ (4)
 Fig. 2. Graphs of the dependences of the reflection coefficient (a), half-width of the spatial frequency band (b) on the pumping waves intensity at $kl = 5 \cdot 10^3$, $\alpha l = 0,1$, $r_1 = 0,8$, $r_2 = 1$ (1), $r_2 = 0,7$ (2, 3), $r_1 = r_2 = 0$ (4)

На рис. 1 приведен график зависимости параметра ξ_1 от коэффициентов отражения зеркала связи и сферических зеркал.

Существует область параметров r_1, r_2 , в пределах которой наличие обратной связи приводит к выигрышу в коэффициенте отражения.

При значении параметра $\alpha l = 0,1$ наибольшее отличие в коэффициентах отражения четырехволнового преобразователя при наличии и отсутствии кольцевого резонатора наблюдается при $r_1 = 0,8$ и $r_2 = 1$ и составляет 2,35.

Из анализа выражения (8) следует, что при $\frac{\kappa^2}{2k} L \ll 1$ наличие обратной связи не влияет на пространственную селективность четырехволнового преобразователя излучения. Для сигнальной волны от точечного источника с увеличением пространственной частоты (κ) наблюдается монотонное уменьшение модуля пространственного спектра объектной волны. Для характеристики качества преобразования излучения при четырехволновом взаимодействии введем полуширину полосы пространственных частот ($\Delta\kappa$), в пределах которой сосредоточена основная доля энергии объектной волны, $\Delta\kappa$ определяется из решения уравнения

$$\tilde{A}_4(\kappa = \Delta\kappa, z = 0) = \frac{1}{2} \tilde{A}_4(\kappa = 0, z = 0). \quad (12)$$

При малом коэффициенте отражения качество преобразования излучения полностью определяется толщиной нелинейной среды, длиной волны, коэффициентом поглощения [10].

Заметим, что граничные условия (5), (6) записаны без учета астигматизма, то есть для волн, распространяющихся в плоскости, перпендикуляр-

ной плоскости контура резонатора [11]. Именно в этой плоскости полуширина полосы пространственных частот и определяет качество ОВФ.

3. Большой коэффициент отражения

При большом амплитудном коэффициенте отражения, когда необходимо учитывать перекачку энергии из сигнальной волны в объектную и, наоборот, самодифракцию волн накачки, система уравнений (4) с учетом граничных условий (5), (7) или (6), (7) анализировалась численным методом путем рассмотрения многократного прохождения сигнальной и объектной волн через нелинейный слой в кольцевом резонаторе.

При равных интенсивностях волн накачки $I_{10} = I_{20}$ на рис. 2, а приведены зависимости амплитудного коэффициента отражения, а на рис. 2, б – нормированной полуширины полосы пространственных частот

$$\Delta\tilde{\kappa} = \Delta\kappa \sqrt{\frac{\ell}{2k}}$$

от нормированной интенсивности волн накачки

$$\tilde{G} = \frac{2}{n_0} \frac{dn}{dT} \frac{\ell}{\Lambda c_p v} I_{10}$$

при условии компенсации фазового набега, возникающего вследствие распространения в нелинейной среде волн накачки (кривые 1, 2) и при сопряжении граней нелинейного слоя ($\Delta_0 = 0$, $L = 0$, кривые 3). Значения амплитудных коэффициентов отражения, полуширин полос пространственных частот четырехволнового преобразователя излучения получены с точностью 0,2 %. Для сравнения на этих графиках (кривые 4) приведены зависи-

мости R , $\Delta\tilde{\kappa}$ от нормированной интенсивности волн накачки при отсутствии обратной связи на сигнальную и объектную волны.

Наибольшие значения нормированной интенсивности волн накачки (\tilde{G}^m), при которых анализировались амплитудные и пространственные характеристики четырехволнового преобразователя излучения для $k\ell = 5 \cdot 10^3$, $\alpha\ell = 0,1$, $r_1 = 0,8$, равнялись $\tilde{G}^m = 0,025$ при $r_2 = 0,7$, $\tilde{G}^m = 0,015$ при $r_2 = 1$. При больших интенсивностях волн накачки $\tilde{G} > \tilde{G}^m$ не удается найти решение системы уравнений (4) вблизи нулевой пространственной частоты. В этой области по мере увеличения числа проходов объектной (сигнальной) волны по кольцевому резонатору наблюдается осциллирующее увеличение модуля пространственного спектра объектной волны [12].

Численный анализ системы уравнений (4) показывает, что, как и в случае ($|A_4| \ll |A_3|$), амплитудные коэффициенты отражения, полуширины полосы пространственных частот при условии наличия обратной связи либо на объектную, либо на сигнальную волны совпадают.

При компенсации фазового набега рост интенсивности волн накачки приводит к увеличению как амплитудного коэффициента отражения (рис. 2, а), так и полуширины полосы пространственных частот четырехволнового преобразователя излучения (рис. 2, б). При $\tilde{G} \ll 1$ скорости изменения амплитудного коэффициента отражения, полуширины полосы пространственных частот с ростом интенсивности волн накачки увеличиваются по мере приближения параметров кольцевого резонатора к параметрам, соответствующим оптимальным значениям. При увеличении интенсивности волн накачки выигрыш амплитудного коэффициента отражения за счет использования обратной связи на объектную волну падает. Существует пороговое значение интенсивности волн накачки I_{10}^n , при котором коэффициенты отражения как при наличии, так и при отсутствии обратной связи на объектную волну равны. Так, при параметрах кольцевого резонатора $r_1 = 0,8$, $r_2 = 1$ нормированное пороговое значение интенсивности волн накачки наблюдается при $\tilde{G}^n \approx 0,013$ и соответствует коэффициенту отражения 0,45. При дальнейшем увеличении интенсивности волн накачки амплитудный коэффициент отражения при наличии обратной связи на объектную волну оказывается меньше, чем коэффициент отражения при ее отсутствии. При $I_{10} > I_{10}^n$ применение положительной обратной связи на сигнальную или

объектную волны для повышения эффективности четырехволнового преобразователя излучения оказывается нецелесообразным.

Полуширина полосы пространственных частот четырехволнового преобразователя излучения с ростом интенсивности волн накачки увеличивается, что свидетельствует об улучшении качества ОВФ сигнальной волны. Так, при $k\ell = 5 \cdot 10^3$, $\alpha\ell = 0,1$, $r_1 = 0,8$, $r_2 = 1$ увеличение нормированной интенсивности волн накачки от $\tilde{G} = 2 \cdot 10^{-4}$ до $\tilde{G} = 0,015$ приводит к росту нормированной полуширины полосы пространственных частот от $\Delta\tilde{\kappa} = 0,032$ до $\Delta\tilde{\kappa} = 0,061$.

С ростом интенсивности волн накачки значение амплитудного коэффициента отражения в случае компенсации фазового набега при наличии обратной связи лишь на объектную волну оказывается в несколько раз меньше амплитудного коэффициента отражения при наличии обратной связи как на объектную, так и на сигнальную волны [5]. Причем если для четырехволнового преобразователя излучения с учетом обратной связи как на объектную, так и на сигнальную волны скорость изменения коэффициента отражения с увеличением интенсивности волн накачки возрастает, то для четырехволнового преобразователя излучения с учетом обратной связи только на объектную волну скорость изменения коэффициента отражения с увеличением интенсивности волн накачки падает.

При сопряжении граней нелинейного слоя даже при малых значениях коэффициента отражения $R < 0,2$ возрастающий при увеличении интенсивности волн накачки фазовый набег, связанный с распространением волн накачки, приводит к уменьшению коэффициента отражения. Вместо выигрыша в коэффициенте отражения за счет использования обратной связи на объектную волну наблюдается его уменьшение. Как и при условии компенсации фазового набега, существует пороговое значение интенсивности волн накачки, при котором коэффициенты отражения как при наличии, так и при отсутствии обратной связи на объектную или сигнальную волны равны. Однако при сопряжении граней нелинейного слоя это пороговое значение оказывается значительно меньше, чем пороговое значение интенсивности волн накачки при компенсации фазового набега. Наблюдаемый при сопряжении граней нелинейного слоя с увеличением интенсивности волн накачки характер увеличения полуширины полосы пространственных частот в рассматриваемом диапазоне интенсивностей как при наличии обратной

связи только на объектную, так и при наличии обратной связи как на объектную, так и на сигнальную волны совпадает [6].

Заключение

При равной интенсивности волн накачки показано совпадение амплитудных коэффициентов отражения, полуширин полос пространственных частот при условии наличия обратной связи либо на объектную, либо на сигнальную волны. Установлено, что отличие в амплитудных коэффициентах отражения при наличии и отсутствии положительной обратной связи на объектную волну с ростом интенсивности волн накачки уменьшается.

Причем пороговое значение интенсивности волн накачки, при котором коэффициенты отражения как при наличии, так и при отсутствии обратной связи на объектную волну совпадают, при компенсации фазового набега оказывается больше, чем при сопряжении граней нелинейного слоя. Показано улучшение при наличии обратной связи на сигнальную или объектную волны с ростом интенсивности волн накачки качества ОВФ. При компенсации фазового набега скорость роста полуширины полосы пространственных частот с увеличением интенсивности волн накачки возрастает по мере приближения параметров кольцевого резонатора к параметрам, соответствующим оптимальным значениям.

Список литературы

1. Ивахник В.В., Петникова В.М., Шувалов В.В. Повышение эффективности систем обращения волнового фронта при использовании кольцевых резонаторов // Квантовая электроника. 1981. Т.8, № 2. С. 445–448. DOI: <https://doi.org/10.1070/QE1981v011n02ABEH005924>
2. Formation of holographic gratings and dynamics of four-wave mixing in nonlinear microresonators / O.G. Romanov [et al.] // Proceedings of SPIE. 2006. Vol. 6255. P. 625507. DOI: <https://doi.org/10.1117/12.676523>
3. Романов О.Г., Ормачеа О., Толстик А.Л. Частотно невырожденное четырехволновое взаимодействие в нелинейном интерферометре Фабри – Перо // Вестник БГУ. Сер. 1. 2008. № 1. С. 8–12.
4. Singh R., Yadav R.A., Singh D.P. Study of oscillation performance characteristics of unidirectional photorefractive ring resonators: Cavity detuning dependence // AIP Advances. 2015. Vol. 5, no. 7. P. 077135. DOI: <https://doi.org/10.1063/1.4927065>
5. Акимов А.А., Гузаиров С.А., Ивахник В.В. Четырехволновое взаимодействие на тепловой нелинейности в схеме с положительной обратной связью // Компьютерная оптика. 2018. Т. 42, № 4. С. 534–541. DOI: <https://doi.org/10.18287/2412-6179-2018-42-4-534-541>
6. Акимов А.А., Гузаиров С.А., Ивахник В.В. Качество преобразования излучения при четырехволновом взаимодействии на тепловой нелинейности с учетом обратной связи // Компьютерная оптика. 2021. Т. 45, № 5. С. 667–672. DOI: <https://doi.org/10.18287/2412-6179-CO-888>
7. Зельдович Б.Я., Пилипецкий Н.Ф., Шкунов В.В. Обращение волнового фронта. М.: Наука, 1985. 240 с.
8. Дмитриев В.Г. Нелинейная оптика и обращение волнового фронта. М.: Физматлит, 2003. 256 с.
9. Акимов А.А., Ивахник В.В., Никонов В.И. Четырехволновое взаимодействие на тепловой нелинейности при больших коэффициентах отражения с учетом самодифракции волн накачки // Компьютерная оптика. 2011. Т. 35, № 2. С. 250–255.
10. Ивахник В.В., Харская Т.Г. Использование метода функции размытия точки для анализа качества преобразования излучения при четырехволновом взаимодействии на тепловой нелинейности (обзор) // Компьютерная оптика. 2009. Т. 33, № 1. С. 17–26.
11. Пахомов И.И., Рожков О.В., Рождествин В.Н. Оптико-электронные квантовые приборы. М.: Радио и связь, 1982. 456 с.
12. Ковалев В.И., Трофимов В.А. Роль нелинейного поглощения в ОВФ ИК излучения при четырехволновом взаимодействии в полупроводниках // Квантовая электроника. 1991. Т. 18, № 11. С. 1336–1339.

References

1. Ivakhnik V.V., Petnikova V.M., Shuvalov V.V. Increasing the efficiency of wavefront conjugation systems using ring resonators. *Kvantovaya elektronika*, 1981, vol. 8, no. 2, pp. 445–448. DOI: <https://doi.org/10.1070/QE1981v011n02ABEH005924> (In Russ.)
2. Romanov O.G. et al. Formation of holographic gratings and dynamics of four-wave mixing in nonlinear microresonators. *Proceedings of SPIE*. 2006. Vol. 6255, p. 625507. DOI: <https://doi.org/10.1117/12.676523>
3. Romanov O.G., Ormachea O., Tolstik A.L. Frequency nondegenerate four-wave interaction in a nonlinear Fabry – Perot interferometer. *Vestnik BGU. Ser. 1*, 2008, no. 1, pp. 8–12. (In Russ.)
4. Singh R., Yadav R.A., Singh D.P. Study of oscillation performance characteristics of unidirectional photorefractive ring resonators: Cavity detuning dependence. *AIP Advances*, 2015, vol. 5, no. 7, p. 077135. DOI: <https://doi.org/10.1063/1.4927065>
5. Akimov A.A., Guzairov S.A., Ivakhnik V.V. Four-wave interaction on thermal nonlinearity in a scheme with positive feedback. *Komp'yuternaya optika*, 2018, vol. 42, no. 4, pp. 534–541. DOI: <https://doi.org/10.18287/2412-6179-2018-42-4-534-541> (In Russ.)
6. Akimov A.A., Guzairov S.A., Ivakhnik V.V. The quality of radiation conversion during four-wave interaction on thermal nonlinearity, taking into account feedback. *Komp'yuternaya optika*, 2021, vol. 45, no. 5, pp. 667–672. DOI: <https://doi.org/10.18287/2412-6179-CO-888> (In Russ.)
7. Zel'dovich B.Ya., Pilipetskiy N.F., Shkunov V.V. *Wavefront Reversal*. Moscow: Nauka, 1985, 240 p. (In Russ.)
8. Dmitriev V.G. *Nonlinear Optics and Wavefront Conjugation*. Moscow: Fizmatlit, 2003, 256 p. (In Russ.)

9. Akimov A.A., Ivakhnik V.V., Nikonov V.I. Four-wave interaction on thermal nonlinearity at high reflection coefficients with self-diffraction of pump waves taken into account. *Komp'yuternaya optika*, 2011, vol. 35, no. 2, pp. 250–255. (In Russ.)
10. Ivakhnik V.V., Kharskaya T.G. Using the point blur function method to analyze the quality of radiation conversion in four-wave interaction on thermal nonlinearity (review). *Komp'yuternaya optika*, 2009, vol. 33, no. 1, pp. 17–26. (In Russ.)
11. Pakhomov I.I., Rozhkov O.V., Rozhdestvin V.N. *Optoelectronic Quantum Devices*. Moscow: Radio i svyaz', 1982, 456 p. (In Russ.)
12. Kovalev V.I., Trofimov V.A. The role of nonlinear absorption in the phase conjugation of IR radiation during four-wave interaction in semiconductors. *Kvantovaya elektronika*, 1991, vol. 18, no. 11, pp. 1336–1339. (In Russ.)

Physics of Wave Processes and Radio Systems 2022, vol. 25, no. 3, pp. 9–15

DOI 10.18469/1810-3189.2022.25.3.9-15

Received 12 April 2022
Accepted 13 May 2022

Four-wave mixing on thermal nonlinearity with feedback for signal or object waves

Aleksandr A. Akimov, Salavat A. Guzairov, Valery V. Ivakhnik

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

Abstract – The coincidence of the amplitude reflection coefficients, half-widths of the spatial frequencies bands of a four-wave radiation converter on thermal nonlinearity with feedback for signal or object waves has been shown at equal pump waves intensity. The dependence of the amplitude reflection coefficient, spatial selectivity of the four-wave radiation converter on thermal nonlinearity on the pump waves intensity has been analyzed. An increase in the half-width of the spatial frequency band is observed with an increase in the pump waves intensity at the compensation for the phase shift arising as a result of the propagation of the pump waves in the medium. There is a threshold value of the pump waves intensity, above which the value of the amplitude reflection coefficient of the four-wave converter with feedback for signal or object waves, is less than in the absence of feedback.

Keywords – four-wave converter; feedback; thermal nonlinearity.

Информация об авторах

Акимов Александр Александрович, 1988 г. р., кандидат физико-математических наук, доцент кафедры оптики и спектроскопии Самарского национального исследовательского университета имени академика С.П. Королева, г. Самара, Россия.

Область научных интересов: нелинейная оптика, динамическая голография.

E-mail: alexakimov50@mail.ru

Гузаиров Салават Абдрахимович, 1994 г. р., аспирант кафедры оптики и спектроскопии Самарского национального исследовательского университета имени академика С.П. Королева, г. Самара, Россия.

Область научных интересов: нелинейная оптика, динамическая голография.

E-mail: zenit210694@mail.ru

Ивахник Валерий Владимирович, 1951 г. р., доктор физико-математических наук, профессор, заведующий кафедрой оптики и спектроскопии Самарского национального исследовательского университета имени академика С.П. Королева, г. Самара, Россия.

Область научных интересов: нелинейная оптика, динамическая голография.

E-mail: ivakhnik@ssau.ru

Information about the Authors

Aleksandr A. Akimov was born in 1988, Candidate of Physical and Mathematical Sciences, associate professor of the Department of Optics and Spectroscopy, Samara National Research University, Samara, Russia.

Research interests: nonlinear optics, dynamic holography.

E-mail: alexakimov50@mail.ru

Salavat A. Guzairov was born in 1994, a postgraduated student of the Department of Optics and Spectroscopy, Samara National Research University, Samara, Russia.

Research interests: nonlinear optics, dynamic holography.

E-mail: zenit210694@mail.ru

Valery V. Ivakhnik was born in 1951, Doctor of Physical and Mathematical Sciences, professor, head of the Department of Optics and Spectroscopy, Samara National Research University, Samara, Russia.

Research interests: nonlinear optics, dynamic holography.

E-mail: ivakhnik@ssau.ru

Исследование оптических свойств фоточувствительных структур пониженной размерности на основе кремния

Н.А. Полуэктова , Д.А. Шишкина , А.Н. Базанов,
Р.А. Перебалин, И.А. Шишкин , Н.В. Латухина 

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

Аннотация – В данной работе предлагается метод снижения потерь энергии фоточувствительных структур на основе нанокристаллического кремния с применением пассивирующих покрытий из фторида диспрозия. Поскольку данный материал обладает хорошими оптическими и фотоэлектрическими свойствами, то при получении структур Si/DyF₃ диэлектрическая пленка позволяет снизить количество рекомбинационных центров и увеличить поглощение света. Показаны методики создания и исследования фоточувствительных структур с покрытиями. Описана методика определения толщины покрытия фторида диспрозия за счет интерференции света. Приведены результаты исследования спектров фоточувствительности и коэффициента отражения полученных фоточувствительных структур. Показано положительное влияние наноструктур кремния, а также пленок фторида диспрозия на спектры фоточувствительности структур. С помощью полученных данных планируется улучшение имеющейся технологии создания фоточувствительных структур на основе пористого кремния с целью большего повышения их выходных характеристик.

Ключевые слова – фоточувствительные структуры; оптические покрытия; пористый кремний; фторид диспрозия.

Введение

В настоящее время кремний и арсенид галлия чаще всего применяются для изготовления фотоэлектрических преобразователей (ФЭП). Несмотря на более высокие эксплуатационные характеристики арсенид-галлиевых ФЭП, кремний остается фаворитом в выборе сырья для производства, что объясняется широким распространением кремниевого сырья, а также наличием качественно разработанной технологии создания самого материала и приборов на его основе. Вследствие этого кремниевые ФЭП выгоднее в производстве за счет своей дешевизны по сравнению с арсенид-галлиевыми.

Характеристики кремниевых ФЭП с нанокристаллическим кремнием существенно выше, КПД структур на его основе может составлять 25–27 %. Это возможно в связи с реализацией квантово-размерных эффектов, увеличивающих поглощение вблизи ультрафиолетовой части диапазона. В качестве нанокристаллического материала может использоваться пористый кремний, по причине того что стенки его пор представляют собой хаотичную систему наноразмерных кристаллов. Кроме реализации квантово-размерных эффектов сравнительно большое количество пор позволяет увеличить площадь поглощающей поверхности ФЭП.

Одной из проблем ФЭП являются потери, связанные с отражением света, падающего на его по-

верхность. Решить эту проблему помогают разного рода просветляющие покрытия, благодаря им увеличивается поглощение солнечного элемента и, следовательно, уменьшаются отражение и потери [1–2].

В просветляющих покрытиях для солнечных элементов уменьшение отражения происходит вследствие интерференции лучей, отраженных от границ пленка – воздух и пленка – подложка. Для нормального падения показатель преломления просветляющей пленки n_2 должен быть равен квадратному корню из произведения значений показателей преломления n_3 и n_1 двух сред, граничащих с пленкой (подложка и покровный материал) $n_2 = (n_3 n_1)^{1/2}$. Далее для уменьшения отражения необходимо подобрать правильную толщину пленки. Разность хода лучей Δ при нормальном падении света на плоскую поверхность равняется удвоенной оптической толщине пленки: $\Delta = 2n_2 h_2$, где h_2 – геометрическая толщина пленки. Взаимное уничтожение интенсивности отраженных лучей при нормальном падении возможно, если: $\Delta = 2n_2 h_2 = \lambda/2$, откуда $n_2 h_2 = \lambda/4$, где λ – длина волны излучения, для которого выполняется условие минимального отражения.

В работах [3–5] в качестве антиотражающих пленок для кремниевых ФЭП применяются алмазоподобные покрытия, пленки из оксидов кремния и гафния и слои наноструктурированного крем-

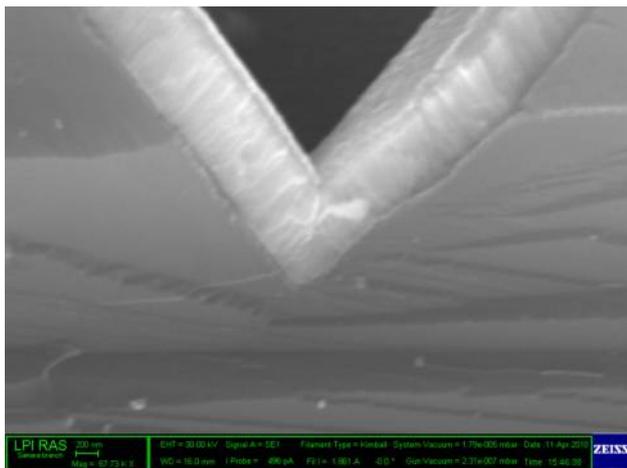


Рис. 2. РЭМ поперечного зеркального скола структуры возле стыка пирамид с пленкой фторида диспрозия
Fig. 2. SEM of a transverse mirror cleavage of the structure near the junction of pyramids with a film of dysprosium fluoride



Рис. 3. Схематическое изображение структуры
Fig. 3. Schematic representation of the structure

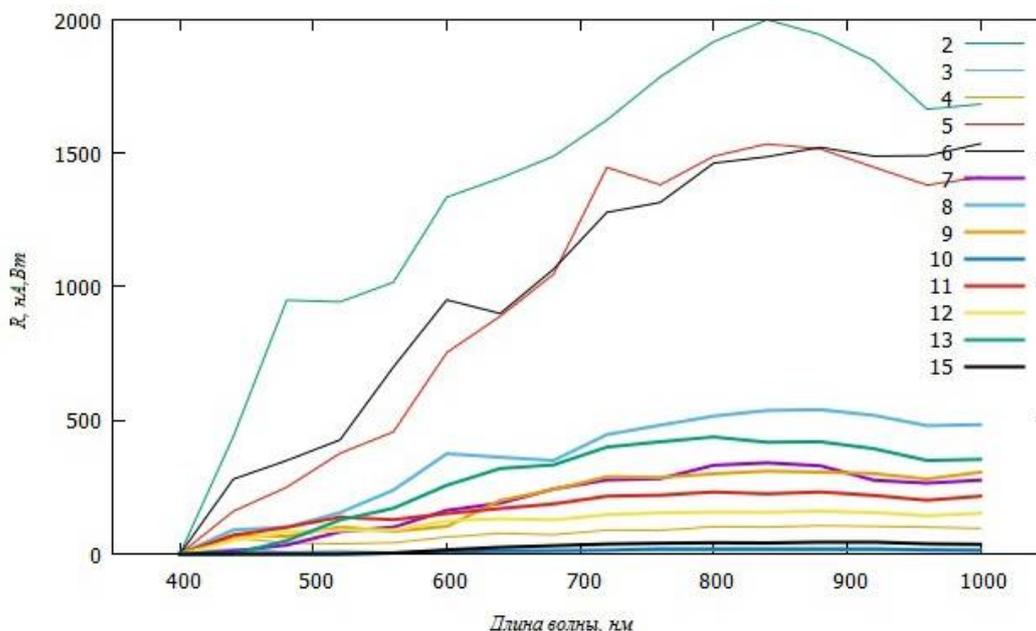


Рис. 4. Спектры фоточувствительности образцов 2-15
Fig. 4. Spectra of photosensitivity of samples 2-15

фоточувствительности и спектров коэффициента отражения.

Измерения спектров фоточувствительности проводились с помощью монохроматора МДР-3. Источником служила ксеноновая дуговая лампа марки ДКСЭЛ-100.

Для вычисления фоточувствительности применялась формула

$$R_{\lambda} = \frac{I_{ph}}{P}. \quad (2)$$

Измерения спектров отражения проводились на спектрофотометре Shimadzu UV-2450 в диапазоне от 190 до 1000 нм с шагом 0,5 нм.

4. Результаты

Далее представлены РЭМ (рис. 2) и схематическое изображение структуры с пленкой фторида диспрозия (рис. 3).

Поскольку покрытия из фторида диспрозия обладают пассивирующим эффектом, для тонких пленок может быть достаточно много открытых центров рекомбинации, что приводит к уменьшению фоточувствительности до значений образцов без покрытий (рис. 6).

Покрытие фторида диспрозия было нанесено равномерно по всей поверхности пирамиды. Однако очень тонкие пленки могут обладать дефек-

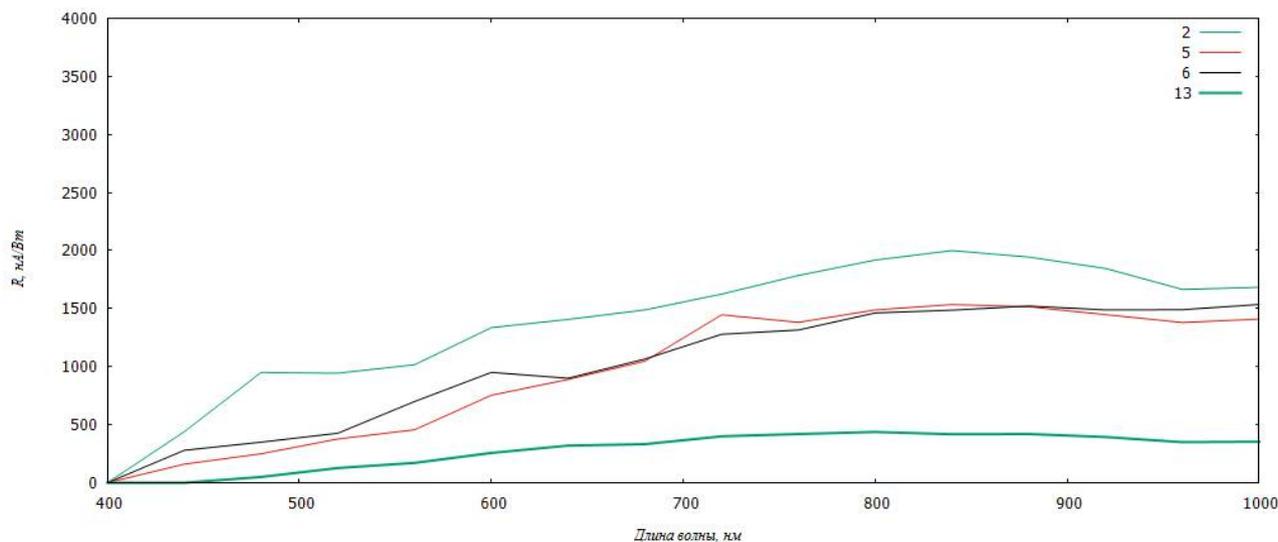


Рис. 5. Спектры фоточувствительности образцов 2, 5, 6 и 13
 Fig. 5. Photosensitivity spectra of samples 2, 5, 6, and 13

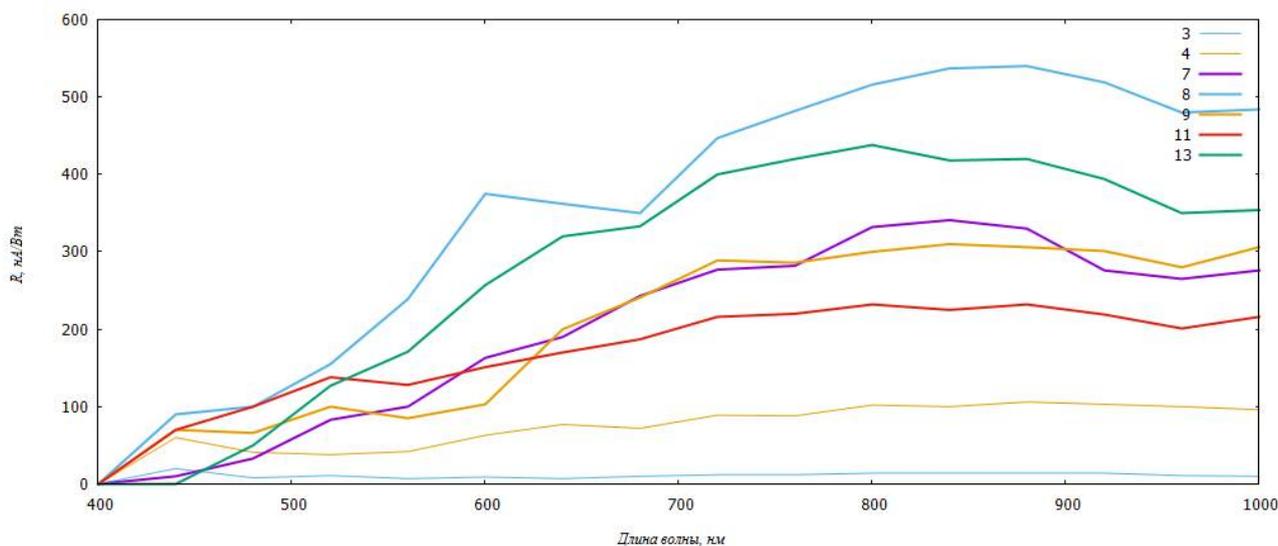


Рис. 6. Спектры фоточувствительности образцов 3, 4, 7-9, 11 и 13
 Fig. 6. Photosensitivity spectra of samples 3, 4, 7-9, 11, and 13

тами и «рваться» о вершины пирамид, нарушая равномерность и влияя на свойства полученных структур.

На рис. 4 приведены спектры фоточувствительности образцов 2–15.

Из анализа графиков видно, что фоточувствительность структур сильно зависит от покрытия. Большинство образцов с покрытием (№ 1–9, 11, 14) имеют более высокую фоточувствительность, чем образцы без покрытия (№ 10, 12, 13, 15). Наилучшие характеристики – у образцов со средней толщиной покрытия – порядка 0,096–0,29 мкм (образцы № 2, 5, 6). Данные образцы обладают и малыми коэффициентами отражения (рис. 5). Образцы с меньшей толщиной покрытия (менее 0,1

мкм) имеют меньшую фоточувствительность. Следует отметить положительное влияние пористого слоя на фоточувствительность. Образцы с пористым слоем (№ 12 и 13) обладают более высокими характеристиками, чем образец без пористого слоя (№ 15). Для более корректного сравнения на рис. 5 показаны спектры фоточувствительности образцов 2, 5 и 6 (0,29 мкм, 0,11 мкм и 0,089 мкм) в сравнении с 13.

Наиболее эффективной оказалась толщина пленки 0,1 мкм, позволившая значительно увеличить фоточувствительность образца. Наибольшей фоточувствительностью обладает образец № 14, превышающий показатели других образцов более чем в десятки раз (20 000 нА/Вт от 700 до 850 нм).

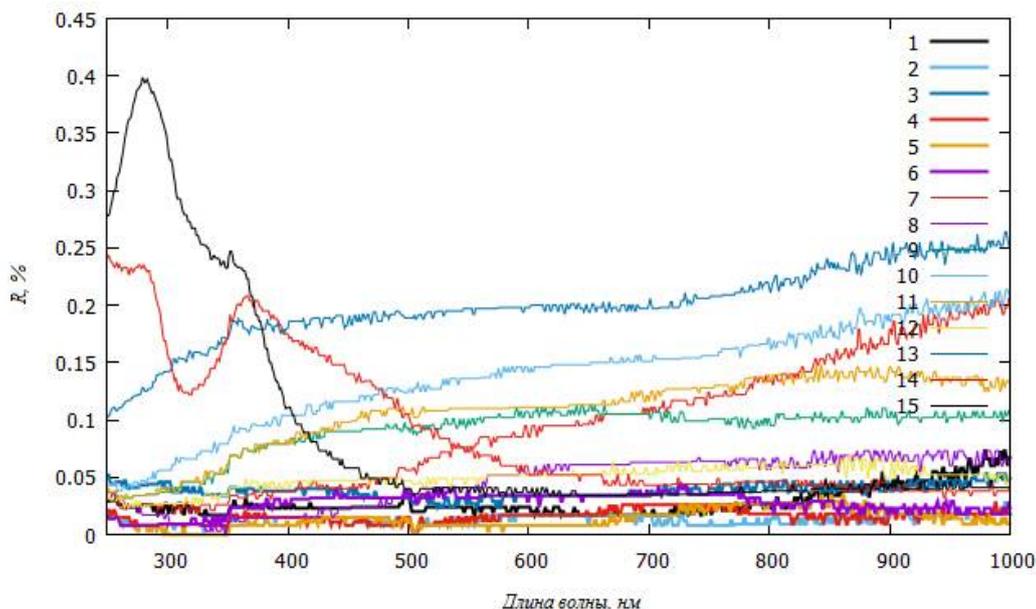


Рис. 7. Спектральные характеристики коэффициента отражения образцов 1–15
Fig. 7. Spectral characteristics of the reflection coefficient of samples 1–15

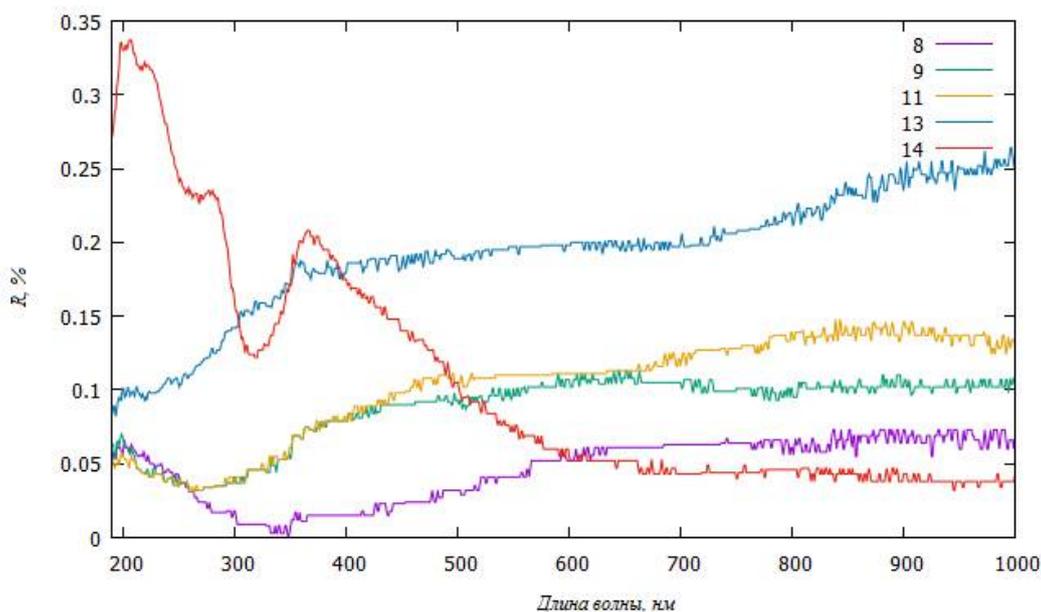


Рис. 8. Спектры коэффициента отражения образцов 8, 9, 11, 14 и 13
Fig. 8. Reflectance spectra of samples 8, 9, 11, 14, and 13

На рис. 7 показаны спектры коэффициента отражения образцов 1–15 в диапазоне длин волн 250–1000 нм.

Все структуры с покрытием имеют меньшее отражение (1–9, 11), чем образцы без покрытия (10, 12, 13). С уменьшением толщины покрытия падает коэффициент отражения. Имеются пики в коротковолновой части спектра, что может быть связано с интерференционными эффектами покрытия на пирамидальной поверхности (рис. 1). Различные коэффициенты отражения при одинаковых толщинах пористого слоя структур можно

объяснить влиянием неконтролируемых факторов, возникающих при изготовлении пористого кремния [10].

На рис. 8 приводятся спектры коэффициента отражения образцов 8, 9, 11 и 14 в сравнении с 13.

Анализ графиков выявляет, что пленки фторида диспрозия в целом снижают коэффициент отражения из-за уменьшения эффекта рассеяния. Образцы 2 и 4 с толщинами пленок 0,29 мкм и 0,17 мкм соответственно показывают наиболее равномерное снижение коэффициента отражения во всем исследуемом спектре. А образцы 8, 9, 11

и 14 (толщины пленок равны 0,06 мкм, 0,025 мкм, 0,019 мкм и 0,055 мкм), наоборот, обнаруживает повышение коэффициента отражения в коротковолновой части спектра и приближение характеристик этих образцов к характеристикам образца с пористым слоем. Это говорит о том, что уменьшение толщины пленок (менее 0,1 мкм) негативно сказывается на характеристиках структур.

Заключение

Таким образом, в работе выявлено значительное влияние пленок фторида диспрозия на спек-

тральные характеристики фоточувствительных структур. Исследование показало, что существует оптимальный диапазон толщин покрытия (0,1–0,29 мкм), позволяющий заметно повысить фоточувствительность структур. Одновременно с этим для ряда образцов наблюдается небольшое повышение отражения в коротковолновой области (порядка 0,2 %) и снижение коэффициента отражения структур в длинноволновой области. Из серии образцов наилучшими характеристиками обладает образец № 14 с толщиной пленки 0,11 мкм.

Список литературы

1. Upconversion in solar cells / W.G. Van Sark [et al.] // *Nanoscale Research Letters*. 2013. Vol. 8, no. 1. P. 81. DOI: <https://doi.org/10.1186/1556-276X-8-81>
2. Enhancing silicon solar cell efficiency by modifying the solar spectrum / C. Strumpel [et al.] // *2006 IEEE 4th World Conference on Photovoltaic Energy Conference*. 2006. P. 87–90. DOI: <https://doi.org/10.1109/WCPEC.2006.279370>
3. Тонкие просветляющие покрытия для солнечных элементов / А.М. Назаров [и др.] // *Взаимодействие излучений с твердым телом (ВИТТ-2017): мат. 12-й Международной конференции*. 2017. С. 466–468.
4. Изучение пленок оксида кремния и оксида гафния для создания просветляющих покрытий / Н.Р. Чарыкулыева [и др.] // *Молодежь в науке – 2016: сб. мат. Международной конференции молодых ученых*. 2017. С. 355–359.
5. Фотоэлектрические свойства структур на базе пористого кремния с одно- и двухслойными покрытиями / А.В. Дрондин [и др.] // *Физика волновых процессов и радиотехнические системы*. 2017. Т. 20, № 4. С. 50–54. URL: <https://journals.ssau.ru/pwp/article/view/7074>
6. Многослойные фоточувствительные структуры на основе пористого кремния и соединений редкоземельных элементов: исследования спектральных характеристик / Н.Ю. Кирсанов [и др.] // *Физика и техника полупроводников*. 2017. Т. 51, № 3. С. 367–371. DOI: <https://doi.org/10.21883/FTP.2017.03.44209.8377>
7. Рожков В.А., Петров А.И., Шалимова М.Б. Просветляющие покрытия из фторидов лантана, самария и диспрозия для кремниевых фотоэлектрических приборов // *Известия вузов. Физика*. 1994. № 4. С. 7–10.
8. Shishkin I.A., Lizunkova D.A., Latukhina N.V. The process of pore formation on a textured silicon substrate during electrochemical etching: 3D model // *Journal of Physics: Conference Series*. 2021. Vol. 1745, no. 1. P. 012004. DOI: <https://doi.org/10.1088/1742-6596/1745/1/012004>
9. Шалимова М.Б. Эффект переключения проводимости с памятью и фотоэлектрические явления в слоистых структурах на основе пленочных фторидов РЗЭ: автореф. дис. ... канд. физ.-мат. наук. Самара, 1997. 19 с.
10. Влияние неконтролируемых факторов на свойства пористого кремния / Н.В. Латухина [и др.] // *Актуальные проблемы физики твердого тела*. 2018. Т. 3. С. 63–65.

References

1. Van Sark W.G. et al. Upconversion in solar cells. *Nanoscale Research Letters*, 2013, vol. 8, no. 1, p. 81. DOI: <https://doi.org/10.1186/1556-276X-8-81>
2. Strumpel C. et al. Enhancing silicon solar cell efficiency by modifying the solar spectrum. *2006 IEEE 4th World Conference on Photovoltaic Energy Conference*, 2006, pp. 87–90. DOI: <https://doi.org/10.1109/WCPEC.2006.279370>
3. Nazarov A.M. et al. Thin antireflective coatings for solar cells. *Vzaimodeystvie izlucheniya s tverdyim telom (VITT-2017): mat. 12-y Mezhdunarodnoy konferentsii*, 2017, pp. 466–468. (In Russ.)
4. Charykulyeva N.R. et al. Study of films of silicon oxide and hafnium oxide for the creation of antireflection coatings. *Molodezh' v nauke – 2016: sb. mat. Mezhdunarodnoy konferentsii molodykh uchenykh*, 2017, pp. 355–359. (In Russ.)
5. Drondin A.V. et al. Structures based on porous silicon with single and double-layer coatings photoelectric properties. *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, 2017, vol. 20, pp. 50–54. URL: <https://journals.ssau.ru/pwp/article/view/7074> (In Russ.)
6. Kirsanov N.Yu. et al. Multilayer Photosensitive Structures Based on Porous Silicon and Rare-Earth Compounds: Studies of Spectral Characteristics. *Fizika i tekhnika poluprovodnikov*, 2017, vol. 51, no. 3, pp. 367–371. DOI: <https://doi.org/10.21883/FTP.2017.03.44209.8377> (In Russ.)
7. Rozhkov V.A., Petrov A.I., Shalimova M.B. Antireflection coatings from lanthanum, samarium and dysprosium fluorides for silicon photovoltaic devices. *Izvestiya vuzov. Fizika*, 1994, no. 4, pp. 7–10. (In Russ.)
8. Shishkin I.A., Lizunkova D.A., Latukhina N.V. The process of pore formation on a textured silicon substrate during electrochemical etching: 3D model. *Journal of Physics: Conference Series*, 2021, vol. 1745, no. 1, p. 012004. DOI: <https://doi.org/10.1088/1742-6596/1745/1/012004>

9. Shalimova M.B. The Effect of Conductivity Switching with Memory and Photoelectric Phenomena in Layered Structures Based on Film Rare-Earth Fluorides. *Avtoref. dis. ... kand. fiz.-mat. nauk. Samara, 1997, 19 p.* (In Russ.)
10. Latukhina N.V. et al. Influence of uncontrolled factors on the properties of porous silicon. *Aktual'nye problemy fiziki tverdogo tela, 2018, vol. 3, pp. 63–65.* (In Russ.)

Physics of Wave Processes and Radio Systems

2022, vol. 25, no. 3, pp. 16–23

DOI 10.18469/1810-3189.2022.25.3.16-23

Received 9 June 2022

Accepted 11 July 2022

Investigation of electrical properties of photosensitive structures of reduced dimension based on silicon

Natalia A. Poluektova , Daria A. Shishkina , Alexander N. Bazanov,
Roman A. Perebalin, Ivan A. Shishkin , Natalya V. Latukhina 

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

Abstract – In this paper, we propose a method for reducing the energy loss of photosensitive structures based on nanocrystalline silicon using passivating coatings of dysprosium fluoride. Since this material has good optical and photoelectric properties, when preparing Si/DyF₃ structures, the dielectric film makes it possible to reduce the number of recombination centers and increase light absorption. Methods for creating and studying photosensitive structures with coatings are shown. A technique for determining the thickness of a dysprosium fluoride coating due to light interference is described. The results of studying the photosensitivity spectra and the reflectance of the obtained photosensitive structures are presented. The positive effect of silicon nanostructures, as well as dysprosium fluoride films on the photosensitivity spectra of the structures, is shown. With the help of the data obtained, it is planned to improve the existing technology for creating photosensitive structures based on porous silicon in order to increase their output characteristics.

Keywords – photosensitive structures; optical coatings; porous silicon; dysprosium fluoride.

Информация об авторах

Полуэктова Наталья Алексеевна, 1997 г. р., аспирант Самарского национального исследовательского университета имени академика С.П. Королева, г. Самара, Россия, профиль 01.04.01 Приборы и методы экспериментальной физики.

Область научных интересов: создание и исследования фоточувствительных структур на основе кремния.

E-mail: natarolivekt37@gmail.com

ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-4189-6192>

Шишкина Дарья Александровна, 1991 г. р., кандидат физико-математических наук, старший преподаватель кафедры нанотехнологий Самарского национального исследовательского университета имени академика С.П. Королева, г. Самара, Россия.

Область научных интересов: пористый кремний, кремниевые нанонити, оптические покрытия, фотоэлектрические преобразователи, биомедицина.

E-mail: daria.lizunkova@yandex.ru

ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-4118-1429>

Базанов Александр Николаевич, 1999 г. р., магистрант Самарского национального исследовательского университета имени академика С.П. Королева, г. Самара, Россия, специальность 03.04.01 Прикладные математика и физика.

Область научных интересов: оптические покрытия для солнечных элементов.

E-mail: vosovsky@list.ru

Перебалин Роман Андреевич, 1999 г. р., магистрант Самарского национального исследовательского университета имени академика С.П. Королева, г. Самара, Россия, специальность 03.04.01 Прикладные математика и физика.

Область научных интересов: наноструктуры кремния для фотовольтаики.

E-mail: gsamylifemanager@gmail.com

Шишкин Иван Александрович, 1996 г. р., аспирант Самарского национального исследовательского университета имени академика С.П. Королева, г. Самара, Россия, профиль 01.04.07 Физика конденсированного состояния.

Область научных интересов: наноструктуры кремния, моделирование характеристик, COMSOL Multiphysics, оптические покрытия, фотоэлектрические преобразователи, биомедицина.

E-mail: shishkinivan9@gmail.com

ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-8413-9661>

Латухина Наталья Виленовна, 1955 г. р., доцент кафедры физики твердого тела и неравновесных систем Самарского национального исследовательского университета имени академика С.П. Королева, г. Самара, Россия.

Область научных интересов: пористый кремний, светоизлучающие диоды, оптические покрытия, фотоэлектрические преобразователи, биомедицина.

E-mail: natalat@yandex.ru

ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-2651-0562>

Information about the Authors

Natalia A. Poluektova was born in 1997, postgraduate student of Samara National Research University, Samara, Russia, specialty Instruments and Methods of Experimental Physics.

Research interests: creation and research of photosensitive structures based on silicon.

E-mail: natapolivekt37@gmail.com

ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-4189-6192>

Daria A. Shishkina was born in 1991, Candidate of Physical and Mathematical Sciences, senior lecturer of the Department of Nanoengineering, Samara National Research University, Samara, Russia.

Research interests: porous silicon, silicon nanowires, optical coatings, photovoltaic converters, biomedicine.

E-mail: daria.lizunkova@yandex.ru

ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-4118-1429>

Alexander N. Bazanov was born in 1999, Master's Degree student of Samara National Research University, Samara, Russia, specialty Applied Mathematics and Physics.

Research interests: silicon nanostructures for photovoltaics.

E-mail: vosovsky@list.ru

Roman A. Perebalin was born in 1999, Master's Degree student of Samara National Research University, Samara, Russia, specialty Applied Mathematics and Physics.

Research interests: optical coatings for solar cells.

E-mail: gsamylifemanager@gmail.com

Ivan A. Shishkin was born in 1996, postgraduate student of Samara National Research University, Samara, Russia, specialty Condensed Matter Physics.

Research interests: silicon nanostructures, modeling of characteristics, COMSOL Multiphysics, optical coatings, photovoltaic converters, biomedicine.

E-mail: shishkinivan9@gmail.com

ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-8413-9661>

Natalya V. Latukhina was born in 1955, associate professor of the Department of Solid State Physics and Nonequilibrium Systems, Samara National Research University, Samara, Russia.

Research interests: porous silicon, LED optical coatings, photovoltaic converters, biomedicine.

E-mail: natalat@yandex.ru

ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-2651-0562>

Спектральное разложение для модели задержки на основе СМО с эрланговским и гиперэкспоненциальным распределениями

В.Н. Тарасов

Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики
443010, Россия, г. Самара,
ул. Л. Толстого, 23

Аннотация – Настоящая статья посвящена исследованию и получению решения в замкнутой форме для средней задержки требований в очереди для СМО, образованной двумя потоками с эрланговским и гиперэкспоненциальным законами распределений второго порядка для временных интервалов. Как известно, распределение Эрланга обеспечивает коэффициент вариации интервалов поступлений меньше единицы, а гиперэкспоненциальное распределение – больше единицы. Также известно, что главная характеристика СМО – средняя задержка – связана с этими коэффициентами вариаций квадратичной зависимостью. Исследования систем G/G/1 в теории массового обслуживания актуальны в связи с тем, что они используются при моделировании систем передачи данных для анализа телетрафика. Для решения поставленной задачи использован метод спектрального разложения решения интегрального уравнения Линдли. Спектральное разложение для рассматриваемой системы позволило получить решение для средней задержки требований в очереди в замкнутой форме. Для практического применения полученных результатов использован метод моментов.

Ключевые слова – эрланговское и гиперэкспоненциальное распределения; интегральное уравнение Линдли; метод спектрального разложения; преобразование Лапласа.

Введение

В данной статье использован метод спектрального разложения решения интегрального уравнения Линдли для систем массового обслуживания типа G/G/1 для нахождения среднего времени ожидания требований в очереди. Наиболее доступно для исследователей этот метод продемонстрирован в [1]. Важным моментом данного метода является конструирование спектрального разложения для рассматриваемой системы, а затем – нахождение нулей и полюсов этого разложения.

В русскоязычной научной литературе его аналогом является метод факторизации с использованием характеристических функций [2].

Настоящая статья посвящена анализу СМО $E_2/H_2/1$ по символике Кендалла с эрланговским и гиперэкспоненциальным входными распределениями второго порядка и является продолжением исследований [3–6]. В теории массового обслуживания исследования систем G/G/1 актуальны в связи с тем, что они активно используются в современной теории телетрафика при моделировании систем передачи данных различного назначения, к тому же нельзя получить решения для таких систем в конечном виде для общего случая.

Также использованы приемы и способы аппроксимации законов распределений методом моментов теории вероятностей [7–12]. Схожие

результаты современных исследований по системам массового обслуживания приведены в работах [13–15].

Постановка и решение задачи

В исследовании ставится задача вывода решения по средней задержке требований в очереди в системе $E_2/H_2/1$ с эрланговским и гиперэкспоненциальным входными распределениями второго порядка как основной характеристики любой СМО.

Для системы $E_2/H_2/1$ законы распределения интервалов входного потока и времени обслуживания задаются функциями плотности вида

$$a(t) = 4\lambda^2 t e^{-2\lambda t}, \quad (1)$$

$$b(t) = q\mu_1 e^{-\mu_1 t} + (1-q)\mu_2 e^{-\mu_2 t}. \quad (2)$$

Запишем преобразования Лапласа функций (1) и (2):

$$A^*(s) = \left(\frac{2\lambda}{2\lambda + s} \right)^2,$$

$$B^*(s) = q \frac{\mu_1}{s + \mu_1} + (1-q) \frac{\mu_2}{s + \mu_2}.$$

Выражение для спектрального разложения решения интегрального уравнения Линдли для системы $E_2/H_2/1$ примет вид

$$A^*(-s) \cdot B^*(s) - 1 = \frac{\psi_+(s)}{\psi_-(s)} = \left(\frac{2\lambda}{2\lambda - s} \right)^2 \times \quad (3)$$

$$\times \left[q \frac{\mu_1}{\mu_1 + s} + (1-q) \frac{\mu_2}{\mu_2 + s} \right] - 1 = \frac{-s(s+s_1)(s+s_2)(s-s_3)}{(2\lambda-s)^2(s+\mu_1)(s+\mu_2)},$$

т. к. многочлен четвертой степени в числителе выражения (3) можно представить в виде разложения $-s(s^3 - c_2s^2 - c_1s - c_0)$ с коэффициентами $c_2 = 4\lambda - \mu_1 - \mu_2$, $c_1 = 4\lambda(\mu_1 + \mu_2 - \lambda) - \mu_1\mu_2$, $c_0 = 4\lambda^2q(\mu_1 - \mu_2) + 4\lambda\mu_1(\mu_2 - \lambda)$.

В свою очередь кубический многочлен $s^3 - c_2s^2 - c_1s - c_0$ (4)

с такими коэффициентами имеет два действительных отрицательных корня $-s_1$, $-s_2$ и один положительный корень s_3 в случае стационарного режима, т. е. когда $0 < \rho = \bar{\tau}_\mu / \bar{\tau}_\lambda < 1$, где ρ , $\bar{\tau}_\lambda$, $\bar{\tau}_\mu$ коэффициент загрузки, средний интервал поступлений и среднее время обслуживания в системе соответственно.

Исходя из правил построения функций $\psi_+(s)$ и $\psi_-(s)$, из выражения (3) за функцию $\psi_+(s)$ примем

$$\psi_+(s) = \frac{s(s+s_1)(s+s_2)}{(s+\mu_1)(s+\mu_2)},$$

т. к. нули многочлена (4) $s=0$, $-s_1$, $-s_2$ и полюсы $s=-\mu_1$, $s=-\mu_2$ лежат в области $\text{Re}(s) \leq 0$. За функцию $\psi_-(s)$ из выражения (3) примем

$$\psi_-(s) = -\frac{(2\lambda-s)^2}{(s-s_3)},$$

т. к. ее нуль $s=2\lambda$ и полюс $s=s_3$ лежат в области $\text{Re}(s) \geq D$.

На рис. отображены нули и полюсы отношения $\psi_+(s)/\psi_-(s)$ на комплексной s -плоскости для исключения ошибок построения спектрального разложения. На рис. полюсы отмечены крестиками, а нули – кружками.

Необходимая для получения решения константа равна

$$K = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{\psi_+(s)}{s} = \frac{s_1s_2}{\mu_1\mu_2}.$$

Далее строим преобразование Лапласа функции распределения вероятностей времени ожидания

$$\Phi_+(s) = \frac{K}{\psi_+(s)} = \frac{s_1s_2(s+\mu_1)(s+\mu_2)}{s(s+s_1)(s+s_2)\mu_1\mu_2}.$$

Откуда следует, что преобразование Лапласа функции плотности времени ожидания в системе $E_2/H_2/1$:

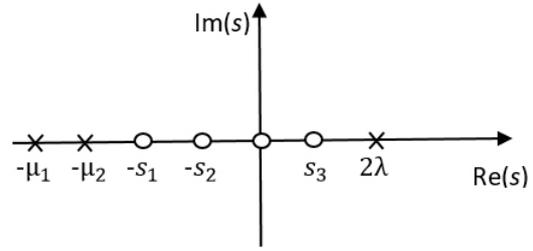


Рис. Нули и полюсы функции $\psi_+(s)/\psi_-(s)$ для системы $E_2/H_2/1$
 Fig. Zeros and poles $\psi_+(s)/\psi_-(s)$ function for the $E_2/H_2/1$ system

$$W^*(s) = s \cdot \Phi_+(s) = \frac{s_1s_2(s+\mu_1)(s+\mu_2)}{(s+s_1)(s+s_2)\mu_1\mu_2}. \quad (5)$$

Производная от функции $W^*(s)$ со знаком минус в т. $s=0$ даст среднее время ожидания:

$$-\frac{dW^*(s)}{ds} \Big|_{s=0} = -\frac{s_1s_2(s+\mu_1)(s+\mu_2)}{(s+s_1)(s+s_2)\mu_1\mu_2} \Big|_{s=0} = \frac{1}{s_1} + \frac{1}{s_2} - \frac{1}{\mu_1} - \frac{1}{\mu_2}.$$

Окончательно среднее время ожидания в системе $E_2/H_2/1$ может быть определено из выражения

$$\bar{W} = \frac{1}{s_1} + \frac{1}{s_2} - \frac{1}{\mu_1} - \frac{1}{\mu_2}, \quad (6)$$

где s_1 , s_2 – абсолютные значения отрицательных корней $-s_1$, $-s_2$ кубического многочлена (4) с приведенными выше коэффициентами, а μ_1 , μ_2 – параметры распределения (2). Таким образом, для среднего времени ожидания в СМО $E_2/H_2/1$ получено решение в замкнутой форме (6). Для того чтобы им воспользоваться в практических расчетах, необходимо определить неизвестные параметры распределений (1) и (2) через их числовые характеристики.

Для распределения (1) запишем выражения для моментов: среднего интервала поступлений, второго начального момента, а через него для коэффициента вариации

$$\bar{\tau}_\lambda = \frac{1}{\lambda}, \quad \bar{\tau}_\lambda^2 = \frac{3}{2\lambda^2}, \quad c_\lambda = \frac{1}{\sqrt{2}}.$$

Для распределения (2) воспользуемся свойством преобразования Лапласа воспроизведения моментов и запишем два начальных момента для распределения (2):

$$\bar{\tau}_\mu = \frac{q}{\mu_1} + \frac{(1-q)}{\mu_2}, \quad \bar{\tau}_\mu^2 = \frac{2q}{\mu_1^2} + \frac{2(1-q)}{\mu_2^2}. \quad (7)$$

При аппроксимации с использованием первых двух моментов неизвестные параметры распреде-

Таблица. Результаты экспериментов для СМО $E_2/H_2/1$
Table. Experimental results for QS $E_2/H_2/1$

Входные параметры ρ, c_μ	Среднее время ожидания для системы $E_2/H_2/1$			
	$c_\mu = 1$	$c_\mu = 2$	$c_\mu = 4$	$c_\mu = 8$
ρ				
0,1	0,030	0,160	0,795	3,448
0,5	0,618	2,094	8,082	32,079
0,9	6,588	20,072	74,065	290,063

ления (2) μ_1, μ_2, q определяются с помощью следующих выражений [3]:

$$\mu_1 = \frac{2q}{\bar{\tau}_\mu}, \quad \mu_2 = \frac{2(1-q)}{\bar{\tau}_\mu}, \quad (8)$$

$$q = \frac{1}{2} \left(1 \pm \sqrt{\frac{c_\mu^2 - 1}{c_\mu^2 + 1}} \right),$$

причем в качестве вероятности q можно использовать любое из двух значений. Отсюда квадрат коэффициента вариации времени обслуживания

$$c_\mu^2 = \frac{(1-q^2)\mu_1^2 - 2q(1-q)\mu_1\mu_2 + q(2-q)\mu_2^2}{[(1-q)\mu_1 + q\mu_2]^2}. \quad (9)$$

Из выражения для вероятности q следует, что коэффициент вариации $c_\mu \geq 1$. При аппроксимации закона распределения с использованием первых трех моментов для нахождения параметров распределения (2) необходимо в пакете Mathcad решить систему трех уравнений, полученных методом моментов. При этом необходимым и достаточным условием существования решения является выполнение условия $\bar{\tau}_\mu^3 \cdot \bar{\tau}_\mu \geq 1,5\bar{\tau}_\mu^2$ [8].

Такой подход к использованию метода спектрального разложения позволяет определить не только среднюю задержку в очереди из (5), но и моменты высших порядков времени ожидания. Вторая производная от функции (5) при $s = 0$ дает второй начальный момент времени ожидания. С учетом определения вариации задержки – джиттера в телекоммуникациях как разброса времени ожидания от его среднего значения получим возможность определения джиттера через дисперсию времени ожидания.

Таким образом, гиперэкспоненциальный закон распределения второго порядка может определяться полностью двумя первыми моментами и перекрывать весь диапазон изменения коэффициента вариации $[1, \infty)$. Величины $\bar{\tau}_\lambda, \bar{\tau}_\mu, c_\lambda = 1/\sqrt{2}$, c_μ будем считать входными параметрами для расчета среднего времени ожидания для системы $E_2/H_2/1$ с использованием выражения (6).

Тогда алгоритм расчета сведется к последовательному определению параметров распределения (2) из выражений (8) и к нахождению нужных корней многочлена $s^3 - c_2s^2 - c_1s - c_0$ с приведенными выше коэффициентами, а затем к использованию расчетной формулы (6).

Результаты вычислительных экспериментов

Ниже в таблице приведены данные расчетов для системы $E_2/H_2/1$ для различных случаев нагрузки (малой, средней и высокой) $\rho = 0,1; 0,5; 0,9$ при $c_\mu = 1, 2, 4, 8$. Коэффициент загрузки в данном случае определяется отношением средних интервалов $\rho = \bar{\tau}_\mu / \bar{\tau}_\lambda$. Расчеты, приведенные в таблице проведены для удобства для случая нормированного времени обслуживания $\bar{\tau}_\mu = 1$.

Заключение

Таким образом, по результатам работы можно сделать следующие выводы.

Научная новизна полученных результатов заключается в том, что построено спектральное разложение решения интегрального уравнения Линдли для рассматриваемой системы и с его помощью выведена расчетная формула для среднего времени ожидания требований в очереди для этой системы в замкнутой форме. Остальные временные характеристики СМО являются производными от среднего времени ожидания. Данные численных экспериментов подтверждают полную адекватность полученных теоретических результатов,

Практическое значение работы заключается в том, что полученные результаты с успехом могут быть применены в современной теории телетрафика при моделировании систем передачи данных различного назначения, где задержки пакетов входящего трафика играют первостепенную роль. Для этого достаточно знать средние значения интервалов между пакетами входящего трафика и времени обслуживания, что не вызывает трудностей при использовании современных анализаторов трафика.

Список литературы

1. Клейнрок Л. Теория массового обслуживания / пер. с англ. под ред. В.И. Неймана. М.: Машиностроение, 1979. 432 с.
2. Бочаров П.П., Печинкин А.В. Теория массового обслуживания. М.: РУДН, 1995. 529 с.
3. Tarasov V.N. Extension of the class of queueing systems with delay // *Automation and Remote Control*. 2018. Vol. 79, no. 12. P. 2147–2158. DOI: <https://doi.org/10.1134/S0005117918120056>
4. Тарасов В.Н. Анализ и сравнение двух систем массового обслуживания с гиперэрланговскими входными распределениями // *Радиоэлектроника, информатика, управление*. 2018. № 4. С. 61–70. DOI: <https://doi.org/10.15588/1607-3274-2018-4-6>
5. Тарасов В.Н. Исследование и сравнение двойственных систем $E_2/M/1$ и $M/E_2/1$ // *Инфокоммуникационные технологии*. 2019. Т. 17, № 2. С. 157–162. DOI: <https://doi.org/10.18469/ikt.2019.17.2.03>
6. Тарасов В.Н., Липилина Л.В., Бахарева Н.Ф. Автоматизация расчета характеристик систем массового обслуживания для широкого диапазона изменения их параметров // *Информационные технологии*. 2016. Т. 22, № 12. С. 952–957. URL: http://novtex.ru/IT/it2016/it1216_web-952-957.pdf
7. Brännström N. A Queueing Theory Analysis of Wireless Radio Systems: master's thesis applied to HS-DSCH. Lulea University of Technology, 2004. 79 p. URL: <http://tu.diva-portal.org/smash/get/diva2:1016709/FULLTEXT01>
8. Алиев Т.И. Основы моделирования дискретных систем. СПб.: СПбГУ ИТМО, 2009. 363 с.
9. Алиев Т.И. Аппроксимация вероятностных распределений в моделях массового обслуживания // *Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики*. 2013. № 2 (84). С. 88–93. URL: https://ntv.ifmo.ru/ru/article/4127/approksimaciya_veroyatnostnyh_raspredeleniy_v_modelyah_massovogo_obslyuzhivaniya.htm
10. Myskja A. An improved heuristic approximation for the GI/GI/1 queue with bursty arrivals // *Teletraffic and Datatraffic in a Period of Change, ITC-13: proc. of congress*. Copenhagen, Denmark. 19–26 June 1991. P. 683–688. URL: <https://gitlab2.informatik.uni-wuerzburg.de/itc-conference/itc-conference-public/-/raw/master/itc13/myskja911.pdf?inline=true>
11. Whitt W. Approximating a point process by a renewal process, I: Two basic methods // *Operation Research*. 1982. Vol. 30, no. 1. P. 125–147. DOI: <https://doi.org/10.1287/opre.30.1.125>
12. Тарасов В.Н., Бахарева Н.Ф. Компьютерное моделирование вычислительных систем. Теория, Алгоритмы, Программы. Оренбург: ОГУ, 2005. 183 с.
13. Jennings O.B., Pender J. Comparisons of ticket and standard queues // *Queueing Systems*. 2016. Vol. 84, no. 1–2. P. 145–202. DOI: <https://doi.org/10.1007/s11134-016-9493-y>
14. Gromoll H.C., Terwilliger B., Zwart B. Heavy traffic limit for a tandem queue with identical service times // *Queueing Systems*. 2018. Vol. 89, no. 3–4. P. 213–241. DOI: <https://doi.org/10.1007/s11134-017-9560-z>
15. Legros B. M/G/1 queue with event-dependent arrival rates // *Queueing Systems*. 2018. Vol. 89, no. 3–4. P. 269–301. DOI: <https://doi.org/10.1007/s11134-017-9557-7>

References

1. Klejnrok L. *Queueing Theory* / trans. from English ed. by V.I. Neumann. Moscow: Mashinostroenie, 1979, 432 p. (In Russ.)
2. Bocharov P.P., Pechinkin A.V. *Queueing Theory*. Moscow: RUDN, 1995, 529 p. (In Russ.)
3. Tarasov V.N. Extension of the class of queueing systems with delay. *Automation and Remote Control*, 2018, vol. 79, no. 12, pp. 2147–2158. DOI: <https://doi.org/10.1134/S0005117918120056>
4. Tarasov V.N. Analysis and comparison of two queueing systems with hyper-Erlang input distributions. *Radioelektronika, informatika, upravlinnja*, 2018, no. 4, pp. 61–70. DOI: <https://doi.org/10.15588/1607-3274-2018-4-6> (In Russ.)
5. Tarasov V.N. Study and comparison of dual systems $E_2/M/1$ and $M/E_2/1$. *Infokommunikacionnye tehnologii*, 2019, vol. 17, no. 2, pp. 157–162. DOI: <https://doi.org/10.18469/ikt.2019.17.2.03> (In Russ.)
6. Tarasov V.N., Lipilina L.V., Bahareva N.F. Automation of calculating the characteristics of queueing systems for a wide range of changes in their parameters. *Informacionnye tehnologii*, 2016, vol. 22, no. 12, pp. 952–957. URL: http://novtex.ru/IT/it2016/it1216_web-952-957.pdf (In Russ.)
7. Brännström N. A Queueing Theory Analysis of Wireless Radio Systems: master's thesis applied to HS-DSCH. Lulea University of Technology, 2004, 79 p. URL: <http://tu.diva-portal.org/smash/get/diva2:1016709/FULLTEXT01>
8. Aliev T.I. *Discrete Modeling Basics*. Saint Petersburg: SPbGU ITMO, 2009, 363 p. (In Russ.)
9. Aliev T.I. Approximation of probability distributions in queueing models. *Nauchno-tehnicheskij vestnik informacionnyh tehnologii, mehaniki i optiki*, 2013, no. 2 (84), pp. 88–93. URL: https://ntv.ifmo.ru/ru/article/4127/approksimaciya_veroyatnostnyh_raspredeleniy_v_modelyah_massovogo_obslyuzhivaniya.htm (In Russ.)
10. Myskja A. An improved heuristic approximation for the GI/GI/1 queue with bursty arrivals. *Teletraffic and Datatraffic in a Period of Change, ITC-13: proc. of congress*, Copenhagen, Denmark, 19–26 June 1991, pp. 683–688. URL: <https://gitlab2.informatik.uni-wuerzburg.de/itc-conference/itc-conference-public/-/raw/master/itc13/myskja911.pdf?inline=true>
11. Whitt W. Approximating a point process by a renewal process, I: Two basic methods. *Operation Research*, 1982, vol. 30, no. 1, pp. 125–147. DOI: <https://doi.org/10.1287/opre.30.1.125>
12. Tarasov V.N., Bahareva N.F. *Computer Modeling of Computing Systems. Theory, Algorithms, Programs*. Orenburg: OGU, 2005, 183 p. (In Russ.)
13. Jennings O.B., Pender J. Comparisons of ticket and standard queues. *Queueing Systems*, 2016, vol. 84, no. 1–2, pp. 145–202. DOI: <https://doi.org/10.1007/s11134-016-9493-y>

14. Gromoll H.C., Terwilliger B., Zwart B. Heavy traffic limit for a tandem queue with identical service times. *Queueing Systems*, 2018, vol. 89, no. 3–4, pp. 213–241. DOI: <https://doi.org/10.1007/s11134-017-9560-z>
15. Legros B. M/G/1 queue with event-dependent arrival rates. *Queueing Systems*, 2018, vol. 89, no. 3–4, pp. 269–301. DOI: <https://doi.org/10.1007/s11134-017-9557-7>

Physics of Wave Processes and Radio Systems

2022, vol. 25, no. 3, pp. 24–28

DOI 10.18469/1810-3189.2022.25.3.24-28

Received 9 March 2022
Accepted 11 April 2022

Spectral decomposition for a QS based delay model with Erlang and hyperexponential distributions

Veniamin N. Tarasov

Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics
23, L. Tolstoy Street,
Samara, 443010, Russia

Abstract – This article is devoted to the study and obtaining a closed-form solution for the average delay of claims in a queue for a QS formed by two flows with Erlang and hyperexponential distributions of the second order for time intervals. As is known, the Erlang distribution ensures the coefficient of variation of the arrival intervals is less than one, and the hyperexponential distribution is greater than one. It is also known that the main characteristic of the QS, the average delay, is related to these coefficients of variations by a quadratic dependence. Studies of G/G/1 systems in queuing theory are topical due to the fact that they are used in modeling data transmission systems for teletraffic analysis. To solve the problem, the method of spectral decomposition of the solution of the Lindley integral equation was used. The spectral decomposition for the system under consideration made it possible to obtain a closed-form solution for the average delay of requests in the queue. For the practical application of the results obtained, the method of moments is used.

Keywords – Erlang and hyperexponential distributions; Lindley integral equation; spectral decomposition method; Laplace transform.

Информация об авторе

Тарасов Вениамин Николаевич, доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой программного обеспечения и управления в технических системах Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики, г. Самара, Россия.

Область научных интересов: информационные технологии, проектирование и моделирование компьютерных сетей, методы и модели исследования вычислительных систем и сетей, теория массового обслуживания.

E-mail: tarasov-vn@psuti.ru

Information about the Author

Veniamin N. Tarasov, Doctor of Technical Sciences, professor, head of the Department of Software and Management in Technical Systems, Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics, Samara, Russia.

Research interests: information technology, design and modeling of computer networks, methods and models for the study of computing systems and networks, queuing theory.

E-mail: tarasov-vn@psuti.ru

Оценка возможностей 3D-печати для изготовления волноводных фотонных кристаллов

А.И. Михайлов, Е.А. Рябов , С.А. Сергеев 

Саратовский национальный исследовательский государственный университет имени Н.Г. Чернышевского
410012, Россия, г. Саратов,
ул. Астраханская, 83

Аннотация – В данной работе обсуждаются возможности использования технологии 3D-печати для изготовления волноводных фотонных кристаллов в X-диапазоне частот. Спроектированы и изготовлены фотонные кристаллы для прямоугольного волновода стандарта EIA WR-90 с сечением $22,86 \times 10,16$ мм² в 3-сантиметровом диапазоне (X-диапазон). Было проведено численное моделирование в программном пакете OpenEMS характеристик отражения фотонных кристаллов нескольких конструкций. Основываясь на результатах моделирования, были выбраны лучшие варианты конструкций, которые были изготовлены по технологии физического моделирования методом наплавления из пластика PETG. Проведены экспериментальное исследование изготовленных макетов и сравнение полученных экспериментальных данных с данными численного моделирования. Изготовленные модели волноводных фотонных кристаллов в лучших вариантах показали перепад пропускания и отражения в соответствующих частотных полосах порядка 15–20 дБ, что приемлемо для реальных технических приложений. Результаты численного моделирования и экспериментов хорошо согласуются, что говорит о высокой эффективности и хорошем контроле топологии и размеров конструктивных элементов изготавливаемых фотонных кристаллов в использованном варианте технологии 3D-печати.

Ключевые слова – 3D-печать; фотонные кристаллы; СВЧ-диапазон; OpenEMS; X-диапазон.

Введение

3D-печать стала очень популярной в последние годы, причем не только для коммерческого, но и для частного использования. На рынке представлены 3D-принтеры в широком ценовом диапазоне, которые используют термопластичные нити для процесса печати. Это позволяет быстро, дешево, но в то же время очень точно создавать всевозможные пластиковые детали от маленьких до больших размеров. Недавно появились публикации, которые показали, что данная технология также может быть использована в ВЧ- и СВЧ-технике, например для создания диэлектрических СВЧ волноводных фильтров и антенных деталей [1–5]. В качестве основных материалов термопластичных нитей в 3D-принтерах используются различные полимеры с добавлением других материалов в виде порошка, например стекловолокна или различных металлов. В частности, для получения электропроводности достаточно на поверхность деталей дополнительно нанести чернила, содержащие металлический порошок, что обеспечивает возможность решения многих практических задач. 3D-печать позволяет легко изготавливать структуры различной формы с хорошо контролируемыми размерами элементов, что, в частности, дает возможность изготовления фотонных кристаллов и даже метаматериалов без многих

дополнительных и трудоемких операций обработки. Применение данной технологии позволяет изготавливать структуры сложной формы, что открывает новые возможности при создании разнообразных устройств в радио- и микроволновой технике.

Как известно, фотонные кристаллы состоят из периодически расположенных элементов субволнового размера (с характерными размерами меньше или порядка длины электромагнитной волны в волноведущей структуре – волноводе, коаксиале, микрополоске и т. д.), которые оказывают существенное влияние на распространение электромагнитного излучения, образуя фотонные разрешенные и запрещенные зоны [6]. Распространение через фотонный кристалл электромагнитного излучения с частотами в пределах фотонной запрещенной зоны невозможно, что означает появление спектральных областей с высокой отражательной способностью [7]. Характеристики фотонной запрещенной зоны, такие как спектральное положение и ширина полосы, зависят от периода фотонного кристалла, геометрии элементарной ячейки и диэлектрических свойств материалов, из которых изготовлен фотонный кристалл [6].

В данной работе описываются, проектируются, изготавливаются и экспериментально исследуются фотонные кристаллы для прямоугольного волновода X-диапазона с использованием технологии

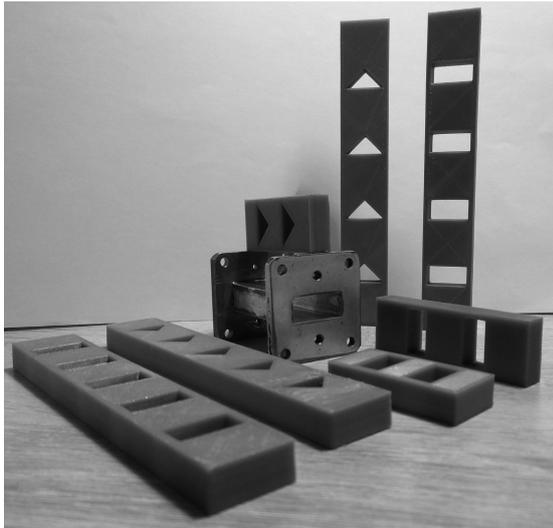


Рис. 1. Фотонные кристаллы, изготовленные по технологии 3D-печати
Fig. 1. Photonic crystals made by 3D-printing technology

3D-печати. Проводится сравнение характеристик полученных фотонных кристаллов с характеристиками математических моделей, рассчитанными в программном пакете электродинамического моделирования OpenEMS.

1. Описание конструкции

3D-печать относится к аддитивным технологиям и имеет различные варианты изготовления конструкций объектов, то есть различные способы нанесения слоев. В данной работе применяется технология физического моделирования методом наплавления (англ. – fused deposition modeling, FDM), в которой производится плавление нити пластика и последующее нанесение каждого очередного слоя. Нити для 3D-принтеров с типичными диаметрами 1,75 мм или 2,85 мм, изготовленные из пластиков типа PLA (полимолочная кислота) или ABS (акрилонитрилбутадиенстирол) и намотанные на катушки, представлены на рынке в разных цветах, что обеспечивает дополнительное удобство восприятия изготавливаемых объектов. В данной работе при изготовлении конструкций фотонных кристаллов на 3D-принтере с кинематикой CoreXY и с диаметром сопла равным 0,4 мм использовались нити на основе пластика PETG (полиэтилентерефталат-гликоль) диаметром 1,75 мм и относительной диэлектрической проницаемостью в X-диапазоне $\epsilon' \approx 2,6$ [8].

Были изготовлены фотонные кристаллы для прямоугольного волновода стандарта EIA WR-90 с сечением $22,86 \times 10,16$ мм² в 3-сантиметровом диапазоне (X-диапазоне), имеющие форму прямо-

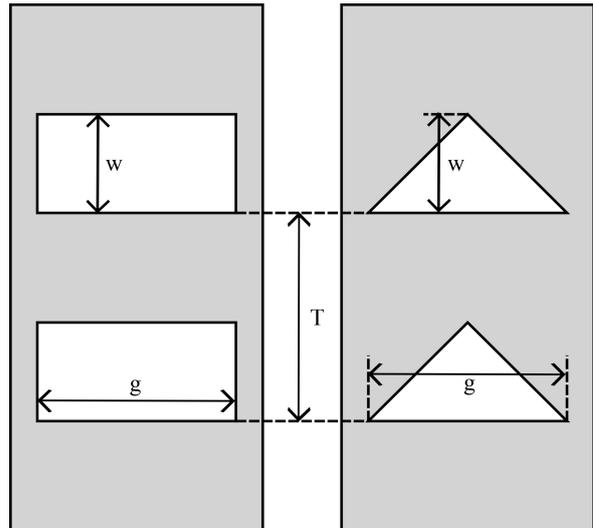


Рис. 2. Фотонные кристаллы с двумя отверстиями, спроектированные в OpenSCAD
Fig. 2. Photonic crystals with two holes designed in OpenSCAD

угольных параллелепипедов, в которых вдоль оси волновода периодически расположены поперечные воздушные отверстия либо прямоугольной, либо треугольной формы сечения. На рис. 1 показаны фотонные кристаллы с прямоугольными и треугольными отверстиями, изготовленные по технологии 3D-печати.

2. Численное моделирование и экспериментальные исследования

Перед изготовлением было проведено численное моделирование характеристик создаваемых фотонных кристаллов выбранной конструкции с использованием программного пакета OpenEMS [9]. В этом программном пакете при численном решении электродинамических задач применяются метод FDTD – метод конечных разностей во временной области, а для взаимодействия с OpenEMS используется скриптовый язык Matlab/Octave. OpenEMS позволяет рассчитывать компоненты электромагнитного поля (электродинамика) в ближней и дальней зонах, S-параметры электромагнитных систем, диаграммы направленности антенн, проводить импорт и экспорт описания объектов моделирования в заданном формате.

Были численно промоделированы различные по конструкции фотонные кристаллы, предварительно спроектированные в программном пакете OpenSCAD и в дальнейшем импортированные для численного анализа в OpenEMS. Основными отличительными особенностями спроектированных, изготовленных и исследованных в данной работе фотонных кристаллов являются форма,

Таблица 1. Характерные особенности и наиболее важные размеры элементов промоделированных фотонных кристаллов
 Table 1. Characteristic features and the most important dimensions of the elements of simulated photonic crystals

Форма отверстий	Размер отверстия вдоль волновода (w), мм	Размер отверстия вдоль широкой стенки волновода (g), мм	Период следования отверстий (T), мм	Количество отверстий (i)
прямоугольная	9	18	25	1, 3, 5, 7
треугольная				

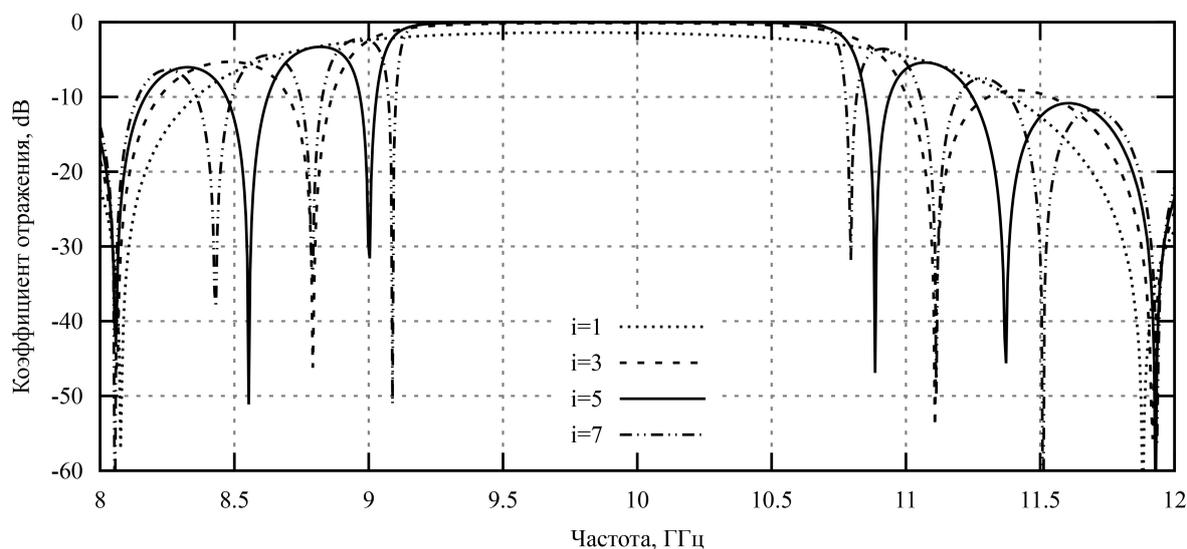


Рис. 3. Характеристики коэффициента отражения фотонных кристаллов с прямоугольными отверстиями; период следования отверстий $T = 25$ мм и количество отверстий $i = 1-7$
 Fig. 3. Characteristics of the reflection coefficient of photonic crystals with rectangular holes; hole period $T = 25$ mm and number of holes $i = 1-7$

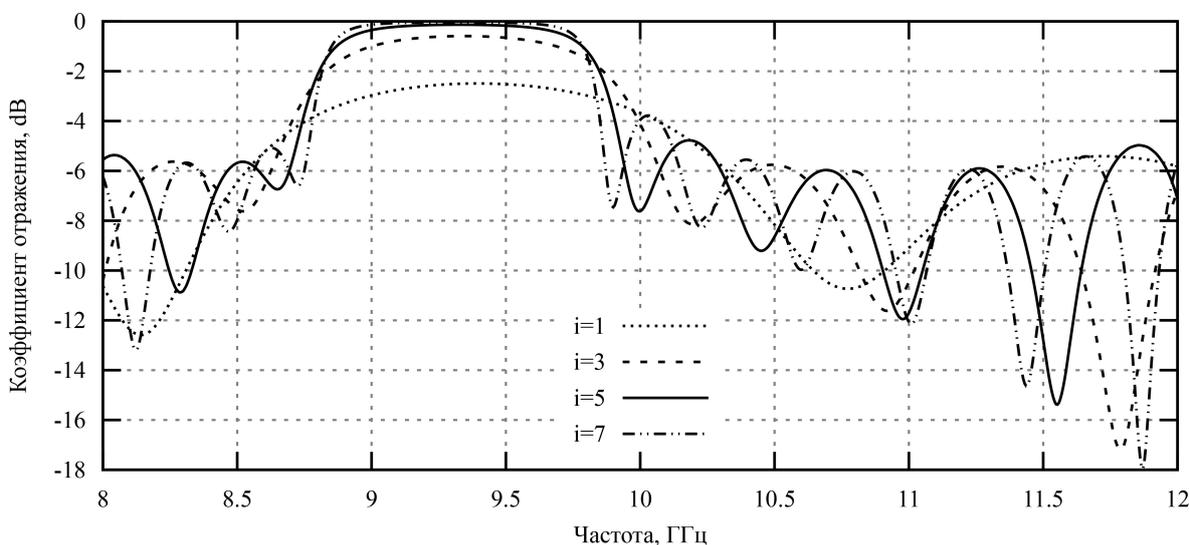


Рис. 4. Характеристики коэффициента отражения фотонных кристаллов с треугольными отверстиями; период следования отверстий $T = 25$ мм и количество отверстий $i = 1-7$
 Fig. 4. Characteristics of the reflection coefficient of photonic crystals with triangular holes; hole period $T = 25$ mm and number of holes $i = 1-7$

размер и период следования отверстий, описание которых приведено в таблице 1, а на рис. 2 представлены их обозначения.

На рис. 3 и 4 показаны коэффициенты отражения промоделированных фотонных кристаллов с прямоугольной и треугольной формой отверстий

при различном количестве отверстий. Как видно, при увеличении количества отверстий, то есть увеличении периодичности в фотонном кристалле, появляются ярко выраженные широкие области с максимальным отражением, то есть формируются ярко выраженные полосы запираения. Стоит об-

Таблица 2. Характерные особенности и наиболее важные размеры элементов изготовленных фотонных кристаллов
Table 2. Characteristic features and the most important dimensions of the elements of manufactured photonic crystals

Рисунок	Форма отверстий	Размер отверстия вдоль волновода (w), мм	Размер отверстия вдоль широкой стенки волновода (g), мм	Период следования отверстий (T), мм	Количество отверстий (i)
5	прямоугольная	9	18	25	5
6	прямоугольная			31	4
7	треугольная			25	5

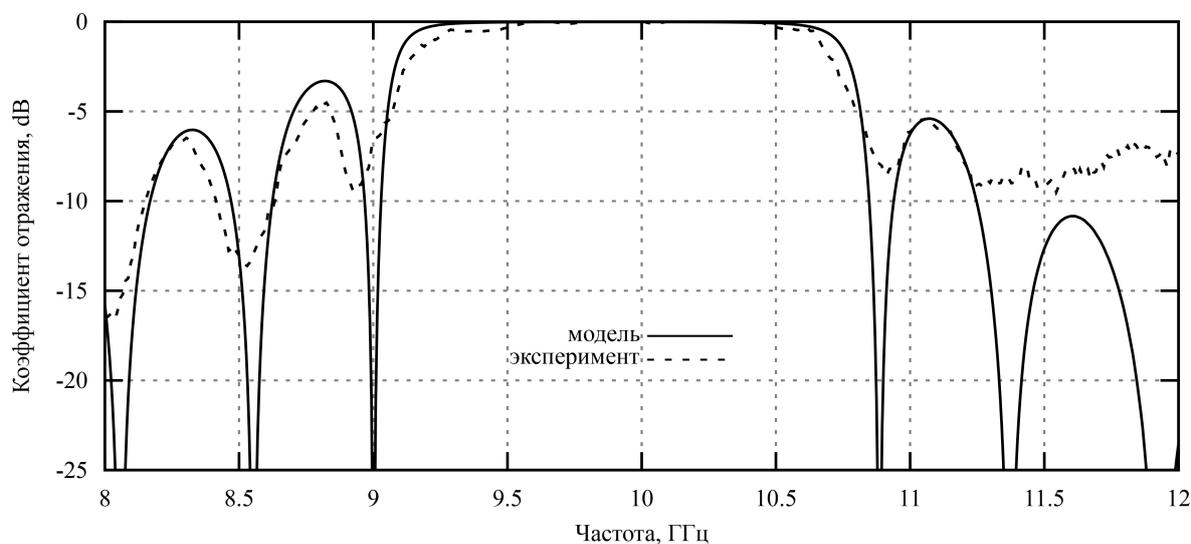


Рис. 5. Характеристики отражения фотонных кристаллов с прямоугольными отверстиями; период следования отверстий $T = 25$ мм и количество отверстий $i = 5$

Fig. 5. Reflection characteristics of photonic crystals with rectangular holes; hole period $T = 25$ mm and number of holes $i = 5$

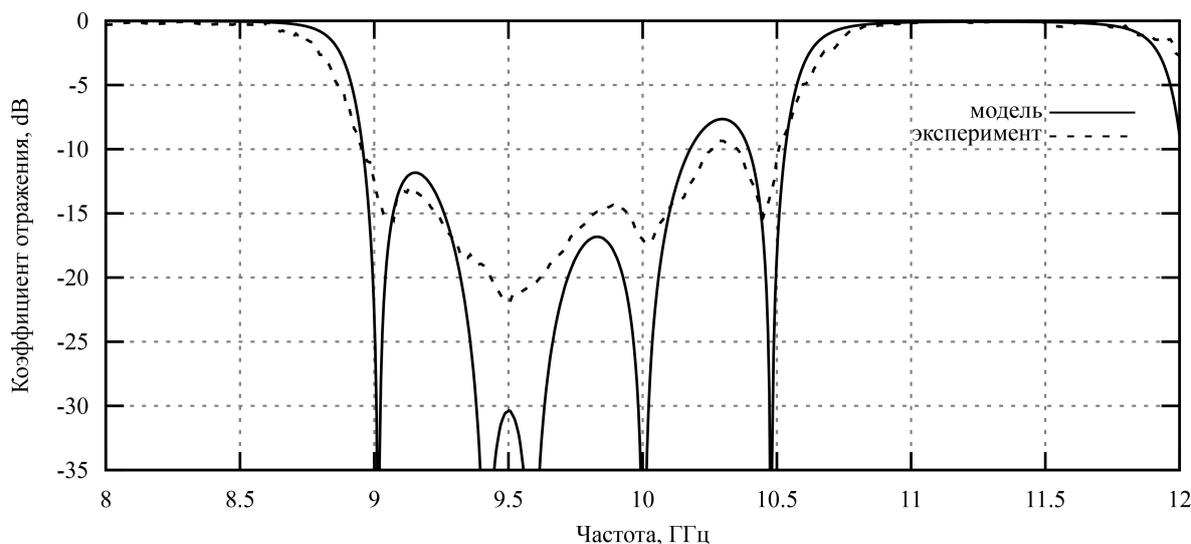


Рис. 6. Характеристики отражения фотонных кристаллов с прямоугольными отверстиями; период следования отверстий $T = 31$ мм и количество отверстий $i = 4$

Fig. 6. Reflection characteristics of photonic crystals with rectangular holes; hole period $T = 31$ mm and number of holes $i = 4$

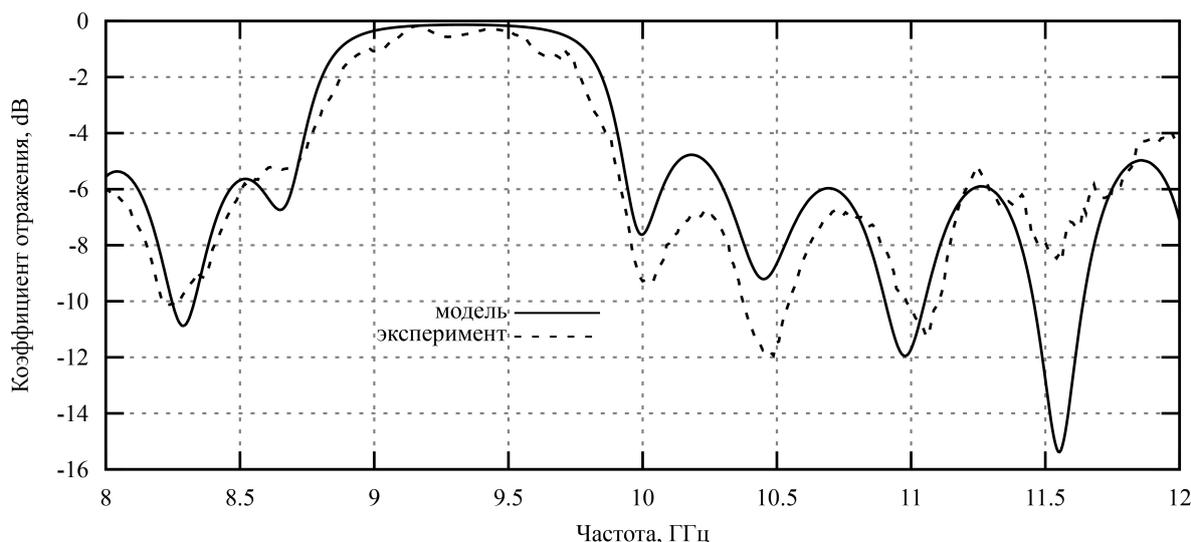


Рис. 7. Характеристики отражения фотонных кристаллов с треугольными отверстиями; период следования отверстий $T = 25$ мм и количество отверстий $i = 5$

Fig. 7. Reflection characteristics of photonic crystals with triangular holes; hole period $T = 25$ mm and number of holes $i = 5$

ратить внимание, что это отчетливо наблюдается уже при трех периодах следования отверстий.

Нужно также отметить, что в случае треугольных отверстий полоса запираения, получаемая в ходе математического моделирования, оказывается более узкой, а перепад значений отражения в полосах пропускания и запираения – меньшим.

Экспериментальные исследования характеристик отражения изготовленных фотонных кристаллов проводились с использованием панорамного измерителя КСВН и ослабления P2-61. В целом можно сказать, что результаты моделирования и экспериментальные данные показали очень хорошее совпадение как по положению полосы запираения, так и по ее ширине во всех исследованных вариантах конструкций, что, с одной стороны, указывает на хороший контроль топологии и размеров в использованном варианте технологии FDM 3D-печати, а, с другой стороны, также на адекватность электродинамических модельных представлений и их реализацию в программном пакете OpenEMS.

В качестве иллюстрации на рис. 5–7 приведены сравнительные данные моделирования и экспериментов для фотонного кристалла с прямоугольной и треугольной формой отверстий и периодом следования отверстий равным 25 и 31 мм: сплошные линии – результат моделирования, пунктирные линии – результаты экспериментов.

В таблице 2 представлены характерные особенности и наиболее важные размеры элементов изготовленных фотонных кристаллов, для которых

проводилось сравнение результатов экспериментов и электродинамического моделирования в OpenEMS, отраженных на рис. 5–7.

Заключение

Таким образом, в данной работе продемонстрирована возможность эффективного использования технологии 3D-печати для создания искусственных фотонных кристаллов для управления характеристиками электромагнитного СВЧ-излучения 3-сантиметрового диапазона в прямоугольном волноводе с сечением $22,86 \times 10,16$ мм². Точность контроля размеров спроектированных и изготовленных фотонных кристаллов, обеспечиваемая выбранным для анализа вариантом технологии 3D-печати с использованием дешевого и общедоступного оборудования, дает твердые основания рассчитывать на перспективы создания эффективных и дешевых волноводных элементов для управления электромагнитным излучением в указанном выше и других более высокочастотных диапазонах.

Спроектированные и экспериментально реализованные модели волноводных фотонных кристаллов – диэлектрических волноводных вставок с отверстиями прямоугольной и треугольной формы сечения – в лучших вариантах показали перепад пропускания и отражения в соответствующих частотных полосах порядка 15–20 дБ, что уже вполне приемлемо для реальных технических приложений.

Работа выполнена при финансовой поддержке гранта РФФИ № 20-07-00603.

Список литературы

1. Sanz-Izquierdo B., Parker E.A. 3D printed FSS arrays for long wavelength applications // The 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2014). 2014. P. 2382–2386. DOI: <https://doi.org/10.1109/EuCAP.2014.6902296>
2. Developing flexible 3D printed antenna using conductive ABS materials / M. Mirzaee [et al.] // 2015 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting. 2015. P. 1308–1309. DOI: <https://doi.org/10.1109/APS.2015.7305043>
3. 3D printing for microwave: Materials characterization and application in the field of absorbers / Y. Arbaoui [et al.] // 2015 IEEE MTT-S International Microwave Symposium. 2015. P. 1–3. DOI: <https://doi.org/10.1109/MWSYM.2015.7166769>
4. Применение технологии 3D-печати для создания искусственных электродинамических структур / А.И. Михайлов [и др.] // Физика и технические приложения волновых процессов. III Научный форум телекоммуникации: теория и технологии ТТТ-2019: мат. XVII Международной научно-технической конференции. 2019. Т. 3. С. 222–224.
5. Использование технологии 3D-печати для создания искусственных электродинамических структур / Е.А. Рябов [и др.] // Нанoeлектроника, нанoфотоника и нелинейная физика: сб. тр. XV Всероссийской конференции молодых ученых. 2020. С. 223–224.
6. Нелин Е.А. Устройства на основе фотонных кристаллов // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. 2004. № 3. С. 18–25.
7. High extraction efficiency of spontaneous emission from slabs of photonic crystals / S. Fan [et al.] // Physical Review Letters. 1997. Vol. 78, no. 17. P. 3294–3297. DOI: <https://doi.org/10.1103/PhysRevLett.78.3294>
8. Zechmeister J., Lacik J. Complex relative permittivity measurement of selected 3D-printed materials up to 10 GHz // 2019 Conference on Microwave Techniques (COMITE). 2019. P. 1–4. DOI: <https://doi.org/10.1109/COMITE.2019.8733590>
9. openEMS – a free and open source equivalent-circuit (EC) FDTD simulation platform supporting cylindrical coordinates suitable for the analysis of traveling wave MRI applications / T. Liebig [et al.] // International Journal of Numerical Modelling: Electronic Networks, Devices and Fields. 2013. Vol. 26, no. 6. P. 680–696. DOI: <https://doi.org/10.1002/jnm.1875>

References

1. Sanz-Izquierdo B., Parker E.A. 3D printed FSS arrays for long wavelength applications. *The 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2014)*, 2014, pp. 2382–2386. DOI: <https://doi.org/10.1109/EuCAP.2014.6902296>
2. Mirzaee M. et al. Developing flexible 3D printed antenna using conductive ABS materials. *2015 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting*, 2015, pp. 1308–1309. DOI: <https://doi.org/10.1109/APS.2015.7305043>
3. Arbaoui Y. et al. 3D printing for microwave: Materials characterization and application in the field of absorbers. *2015 IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, 2015, pp. 1–3. DOI: <https://doi.org/10.1109/MWSYM.2015.7166769>
4. Mikhailov A.I. et al. Application of 3D printing technology to create artificial electrodynamic structures. *Fizika i tekhnicheskie prilozheniya volnovykh protsessov. III Nauchnyy forum telekommunikatsii: teoriya i tekhnologii TTT-2019: mat. XVII Mezhdunarodnoy nauchno-tekhnicheskoy konferentsii*, 2019, vol. 3, pp. 222–224. (In Russ.)
5. Ryabov E.A. et al. Using 3D printing technology to create artificial electrodynamic structures. *Nanoelektronika, nanofotonika i nelineynaya fizika: sb. tr. XV Vserossiyskoy konferentsii molodykh uchenykh*, 2020, pp. 223–224. (In Russ.)
6. Nelin E.A. Devices based on photonic crystals. *Tekhnologiya i konstruirovaniye v elektronnoy apparature*, 2004, no. 3, pp. 18–25. (In Russ.)
7. Fan S. et al. High extraction efficiency of spontaneous emission from slabs of photonic crystals. *Physical Review Letters*, 1997, vol. 78, no. 17, pp. 3294–3297. DOI: <https://doi.org/10.1103/PhysRevLett.78.3294>
8. Zechmeister J., Lacik J. Complex relative permittivity measurement of selected 3D-printed materials up to 10 GHz. *2019 Conference on Microwave Techniques (COMITE)*, 2019, pp. 1–4. DOI: <https://doi.org/10.1109/COMITE.2019.8733590>
9. Liebig T. et al. openEMS – a free and open source equivalent-circuit (EC) FDTD simulation platform supporting cylindrical coordinates suitable for the analysis of traveling wave MRI applications. *International Journal of Numerical Modelling: Electronic Networks, Devices and Fields*, 2013, vol. 26, no. 6, pp. 680–696. DOI: <https://doi.org/10.1002/jnm.1875>

Physics of Wave Processes and Radio Systems 2022, vol. 25, no. 3, pp. 29–35

DOI 10.18469/1810-3189.2022.25.3.29-35

Received 30 March 2022
Accepted 4 May 2022

Evaluation of the possibilities of 3D-printing for the making of waveguide photonic crystals

Aleksandr I. Mikhailov, Evgeniy A. Ryabov , Sergey A. Sergeev Saratov State University
83, Astrakhanskaya Street,
Saratov, 410012, Russia

Abstract – The paper considers the possibilities of 3D printing technology for the manufacture of X-band waveguide photonic crystals. The photonic crystals for an EIA WR-90 standard rectangular waveguide with a cross section of $22,86 \times 10,16 \text{ mm}^2$ in the X-band were designed and manufactured. Numerical modeling of the reflection characteristics of photonic crystals of several designs in the OpenEMS software package was carried out. Based on the simulation results, the best types of the structures were selected, which were manufactured using the physical modeling technique by the fusion method of PETG plastic. Experimental study of the manufactured layouts and comparison of the experimental data with the numerical simulation data were performed. The best types of manufactured models of waveguide photonic crystals showed transmittance and reflection drop in the corresponding frequency bands of the order of 15–20 dB, which is acceptable for technical applications. The numerical modeling results are in good agreement with experiments, thus indicating the high efficiency and good control of the topology and dimensions of the manufactured photonic crystals' structural elements in the used type of 3D printing technology.

Keywords – 3D-printing; photonic crystals; microwave range; OpenEMS; X-band.

Информация об авторах

Михайлов Александр Иванович, доктор физико-математических наук, профессор кафедры физики полупроводников Саратовского национального исследовательского государственного университета имени Н.Г. Чернышевского, г. Саратов, Россия.

Область научных интересов: твердотельная электроника и радиофизика СВЧ и КВЧ, параметрические и нелинейные колебательные и волновые процессы в полупроводниковых структурах и приборах в СВЧ- и КВЧ-диапазонах, квантово-размерные полупроводниковые структуры и эффекты, математическое моделирование физических процессов, педагогические инновации.

E-mail: mikhailovai13@mail.ru

Рябов Евгений Александрович, ассистент кафедры физики полупроводников Саратовского национального исследовательского государственного университета имени Н.Г. Чернышевского, г. Саратов, Россия.

Область научных интересов: радиотехника, 3D-печать.

E-mail: k1u2r3ka@mail.ru

ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-4777-7346>

Сергеев Сергей Алексеевич, кандидат физико-математических наук, доцент кафедры физики полупроводников Саратовского национального исследовательского государственного университета имени Н.Г. Чернышевского, г. Саратов, Россия.

Область научных интересов: распространение и параметрическое взаимодействие волн пространственного заряда в тонкопленочных полупроводниковых структурах с отрицательной дифференциальной проводимостью, функциональные устройства СВЧ- и КВЧ-диапазонов, влияние СВЧ-излучения на полимерные микрокапсулы с неорганическими наночастицами, синтез и исследование свойств нано- и микрочастиц различной природы.

E-mail: ssergeev@bk.ru

ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-4442-6797>

Information about the Authors

Aleksandr I. Mikhailov, Doctor of Physical and Mathematical Sciences, professor of the Department of Semiconductor Physics, Saratov State University, Saratov, Russia.

Research interests: solid-state electronics and radiophysics microwave and EHF, parametric and nonlinear vibrational and wave processes in semiconductor structures and devices in the microwave and EHF ranges, quantum-sized semiconductor structures and effects, mathematical modeling of physical processes, pedagogical innovations.

E-mail: mikhailovai13@mail.ru

Evgeniy A. Ryabov, assistant of the Department of Semiconductor Physics, Saratov State University, Saratov, Russia.

Research interests: radio engineering, 3D printing.

E-mail: k1u2r3ka@mail.ru

ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-4777-7346>

Sergey A. Sergeev, Candidate of Physical and Mathematical Sciences, associate professor of the Department of Semiconductor Physics, Saratov State University, Saratov, Russia.

Research interests: spatial charge wave propagation and parametric interaction in thin-film semiconductor structures with negative differential conductivity, functional microwave and EHF devices, effect of microwave radiation on polymeric microcapsules with inorganic nanoparticles, synthesis and study of properties of nano- and microparticles of different nature.

E-mail: ssergeev@bk.ru

ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-4442-6797>

Клиент-серверная система мониторинга качества ТВ-вещания в России

В.Л. Карякин

Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики
443010, Россия, г. Самара,
ул. Л. Толстого, 23

Аннотация – В стратегии развития телерадиовещания в Российской Федерации до 2025 года особо указывается на необходимость обеспечения надежности бесперебойного телерадиовещания. Качество телерадиовещания стандарта DVB-T2 оценивается скоростью передачи данных и запасом устойчивости по коэффициенту битовых ошибок BER (Bit Error Ratio) «на последней миле» в зонах вещания ретрансляторов. Предлагаемая в статье распределенная клиент-серверная система мониторинга качества вещания в РФ использует необходимое оборудование, включая датчики битовых ошибок BER на базе программируемых приемников в сочетании с одноплатными микрокомпьютерами, реализованными на SoC-процессорах. Сбор и обработка данных в областях вещания с помощью предлагаемой системы мониторинга позволит специалистам, занимающимся на практике развитием сетей, дать объективное заключение о необходимости и путях реконструкции сетей SFN для обеспечения бесперебойного телерадиовещания в РФ. Модернизация и техническое перевооружение сетей SFN обеспечат решение проблем, связанных с сертификацией спутниковых земных станций и передатчиков сетей SFN, предоставлением различных сервисов и услуг телерадиовещания стандарта DVB-T2 населению с высоким качеством.

Ключевые слова – ТВ-вещание; клиент-серверная система мониторинга качества; диагностика; программируемые приемники; сеть SFN; запас устойчивости; бесперебойное вещание.

Введение

Качество телерадиовещания стандарта *DVB-T2* оценивается скоростью передачи данных и запасом устойчивости по коэффициенту битовых ошибок *BER* (*Bit Error Ratio*) «на последней миле» в зонах вещания ретрансляторов [1]. В качестве датчика битовых ошибок предлагается использовать приемник [2], реализованный на основе стандартного коммерческого чипа Sony *SMT-EW100* (*CXD2880*), в котором имплементирован функционал *DVB-T2* ТВ-тюнера (рис. 1). ТВ-тюнер позволяет выделить из принимаемого потока *T2-MI* помимо значений *BER* текущие значения других параметров, необходимых для всестороннего анализа качества приема в исследуемой зоне телевизионного вещания.

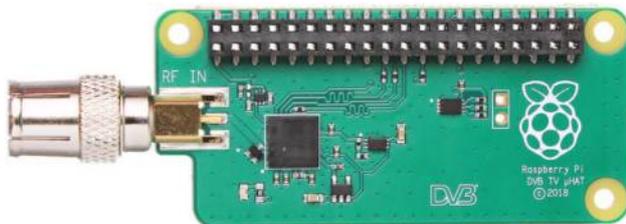


Рис. 1. Плата прототипирования на основе чипа Sony *SMT-EW100* (*CXD2880*)

Fig. 1. Prototyping board based on Sony *SMT-EW100* chip (*CXD2880*)

В стратегии развития телерадиовещания в Российской Федерации до 2025 года [3] особо указывается на необходимость обеспечения надежности бесперебойного телерадиовещания. В работе [4] обсуждаются основные проблемы развития региональных сетей, без решения которых невозможно обеспечить надежное и бесперебойное телерадиовещание в РФ.

Кратко перечислим основные проблемы в современном телерадиовещании РФ.

1. Отсутствие сертификации передатчиков, находящихся в эксплуатации на территории 85 регионов России.

2. Отсутствие возможности в полной мере реализовать на практике стандарт *DVB-T2*, в котором по каждому параметру, включая защитный интервал, зависящий от расположения передатчиков на территории вещания, предлагается выбор до восьми значений.

3. Третья проблема существующих сетей – низкая надежность, обусловленная, прежде всего, перечисленными выше факторами, а также значительным усложнением ретрансляторов, работающих удаленно от регионального центра мультиплексирования.

4. Отсутствие технической возможности оценки запасов устойчивости сети, что неизбежно приводит к неопределенности при оценке ее ра-

ботоспособности в процессе эксплуатации и к сложности оперативной оценки причин возникновения брака и технических остановок. Это, в свою очередь, приводит к тому, что операторы решают проблемы **реактивно** – узнают о локальных проблемах в работе сетей от телезрителей по горячей линии, а о глобальных проблемах – при полной или частичной остановке вещания. При этом диагностика не является объективной, т. к. служба эксплуатации не владеет гарантированной и достоверной информацией обо всех инцидентах – большинство потребителей просто не сообщает о проблемах или сообщает со значительным запозданием.

Решение данных проблем возможно путем модернизации и технического перевооружения существующих сетей телерадиовещания на основе научного подхода с целью предоставления различных сервисов и услуг населению с высоким качеством.

Инновационный путь решения проблем цифрового ТВ изложен в ряде научных статей и обобщен в [1], в преамбуле которой предлагаются отечественные технологии, защищенные патентами РФ.

Первым и ключевым этапом решения задачи повышения надежности системы телерадиовещания является диагностика работоспособности региональных сетей *SFN* путем мониторинга [5]. Такой подход позволит перейти с реактивного на проактивное разрешение технических проблем, до момента возникновения факта обращения конечного потребителя в службу технической поддержки.

Отмечается, что способы и устройства мониторинга, запатентованные в РФ [6; 7], позволяют провести диагностику запасов устойчивости сетей *SFN*, выявить и устранить причины отсутствия необходимых запасов устойчивости, перейти к параметрической оптимизации *SFN*, обеспечивающей заданную скорость передачи данных и требуемый запас устойчивости.

В статье рассмотрен прототип системы только для пилотной зоны, которая в дальнейшем может быть масштабирована на все регионы РФ для комплексной диагностики работоспособности сетей *SFN*.

Целью данной работы является развитие предлагаемого в патентах [6; 7] технического решения для обеспечения надежного и бесперебойного телерадиовещания в стандарте *DVB-T2* на всей территории РФ с использованием необходимого оборудования и распределенной клиент-серверной архитектуры, датчиков коэффициента битовых ошибок *BER* на основе программируемых приемников, совмещенных с одноплатными микроком-

пьютерами, реализованными на процессорах *SoC (System-on-Chip)*.

Актуальность цели, сформулированной в данной статье по развитию технического решения, запатентованного в РФ [6; 7], для обеспечения надежного и бесперебойного телерадиовещания в стандарте *DVB-T2* на всей территории РФ, подтверждается стратегией развития телерадиовещания в Российской Федерации до 2025 года [3], а также соответствием целям и задачам «Стратегии развития электронной промышленности Российской Федерации на период до 2030 года» [8].

Стратегия развития электронной промышленности РФ направлена, в частности, на оптимизацию существующего телекоммуникационного оборудования, его модернизацию и техническое перевооружение на основе научного подхода к решению новых технологических направлений и технологий с целью предоставления различных сервисов и услуг населению с высоким качеством.

1. Общие сведения о платформе мониторинга

Применение распределенной клиент-серверной архитектуры для реализации платформы системы мониторинга позволяет масштабировать количество пробников – приемников *DVB-T2*, терминировать и анализировать данные в центрах обработки данных и обеспечить отказоустойчивый доступ к данным всем заинтересованным лицам компании Российской телевизионной и радиовещательной сети (рис. 2). Здесь МП – мультиплексор, ЦОД – центр обработки данных.

Разрабатываемая платформа преимущественно использует компоненты и библиотеки свободного программного обеспечения с открытым исходным кодом для обеспечения сбора, обработки, анализа данных работоспособности региональных сетей телерадиовещания, а также позволяет визуализировать интегральную информацию для операторов, реализовать триггеры оперативного оповещения в случае детектирования в штатных ситуациях.

В основе пробника используется операционная система *Linux* с модулями ядра *DVB* для взаимодействия с ТВ-тюнером, которая является источником исходных данных состояния *DVB-T2* потока. Непрерывный и постоянный мониторинг связан с генерацией специфичных данных, которые требуют агрегации, хранения и последующего анализа. В прототипе системы для хранения

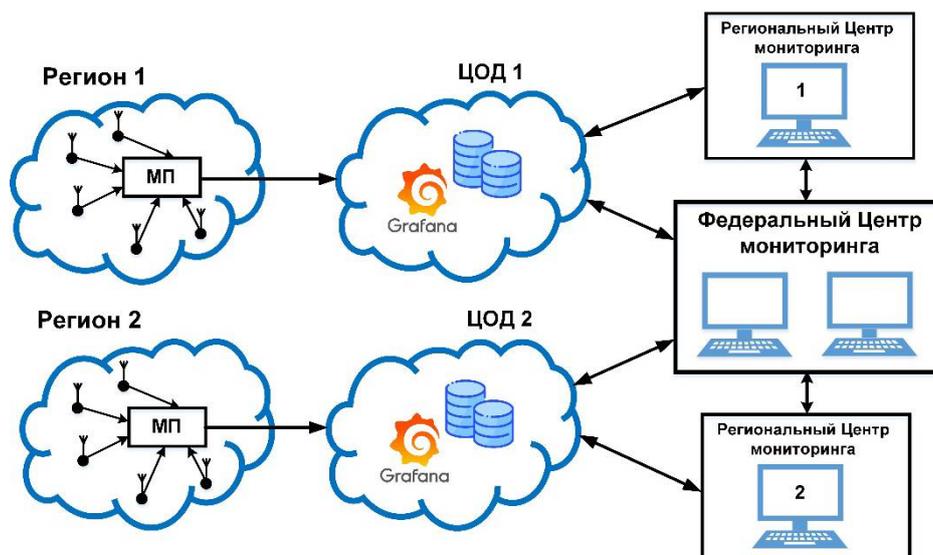


Рис. 2. Клиент-серверная архитектура платформы мониторинга
Fig. 2. Client-server architecture of the monitoring platform

данных предлагается использовать базу данных временных рядов (*time series database*) *InfluxDB* [9], которая оптимизирована для хранения и обслуживания данных через связанные пары времени и значения. База данных написана на языке программирования *Go* и не требует внешних зависимостей. Основным назначением является хранение больших объемов данных с метками времени, которые предназначены для таких приложений, как данные мониторинга, метрики приложений, данные датчиков *IoT*. База данных отлично масштабируется с применением контейнеризации.

Для визуализации данных предлагается использовать инструмент *Grafana* – мультиплатформенное веб-приложение для аналитики и интерактивной визуализации с открытым исходным кодом [10; 11]. Приложение поддерживает множество вариантов анализа и обработки данных, а также позволяет применить собственные алгоритмы и формулы.

Приложения хранения, анализа и визуализации данных могут использовать как выделенные вычислительные ресурсы в частных центрах обработки данных (ЦОД), так и универсальные облачные платформы, такие как российские «Яндекс.Облако», *VK Cloud Solutions* (ранее *Mail.ru Cloud Solutions*) или зарубежные *Amazon Web Services (AWS)*, *Microsoft Azure*, *Google Cloud Platform (GCP)* и другие.

Панели мониторинга (рис. 2) не только придают информативное значение данным в графическом виде [10], собранным из различных регионов РФ, но и позволяют контролировать качество вещания

в онлайн-режиме из Федерального центра формирования мультиплексов.

Предлагаемая методика мониторинга [6; 7] дает возможность создавать информационные панели в каждом из 85 региональных центров мультиплексирования и делиться результатами качества телерадиовещания, чтобы способствовать сотрудничеству в управлении работой региональных сетей *SFN*.

Платформа сочетает в себе масштабируемость, отказоустойчивость, производительность и обеспечивает сохранность данных, поступающих из приемников *DVB-T2* ТВ-тюнеров. Пробники системы мониторинга выделяют из потока *T2-MI* помимо значений *BER* текущие значения других параметров, которые необходимы для всестороннего анализа качества приема в исследуемой зоне телевизионного вещания.

Взаимодействие между пробниками и центром обработки данных обеспечивается через структурированный интерфейс взаимодействия *REST API (Representational State Transfer Application Programming Interface)* с использованием шифрованного транспорта *HTTPS* с поддержкой криптографического протокола *TLS* поверх публичной интернет-сети. Особое внимание уделяется безопасности взаимодействия пробников и коллекторов сбора данных: предлагается механизм аутентификации каждого устройства, чтобы избежать обогащения недостоверными данными и искажения работы системы в целом.

Цифровое телевидение – это развивающаяся область, в которой постоянно разрабатываются и

становятся доступными новые чипсеты, ресиверы цифрового телевидения и программное обеспечение. Предлагаемое техническое решение является универсальным и адаптированным к технологическим достижениям. Благодаря модульной архитектуре как программного обеспечения, так и аппаратной части, существует возможность оперативного обновления только необходимых компонент для удовлетворения текущих потребностей существующей инфраструктуры мониторинга региональных сетей *SFN*.

2. Техническая реализация датчиков BER

Прототип датчиков *BER* (пробников) реализован с использованием программируемых приемников на базе чипа ТВ-тюнера *Sony SMT-EW100 (CXD2880)* и микрокомпьютера на основе 64-битного 4-ядерного ARM микропроцессора *Broadcom BCM2711*. Взаимодействие ТВ-тюнера с микропроцессором осуществляется через шину *SPI (Serial Peripheral Interface)*, по которой передается поток *MPEG-2 TS*. Встроенный в ТВ-тюнер фильтр *Packet ID (PID)* уменьшает скорость передачи данных и делает возможным применение *SPI*-шины.

Программный стек пробника состоит из компонент, которые можно принципиально разделить на два уровня: ядра (*Kernel Linux Space*) операционной системы (ОС) и пользовательского пространства (*User Space*). На уровне ядра ОС применяется драйвер аппаратной шины *SPI*, драйвер взаимодействия с чипом *CXD2880* и универсальный модуль *DVB API*. На уровне пользовательского пространства выделяются два приложения: агент сбора данных о состоянии цифрового *DVB*-потoka (включая *BER*) и опционально – сервер потокового вещания. В диагностических целях микрокомпьютер позволяет декодировать и выводить изображение непосредственно на монитор. Однако предполагается внедрение пробников без какого-либо периферийного оборудования, таких как монитор, клавиатура, мышь и прочие атрибуты взаимодействия.

Инструментарий пробника имеет гибкие возможности для конфигурации приемника, получения значений параметров на его выходе, работающего в качестве датчика коэффициентов битовых ошибок *BER* и других важных параметров работы одночастотной сети телерадиовещания. Кроме того, устройство обеспечивает сбор данных теле-

метрии и потоковую передачу видеопотока в точке присутствия пробника ровно в том виде, в котором его получают конечные потребители, для последующей обработки и/или выборочно визуальной оценки в Федеральном центре мониторинга и управления платформы мониторинга (рис. 2) эксплуатирующей компании *РТРС* – Российской телевизионной и радиовещательной сети, а также филиалах контролирующей компании *ГРЧЦ* – Главного радиочастотного центра. Обе компании заинтересованы в достоверной информации об устойчивой и бесперебойной работе сетей телерадиовещания России, включая «последнюю милю». Специфика цифрового телевидения заключается в том, что передатчики в зонах вещания могут излучать номинальную мощность, а прием у некоторых телезрителей отсутствует по разным причинам. Система позволит достоверно дифференцировать и локализовать проблему, которая может быть как со стороны телезрителя, так и со стороны центров вещания. При этом важным фактором является поиск первопричины неисправности, который в большинстве случаев ошибочно приводит к неисправности бытового оборудования телезрителей из-за стереотипного подхода диагностики аналогового телевизионного приема, когда фактически происходит локальный сбой передающего оборудования.

Для вывода информации от датчика битовых ошибок в системе применяется специальный инструмент, который может быть использован для изменения некоторых параметров, для получения текущих настроек. Имеется возможность считывания исходной статистики работы чипа ТВ-тюнера во время приема телевизионных программ с ее последующей графической обработкой.

В качестве примера на рис. 3 приводятся значения $Kber = \lg(1/BER)$ во время воспроизведения видеопотока приемником на интервале 10 с в непосредственной близости от порога устойчивости с запасом менее одного дБ. На интервалах менее 10 с изображение визуально устойчиво, однако при увеличении времени приема на картинке иногда появляются артефакты и искажения – изображение «рассыпается на квадраты и пиксели», либо вовсе происходит полное замораживание.

Учитывая непостоянство во времени $Kber$, для надежного и бесперебойного приема необходимо запас устойчивости увеличить до значений 5–6 дБ.

Анализ полученных результатов, представленных на рис. 3, и визуализация данных состояния на индикаторной панели позволяют количествен-

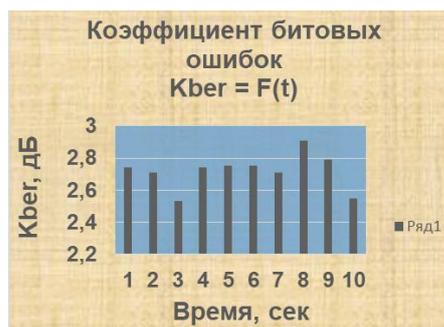


Рис. 3. Временная зависимость показателя качества при запасе устойчивости менее одного дБ
Fig. 3. Time dependence of the quality index with a stability margin of less than one dB

но судить о качестве приема в одной из зон вещания. Сбор и обработка данных в областях вещания с помощью предлагаемой платформы мониторинга (рис. 2) позволят специалистам РТРС, занимающимся на практике развитием сетей, с учетом рекомендаций [1] дать объективное заключение о необходимости и путях реконструкции сетей *SFN* для обеспечения бесперебойного телерадиовещания в РФ.

Кроме того, специалисты РТРС и РЧЦ смогут перейти с **реактивного** на **проактивное** разрешение технических проблем, до момента возникновения факта обращения конечного потребителя в службу технической поддержки, получить область затронутых проблемой телезрителей и таким образом оценить приоритет при принятии решении распределения инженерных ресурсов, дифференцировать обращения со стороны телезрителей по причине неработоспособности собственного бытового оборудования приема или по причине неработоспособности сети *SFN* в локальной зоне вещания, в конечном итоге снизить нагрузку как на службу технической поддержки, так и на инженерный состав эксплуатирующего персонала. В результате, несомненно, можно повысить качество предоставляемых услуг и оперативность устранения возникающих проблем

Заключение

1. Разработка распределенной системы мониторинга качества телерадиовещания стандарта

DVB-T2 является первостепенной задачей по завершении Федеральной целевой программы «Развитие телерадиовещания в Российской Федерации на 2009-2018 годы» и переходу в штатный режим эксплуатации сетей *SFN*.

2. Актуальность цели, сформулированной в данной статье по развитию технического решения, защищенного патентами РФ [6; 7] для обеспечения надежного и бесперебойного телерадиовещания в стандарте *DVB-T2* на всей территории РФ, подтверждается стратегией развития телерадиовещания в Российской Федерации до 2025 года [3], а также соответствием целям и задачам «Стратегии развития электронной промышленности Российской Федерации на период до 2030 года» [8].

3. Предлагаемая методика мониторинга с использованием распределенной клиент-серверной архитектуры, в которой датчики коэффициентов битовых ошибок *BER* выполнены на основе программируемых приемников, совмещенных с одноплатными микрокомпьютерами, позволит специалистам РТРС перейти с реактивного на проактивное разрешение технических проблем, до момента возникновения факта обращения конечного потребителя в службу технической поддержки.

4. Сбор и обработка данных в областях вещания с помощью предлагаемой платформы мониторинга (рис. 2) позволят специалистам РТРС, занимающимся на практике развитием сетей, с учетом рекомендаций [1] дать объективное заключение о необходимости и путях реконструкции сетей *SFN* для обеспечения бесперебойного телерадиовещания в РФ.

5. Оптимизация существующего телекоммуникационного оборудования, его модернизация и техническое перевооружение на основе научного подхода к оценке работоспособности сетей *SFN* [8] обеспечат решение перечисленных выше проблем [4], связанных с сертификацией передатчиков, реализацией возможностей стандарта по выбору оптимальных параметров *SFN*, повышению надежности вещания, предоставлению различных сервисов и услуг телерадиовещания стандарта *DVB-T2* населению с высоким качеством.

Список литературы

1. Карякин В.Л. Цифровое телевидение. 3-е изд., перераб. и доп. М.: Солон-Пресс, 2020. 460 с.
2. Sony Commercializes World's First 1 Demodulator LSI for «DVB-T2». URL: <https://www.sony.com/en/SonyInfo/News/Press/201001/10-004E/>
3. Стратегия развития телерадиовещания в Российской Федерации до 2025 года. URL: http://www.congress-nat.ru/data/documents/P_4.pdf

4. Карякин В.Л. Пути развития региональных сетей стандарта DVB-T2 в России // Электросвязь. 2021. № 3. С. 50–54. DOI: <https://doi.org/10.34832/ELSV.2021.16.3.009>
5. Sushko I.V., Karyakin V.L. Diagnostics of sustainability of SFN networks – The first step to solving the problem of high-quality TV broadcasting in Russia // 2019 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO). 2019. P. 1–4. DOI: <https://doi.org/10.1109/SYNCHROINFO.2019.8814053>
6. Патент РФ № 2649415. Региональная сеть цифрового ТВ-вещания стандарта DVB-T2 / В.Л. Карякин, Д.В. Карякин, Л.А. Морозова. Заявл. 10.04.2017, опубл. 03.04.2018, бюл. № 10.
7. Патент РФ № 2595945. Способ оценки качества канала передачи данных в системе IPTV по коэффициенту BER в режиме вещания и устройство для его осуществления / В.Л. Карякин, Д.В. Карякин, Л.А. Морозова. Заявл. 10.04.2015, опубл. 27.08.2016, бюл. № 24.
8. Стратегия развития электронной промышленности Российской Федерации на период до 2030 года. URL: <http://static.government.ru/media/files/1QkfNDghANiBUNBbXaFBM69Jxd48ePeY.pdf>
9. InfluxDB is the time series platform. URL: <https://www.influxdata.com/>
10. Compose and scale observability with one or all pieces of the stack. URL: <https://grafana.com/>
11. Маратканов А.С., Суханов А.А., Воробьева А.А. Средства анализа и визуализации метрик работы приложения // International Scientific Review of the Problems and Prospects of Modern Science and Education: Collection of Scientific Articles of LIX International Correspondence Scientific and Practical Conference. 2019. С. 41-43. URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/sredstva-analiza-i-vizualizatsii-metrik-raboty-prilozheniya>

References

1. Karyakin V.L. *Digital Television*; 3rd ed., rev. and add. Moscow: Solon-Press, 2020, 460 p. (In Russ.)
2. Sony Commercializes World's First 1 Demodulator LSI for «DVB-T2». URL: <https://www.sony.com/en/SonyInfo/News/Press/201001/10-004E/>
3. Strategy for the development of television and radio broadcasting in the Russian Federation until 2025. URL: http://www.congress-nat.ru/data/documents/P_4.pdf (In Russ.)
4. Karyakin V.L. Ways of development of regional DVB-T2 networks in Russia. *Elektrosvyaz'*, 2021, no. 3, pp. 50–54. DOI: <https://doi.org/10.34832/ELSV.2021.16.3.009> (In Russ.)
5. Sushko I.V., Karyakin V.L. Diagnostics of sustainability of SFN networks - The first step to solving the problem of high-quality TV broadcasting in Russia. *2019 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO)*, 2019, pp. 1–4. DOI: <https://doi.org/10.1109/SYNCHROINFO.2019.8814053>
6. Patent RF No. 2649415. Regional network of digital TV broadcasting of the DVB-T2 standard / V.L. Karyakin, D.V. Karyakin, L.A. Morozova. Appl. 10.04.2017, publ. 03.04.2018, bul. no. 10.
7. Patent RF No. 2595945. A method for assessing the quality of a data transmission channel in an IPTV system by the BER coefficient in broadcast mode and a device for its implementation / V.L. Karyakin, D.V. Karyakin, L.A. Morozova. Appl. 10.04.2015, publ. 27.08.2016, bul. no. 24.
8. Strategy for the development of the electronic industry of the Russian Federation for the period up to 2030. URL: <http://static.government.ru/media/files/1QkfNDghANiBUNBbXaFBM69Jxd48ePeY.pdf> (In Russ.)
9. InfluxDB is the time series platform. URL: <https://www.influxdata.com/>
10. Compose and scale observability with one or all pieces of the stack. URL: <https://grafana.com/>
11. Maratkanov A.S., Sukhanov A.A., Vorobieva A.A. Tools for analyzing and visualizing application performance metrics. *International Scientific Review of the Problems and Prospects of Modern Science and Education: Collection of Scientific Articles of LIX International Correspondence Scientific and Practical Conference*, 2019, pp. 41-43. URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/sredstva-analiza-i-vizualizatsii-metrik-raboty-prilozheniya> (In Russ.)

Physics of Wave Processes and Radio Systems 2022, vol. 25, no. 3, pp. 36–42

DOI 10.18469/1810-3189.2022.25.3.36-42

Received 30 March 2022
Accepted 5 May 2022

Client-server system for monitoring the quality of TV broadcasting in Russia

Vladimir L. Karyakin

Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics
23, L. Tolstoy Street,
Samara, 443010, Russia

Abstract – The strategy for the development of television and radio broadcasting in the Russian Federation until 2025 specifically states the need to ensure the reliability of uninterrupted television and radio broadcasting. The quality of DVB-T2 broadcasting is estimated by the data transmission rate and the bit error rate BER (Bit Error Ratio) stability margin «at the last mile» in the retransmitters' broadcast zones. The distributed client-server system of broadcast quality monitoring in RF, proposed in the article, uses the necessary equipment, including BER sensors based on programmable receivers combined with single-board microcomputers implemented on SoC processors. Collection and processing of data in broadcasting areas with the help of the proposed monitoring system will allow specialists engaged in practical network development to make an objective conclusion about the necessity and ways of SFN network reconstruction to provide uninterrupted TV and radio broadcasting in RF. Modernization and technical re-equipment of SFN networks will provide a solution to the problems related to certification of satellite earth stations and transmitters of SFN networks, provision of various services and broadcasting services of DVB-T2 standard to the population with high quality.

Keywords – TV broadcasting; client-server quality monitoring system; diagnostics; programmable receivers; SFN network; stability reserve; uninterrupted broadcasting.

Информация об авторе

Карякин Владимир Леонидович, доктор технических наук, профессор Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики, г. Самара, Россия. Действительный член академии Телекоммуникаций и информатики и действительный член IEEE. Занимается внедрением новых технологий в информационные системы, сети, телекоммуникационные устройства и цифровое телевидение, разработкой средств дистанционного образования, САПР радиотехнических устройств.

Область научных интересов: внедрение новых технологий в информационные системы, сети, телекоммуникационные устройства и цифровое телевидение, разработка средств дистанционного образования, САПР инфокоммуникационных систем и устройств, сетей цифрового телевизионного вещания.

E-mail: vl@karyakin.ru

Information about the Author

Vladimir L. Karyakin, Doctor of Technical Sciences, professor of the Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics, Samara, Russia. He is a full member of the Academy of Telecommunications and Informatics and a full member of IEEE. He is engaged in the introduction of new technologies in information systems, networks, telecommunications devices and digital television, the development of distance education, CAD radio devices.

Research interests: introduction of new technologies in information systems, networks, telecommunication devices and digital television, development of distance education tools, CAD for infocommunication systems and devices, digital television broadcasting networks.

E-mail: vl@karyakin.ru

Неганов, В.А.

Теория и применение устройств СВЧ: учебн. пособие для вузов / В.А. Неганов, Г.П. Яровой; под ред. В.А. Неганова. – М.: Радио и связь, 2006. – 720 с.



ISBN 5-256-01812-4

УДК 621.396.67

ББК 32.840

Н 41

В учебном пособии рассматриваются методы проектирования и конструктивной реализации устройств СВЧ: линий передачи различных видов, резонаторов, согласующих и трансформирующих устройств, фильтров, фазовращателей, аттенюаторов, тройниковых соединений, направленных ответвителей, различных мостовых соединений, ферритовых устройств (вентилей, циркуляторов, фазовращателей) и СВЧ-устройств на полупроводниковых диодах (умножителей, смесителей, переключателей, выключателей). Приводятся примеры применения устройств СВЧ в радиосвязи, радиолокации, измерительной аппаратуре и т. д. В книгу вошел оригинальный материал, полученный авторами. Учебное пособие может использоваться как справочник по устройствам СВЧ.

Для специалистов в области теории и техники СВЧ, преподавателей вузов, докторантов, аспирантов, студентов старших курсов радиотехнического и радиофизического профиля.

Эквивалентная схема замещения диэлектрика в широком диапазоне частот (0 Гц – 500 МГц)

В.Ф. Дмитриков, Д.В. Шушпанов

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

Аннотация – По измеренным частотным характеристикам сопротивлений реальных диэлектриков была построена эквивалентная схема замещения диэлектрика, работающая в широком диапазоне частот (0 Гц – 500 МГц). Данная схема замещения была построена с учетом физических процессов, протекающих в диэлектрике. В статье была сделана попытка объяснить почему частотные характеристики (модуль и фаза) комплексного сопротивления диэлектрика имеют такой характер в широкой полосе частот (до 500 МГц). Показано, что для построения схемы замещения диэлектрика (структуры и параметров) измерения только модуля сопротивления диэлектрика недостаточно, необходимо измерять также фазу комплексного сопротивления диэлектрика, что во многих работах по синтезу схемы замещения диэлектрика игнорируется.

Ключевые слова – конденсатор; диэлектрик; схема замещения; комплексное сопротивление; комплексная диэлектрическая проницаемость.

Введение

Любая радиоэлектронная аппаратура (РЭА) не обходится без конденсаторов. Они находят широкое применение в каждой функциональной части РЭА (управление, силовая часть, фильтры и т. д.). Еще сравнительно недавно при разработке РЭА конденсаторы считались идеальной емкостью [1]. В [2–4] было показано, как влияет эквивалентное последовательное сопротивление конденсатора на корректность результатов моделирования импульсного преобразователя напряжения. Это позволяет учесть влияние «паразитных» параметров конденсаторов до 100 кГц [5; 6], чего во многих практических применениях было достаточно.

Современные преобразователи напряжения уже работают на частотах единиц и даже десятков МГц, что накладывает более жесткие требования к «паразитным» параметрам пассивных элементов (конденсаторов, дросселей, трансформаторов). Это все более ужесточает требования к уровню электромагнитных помех (ЭМП), производимых преобразователями, что требует создания фильтров радиопомех (ФРП) с достаточно широкой полосой подавления ЭМП (до 100 МГц).

К сожалению, ВЧ поведенческой модели конденсатора ни один производитель конденсаторов – ни отечественный, ни зарубежный – не дает. Работ в этом направлении значительно меньше, чем работ по схемам замещения дросселя, т. е. они практически отсутствуют. В лучшем случае в каче-

стве модели конденсатора используется последовательный RLC-контур [7]. Знание ВЧ поведенческой модели конденсатора позволяет корректно и грамотно спроектировать ФРП с требуемым ослаблением ЭМП в требуемом частотном диапазоне (150 кГц – 30 МГц или 9 кГц – 100 МГц), т. к. «паразитные» параметры конденсатора на высоких частотах (десятки МГц) могут по полю взаимодействовать с «паразитными» параметрами соседних пассивных элементов: конденсаторов [8], дросселей [9]. Поэтому в статье рассматривается синтез электрических эквивалентных схем замещения конденсаторов в диапазоне частот до 500 МГц.

Измерения комплексного сопротивления конденсаторов

В [5; 6] были проведены измерения модуля и фазы полного (комплексного) сопротивления отечественных алюминиевых оксидно-электролитических, танталовых оксидно-полупроводниковых, танталовых объемно-пористых конденсаторов и зарубежных алюминиевых оксидно-электролитических конденсаторов в широком диапазоне частот от 10 Гц до 1 МГц. По результатам измерений были составлены схемы замещения конденсаторов. Схемы замещения конденсаторов получились как простейший последовательный RLC-контур (рис. 1), так и более сложный – последовательно-параллельный контур (рис. 2).

Последовательная индуктивность была объяснена как «паразитная» индуктивность проводов.

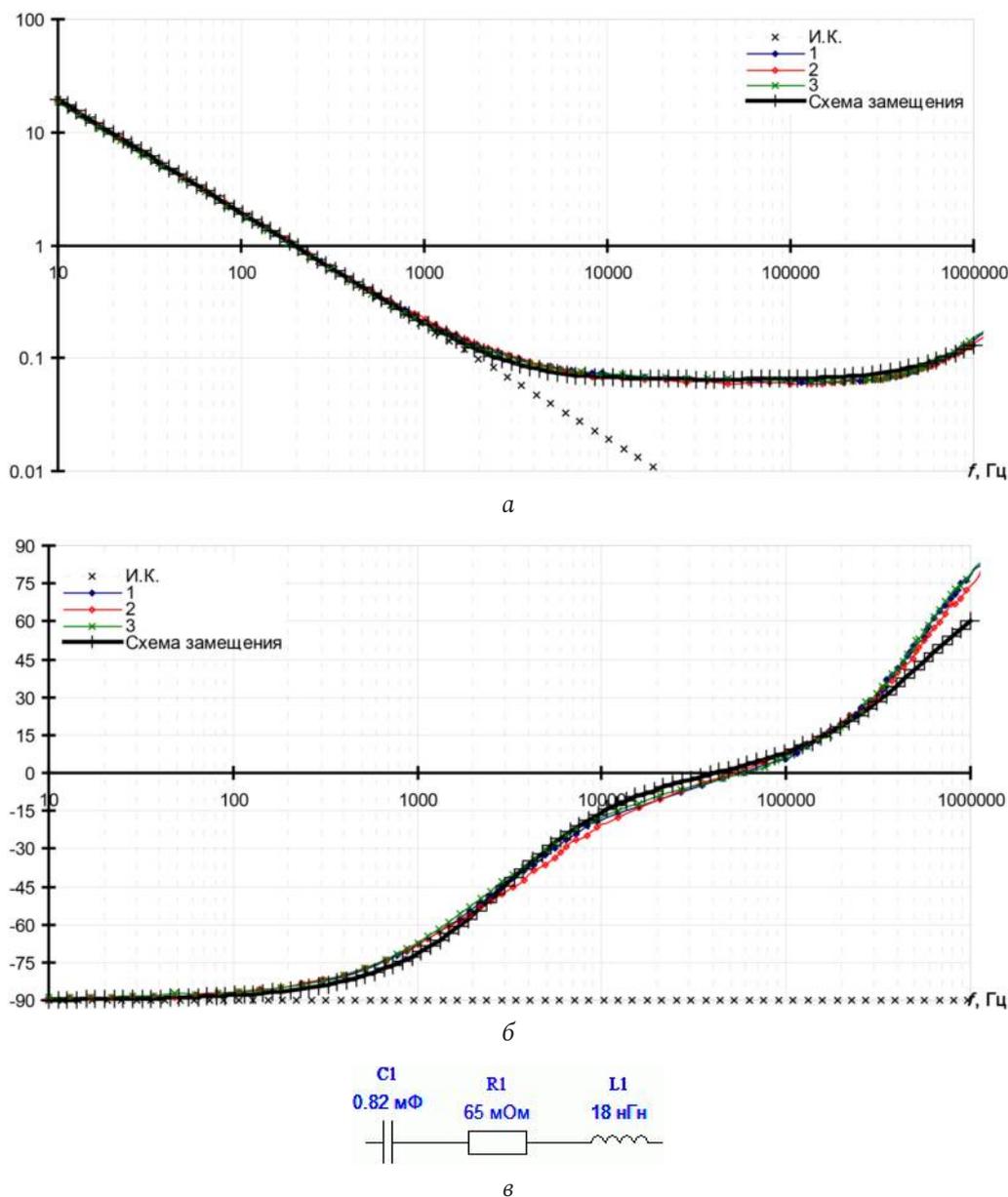


Рис. 1. Конденсатор K50-17 820 мкФ \times 400 В (алюминиевый оксидно-электролитический): а – модуль полного сопротивления; б – фаза полного сопротивления; в – схема замещения

Fig. 1. Capacitor K50-17 820 μ F \times 400 V (aluminum oxide electrolytic): a – magnitude of impedance; b – phase of impedance; c – equivalent circuit

Но в некоторых более сложных схемах замещения присутствовала еще одна индуктивность (рис. 2), причина появления которой не была объяснена.

Для устранения влияния проводов конденсатора были проведены измерения комплексного сопротивления керамического диэлектрика [10; 11]. Керамические диэлектрики были выполнены в форме дисков (диаметр 11,8 мм, толщина 1,4 мм), по торцам которых нанесена тонкая металлизация из серебра [10; 11]. На рис. 3, 4 представлены измеренные модуль и фаза комплексного сопротивления измеренных диэлектриков: первая цифра в названии диэлектрика – группа исполнения (процент

отклонения), а вторая цифра – диэлектрическая проницаемость. Из рис. 3, 4 следует, что основной вклад в комплексное сопротивление конденсатора оказывает диэлектрик конденсатора. Кроме того, из рис. 3, 4 видно, что характер изменения модуля и фазы комплексного сопротивления диэлектриков очень похож, что позволяет описать их одной схемой замещения с различными параметрами. Для понимания синтеза схемы замещения диэлектрика модуль и фаза его измеренного комплексного сопротивления были разбиты на 3 характерных участка (рис. 5), в которых проявляются различные физические явления диэлектрика. Рассмотрим их подробнее.

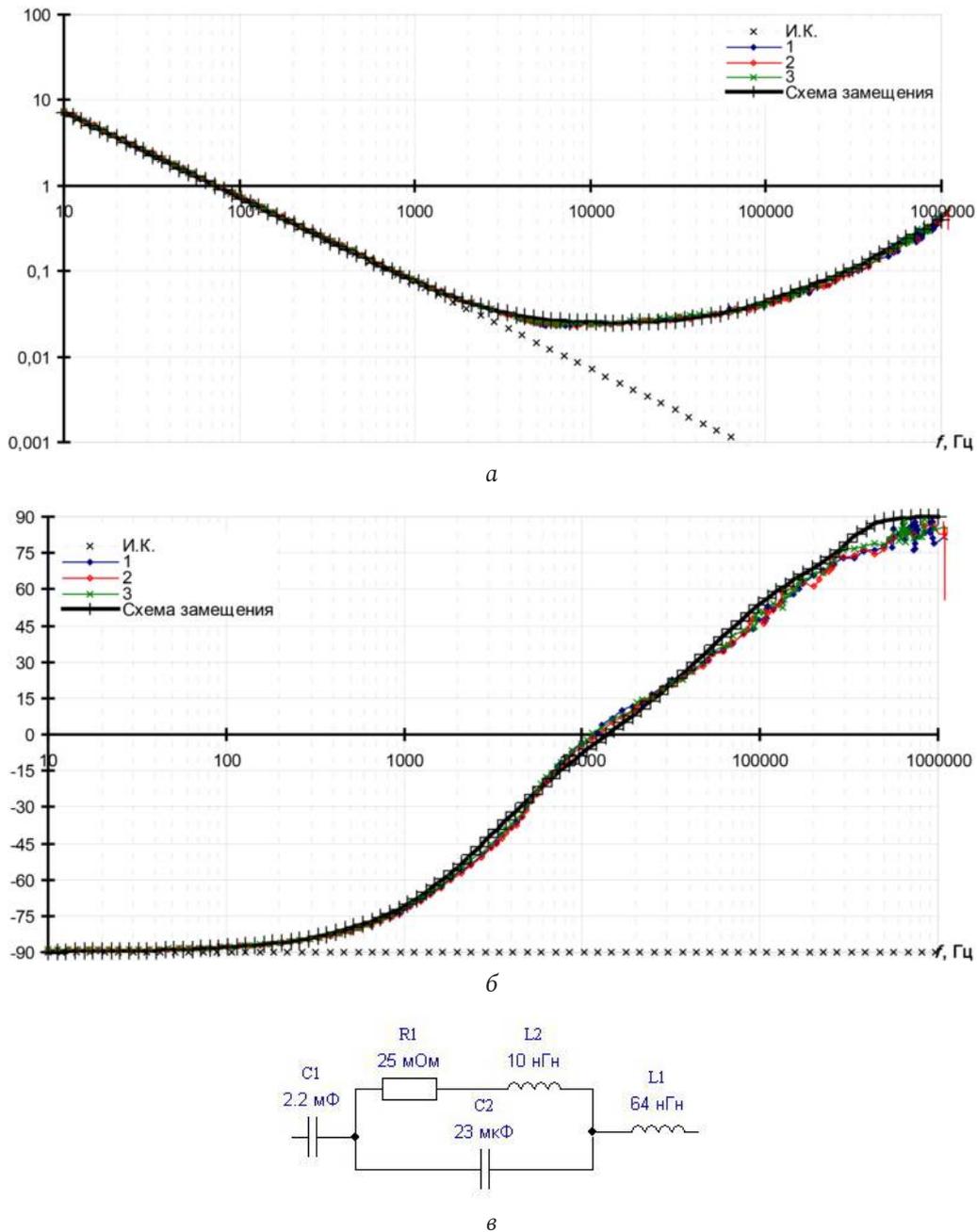


Рис. 2. Конденсатор Hitano EHP 2200 мкФ × 63 В (алюминиевый оксидно-электролитический): а – модуль полного сопротивления; б – фаза полного сопротивления; в – схема замещения
 Fig. 2. Capacitor Hitano EHP 2200 μF × 400 V (aluminum oxide electrolytic): a – magnitude of impedance; b – phase of impedance; c – equivalent circuit

Низкочастотная область (участок 1 на рис. 5). В данной частотной области реальный диэлектрик можно рассматривать как идеальный диэлектрик. В этом случае емкость конденсатора с таким идеальным диэлектриком определяется классической формулой

$$C = \epsilon_0 \epsilon \frac{S}{d}, \quad (1)$$

где $\epsilon_0 = 8,854187817 \times 10^{-12}$ Ф/м – электрическая постоянная, ϵ – относительная диэлектрическая проницаемость диэлектрика, расположенного между

обкладками конденсатора, S – площадь обкладки конденсатора, d – расстояние между обкладками.

Резонанс диэлектрика (участок 2 на рис. 5). В данной частотной области модуль и фаза комплексного сопротивления реального диэлектрика показывают резонансный характер (рис. 5). Такое поведение модуля и фазы комплексного сопротивления близко к поведению входного сопротивления последовательного RLC-контура (рис. 6):

$$Z_C = R_C + j\omega L_C - j \frac{1}{\omega C} = \quad (2)$$

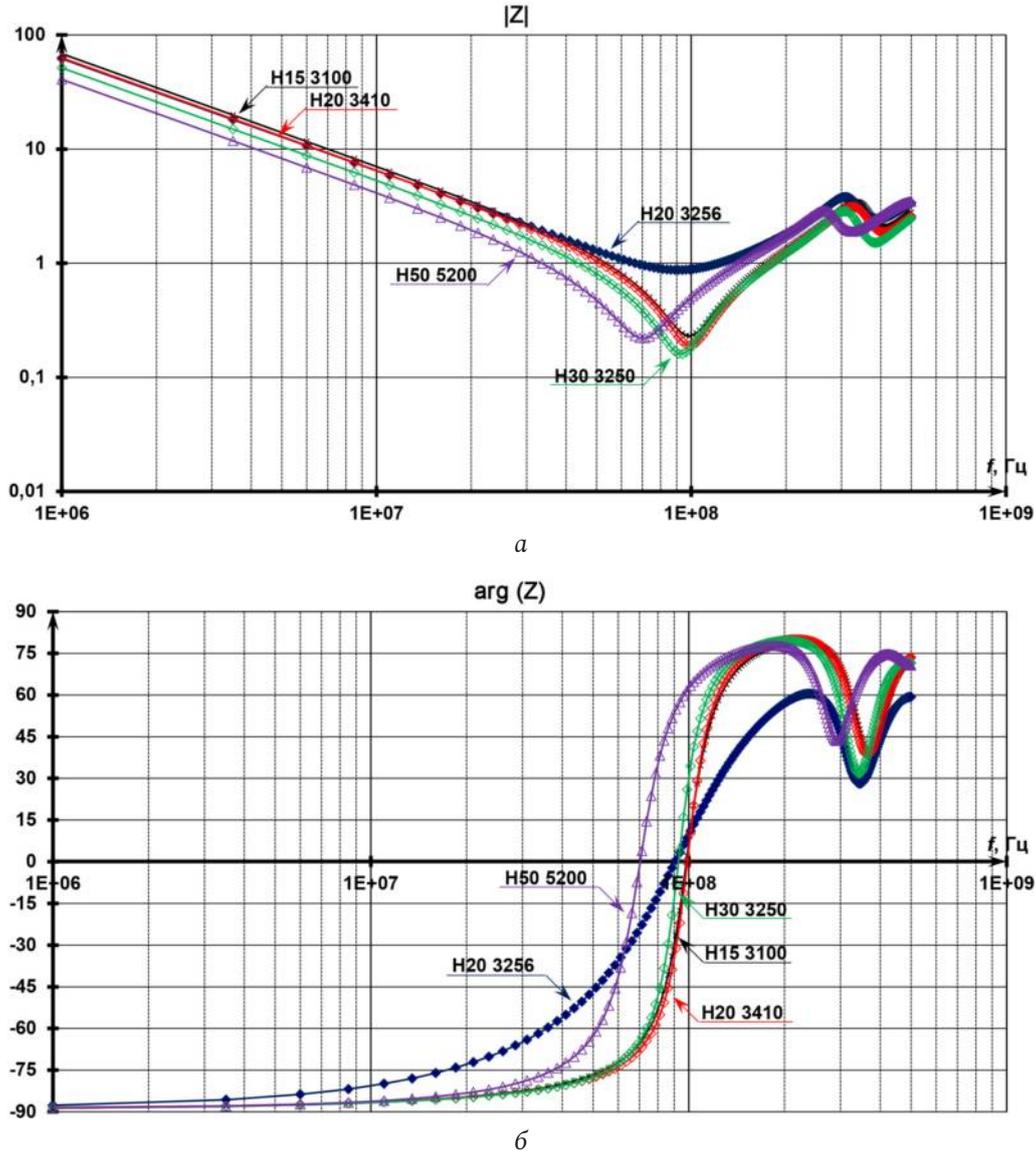


Рис. 3. Измеренные модуль (а) и фаза (б) комплексного диэлектрика разных групп исполнения (H15 – H50) с различной диэлектрической проницаемостью ϵ
Fig. 3. Measured magnitude (a) and phase (b) of dielectric impedance of different performance groups (H15 – H50) with different permittivity ϵ

$$= \sqrt{R_C^2 + \rho_C^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2} e^{j \arctg \left(Q \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \right)},$$

где $\omega_0 = 1/\sqrt{L_C C}$ – резонансная частота контура,
 $\rho_C = \sqrt{L_C/C}$ – характеристическое сопротивление контура,
 $Q = \rho_C/R_C$ – добротность контура.

Определим граничную частоту f_C (рис. 5), до которой включительно реальный диэлектрик можно считать идеальным конденсатором. Из выражения (2) следует, что это будет при условии $\omega \ll \omega_0$. Но лучше всего определить частоту f_C из требования по фазе – она должна быть не больше -89° . Тогда из выражения (2) получаем условие

$\arctg \left(Q \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \right) \leq -89^\circ$, из которого выводим следующее неравенство:

$$\frac{Q}{\omega_0} \omega^2 + 57\omega - Q\omega_0 \leq 0, \quad (3)$$

решая которое, определяем граничную частоту f_C :

$$f_C \leq f_0 \left(-\frac{28,5}{Q} + \sqrt{1 + \left(\frac{28,5}{Q} \right)^2} \right). \quad (4)$$

На рис. 7 приведены модуль и фаза измеренного сопротивления диэлектрика, а также модуль и фаза предложенной схемы замещения (рис. 6), которые показывают хорошее совпадение для участков 1 и 2 (рис. 5). Получившиеся параметры схемы замещения (рис. 6) для рассматриваемого

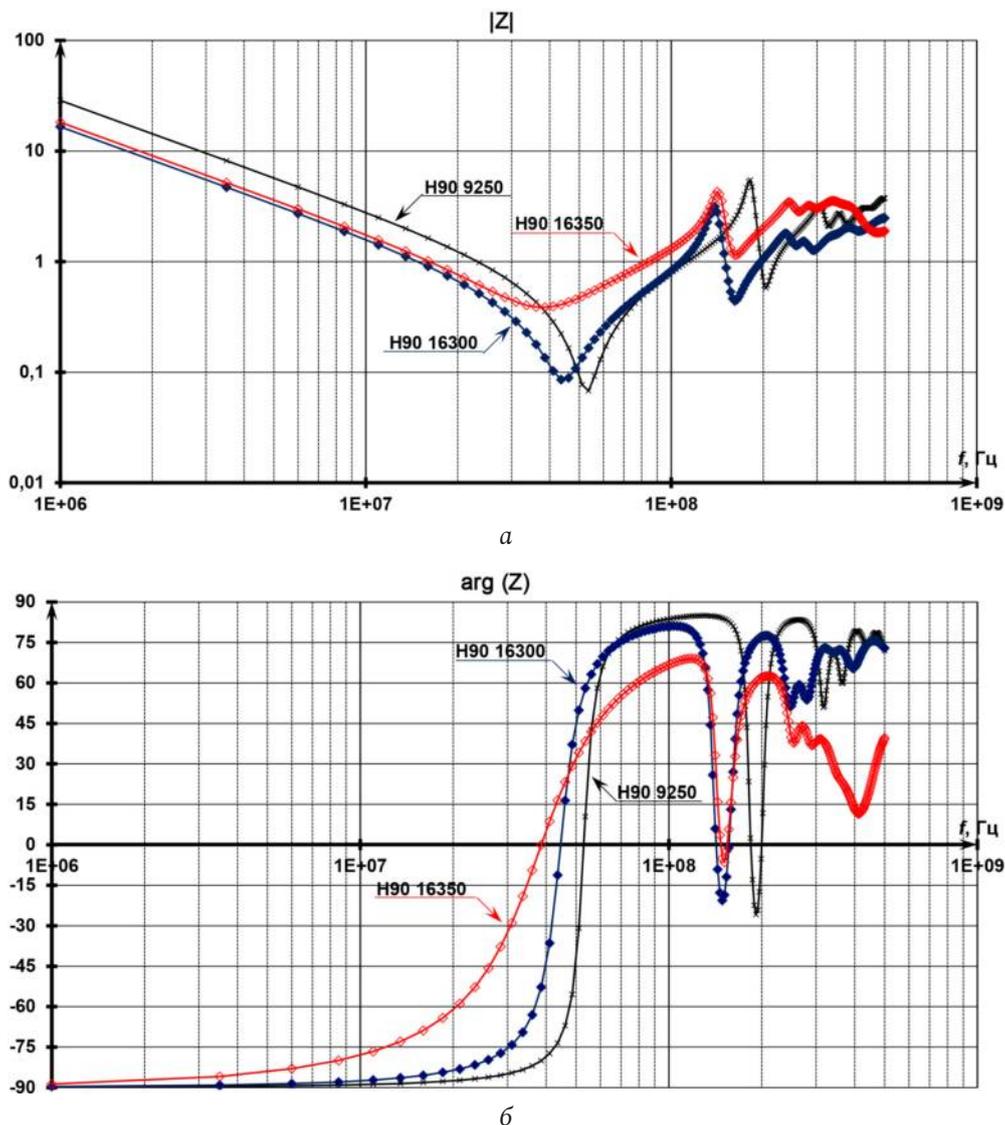


Рис. 4. Измеренные модуль (а) и фаза (б) комплексного диэлектрика группы исполнения H90 с различной диэлектрической проницаемостью ϵ
 Fig. 4. Measured magnitude (a) and phase (b) of dielectric impedance of performance group H90 with different permittivity ϵ

диэлектрика (H90 9250): $C = 5,55$ нФ, $L_C = 1,6$ нГн, $R_C = 70$ мОм.

Наличие индуктивности в схеме замещения диэлектрика

Наличие сопротивления в схеме замещения диэлектрика (и, следовательно, конденсатора) связывают с тем, что относительная диэлектрическая проницаемость диэлектрика является величиной непостоянной, а частотно-зависимой комплексной величиной [12–14]:

$$\epsilon(\omega) = \epsilon'(\omega) - j\epsilon''(\omega). \quad (5)$$

Тогда комплексная проводимость конденсатора, исходя из (1) и (5), будет равна:

$$Y_C = j\omega C = j\omega\epsilon_0\epsilon(\omega)\frac{S}{d}. \quad (6)$$

Но, к сожалению, производители диэлектриков практически не дают информации о комплексной диэлектрической проницаемости ϵ конкретного диэлектрика, по которым можно определить физику процессов, протекающих в диэлектрике, и понять структуру схемы замещения диэлектрика. Она (измеренная частотная характеристика комплексной диэлектрической проницаемости) также не приводится ни в учебных пособиях, ни в монографиях, ни в большинстве статей. Вместо них приводятся лишь теоретические, сугубо общие (и поэтому расплывчатые) представления о характере комплексной диэлектрической проницаемости ϵ . Поэтому разберем сначала их («классические» представления о диэлектрике), а потом перейдем к измеренным частотным характеристикам сопротивления диэлектрика.

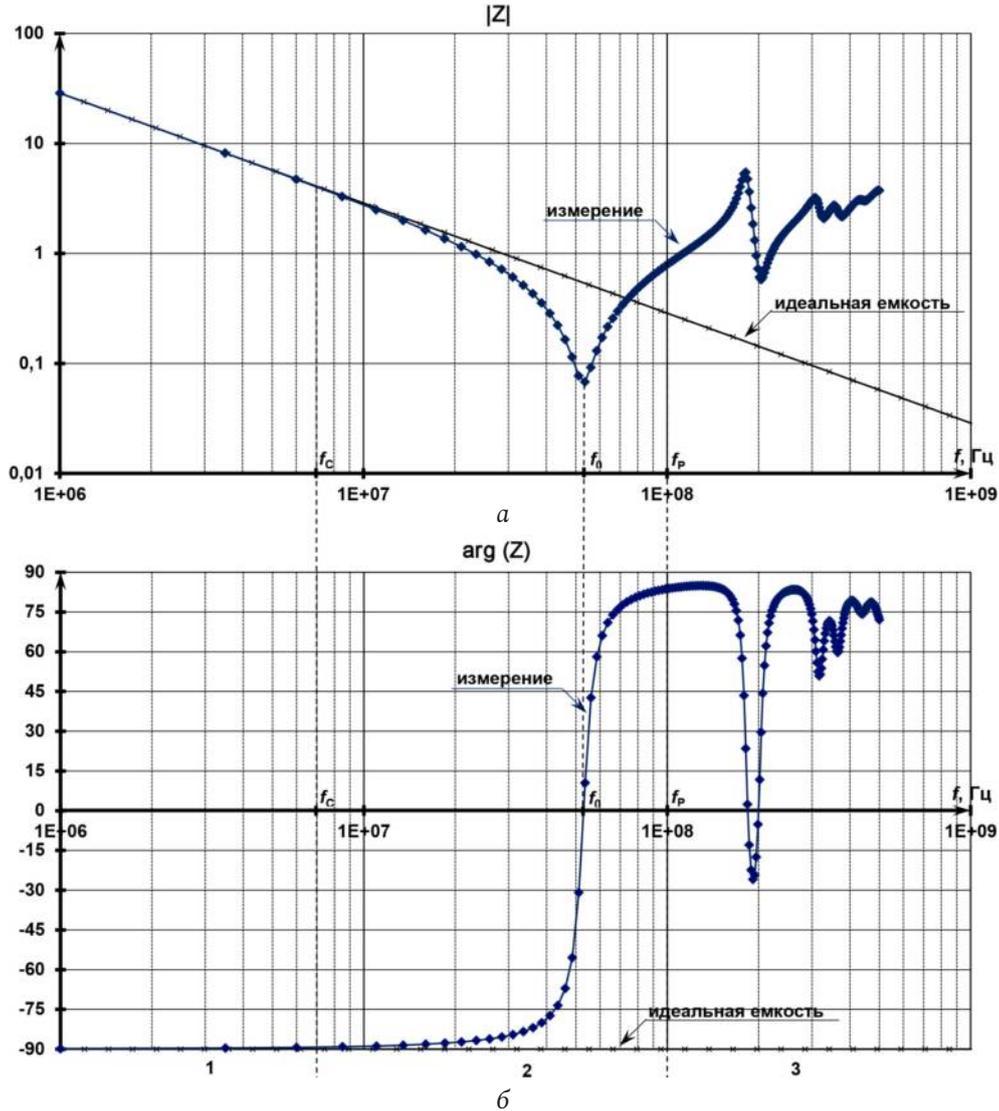


Рис. 5. Разбивка на области модуля (а) и фазы (б) комплексного сопротивления диэлектрика
 Fig. 5. Magnitude (a) and phase (b) of dielectric impedance (partition into areas)

Главное свойство диэлектрика, которое определяет особенное поведение диэлектрика в электрическом поле и других внешних воздействиях, – это поляризация, или смещение связанных электрических зарядов [12; 13]. Но кроме поляризации диэлектрик обладает весьма малой (по сравнению с явлением поляризации) электропроводностью, т. е. в диэлектриках возникает и существует сравнительно устойчивое состояние с чрезвычайно малой электронной проводимостью [12; 13], то есть уравнение (5) можно переписать в следующем виде [12; 13]:

$$\varepsilon = \varepsilon + j \frac{\sigma}{\varepsilon_0 \omega} \tag{7}$$

Выражение (7) описывает случай безынерционной электропроводности и безынерционной поляризации. В реальных диэлектриках электро-

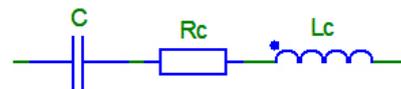


Рис. 6. Схема замещения диэлектрика для участка 2 (рис. 5)
 Fig. 6. Dielectric equivalent circuit for area 2 (fig. 5)

проводность запаздывает и/или запаздывает поляризация диэлектрика [12; 13].

Поляризацию в диэлектрике обычно разделяют на следующие виды [12]:

- упругая (деформационная), при которой сила, стремящаяся возвратить смещенные электрическим полем частицы, носит квазиупругий характер;
- тепловая (прыжковая), когда электроны, ионы или диполи при своем смещении в электрическом поле за счет энергии теплового движения преодолевают потенциальные барьеры;

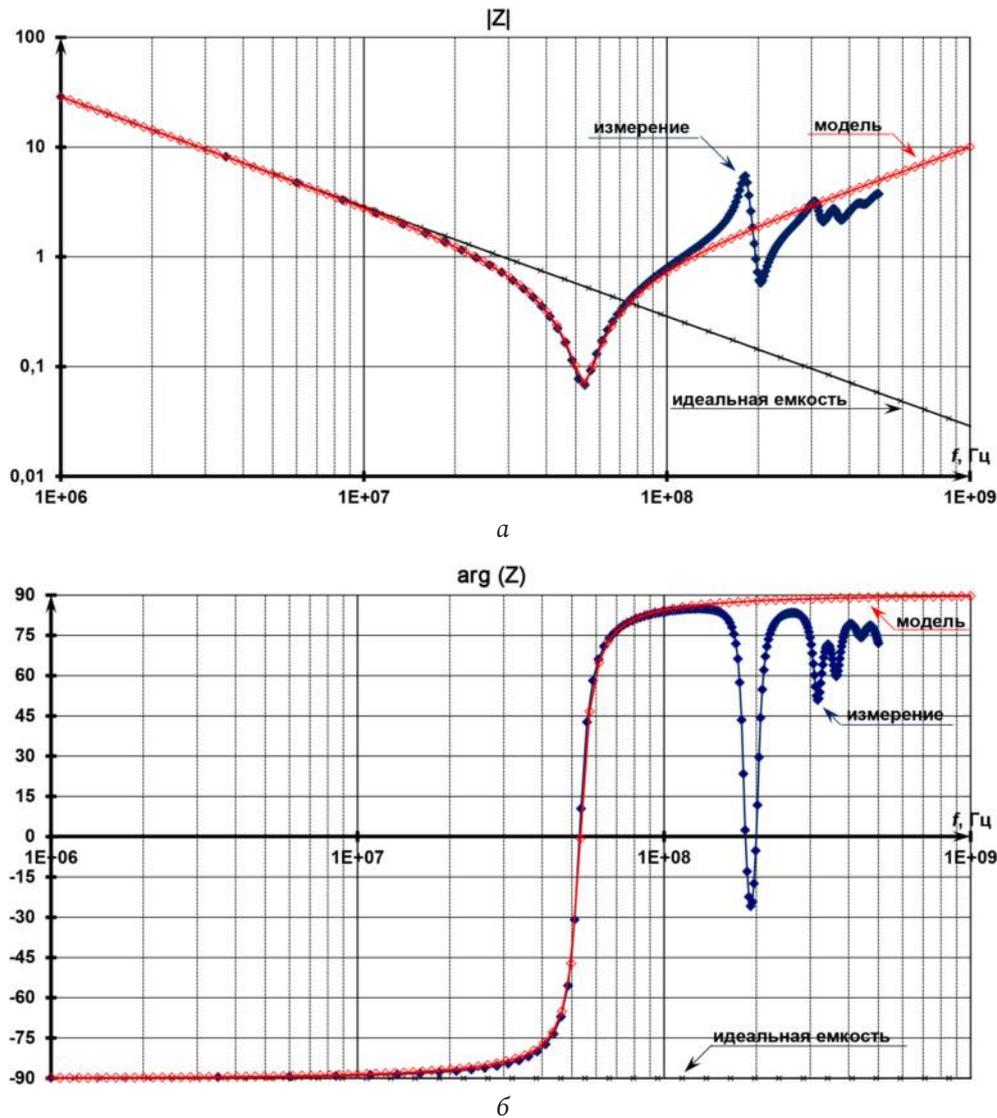


Рис. 7. Модуль (а) и фазы (б) комплексного сопротивления диэлектрика: измеренное значение в сравнении с рассчитанным по схеме замещения (рис. 6)
 Fig. 7. Magnitude (a) and phase (b) of dielectric impedance: measured value versus obtained value from equivalent circuit (fig. 6)

– объемнозарядовая (миграционная), при которой электроны или ионы перемещаются в диэлектрике на большие расстояния и накапливаются на границе неоднородностей, к этому же механизму относится переориентация макродиполей.

Объемнозарядовая поляризация приводит к неустойчивости ϵ и потерям на инфранизких (меньше 16 Гц) частотах [12]. Желательные для технического применения диэлектриков (диапазон частот 50–10¹⁰ Гц) частотные и температурные неустойчивости ϵ , а также диэлектрические потери в большинстве случаев обусловлены именно тепловой поляризацией [12].

Так как тепловая поляризация приводит к потерям в диэлектрике в большинстве случаев технического использования диэлектриков [12; 13], то ее и рассмотрим сначала. Тепловая поляризация

дает вклад в диэлектрическую проницаемость и описывается уравнением Дебая [12–14]:

$$\epsilon = \epsilon' - j\epsilon'' = \epsilon(\infty) + \frac{\epsilon(0) - \epsilon(\infty)}{1 + j\omega\tau}, \quad (8)$$

из которого можно выделить вещественную и мнимую составляющие диэлектрической проницаемости [12–14]:

$$\epsilon' = \epsilon(\infty) + \frac{\epsilon(0) - \epsilon(\infty)}{1 + \omega^2\tau^2}, \quad \epsilon'' = \frac{(\epsilon(0) - \epsilon(\infty))\omega\tau}{1 + \omega^2\tau^2}, \quad (9)$$

где $\epsilon(0)$ и $\epsilon(\infty)$ – значение относительной диэлектрической составляющей на постоянном токе и бесконечно большой частоте соответственно, τ – постоянная времени (рис. 8).

На рис. 8 представлены графики ϵ' и ϵ'' согласно выражениям (9). Как видно из рис. 8, ϵ'' имеет резонансный характер. Определим полное (ком-

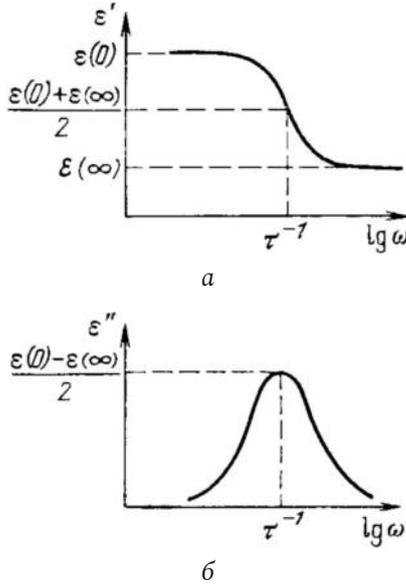


Рис. 8. Частотные зависимости ε' (а) и ε'' (б) при тепловой поляризации [12; 13]
Fig. 8. Frequency dependences ε' (a) and ε'' (b) for thermal polarization [12; 13]

плексное) сопротивление конденсатора с таким диэлектриком:

$$Z_C = \frac{1 + j\omega\tau}{j\omega\varepsilon(0) - \omega^2\tau\varepsilon(\infty)} \frac{d}{\varepsilon_0 S} = \left(\frac{\tau(\varepsilon(0) - \varepsilon(\infty))}{\varepsilon^2(0) + \omega^2\tau^2\varepsilon^2(\infty)} - j \frac{\varepsilon(0)/\omega + \omega\tau^2\varepsilon(\infty)}{\varepsilon^2(0) + \omega^2\tau^2\varepsilon^2(\infty)} \right) \frac{d}{\varepsilon_0 S}. \quad (10)$$

Хотя в выражении (10) присутствует квадратичная зависимость от частоты ω , но $\varepsilon(0)/\omega \gg \omega\tau^2\varepsilon(\infty)$. К тому же $\varepsilon(0)/\omega$ быстрее падает до бесконечно малой, чем $1/(\varepsilon^2(0) + \omega^2\tau^2\varepsilon^2(\infty))$ начинает уменьшаться от константы $\varepsilon^2(0)$. Таким образом, уравнение (10) хорошо упрощается до

$$Z_C \approx \left(\frac{\varepsilon(0) - \varepsilon(\infty)}{\varepsilon^2(0)} \tau - j \frac{1}{\omega\varepsilon(0)} \right) \frac{d}{\varepsilon_0 S} = R_C - j \frac{1}{\omega C}, \quad (11)$$

что соответствует схеме замещения, изображенной на рис. 9а. Ошибка использования выражения (11) вместо выражения (10) заключается в определении вещественной составляющей полного сопротивления конденсатора. В выражение (10) вещественная составляющая меняется при увеличении частоты от $(\varepsilon(0) - \varepsilon(\infty))\tau / \varepsilon^2(0)$ до нуля, а в (11) является константой $(\varepsilon(0) - \varepsilon(\infty))\tau / \varepsilon^2(0)$.

Можно получить схему замещения для выражения (10), не упрощая его. В этом случае получаем схему замещения, изображенную на рис. 9, б, параметры которой определяются по формулам:

$$C = \varepsilon(0) \frac{\varepsilon_0 S}{d}, \quad C_C = \frac{\varepsilon(0)\varepsilon(\infty)}{\varepsilon(0) - \varepsilon(\infty)} \frac{\varepsilon_0 S}{d}, \quad (12)$$

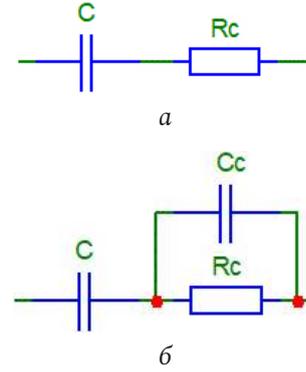


Рис. 9. Схемы замещения диэлектрика согласно тепловой поляризации
Fig. 9. Equivalent circuits of dielectric according to thermal polarization

$$R_C = \frac{\varepsilon(0) - \varepsilon(\infty)}{\varepsilon^2(0)} \tau \frac{d}{\varepsilon_0 S}.$$

Из (12) видно, что при $\varepsilon(0) \gg \varepsilon(\infty)$ схема замещения диэлектрика (рис. 9, а) превращается в обычный RC-контур (рис. 9, б). Это еще раз доказывает корректность перехода от (10) к (11).

Таким образом, согласно «классическим» представлением о диэлектрике [12–14] в случае тепловой поляризации схема замещения конденсатора представляет цепь 1-го порядка (рис. 9), то есть наличие тепловой поляризации не может привести к появлению индуктивности в схеме замещения диэлектрика.

В случае упругой поляризации комплексная диэлектрическая проницаемость определяется уравнением Друде – Лорентца [12–14]:

$$\varepsilon = \varepsilon' - j\varepsilon'' = \varepsilon(\infty) + \frac{\varepsilon(0) - \varepsilon(\infty)}{1 - (\omega/\omega_0)^2 + j\Gamma(\omega/\omega_0)}, \quad (13)$$

где Γ – коэффициент, названный в [12; 13] относительным затуханием.

Уравнение (13) как раз и описывает резонансный характер комплексной диэлектрической проницаемости ε , т. е. описывает систему с двумя реактивными элементами (последовательный резонансный контур). Это и понятно, т. к. для описания модели упругой поляризации использовалась модель осциллятора (дифференциальное уравнение второго порядка): уравнение движения частицы массой m и зарядом q во внешнем электрическом поле $F = F_0 e^{j\omega t}$ [12; 13]:

$$m \frac{d^2 x}{dt^2} + \beta \frac{dx}{dt} + kx = qF, \quad (14)$$

где k – коэффициент упругости, β – коэффициент затухания. Для объяснения появления индуктив-

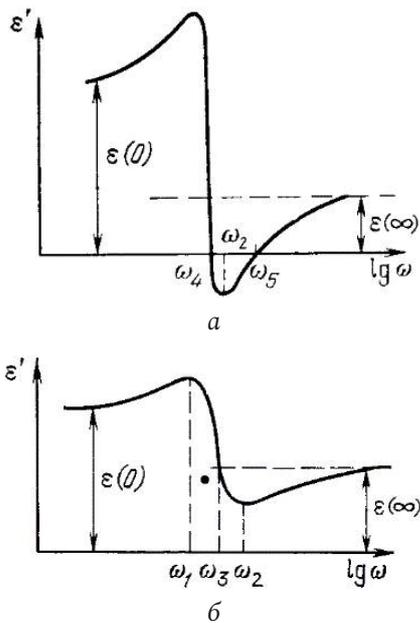


Рис. 10. Частотные зависимости ε' (при различных относительных затуханиях Γ – а и б) и ε'' (в) при упругой поляризации [12; 13]
 Fig. 10. Frequency dependences ε' (for different relative attenuations Γ – a and b) and ε'' (c) with elastic polarization [12; 13]

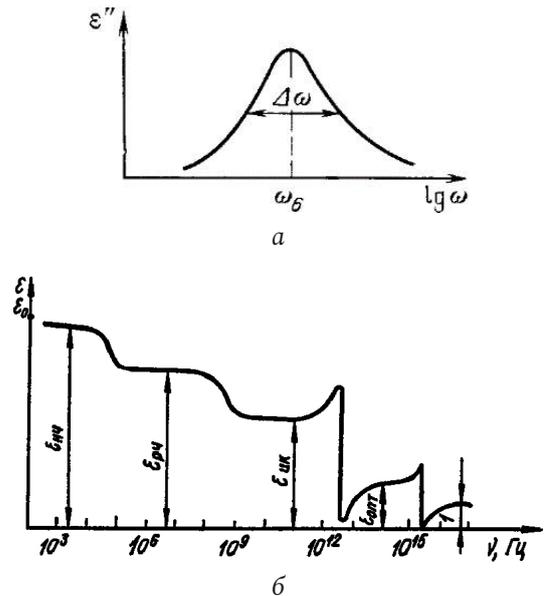


Рис. 11. Теоретическая частотная зависимость ε , характеризующая диэлектрические вклады различных механизмов поляризации и их запаздывание (взято из [12])
 Fig. 11. Theoretical frequency dependence ε characterizing the dielectric contributions of various polarization mechanisms and their delay (taken from [12])

ности в схеме замещения диэлектрика (рис. 6) в [10; 11] тоже использовалось выражение (14).

На рис. 10 представлены графики ε' и ε'' согласно выражению (13). Таким образом, из-за упругой поляризации в схеме замещения конденсатора появляется индуктивность. Но в следствие малой инерционности упругой поляризации диэлектрическая проницаемость, обусловленная этим механизмом, в диэлектриках с такой поляризацией отсутствует до частоты порядка 10^{12} Гц [12], что также хорошо наблюдается из теоретической частотной зависимости ε (рис. 11). А измерения комплексного сопротивления конденсатора показывают резонанс на частотах 10^7 – 10^8 Гц (рис. 3, 4), а это частоты, на которых проявляется тепловая поляризация, при которой, согласно «классической» теории диэлектриков [12; 13], как было показано выше, не возникает резонанса. Кроме того, график фазы сопротивления измеренного диэлектрика (рис. 3, 4) отражает изменение фазы от -90° до 90° . Это означает, что после резонанса наблюдается преобладание влияния магнитного поля над электрическим полем в диэлектрике.

Большинство диэлектриков представляют собой диамагнетики ($\mu \lesssim 1$) или парамагнетики ($\mu \gtrsim 1$), т. е. для большинства диэлектриков $\mu \approx 1$ [12]. В [12] описаны различные действия магнитного поля на диэлектрик, но так как считалось в [12], что магнитное поле является внешним, то в [12]

не было рассмотрено явление самоиндукции в диэлектрике, которое, скорее всего, и наблюдается на графике фазы (появляется индуктивная составляющая – фаза растет до 90°) сопротивления измеренного диэлектрика (рис. 3, 4).

Исследуем подробнее данное явление. Из уравнений Максвелла для закона сохранения энергии в веществе было получено [12]:

$$H \frac{\partial B}{\partial t} + E \frac{\partial D}{\partial t} + jE + \operatorname{div} [E \times H] = 0, \quad (15)$$

где H – напряженность магнитного поля, B – магнитная индукция, E – напряженность электрического поля, D – электрическая индукция, j – плотность электрического тока (плотность тока проводимости).

Последний член выражения (15) представляет дивергенцию вектора Умова – Пойтинга и описывает интенсивность потока электромагнитной волны. Предпоследний член выражения (15) характеризует потери электромагнитной волны за счет тока проводимости. Второй член выражения (15) характеризует плотность электрической энергии, а первый член выражения (15) – плотность магнитной энергии [12].

Согласно выражению (15) или закону сохранения энергии, в диэлектрике всегда будут действовать электрическое поле, магнитное поле и проводимость. Другое дело – в какой области частот какая величина (электрическое поле, магнитное

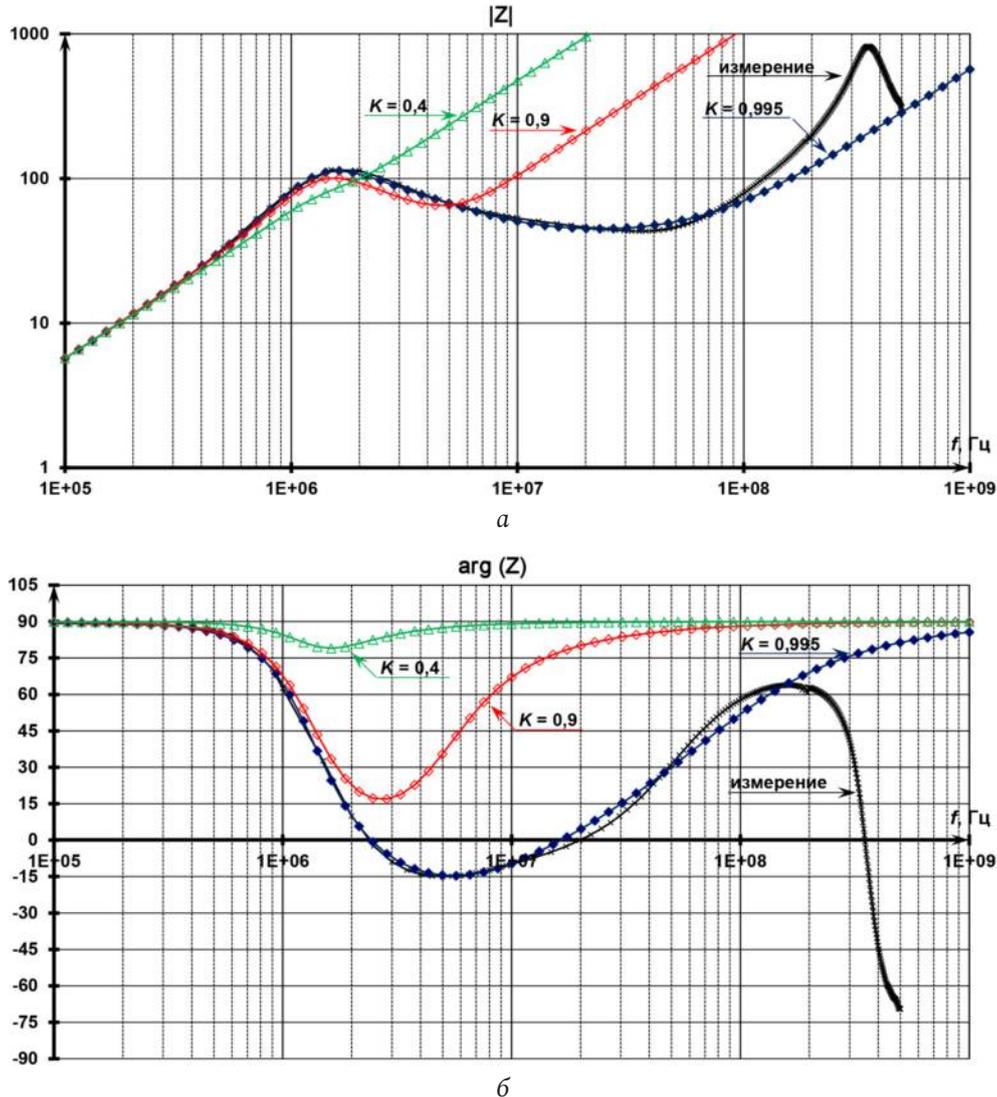


Рис. 12. Модуль (а) и фазы (б) комплексного сопротивления дросселя: измеренное значение в сравнении с различным коэффициентом связи в схеме замещения (взято из [17])

Fig. 12. Magnitude (a) and phase (b) of inductor impedance: measured value versus different coupling coefficient (taken from [17])

поле или проводимость) будет превалировать и чем можно пренебречь. Но, к сожалению, в дальнейших выкладках и высказываниях в [12] про действие **собственного** магнитного поля в диэлектрике ничего не говорится (насколько мало это взаимодействие и когда оно может начинать сказываться), а считается, что если есть магнитное поле в диэлектрике, то оно **внешнее** [12].

Эта проблема (игнорирование собственного магнитного поля в диэлектрике) связана с тем, что большинство, к сожалению, смешивают понятия идеальных элементов электрической цепи и реальных физических приборов (особенно этому способствует их одинаковое обозначение на схемах). Нельзя забывать, что идеальные (или идеализированные) элементы электрической цепи обладают лишь **каким-либо ОДНИМ** из пере-

численных свойств: вносить энергию в электрическую цепь (источник), рассеивать энергию (элемент резистивного сопротивления, резистивное сопротивление), запастись ее в виде энергии магнитного (элемент индуктивности, индуктивность) или электрического (элемент емкости, емкость) поля [15]. Следовательно, каждое явление рассматривается по отдельности: тепловое действие электрического тока, взаимодействие электрического поля и электрического тока, а также взаимодействие магнитного поля и электрического тока. А в реальных физических приборах (в данном случае в диэлектрике), согласно (15), т. е. закону сохранения энергии в веществе, всегда присутствует все эти три явления. В схеме замещения любого реального физического элемента всегда будут присутствовать идеальное сопротивление, иде-

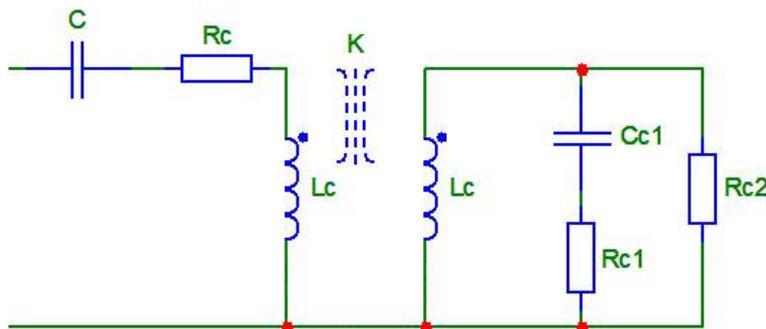


Рис. 13. Схема замещения диэлектрика
 Fig. 13. Equivalent circuits of dielectric

Таблица. Параметры схемы замещения диэлектриков
 Table. Dielectric equivalent circuit parameters

Параметры	H15 31000	H20 3256	H20 3410	H30 3250	H50 5200	H90 9250	H90 16300	H90 16350
C, нФ	2,324	2,572	2,500	3,094	3,907	5,551	9,610	8,745
L, нГн	1,100	1,200	1,000	0,950	1,400	1,600	1,300	2,000
R _C , мОм	220	870	190	170	200	70	88	390
K	0,410	0,420	0,400	0,400	0,420	0,420	0,410	0,380
C _{C1} , нФ	0,180	0,210	0,220	0,260	0,225	0,470	0,960	0,620
R _{C1} , Ом	20	18	100000	20	18	120	80	100
R _{C2} , Ом	0,250	0,250	0,450	0,160	0,250	0,060	0,060	0,080

альная емкость, идеальная индуктивность. И это не следует забывать.

Если же оценить эту индуктивность в рассматриваемом диэлектрике с данными размерами (диаметр 11,8 мм, толщина 1,4 мм), например, используя [16] и приняв $\mu = 1$, то она будет порядка 1 нГн. Что и подтверждается полученными параметрами схем замещения для рассматриваемых диэлектриков (см. таблицу). Данное подтверждение еще раз указывает на то, что необходимо учитывать действие собственного магнитного поля диэлектрика, возникающего при протекании в нем ВЧ электрического тока.

ВЧ-резонанс диэлектрика (участок 3 на рис. 5)

Начиная с частоты f_p фаза сопротивления диэлектрика превышает $75-80^\circ$, а модуль сопротивления диэлектрика растет (рис. 5, 7). Диэлектрик начиная с этой частоты ведет себя как дроссель, т. е. диэлектрик можно заменить на последовательный RL-контур, т. к. емкостная составляющая в схеме замещения (рис. 6) практически не оказывает влияния. Тогда из выражения (2) получаем условие $\arctg(Q(\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega)) > 80^\circ$, из которого выводим следующее неравенство:

$$\frac{Q}{\omega_0} \omega^2 + 5\omega - Q\omega_0 > 0, \quad (16)$$

решая которое, определяем граничную частоту f_p :

$$f_p > f_0 \left(-\frac{5}{Q} + \sqrt{1 + \frac{25}{Q^2}} \right). \quad (17)$$

Следующие ВЧ-резонансы модуля и фазы комплексного сопротивления диэлектрика можно связывать с эффектом длинной линии. Но это не может быть длинной линией, т. к. данный эффект начинает проявляться при частоте 150 МГц (рис. 7). В этом случае длина волны электромагнитного колебания λ должна быть равна $3 \times 10^8 / 1,5 \times 10^8 = 2$ м, что значительно больше толщины рассматриваемого диэлектрика (1,4 мм). Разница составляет 3 порядка.

Так как начиная с частоты f_p фаза сопротивления диэлектрика больше 80° (рис. 5), то диэлектрик уже представляет не конденсатор, а дроссель (последовательный RL-контур) на этих частотах. А в дросселе данное явление, не являющееся эффектом длинных линий, – подъем, спад и следующий подъем модуля сопротивления (рис. 12) – хорошо моделируется добавлением в схему замещения трансформатора [17]. Тогда для диэлектрика схема замещения усложнится (рис. 13),

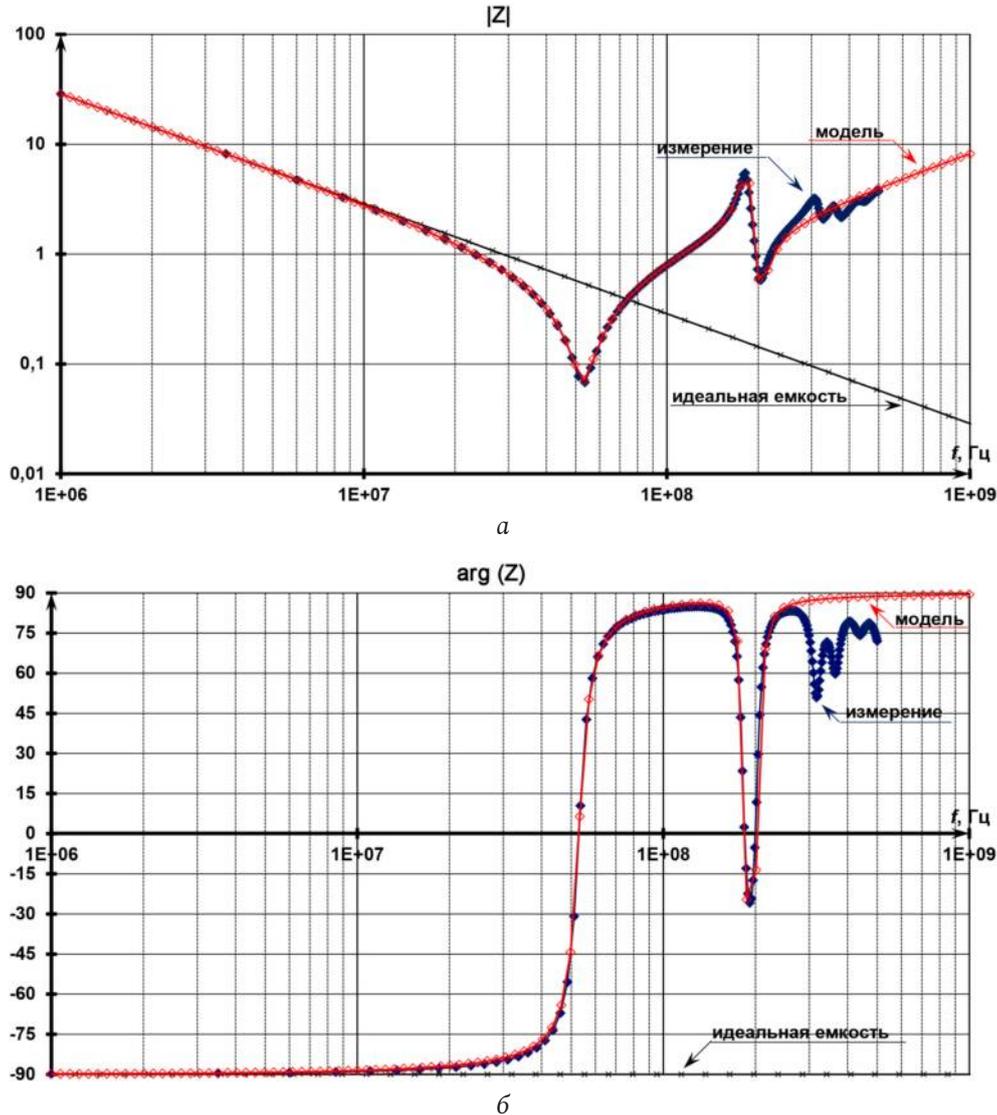


Рис. 14. Модуль (а) и фаза (б) комплексного сопротивления измеренного сопротивления диэлектрика: измеренное значение в сравнении с рассчитанным по схеме замещения (рис. 13)
Fig. 14. Magnitude (a) and phase (b) of dielectric impedance: measured value versus obtained value from equivalent circuit (fig. 13)

что позволяет получить хорошее совпадение измеренного сопротивления диэлектрика с входным сопротивлением схемы замещения (рис. 14).

В полученной схеме замещения (рис. 13) элементы C_{C1} , R_{C1} и R_{C2} определяют ВЧ-резонанс (частоту и добротность резонанса), а коэффициент связи K определяет частоту ВЧ-антирезонанса (рис. 14).

С физической точки зрения наличие трансформатора в схеме замещения дросселя объяснялось наличием магнитных полей в проводе и сердечнике дросселя и их взаимным влиянием (не все линии магнитного поля провода пронизывают сердечник) [17]. Как же тогда объяснить похожий эффект в диэлектрике? Там же нет системы «провод – сердечник» как в реальном дросселе.

На самом деле похожий эффект (появление двух источников магнитного потока) можно объяснить

следующим образом: хотя магнитная проницаемость диэлектрика и близка к магнитной проницаемости воздуха [12], но по торцам диэлектрика нанесена тонкая металлизация из серебра, поэтому возникает граница сред из-за разности магнитной проницаемости, и часть магнитного потока отражается от этой границы и складывается с магнитным потоком диэлектрика. Таким образом возникают два магнитных потока (собственный и отраженный), которые влияют друг на друга, как в случае с трансформатором.

В некоторых диэлектриках описанный выше эффект (подъем / спад / подъем модуля сопротивления) в измеренной области частот (до 500 МГц) может возникать несколько раз (рис. 4, 14). Это может быть связано с тем, что сам диэлектрик неоднороден и состоит из различных блоков, а эти резонан-

сы/антрирезонансы в модуле сопротивления являются следствием отражений магнитного потока от границ этих блоков в самом диэлектрике. Все это – попытка объяснения физических явлений, возникающих в диэлектрике, на основании измеренных модуля и фазы комплексного сопротивления реального диэлектрика. Для подтверждения или корректировки данной гипотезы требуются дальнейшие измерения диэлектриков. Кроме понимания физических процессов, протекающих в диэлектрике, подтверждение или корректировка данной гипотезы позволит создавать диэлектрики, а также фильтры, использующие данные диэлектрики, с лучшими характеристиками.

Схема замещения. Таким образом была получена схема замещения диэлектрика (рис. 13), работающая в широкой области частот. В таблице приведены параметры этой схемы замещения для измеренных диэлектриков (рис. 3, 4).

Заключение

В работе предложена новая схема замещения диэлектрика (рис. 13), частотные характеристики которой близки с измеренными частотными характеристиками сопротивления диэлектрика в широкой полосе частот (от 0 до 500 МГц). Это по-

зволяет использовать данную схему замещения диэлектрика при проектировании высокочастотных фильтров радиопомех, а также при исследовании и проектировании электромагнитных помех в импульсных преобразователях напряжения модуляционного типа с ШИМ, ЧИМ и ФИМ.

Дана попытка объяснения физических явлений и факторов, которые влияют на частотные характеристики сопротивления реального диэлектрика. Предложено объяснение наличия индуктивности в схеме замещения диэлектрика и наличия ВЧ-всплесков в модуле комплексного сопротивления диэлектрика, которые не могут быть объяснены с позиции длинных линий из-за малости размера диэлектрика. Данное теоретическое высказывание требует дальнейших экспериментальных подтверждений.

Найдены параметры схемы замещения диэлектрика по измеренным частотным характеристикам сопротивления диэлектрика. Показано, что для построения схемы замещения, а также для нахождения ее параметров одного модуля сопротивления диэлектрика недостаточно, необходимо учитывать также фазу комплексного сопротивления диэлектрика.

Список литературы

1. Мелешин В.И. Транзисторная преобразовательная техника. М.: Техносфера, 2005. 632 с.
2. Дмитриков В.Ф., Сергеев В.В., Самылин И.Н. Исследование переходных процессов в импульсных регуляторах напряжения с различными фильтрующими цепями // Труды учебных заведений связи. 2001. Вып. 167. С. 72–78.
3. Смирнов В.С. Эквивалентные частотные характеристики транзисторных ключевых устройств с отрицательной обратной связью: дис. ... канд. тех. наук. СПб., 2007. 261 с.
4. Дмитриков В.Ф., Шушпанов Д.В. Устойчивость и электромагнитная совместимость устройств и систем электропитания. М.: Горячая линия – Телеком, 2018. 540 с.
5. Исследование комплексного сопротивления и структурно-параметрический синтез схем замещения конденсаторов / В.Ф. Дмитриков [и др.] // Физика и технические приложения волновых процессов: тезисы и доклады конференции. Самара, 2008. С. 366–368.
6. Кобелянский А.Е. Исследование и разработка высокоэффективных импульсных преобразователей напряжения с ШИМ и систем электропитания на их основе: дис. ... канд. тех. наук. СПб., 2010. 217 с.
7. Подавление электромагнитных помех в цепях электропитания / Г.С. Векслер [и др.]. Киев: Тэхника, 1990. 167 с.
8. Reducing of parasitic inductive couplings effects in EMI filters / L. Taylor [et al.] // 2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE). 2013. P. 1–8. DOI: <https://doi.org/10.1109/EPE.2013.6634643>
9. Cuellar C., Idir N. Reduction of the parasitic couplings in the EMI filters to improve the high frequency insertion loss // IECON 2018 – 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. 2018. P. 5766–5771. DOI: <https://doi.org/10.1109/IECON.2018.8591234>
10. Synthesis of equivalent circuits for chokes and capacitors in a wide range of frequencies taking into account dynamic processes in dielectric and magnetic materials / V.F. Dmitrikov [et al.] // 2019 20th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM). 2019. P. 532–540. DOI: <https://doi.org/10.1109/EDM.2019.8823489>
11. Разработка высокочастотных электрических схем замещения конденсаторов и дросселей с учетом частотных свойств диэлектрической и магнитной проницаемости диэлектриков и магнетиков / В.Ф. Дмитриков [и др.] // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2020. Т. 23, № 2. С. 55–69. DOI: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2020.23.2.55-69>
12. Поплавко Ю.М. Физика диэлектриков. Киев: Вища школа, 1980. 400 с.
13. Рез И.С., Поплавко Ю.М. Диэлектрики. Основные свойства и применения в электронике. М.: Радио и связь, 1989. 288 с.
14. Гусев Ю.А. Основы диэлектрической спектроскопии. Казань: КГУ, 2008. 112 с.

15. Белецкий А.Ф. Теория линейных электрических цепей. СПб.: Лань, 2009. 544 с.
16. Калантаров П.Л., Цейтлин Л.А. Расчет индуктивностей. 3-е изд., перераб. и доп. Л.: Энергоатомиздат, 1986. 488 с.
17. Дмитриков В.Ф., Шушпанов Д.В. Эквивалентная схема замещения дросселя, намотанного на феррите, в широком диапазоне частот (0 Гц – 500 МГц) // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2021. Т. 24, №4. С. 25–45. DOI: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2021.24.4.25-45>

References

1. Meleshin V.I. *Transistor Converter Technology*. Moscow: Tekhnosfera, 2005, 632 p. (In Russ.)
2. Dmitrikov V.F., Sergeev V.V., Samylin I.N. Study of transient processes in switching voltage regulators with different filter circuits. *Trudy uchebnykh zavedeniy svyazi*, 2001, no. 167, pp. 72–78. (In Russ.)
3. Smirnov V.S. Equivalent frequency characteristics of transistor key devices with negative feedback: dis. ... kand. tekhn. nauk. Saint Petersburg, 2007. 261 p. (In Russ.)
4. Dmitrikov V.F., Shushpanov D.V. *Stability and Electromagnetic Compatibility of Devices and Power Supply Systems*. Moscow: Goryachaya liniya – Telekom, 2018, 540 p. (In Russ.)
5. Dmitrikov V.F. et al. Investigation of complex resistance and structural-parametric synthesis of equivalent circuits of capacitors. *Fizika i tekhnicheskie prilozheniya volnovykh protsessov: tezisy i doklady konferentsii*. Samara, 2008, pp. 366–368. (In Russ.)
6. Kobelyansky A.E. Research and development of high-performance pulse voltage converters with PWM and power supply systems based on them: dis. ... kand. tekhn. nauk. Saint Petersburg, 2010. 217 p. (In Russ.)
7. Veksler G.S. et al. *Suppression of Electromagnetic Interference in Power Supply Circuits*. Kiev: Tekhnika, 1990, 167 p. (In Russ.)
8. Taylor L. et al. Reducing of parasitic inductive couplings effects in EMI filters. *2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, 2013, pp. 1–8. DOI: <https://doi.org/10.1109/EPE.2013.6634643>
9. Cuellar C., Idir N. Reduction of the parasitic couplings in the EMI filters to improve the high frequency insertion loss. *IECON 2018 – 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2018, pp. 5766–5771. DOI: <https://doi.org/10.1109/IECON.2018.8591234>
10. Dmitrikov V.F. et al. Synthesis of equivalent circuits for chokes and capacitors in a wide range of frequencies taking into account dynamic processes in dielectric and magnetic materials. *2019 20th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM)*, 2019, pp. 532–540. DOI: <https://doi.org/10.1109/EDM.2019.8823489>
11. Dmitrikov V.F. et al. Development of high frequency equivalent electric circuits for capacitors and chokes taking into account frequency-dependent dielectric and magnetic permittivity properties of dielectric and magnetic materials. *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, 2020, vol. 23, no. 2, pp. 55–69. DOI: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2020.23.2.55-69> (In Russ.)
12. Poplavko Yu.M. *Physics of Dielectrics*. Kiev: Vishcha shkola, 1980, 400 p. (In Russ.)
13. Rez I.S., Poplavko Yu.M. *Dielectrics. Basic Properties and Applications in Electronics*. Moscow: Radio i svyaz', 1989, 288 p. (In Russ.)
14. Gusev Yu.A. *Fundamentals of Dielectric Spectroscopy*. Kazan': KGU, 2008, 112 p. (In Russ.)
15. Beletskiy A.F. *Theory of Linear Electrical Circuits*. Saint Petersburg: Lan', 2009, 544 p. (In Russ.)
16. Kalantarov P.L., Tseytlin L.A. *Calculation of Inductances*. 3rd ed., rev. and add. Leningrad: Energoatomizdat, 1986, 488 p. (In Russ.)
17. Dmitrikov V.F., Shushpanov D.V. Equivalent circuit of a ferrite-wound inductor in a wide frequency range (0 Hz – 500 MHz). *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, 2021, vol. 24, no. 4, pp. 25–45. DOI: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2021.24.4.25-45> (In Russ.)

Physics of Wave Processes and Radio Systems 2022, vol. 25, no. 3, pp. 43–57

DOI 10.18469/1810-3189.2022.25.3.43-57

Received 18 April 2022
Accepted 19 May 2022

Equivalent circuit of a dielectric in a wide frequency range (0 Hz – 500 MHz)

Vladimir F. Dmitrikov, Dmitry V. Shushpanov

The Bonch-Bruевич Saint Petersburg State University of Telecommunications
22, bld. 1, Avenue Bolshevikov,
Saint Petersburg, 193232, Russia

Abstract – Based on the measured impedance of the dielectrics an equivalent high frequency (0 Hz - 500 MHz) circuit model was built. The equivalent circuit model was built taking into account the physical processes occurring in the dielectric. The attempt explaining why the frequency characteristics (modulus and phase) of the dielectric complex impedance have such a character in a wide frequency band (up to 500 MHz) was made. It was shown that for constructing an equivalent circuit model (structure and parameters), measuring only the dielectric's resistance modulus is not enough. It is also necessary to measure the phase of the dielectric complex resistance, which is ignored in many works on the synthesis of an e dielectric equivalent circuit.

Keywords – capacitor; dielectric; equivalent circuit; impedance; complex permittivity.

Информация об авторах

Дмитриков Владимир Федорович, 1939 г. р., доктор технических наук, профессор кафедры теории электрических цепей и связи Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций имени профессора М.А. Бонч-Бруевича, г. Санкт-Петербург, Россия. Заслуженный деятель науки РФ, лауреат премии ОАО «Газпром», академик РАН, член-корр. АЭН, член-корр. МАН ВШ. Окончил в 1967 г. Ленинградский политехнический институт им. 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

Шушпанов Дмитрий Викторович, 1980 г. р., кандидат технических наук, доцент кафедры теории электрических цепей и связи 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 имени профессора М.А. Бонч-Бруевича. Автор более 110 научных работ, в том числе одной 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

Information about the Authors

Vladimir F. Dmitrikov, born in 1939, Doctor of Technical Sciences, professor of the Department of Theory of Electrical Circuits and Communication, 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

Dmitry V. Shushpanov, born in 1980, Candidate of Technical Sciences, associate professor of the Department of Theory of Electrical Circuits and Communication, 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

Влияние нерегулярностей на металлодиэлектрический экранированный волновод с малыми потерями для диапазона частот 90–100 ГГц

В.В. Крутских, А.Н. Ушков, Х. Арикат, Д.О. Завитаев, А.Э. Мирзоян

Национальный исследовательский университет «МЭИ»
111250, Россия, г. Москва,
ул. Красноказарменная, 14

Аннотация – Настоящая статья посвящена исследованию волноведущих металлодиэлектрических структур в диапазоне частот 90–100 ГГц, обладающих малыми потерями до 0,05 дБ/м. В работе рассмотрено влияние резких нерегулярностей на участок регулярной линии, что приводит к изменению параметров металлодиэлектрического экранированного волноводного тракта. С практической точки зрения возникновение нерегулярностей в волноводе неизбежно и оказывает негативное воздействие на прохождение волны. Поэтому в ходе работы были рассмотрены часто встречающиеся в современных устройствах виды нерегулярностей, такие как зазор и поворот плоскости поляризации двух экранированных диэлектрических волноводов на стыке. В результате анализа погонных потерь, вызванных зазором диэлектрического стержня и поворотом плоскости поляризации, были получены аппроксимированные характеристики передаточной функции волноводной линии с указанными нерегулярностями.

Ключевые слова – нерегулярность; экранированный диэлектрический волновод; малые потери; инженерный расчет; регулярные линии; стык.

Введение

В современных радиотехнических устройствах, работающих в КВЧ-диапазоне, активно исследуется вопрос передачи сигнала от генератора к излучающему устройству или от антенны к приемнику. В диапазоне 90–100 ГГц одним из решений такой задачи является применение диэлектрического волновода. Такая линия передачи обладает малыми погонными потерями, менее 1 дБ/м [1], но при этом имеет все недостатки открытой линии. Задачи экранированного диэлектрического волновода (ЭДВ) решаются с 70-х годов прошлого века и отражены в литературе [2; 3]. При этом обычно рассматривается задача анализа влияния различного рода нерегулярностей на протекание электромагнитных волн в ЭДВ с полосой, эквивалентной металлическому волноводу в односигнальном режиме. Данная работа посвящена исследованиям нерегулярностей в широкополосных ЭДВ в диапазоне 90–100 ГГц.

Базовой задачей исследования экранированного ДВ в указанном диапазоне являлась передача двух видов сигналов на расстояние нескольких десятков метров, отраженная в работах [4; 5], где один из сигналов, дуплексный – это сигнал интерферометра, а второй – симплексный, широкополосный сигнал для радиометра.

Создание регулярной линии передачи длиной в несколько метров создает технологические труд-

ности, поэтому стыковка участков ЭДВ неизбежна. И в этом случае особый интерес представляют резкие нерегулярности, которые вызывают сильное изменение параметров волноводной структуры на участке относительно малой протяженности. Например, излом или стык двух участков волновода со смещениями, зазор или перелом. Такие случаи широко распространены на практике и оказывают негативное воздействие [6].

Нетривиальной проблемой изучения данного типа нерегулярностей является сложность их аналитического описания. Поэтому исследуемые в работе волноведущие конструкции рассчитываются и моделируются при помощи приближенных методов расчета, опирающихся на методы, используемые в пакетах симуляции СВЧ-структур [7]. Численный и физический эксперименты были взяты за основу исследования.

Конструкция волноводного тракта и особенность прохождения через него электромагнитных волн

Согласно главной цели исследования, была выбрана конструкция волноведущего тракта, изображенная на рис. 1 и наиболее подробно рассмотренная в работах [1; 2]. Поэтому не будем углубляться в особенности конструкции, а обсудим лишь методы оценки потерь.

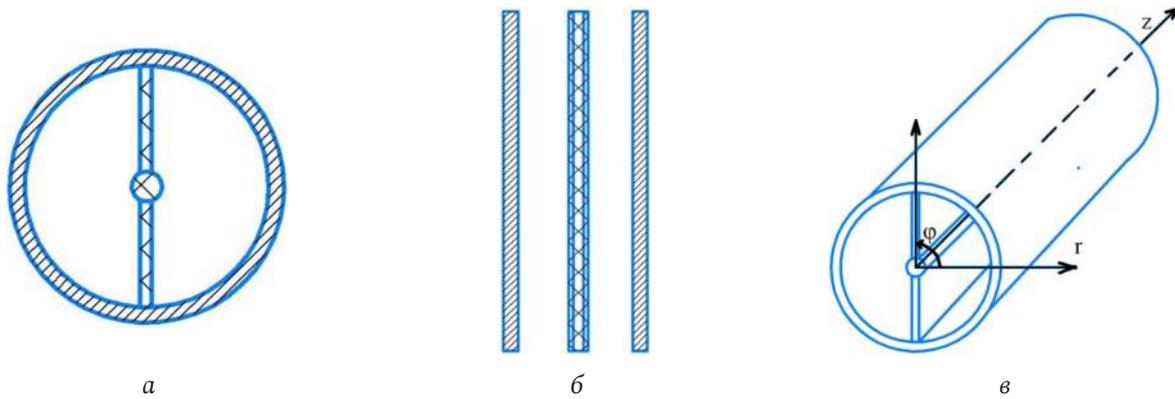


Рис. 1. Базовая конструкция волноведущего тракта: а – поперечное сечение волновода; б – продольное сечение волновода; в – волновод в цилиндрической системе координат
 Fig. 1. The basic design of the waveguide: a – the cross section of the waveguide; b – the longitudinal section of the waveguide; c – the waveguide in a cylindrical coordinate system

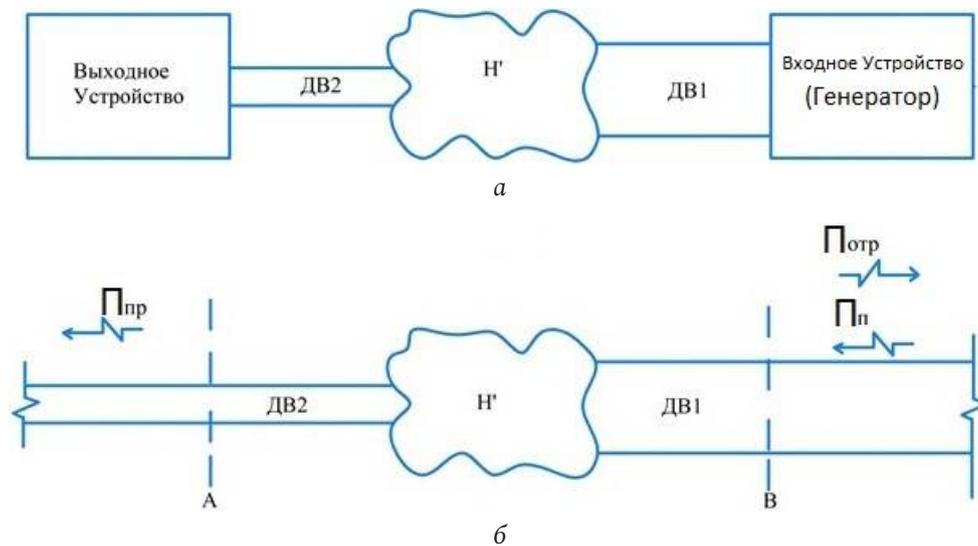


Рис. 2. Модель волноведущего тракта: а – регулярная линия с нерегулярным участком; б – протекание электромагнитных волн через нерегулярный участок
 Fig. 2. Model of the waveguide path: a – regular line with an irregular path; b – the flow of electromagnetic waves through an irregular section

Проводя грубую оценку, потери ЭДВ можно разбить на две составляющих по характеру происхождения: металлические и диэлектрические. Тогда суммарные потери регулярного участка записываются в виде

$$\Delta_{\Sigma} = \Delta_{\text{мет}} + \Delta_{\text{диэл}}, \quad (1)$$

где диэлектрические потери также имеют составной характер

$$\Delta_{\text{диэл}} = \Delta_{\text{ст}} + \Delta_{\text{пр}}, \quad (2)$$

где $\Delta_{\text{ст}}$ – потери в стержне; $\Delta_{\text{пр}}$ – потери в пространстве между экраном и стержнем.

Из [8] известно, что погонные диэлектрические потери для материалов с $\epsilon < 3$, таких как фторопласт, полиэтилен, воздух, много меньше, чем в металлических конструкциях. Поэтому для оценки диаметра экрана было принято решение опи-

раться только на потери в металле, оцениваемые по общеизвестной формуле, приведенной в [9]:

$$\Delta_{\text{пог}} \approx 8,686 \cdot h'' [\text{дБ/м}], \quad (3)$$

где h'' – коэффициент затухания для конкретных формы сечения металлической трубы и типа распространяющейся в нем волны.

Диэлектрические потери, имеющие преимущественное место в стержне конструкции, рассчитывались по соотношениям для волны основного типа в диэлектрической пластине и окружающем ее пространстве, отмеченным в книге [10].

Затухание энергии волны внутри экрана соответственно имеет следующий вид:

$$\alpha_z = \sum_{i=\epsilon, \mu} \sum_{k=1,2} \alpha_{k,i} K_{i,k}, \quad (4)$$

где $K_{i,k}$ – структурный коэффициент затухания; $k = \epsilon, \mu$ – природа затуханий, связанная с диэлек-

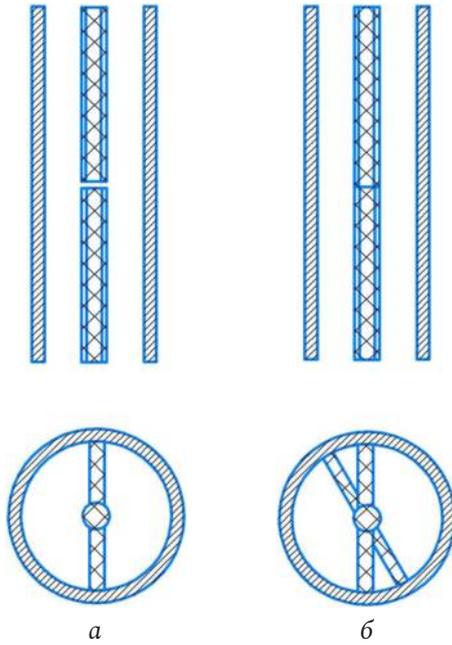


Рис. 3. Исследуемые в работе нерегулярности: *a* – зазор в волноведущем тракте; *b* – поворот плоскости поляризации
Fig. 3. Irregularities investigated in the study: *a* – gap in the waveguide path; *b* – rotation of the polarization plane

трическими и магнитными потерями; $i = 1, 2$ – внутренняя и внешняя среда распространения волны; коэффициент затухания однородной плоской волны в среде с параметрами принимает вид

$$\alpha_{k,i} = \frac{\pi \sqrt{\varepsilon_i \mu_i} \operatorname{tg} \delta_{k,i}}{\lambda}, \quad (5)$$

где $\operatorname{tg} \delta$ – тангенс диэлектрических потерь.

Методы исследования воздействия нерегулярности

Для анализа влияния резкой нерегулярности на протекание электромагнитной волны в волноведущем тракте используется представление в виде участка регулярной линии с нерегулярным узлом или несколькими различными регулярными участками и нерегулярного узла, рис. 2.

Обычно ставится задача нахождения отраженной и прошедшей волны того же типа, что и падающая. Поэтому важными компонентами решения задачи будут значения параметров прямой и отраженной волн. При некоторых условиях могут возникнуть и потери на модовое преобразование. Для их определения в работе применены матричные методы описания волноводной линии, примененные в [11]. Оптимальным из них оказался расчет матрицы рассеяния S .

В связи с тем что на практике исследуемые волноводные линии передачи используются в одно-

волновом режиме, в данной работе не производится численный расчет процессов преобразования падающей волны в другие типы волн.

Базой исследований являются наиболее важные и существенные нерегулярности для круглых металлодиэлектрических волноводов, рис. 3, следующих типов:

- зазор в волноведущем тракте;
- поворот плоскости поляризации.

Стоит оговориться, что указанные типы неоднородностей в реальных условиях могут встречаться одновременно на одном и том же участке. При этом в работе они специально рассмотрены независимо друг от друга, что позволяет провести оценку влияния отдельного типа нерегулярности на участок регулярной линии.

Таким образом, следует, что нас больше всего будут интересовать параметры S_{12} и S_{11} , которые характеризуют отношение энергий прошедшей и отраженной волн. Воспользовавшись связью коэффициента передачи и потерь, рассмотренной в работе [12], получим выражение

$$\Delta = 1 - |S_{12}|, \quad (6)$$

где передаточный коэффициент представлен в виде

$$S_{12}^2 = \frac{P_{\text{пр}}}{P_{\text{п}}}, \quad (7)$$

где $P_{\text{п}}$ – мощность волны на входе линии; $P_{\text{пр}}$ – мощность волны на выходе линии.

Таким образом, экспериментальное исследование S_{12} позволяет дать оценку потерь, вносимых за счет нерегулярности определенного типа. Сравнение проходной характеристики регулярного тракта, рис. 4, с трактом обладающим нерегулярностью дает возможность анализа природы возникновения потерь в линии.

Нерегулярность типа «зазор в волноведущем тракте»

Нерегулярность типа «зазор волноводного тракта» и распределение поля в нем отражены на рис. 5. При малых зазорах наблюдается преобразование волны в высшие моды. Также заметна структура распространяющейся волны. Энергия поля преимущественно скапливается в цилиндрическом стержне и незначительно прилегающих пластинах.

Зависимость передаточной характеристики показана на рис. 6. Даже при малых величинах зазора она приобретает изрезанный характер, что связа-

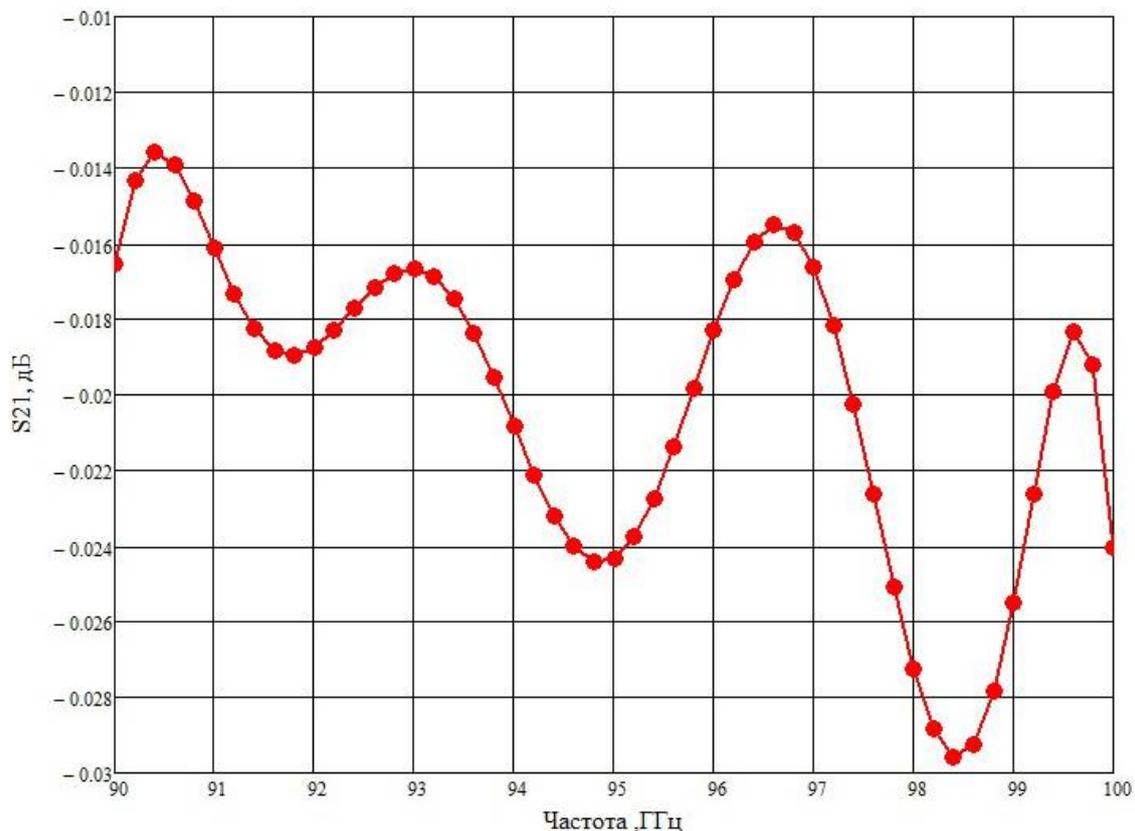


Рис. 4. Передаточная характеристика исследуемой волноводной линии без нерегулярностей
 Fig. 4. Transfer characteristic of the waveguide line under study without irregularities

но с возникающими переотражениями падающей волны от нерегулярности. Вследствие этого порожденная нерегулярностью волна в большинстве случаев оказывается в противофазе по отношению к падающей и при интерференции оказывает негативное воздействие на передаточную характеристику. Увеличение зазора также приводит к появлению большего числа провалов, максимумы которых достигают $-11,5$ дБ.

На рис. 7 отмечена характеристика S_{12} волноводного тракта. Из графика следует, что при величине зазора до $0,1\lambda$ характеристика может быть описана выражением

$$S_{12}(h) = ah + b, \quad (8)$$

где коэффициент $a = -2$, а коэффициент $b = -0,02$.

При увеличении зазора характеристика становится нестабильной и колеблется в диапазоне от $-0,5$ до -4 дБ. В этом случае полученное ранее выражение является аппроксимацией экспериментальных значений S_{12} .

Нерегулярность типа «поворот плоскости поляризации»

Нерегулярность типа «поворот плоскости поляризации» представлена на рис. 8. Из распреде-

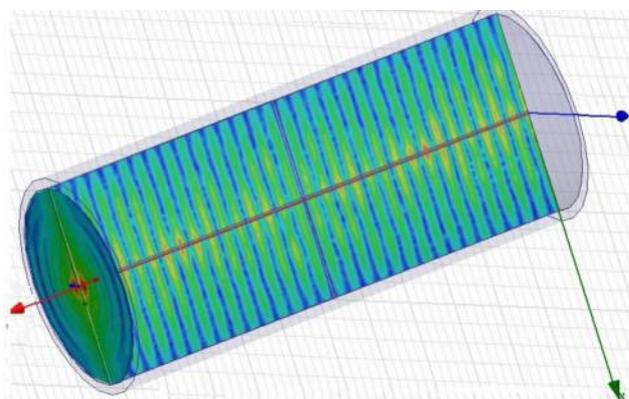


Рис. 5. Металлодиэлектрический волноводный тракт с нерегулярностью типа «зазор»
 Fig. 5. Metal-dielectric waveguide path with a gap-type irregularity

ления поля следует, что при малых отклонениях возникают высшие типы колебаний и характерное разрушение структуры поля. Следствием этого является сильное ослабление энергии поля в тракте до 35 дБ в критических случаях. Среднее ослабление передаточной характеристики составляет 15 дБ, что подтверждает высокие требования к поляризационной устойчивости устройств СВЧ.

Передаточная характеристика S_{12} , представленная на рис. 9, нестабильна и имеет колебательный характер.

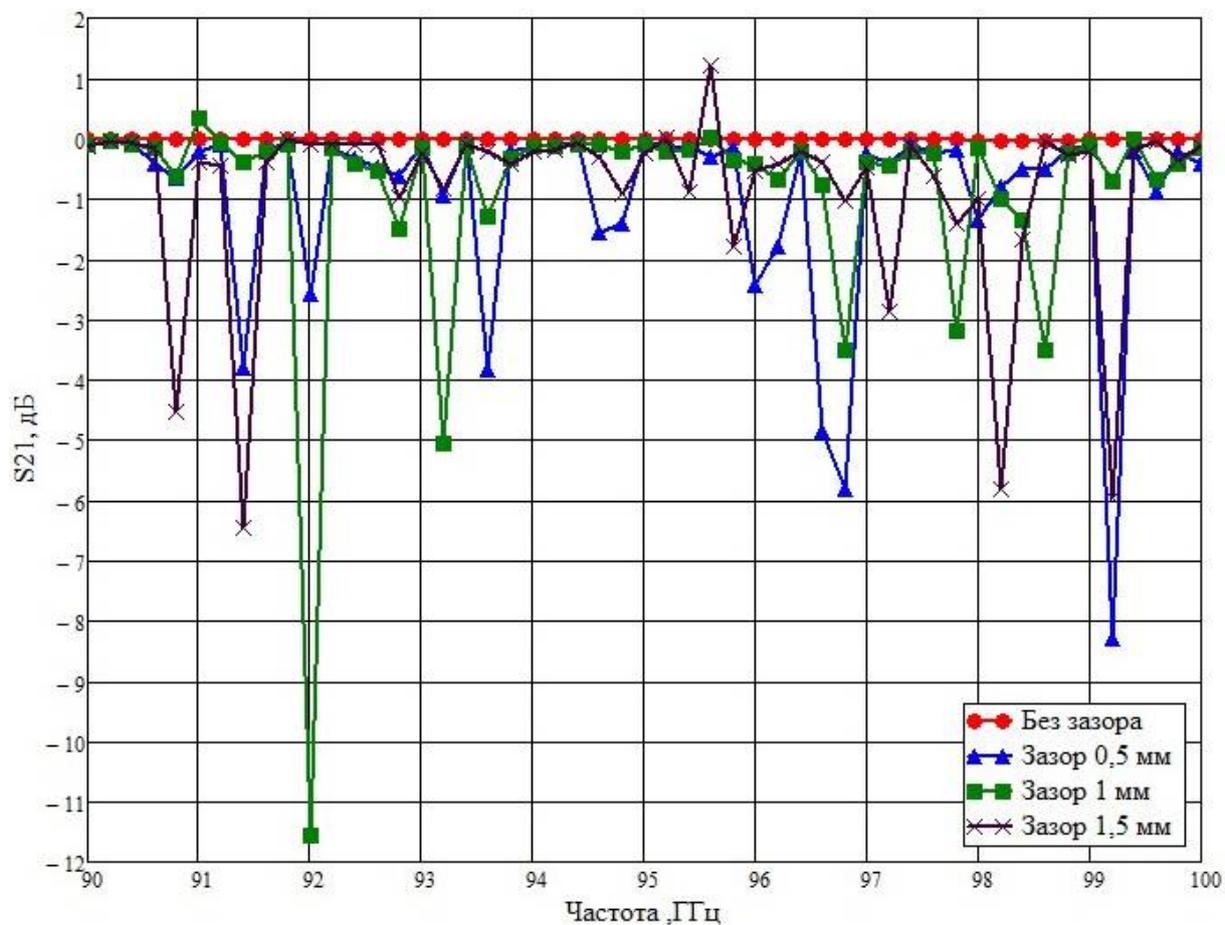


Рис. 6. Передаточная характеристика металлодиэлектрического волноводного тракта с нерегулярностью типа «зазор»
Fig. 6. Transfer characteristic of a metal-dielectric waveguide path with a gap-type irregularity

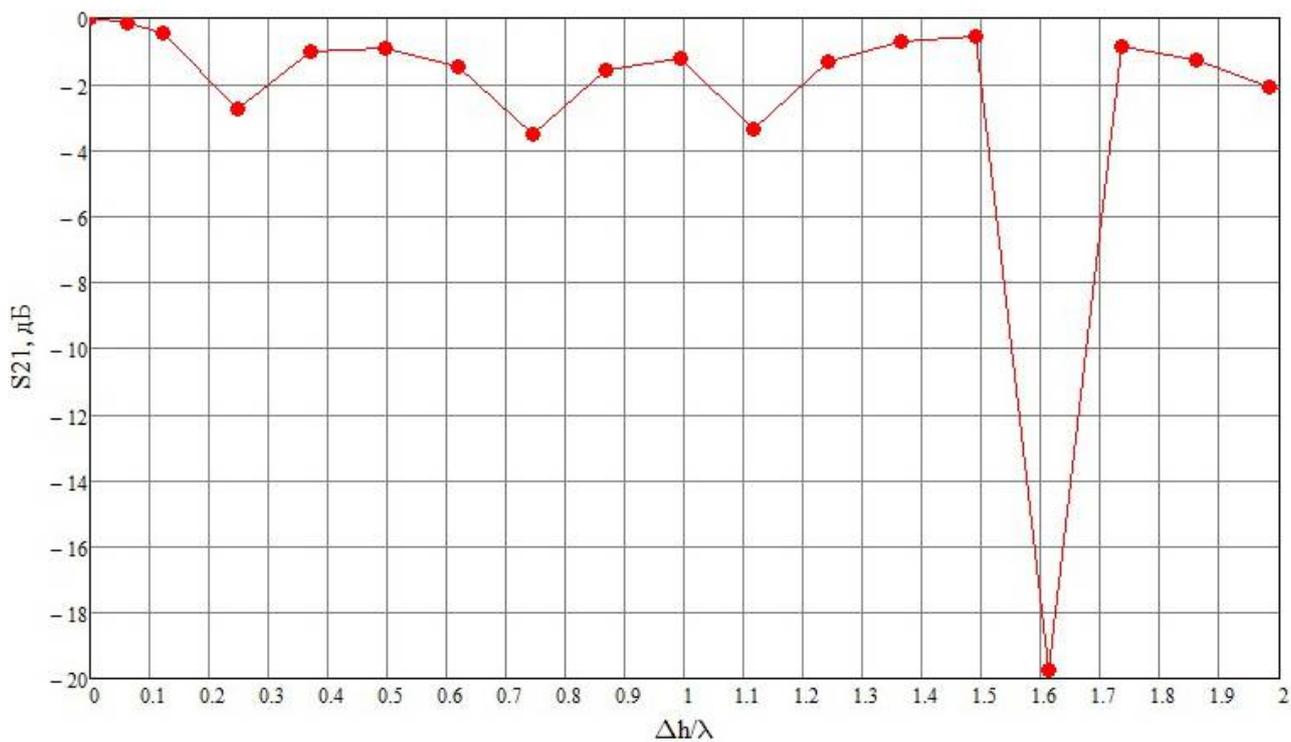


Рис. 7. Зависимость передаточной характеристики от относительной величины зазора
Fig. 7. Dependence of the transfer characteristic on the relative size of the gap

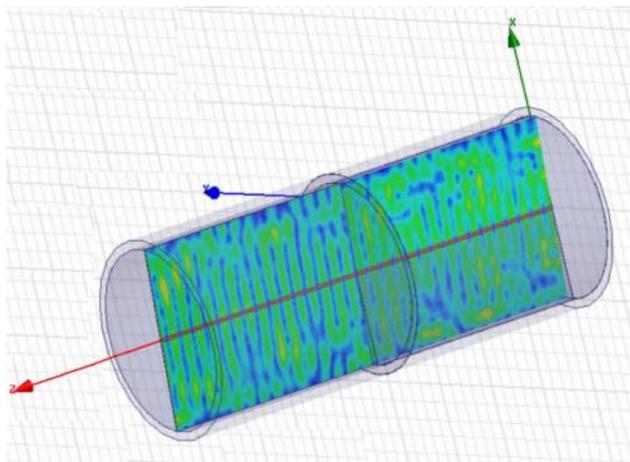


Рис. 8. Металлодиэлектрический волноводный тракт с нерегулярностью в виде поворота оси стержня
 Fig. 8. Metal-dielectric waveguide path with irregularity in the form of rotation of the axis of the rod

Зависимость передаточной характеристики от угла поворота плоскости показана на рис. 10 и имеет выраженную экспоненциальную зависимость. В диапазоне поворота $\Delta\varphi$ от 0° до 3° характеристика может быть описана выражением

$$S_{12}(\varphi) = ae^{\varphi b} + c, \quad (9)$$

где коэффициенты $a = -7,7 \cdot 10^{-3}$, $b = 1,92$ и $c = -5,2 \cdot 10^{-3}$.

В сравнении с ситуацией с зазором данный случай обладает большими потерями в частотной области.

Результаты

1. В ходе проделанной работы были выявлены основные физические принципы возникновения

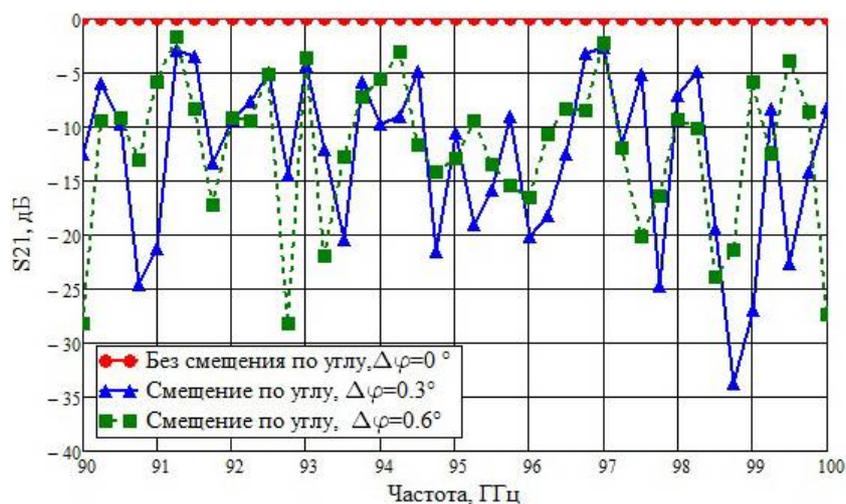


Рис. 9. Передаточная характеристика металлодиэлектрического волноводного тракта с нерегулярностью типа «поворот плоскости поляризации»
 Fig. 9. Transfer characteristic of a metal-dielectric waveguide path with an irregularity of the type of rotation of the polarization plane

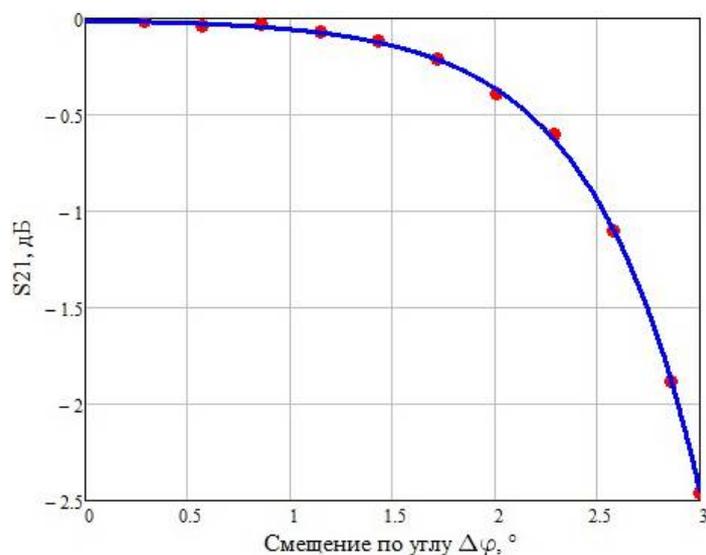


Рис. 10. Зависимость передаточной характеристики от угла поворота плоскости
 Fig. 10. Dependence of the transfer characteristic on the angle of rotation of the plane

потерь в регулярной металлодиэлектрической волноводной линии передачи, большинство из которых связано с интерференцией падающих и отраженных от нерегулярности волн.

2. В результате исследования было выявлено, что характер зависимостей S_{12} от ширины зазора носит строго линейный характер в пределах от 0 до $0,1\lambda$ и близкий к линейному вне этого участка.

3. В результате исследования обнаружилось, что наибольшие потери, до 35 дБ, наблюдаются при повороте плоскости поляризации, поэтому для создания регулярной линии с малыми потерями необходима высокая точность изготовления волноводного тракта.

4. Для нерегулярностей всех рассматриваемых типов характерны потери на преобразование моды и возникновение неустойчивости передаточной характеристики, вызванное фазовым распределением волн в области нерегулярности.

Заключение

Диэлектрические волноводы ограниченно применяются в радиолокационных системах, а также

устройствах связи. Задача канализации энергии в КВЧ-диапазоне от генератора к передающей части и от антенной системы к приемнику является наиболее перспективной. При проектировании волноводных линий особое внимание уделяется точности изготовления функционального узла. Отклонения от заданной конструкции и дефекты при стыковке оказывают сильное влияние на работу устройства. В этой статье предложена новая информация о воздействии нерегулярности на характеристики экранированного диэлектрического волновода. В работе рассмотрены нерегулярности в виде зазора и поворота плоскости поляризации, а также проведена оценка физического происхождения потерь. Опираясь на экспериментальные данные и результаты моделирования, авторы получили приближенные зависимости передаточной функции от величины нерегулярности. Результаты этой работы позволят оценить потери влияния величины нерегулярности, а также выдвигают требования к точности разрабатываемых металлодиэлектрических конструкций.

Список литературы

1. Взятых В.Ф. Диэлектрические волноводы. М.: Сов. радио, 1970. 216 с.
2. Агаян Ю.М. Теоретическое и экспериментальное исследование резких нерегулярностей в диэлектрических волноводах: дис. ... канд. техн. наук. М., 1974. 163 с.
3. Patent US6445355B2. Non-radiative hybrid dielectric line transition and apparatus incorporating the same / N. Kitamori, I. Takakuwa. App. 28.12.2000, publ. 03.09.2002.
4. Ichinose K., Kuroki F. A consideration on velocity detection using NRD guide pulse radar at 60 GHz // 2011 China-Japan Joint Microwave Conference. 2011. P. 1–4.
5. Reduction of range finding error in NRD guide pulse radar system at 60 GHz / F. Kuroki [et al.] // 2009 European Radar Conference (EuRAD). 2009. P. 266–269.
6. Лебедев И.В. Техника и приборы СВЧ. М.: Высшая школа, 1970. 440 с.
7. Банков С.Е., Гутцайт Э.М., Курушин А.А. Решение оптических и СВЧ задач с помощью HFSS. М.: ООО «Оркада», 2012. 250 с.
8. Крутских В.В. Функциональные узлы на полужанрированных диэлектрических волноводах: дис. ... канд. техн. наук. М., 2005. 207 с.
9. Широкополосный металлодиэлектрический волноводный тракт с малыми потерями КВЧ-диапазона / В.В. Крутских [и др.] // Ракетно-космическое приборостроение и информационные системы. 2021. Т. 8, № 3. С. 89–98.
10. Металлодиэлектрический экранированный волновод с малыми потерями для диапазона частот 90–100 ГГц / В.В. Крутских [и др.] // Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей». 2021. № 2 (37). С. 7–14.
11. Орехов Ю.И. Преобразователи поляризации на диэлектрических волноводах: дис. ... канд. техн. наук. М., 1975. 174 с.
12. Al Attari J.A. Innovative millimeter-wave components based on mixed substrate integrated dielectric-metallic waveguides: Thèse de doctorat. Montréal, 2013. 119 p. URL: <https://publications.polymtl.ca/1165/>

References

1. Vzyatyshev V.F. *Dielectric Waveguides*. Moscow: Sov. radio, 1970, 216 p. (In Russ.)
2. Agayan Yu.M. Theoretical and experimental study of sharp irregularities in dielectric waveguides: dis. ... kand. tekhn. nauk. Moscow, 1974, 163 p. (In Russ.)
3. Patent US6445355B2. Non-radiative hybrid dielectric line transition and apparatus incorporating the same / N. Kitamori, I. Takakuwa. App. 28.12.2000, publ. 03.09.2002.
4. Ichinose K., Kuroki F. A consideration on velocity detection using NRD guide pulse radar at 60 GHz. *2011 China-Japan Joint Microwave Conference*, 2011, pp. 1–4.

5. Kuroki F. et al. Reduction of range finding error in NRD guide pulse radar system at 60 GHz. *2009 European Radar Conference (EuRAD)*, 2009, pp. 266–269.
6. Lebedev I.V. *Technique and Microwave Devices*. Moscow: Vysshaya shkola, 1970, 440 p. (In Russ.)
7. Bankov S.E., Guttsayt E.M., Kurushin A.A. *Solving Optical and Microwave Problems Using HFSS*. Moscow: ООО «Orkada», 2012, 250 p. (In Russ.)
8. Krutskikh V.V. Functional nodes on semi-shielded dielectric waveguides: dis. ... kand. tekhn. nauk. Moscow, 2005, 207 p.
9. Krutskikh V.V. et al. Broadband metal-dielectric waveguide path with low losses in the EHF range. *Raketno-kosmicheskoe priborostroenie i informatsionnye sistemy*, 2021, vol. 8, no. 3, pp. 89–98. (In Russ.)
10. Krutskikh V.V. et al. Low-loss shielded metal-dielectric waveguide for the frequency range 90–100 GHz // *Vestnik Kontserna VKO «Almaz – Antey»*, 2021, no. 2 (37), pp. 7–14. (In Russ.)
11. Orekhov Yu.I. Polarization converters on dielectric waveguides: dis. ... kand. tekhn. nauk. Moscow, 1975, 174 p.
12. Al Attari J.A. Innovative millimeter-wave components based on mixed substrate integrated dielectric-metallic waveguides: Thèse de doctorat. Montréal, 2013. 119 p. URL: <https://publications.polymtl.ca/1165/>

Physics of Wave Processes and Radio Systems 2022, vol. 25, no. 3, pp. 58–66

DOI 10.18469/1810-3189.2022.25.3.58-66

Received 13 March 2022
Accepted 14 April 2022

Irregularities in a metal-dielectric shielded waveguide with low losses for the frequency range 90–100 GHz

Vladislav V. Krutskikh, Andrey N. Ushkov, Husam Ariqat,
Denis O. Zavitaev, Artavazd E. Mirzoyan

National Research University «Moscow Power Engineering Institute»
14, Krasnokazarmennaya Street,
Moscow, 111250, Russia

Abstract – This article is devoted to the study of waveguide metal-dielectric structures in the frequency range of 90–100 GHz with low losses up to 0,05 dB/m. The paper considers the effect of sharp irregularities on a section of a regular line, which leads to a change in the parameters of a metal-dielectric closed waveguide path. In practice, irregularities have a negative impact on the transfer characteristic of the waveguide. Therefore, the types of irregularities often found in modern devices were investigated. As a result of the analysis of the losses caused by the rupture of the dielectric rod and the rotation of the polarization plane, the approximated characteristics of the transfer function of the waveguide line with irregularity were obtained.

Keywords – irregularity; shielded dielectric waveguide; small losses; engineering calculation; regular lines; joint.

Информация об авторах

Крутских Владислав Викторович, 1979 г. р. (г. Тамбов), кандидат технических наук, доцент кафедры основ радиотехники Института радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова Национального исследовательского университета «МЭИ», г. Москва, Россия. Окончил МЭИ (ТУ) в 2002 г. Защитил диссертацию кандидата технических наук в 2005 г. Имеет более 80 научных работ.

Область научных интересов: диэлектрические и металлодиэлектрические волноводы и узлы на их базе, датчики и системы измерений, измерительные комплексы систем интернета вещей.
E-mail: KrutskichVV@mpei.ru

Ушков Андрей Николаевич, 1999 г. р. (г. Москва), студент Национального исследовательского университета «МЭИ», г. Москва, Россия. Имеет научные труды в области полужанрированных диэлектрических волноводов.

Область научных интересов: диэлектрические и металлодиэлектрические волноводы и узлы на их базе, датчики и системы измерений.
E-mail: UshkovAN@mpei.ru

Арикат Хусам, 1971 г. р. (г. Зарка, Иордания), аспирант Национального исследовательского университета «МЭИ», г. Москва, Россия. Окончил Московский технический университет связи и информатики со степенью магистра технических наук в области радиовещания, радиосвязи и телевидения в 1995 г. Имеет множество исследовательских работ в области синхронизации OFDM и радиостатистики.

Область научных интересов: диэлектрические и металлодиэлектрические волноводы и узлы на их базе, датчики и системы измерений, измерительные комплексы систем интернета вещей.
E-mail: ArikatAK@mpei.ru

Завитаев Денис Олегович, 2000 г. р. (г. Москва), студент Национального исследовательского университета «МЭИ», г. Москва, Россия.

Область научных интересов: диэлектрические и металлодиэлектрические волноводы и узлы на их базе, датчики и системы измерений.

E-mail: ZavitayevDO@mpei.ru

Мирзоян Артавазд Эдуардович, 1990 г. р. (г. Москва), аспирант Национального исследовательского университета «МЭИ», г. Москва, Россия. Окончил НИУ МЭИ, защитив магистерскую диссертацию в 2013 г. Имеет научные труды в области полужащищенных диэлектрических волноводов.

Область научных интересов: диэлектрические и металлодиэлектрические волноводы и узлы на их базе, датчики и системы измерений, измерительные комплексы систем интернета вещей.

E-mail: MirzoyanAE@mpei.ru

Information about the Authors

Vladislav V. Krutskikh, born in 1979 (Tambov), Candidate of Technical Sciences, associate professor of the Department of Fundamentals of Radio Engineering of the V.A. Kotelnikov Institute of Radio Engineering and Electronics, National Research University «Moscow Power Engineering Institute», Moscow, Russia. Graduated from MPEI (TU) in 2002. Defended his thesis of Candidate of Technical Sciences in 2005. He has more than 80 scientific papers.

Research interests: dielectric and metal-dielectric waveguides and nodes based on them, sensors and measurement systems, measuring complexes of Internet of things systems.

E-mail: KrutskichVV@mpei.ru

Andrey N. Ushkov, born in 1999 (Moscow), student of the National Research University «Moscow Power Engineering Institute», Moscow, Russia. He has scientific works in the field of semi-shielded dielectric waveguides.

Research interests: dielectric and metal-dielectric waveguides and assemblies based on them, sensors and measurement systems.

E-mail: UshkovAN@mpei.ru

Husam Ariqat, born in 1971 (Zarqa, Jordan), postgraduate student of the National Research University «Moscow Power Engineering Institute», Moscow, Russia. Graduated from Moscow technical university of communication and informatics with an engineering degree of Ms of Science in Radio Broadcasting, Radio Communication & Television in 1995. He had multiple research works in OFDM synchronization & Radio statistics.

Research interests: dielectric and metal-dielectric waveguides and nodes, advance measurements of sensor systems for IOT applications.

E-mail: ArikatAK@mpei.ru

Denis O. Zavitaev, born in 2000 (Moscow), student of the National Research University «Moscow Power Engineering Institute», Moscow, Russia.

Research interests: dielectric and metal-dielectric waveguides and assemblies based on them, sensors and measurement systems.

E-mail: ZavitayevDO@mpei.ru

Artavazd E. Mirzoyan, born in 1990 (Moscow), postgraduate student of the National Research University «Moscow Power Engineering Institute», Moscow, Russia. He graduated from the NRU MPEI, having defended his master's thesis in 2013. He has scientific works in the field of semi-shielded dielectric waveguides.

Research interests: dielectric and metal-dielectric waveguides and nodes based on them, sensors and measurement systems, measuring complexes of Internet of things systems.

E-mail: MirzoyanAE@mpei.ru

Система управления антенной решеткой с совмещением жесткой и гибкой программ обзора

Л.В. Винник , С.Е. Мищенко 

ФНПЦ «ФГУП «РНИИРС»
344038, Россия, г. Ростов-на-Дону,
ул. Нансена, 130

Аннотация – Предложена структура системы управления антенной решеткой с совмещением жесткой и гибкой программ обзора, отличающаяся введением дополнительных модулей статистики и экспертных оценок в цепи обратной связи между модулем вторичной обработки и аппаратно-программными комплексами формирования передающей и приемных диаграмм направленности антенной решетки. Реализация данной структуры позволяет обеспечить формирование дополнительного передающего и нескольких приемных лучей для подтверждения отметок, которые не удовлетворяют заданному критерию обнаружения. Разработан алгоритм управления антенной решеткой, отличающийся процедурой дополнительного подтверждения отметок с низким уровнем отношения сигнал/шум за счет формирования дополнительных передающего и приемных лучей. Получены оценки выигрыша от реализации предложенных структуры системы управления антенной решеткой и алгоритма ее функционирования.

Ключевые слова – антенная решетка; система управления; способ обзора; смешанный обзор пространства; жесткая программа обзора; гибкая программа обзора.

Введение

В большинстве случаев задачу обнаружения и сопровождения целей решают в ходе реализации жесткой программы последовательного или смешанного обзора пространства [1]. При реализации смешанного обзора пространства антенную систему устанавливают на опорно-поворотном устройстве, которое обеспечивает механическое сканирование в азимутальной плоскости, в режиме излучения формируют диаграмму направленности (ДН) специальной формы, перекрывающую зону обнаружения в угломестной плоскости и распределяют вдоль этой зоны веер приемных лучей [2–4]. Расширение луча в угломестной плоскости приводит к потерям усиления антенны относительно максимального значения, что является платой за возможность одновременного обзора в угломестной плоскости. При этом задача обнаружения и сопровождения объектов в радиолокации затрудняется тем, что уровень отношения сигнал/шум (ОСШ) в ряде случаев может оказаться ниже порогового уровня. При этом отметки, не удовлетворяющие критерию обнаружения по уровню ОСШ, просто отбраковываются.

В работе [5] был предложен способ обзора пространства, при котором жесткая программа смешанного обзора пространства совмещалась с дополнительным режимом обзора. Известно [6], что существуют зоны обнаружения, которые характеризуются изменением дальности до границы зоны

обнаружения от максимального к минимальному значению вдоль угломестной координаты. При использовании режима обзора с однозначным изменением дальности время ожидания эхо-сигналов с различных угломестных направлений является неодинаковым. Это позволяет использовать часть «освободившихся» приемных лучей для дополнительного обзора пространства. При этом требуется излучение дополнительного зондирующего импульса в новом азимутальном направлении. В работе [5] отсутствуют рекомендации по выбору параметров дополнительной программы обзора. В связи с этим представляется актуальной задача разработки структуры системы управления антенной решеткой с совмещением жесткой и гибкой программ обзора, алгоритма функционирования такой системы и оценки ее потенциальной эффективности.

Цель статьи состоит в обнаружении малозаметных объектов за счет совмещения жесткой программы смешанного обзора с гибкой программой обзора пространства.

1. Разработка структуры системы управления антенной решеткой

В настоящее время в качестве антенн, реализующих параллельный обзор пространства, используют приемо-передающие антенные решетки (АР). В работах [7; 8] была предложена система последовательного обзора, которая реализовала гибкую

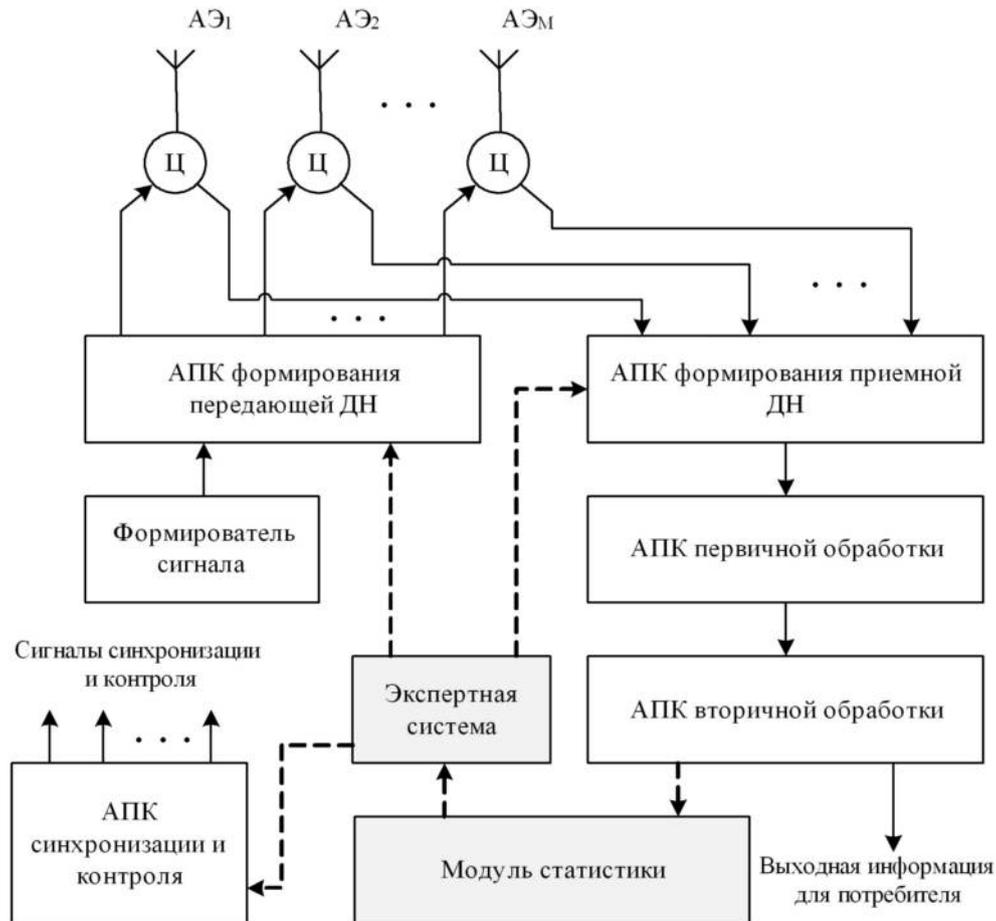


Рис. 1. Предлагаемая структура системы управления АР
Fig. 1. Proposed structure of the AR management system

программу обзора пространства на основе рекомендаций системы экспертных оценок. Наличие системы экспертных оценок позволяет оценить время излучения нового зондирующего импульса и пространственную ориентацию передающего и приемных лучей АР. Входными данными для системы экспертных оценок являются: траектории и классы распознанных объектов. В этом случае излучение и позиционирование лучей устанавливаются в соответствии с приоритетом сопровождаемых целей.

Следуя работам [7; 8], в систему управления АР должны быть включены экспертная система, модуль статистики, а также модули первичной и вторичной обработки сигналов, которые позволяют выделить информацию о пространственной ориентации отметок, строят траекторию и идентифицируют класс целей.

Управление программой обзора и формированием передающей и приемных ДН осуществляет аппаратно-программный комплекс (АПК) синхронизации и контроля, сигналы которого поступают на входы всех элементов системы управления АР [9].

Пространственное управление формируемыми ДН реализует АПК формирования передающей ДН и АПК формирования приемных ДН. В связи с этим выходные сигналы экспертной системы должны быть связаны с соответствующими входами АПК синхронизации и контроля, АПК формирования передающей и приемных ДН.

В результате можно заключить, что система управления АР должна иметь структуру, приведенную на рис. 1. На данном рисунке серым цветом выделены модули, которые должны быть добавлены в систему управления АР, а штриховыми линиями – новые связи.

Несложно заметить, что предлагаемая структура интегрирует в систему управления АР все основные элементы радиолокационной системы, что отражает общую современную тенденцию интегрирования антенны в систему обработки сигналов и отличает от структуры РЛС предыдущих поколений, приведенной, например, в [10].

В предлагаемой структуре особенно важное значение приобретает АПК вторичной обработки, в котором решают задачи прогнозирования поло-

жений целей и их распознавания. Класс объекта играет определяющую роль при выставлении приоритетов для выбора интересующих целей дополнительными лучами по гибкой программе обзора.

2. Разработка алгоритма управления АР и оценка его эффективности

Рассмотрим алгоритм управления АР, отвечающий структуре на рис. 1.

В соответствии со способом обзора пространства [5] время излучения дополнительного луча должно быть выбрано из условий:

- достаточного числа «свободных» приемных лучей, ориентированных в пространственную область с минимальной дальностью до границы зоны обнаружения. Как показали оценки, приведенные в [5], это условие выполнимо после того, как время ожидания эхо-сигналов превышает $0,3...0,5T$, где T – период следования зондирующих импульсов, выбранный из условия однозначного определения максимальной инструментальной дальности системы;

- наличия в предыдущем обзоре интервала времени, соизмеримого с длиной зондирующего импульса, свободного от радиолокационных отметок по соответствующей дальности или с минимальным числом отметок;

- с учетом необходимого времени для приема отраженных сигналов от целей.

После определения момента времени излучения дополнительного зондирующего импульса осуществляют прогнозирование углового положения интересующей обнаруживаемой цели наиболее высокого приоритета и выбирают азимутальное и угломестное положение максимума дополнительного передающего луча, а также его ширину в азимутальном и угломестном направлениях, распределяют приемные лучи вдоль дополнительного передающего луча.

Как правило, число приемных лучей современных АР ограничено пропускной способностью линий связи с последовательной передачей данных, используемых в системе цифрового диаграммообразования [11]. В связи с этим число свободных приемных лучей всегда будет меньше, чем доступное число приемных лучей АР. Это означает, что дополнительный передающий луч АР должен иметь меньшие угловые размеры, чем луч, используемый для реализации жесткой программы смешанного обзора пространства. Это позволяет увеличить плотность потока мощности у цели и

улучшить вероятностные показатели обнаружения (вероятности правильного обнаружения при заданной вероятности ложной тревоги).

Излучение дополнительного зондирующего луча осуществляют, подбирая момент времени, удовлетворяющий сформулированным выше условиям.

При наличии всех необходимых данных жесткая программа обзора дополняется гибкой программой.

На рис. 2 приведен алгоритм реализации гибкой программы обзора для обнаружения малозаметных целей.

В соответствии с предложенным алгоритмом к существующей системе управления АР предъявляются требования к дополнительной установке передающего и приемных лучей на основе пороговой обработки. В соответствии со структурой на рис. 1 пороговая обработка может быть также совмещена с разделением объектов на классы и формированием траекторий, т. е. после реализации вторичной обработки сигналов. Это означает, что на рис. 2 предложен наиболее простой алгоритм обнаружения малозаметных целей, отвечающий структуре системы управления АР на рис. 1.

Рассмотрим пример реализации предлагаемого алгоритма управления АР при совмещении жесткой и гибкой программ обзора [5]. Пусть дальность действия системы составляет 200 км, а максимальная высота полета обнаруживаемой цели – 20 км. По углу места протяженность зоны обнаружения составляет 60° . Для приема сигналов система использует $N = 21$ приемных лучей с шириной луча по углу места и $\Delta_\phi = 2^\circ$ – по азимуту. В таблице приведены дальности действия РЛС в точках пересечения соседних приемных лучей и продолжительность использования лучей для реализации жесткой программы обзора.

Для реализации гибкой программы обзора необходимо дождаться «освобождения» хотя бы четырех приемных лучей. Как видно из таблицы, лучи с номерами 18...21 освобождаются после 0,171 мс. Это означает, что оставшееся время ожидания эхо-сигналов составляет $1,333 - 0,171 = 1,162$ мс и позволяет обеспечить обнаружение целей на максимальном расстоянии порядка 174 км.

Максимальное значение коэффициента направленного действия (КНД) АР, на примере которой моделировались энергетические характеристики системы обнаружения, было равно 37,9 дБ, а при формировании ДН специальной формы – 35 дБ. Снижение КНД при формировании ДН специ-



Рис. 2. Алгоритм управления АР, совмещающий жесткую программу смешанного обзора с гибкой программой обзора для отобранных целей
Fig. 2. AR control algorithm combining a rigid mixed survey program with a flexible survey program for selected targets

альной формы для передающей АР соответствует уменьшению излучаемой мощности. В результате при подтверждении отметки цели выигрыш в плотности потока мощности зондирующего сигнала у цели может составлять 6 дБ и более в зависимости от угломестной координаты ориентации дополнительного луча.

Таблица. Оценка продолжительности использования лучей для реализации жесткой программы обзора
Table. Estimation of the duration of the use of beams for the implementation of a rigid survey program

№ луча	θ_0 , град	$R(\theta)$, км	t_{wait} мс
1	0	200	1,333
2	3	200	1,333
3	6	169,95	1,133
4	9	120,74	0,805
5	12	93,08	0,621
6	15	75,65	0,504
7	18	63,79	0,425
8	21	55,23	0,368
9	24	48,79	0,325
10	27	42,37	0,283
11	30	39,81	0,265
12	33	36,59	0,243
13	36	33,93	0,226
14	39	31,71	0,211
15	42	29,83	0,199
16	45	28,24	0,188
17	48	26,88	0,179
18	51	25,71	0,171
19	54	24,70	0,165
20	57	23,83	0,159
21	60	23,10	0,154

Снижение ОСШ в измерительном канале влияет на вероятностные показатели обнаружения. Например, если заданы вероятность правильного обнаружения 0,99 и вероятность ложной тревоги 10^{-5} , то по формуле Альбершейма [12] пороговое значение ОСШ составляет 13,9 дБ. Совмещение жесткой и гибкой программ обзора позволяет в канале жесткой программы снизить пороговое значение ОСШ на 6 дБ, а при реализации гибкой программы обзора осуществлять подтверждение обнаруженных целей с пороговым значением ОСШ, обеспечивающим заданные вероятностные характеристики обнаружения.

Следовательно, реализация разработанных структуры системы управления АР с системой экспертных оценок и алгоритма ее функционирования с совмещением жесткой и гибкой программ обзора дает возможность повысить энергетические характеристики дополнительного луча по крайней мере на 6 дБ и существенно увеличить вероятность обнаружения малозаметных целей,

которые при реализации жесткой программы обзора обычно могут отбраковываться.

Заключение

1. Разработанная структура системы управления АР отличается включением модулей статистики и системы экспертных оценок в цепь обратной связи обработки сигналов, а также дополнительными связями данных модулей с системой управления передающего и приемных лучей АР.

2. Разработанный алгоритм управления АР отличается наличием дополнительных операций для

подтверждения отметок с низким уровнем ОСШ после пороговой проверки и опирается на способ обзора пространства, предложенный в патенте [5]. Его реализация позволяет повысить энергетические характеристики дополнительного зондирующего луча на 6 дБ и обеспечить обнаружение малозаметных целей при сниженном пороговом уровне ОСШ в ходе жесткой программы смешанного обзора. Подтверждение отметок можно осуществлять при помощи дополнительного луча гибкой программы обзора и пороговом уровне ОСШ, обеспечивающем заданные вероятности обнаружения и ложной тревоги.

Список литературы

1. Ширман Я.Д. Теоретические основы радиолокации. М.: Сов. радио, 1970. 570с.
2. Патент РФ № 2610833 МПК G01S 13/00. Способ обзора пространства / Задорожный В.В., Ларин А.Ю., Литвинов А.В., Помысов А.С., заявл. 27.10.2015, опубл. 10.02.2017, бюл. № 5.
3. Патент РФ № 2621680 МПК G01S 13/00. Способ обзора пространства / Задорожный В.В., Ларин А.Ю., Литвинов А.В., Помысов А.С., заявл. 09.03.2016, опубл. 07.06.2017, бюл. № 16.
4. Патент РФ № 2666763 МПК G01S 13/00 Способ обзора пространства / Задорожный В.В., Ларин А.Ю., Литвинов А.В., Омельчук И.С., Помысов А.С., заявл. 11.09.2017, опубл. 12.09.2018, Бюл. № 26.
5. Патент РФ № 2708371 МПК G01S 13/04 Способ обзора воздушного пространства радиолокационной станцией с активной фазированной антенной решеткой / Ларин А.Ю., Литвинов А.В., Мищенко С.Е., Винник Л.В., Шацкий В.В., заявл. 18.04.2019, опубл. 09.12.2019, бюл. № 34.
6. Мищенко Ю.А. Зоны обнаружения. М.: Воениздат, 1963. 96 с.
7. Мажура Н.Н., Пешко А.С., Юрчик И.А. Организация обзора пространства РЛС на основе ФАР с электронно-механическим сканированием // Радиотехника. 2009. № 8. С. 78–84.
8. Имитационная модель для исследования эффективности обзора пространства РЛС на основе ФАР с электронно-механическим сканированием / Н.Н. Мажура [и др.] // Радиотехника. 2010. № 7. С. 41–48.
9. Управление созданием и эксплуатацией радиолокационных систем дальнего обнаружения / под ред. С.Ф. Боева. М.: Научная книга, 2019. 424 с.
10. Фарина А., Студер Ф. Цифровая обработка радиолокационной информации. Сопровождение целей. М.: Радио и связь, 1993. 320 с.
11. Патент РФ № 2731604 МПК G01S 13/26. Способ построения системы диаграммообразования активной фазированной антенной решетки / Косогор А.А., Задорожный В.В., Ланкин А.С., Ларин А.Ю., Омельчук И.С., Васильев А.В., Чернышев М.И., заявл. 17.06.2019, опубл. 04.09.2020, бюл. № 25.
12. Skolnik M. Introduction to Radar Systems; 3rd Ed. New York: McGraw-Hill, 2001. 784 p.

References

1. Shirman Ya.D. *Theoretical Foundations of Radar*. Moscow: Sov. radio, 1970, 570 p. (In Russ.)
2. RF patent No. 2610833 IPC G01S 13/00. A way to view the space / Zadorozhnyy V.V., Larin A.Yu., Litvinov A.V., Pomysov A.S., appl. 27.10.2015, publ. 10.02.2017, bul. no. 5.
3. RF patent No. 2621680 IPC G01S 13/00. A way to view the space / Zadorozhnyy V.V., Larin A.Yu., Litvinov A.V., Pomysov A.S., appl. 09.03.2016, publ. 07.06.2017, bul. no. 16.
4. RF patent No. 2666763 IPC G01S 13/00 Method for reviewing space / Zadorozhnyy V.V., Larin A.Yu., Litvinov A.V., Omel'chuk I.S., Pomysov A.S., appl. 11.09.2017, publ. 12.09.2018, bul. no. 26.
5. RF patent No. 2708371 IPC G01S 13/04 Method for surveying the airspace by a radar station with an active phased antenna array / Larin A.Yu., Litvinov A.V., Mishchenko S.E., Vinnik L.V., Shatskiy V.V., appl. 18.04.2019, publ. 09.12.2019, bul. no. 34.
6. Mishchenko Yu.A. *Detection Zones*. Moscow: Military Publishing House, 1963, 96 p. (In Russ.)
7. Mazhura N.N., Peshko A.S., Yurchik I.A. Organization of space surveillance radar based on phased array with electronic-mechanical scanning. *Radiotekhnika*, 2009, no. 8, pp. 78–84. (In Russ.)
8. Mazhura N.N. et al. Simulation model for studying the efficiency of space surveillance radar based on phased array with electronic-mechanical scanning. *Radiotekhnika*, 2010, no. 7, pp. 41–48. (In Russ.)
9. *Managing the Creation and Operation of Early Warning Radar Systems*. Ed. by S.F. Boev. Moscow: Nauchnaya kniga, 2019, 424 p. (In Russ.)

10. Farina A., Studer F. *Digital Processing of Radar Information. Goal Tracking*. Moscow: Radio i svyaz', 1993, 320 p. (In Russ.)
11. RF patent No. 2731604 IPC G01S 13/26. A method for constructing a diagram formation system for an active phased antenna array / Kosogor A.A., Zadorozhnyy V.V., Lankin A.S., Larin A.Yu., Omel'chuk I.S., Vasil'ev A.V., Chernyshev M.I., appl. 17.06.2019, publ. 04.09.2020, bul. no. 25.
12. Skolnik M. *Introduction to Radar Systems*; 3rd Ed. New York: McGraw-Hill, 2001, 784 p.

Physics of Wave Processes and Radio Systems

2022, vol. 25, no. 3, pp. 67–72

DOI 10.18469/1810-3189.2022.25.3.67-72

Received 14 March 2022
Accepted 15 April 2022

Antenna array control system with combination of strength and flexible scanning programs

Larisa V. Vinnik , Sergey E. Mishchenko 

FRPC «FSUE “RSRIRC”»
130, Nansen Street,
Rostov-on-Don, 344038, Russia

Abstract – The structure of the antenna array control system with a combination of strength and flexible scanning programs is proposed, characterized by the introduction of additional modules of statistics and expert assessments in the feedback circuit between the secondary processing module and hardware and software complexes for the formation of transmitting and receiving antenna array radiation patterns. The implementation of this structure allows for the formation of an additional transmitting and several receiving beams to confirm marks that do not meet the specified detection criterion. An algorithm for controlling an active phased array antenna has been developed, characterized by a procedure for additional confirmation of marks with a low signal-to-noise ratio due to the formation of additional transmitting and receiving beams. The estimates of the gain from the implementation of the proposed structural scheme of the antenna array control system and the algorithm of its functioning are obtained.

Keywords – antenna array; control system; browse method; mixed space scanning; strength scanning program; flexible scanning program.

Информация об авторах

Винник Лариса Владимировна, ведущий программист ФНПЦ «ФГУП “РНИИРС”», г. Ростов-на-Дону, Россия.

Область научных интересов: анализ и синтез антенных решеток, обработка сигналов.

E-mail: mihome@yandex.ru

ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-4906-9215>

Мищенко Сергей Евгеньевич, доктор технических наук, профессор, ведущий научный сотрудник ФНПЦ «ФГУП “РНИИРС”», г. Ростов-на-Дону, Россия.

Область научных интересов: анализ и синтез антенных решеток.

E-mail: mihome@yandex.ru

ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-3210-1485>

Information about the Authors

Larisa V. Vinnik, software engineer of FRPC «FSUE “RSRIRC”», Rostov-on-Don, Russia.

Research interests: analysis and synthesis of array antennas, signal processing.

E-mail: mihome@yandex.ru

ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-4906-9215>

Sergey E. Mishchenko, Doctor of Technical Sciences, professor, leading researcher of FRPC «FSUE “RSRIRC”», Rostov-on-Don, Russia.

Research interests: analysis and synthesis of array antennas, signal processing.

E-mail: mihome@yandex.ru

ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-3210-1485>

Расчет двухкаскадной длиннопериодной волоконной решетки показателя преломления

Р.В. Бударрагин, М.И. Курзенков, А.А. Радионов, З.Ю. Саласенко 

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

Аннотация – Предложен метод расчета спектральных характеристик каскадных длиннопериодных волоконных решеток показателя преломления сердцевин на основе метода частичных областей и декомпозиции. Согласно методу, структура представляется в виде каскадного соединения базовых неоднородностей, каждое из которых представляет собой стык нескольких волоконных световодов с разными диэлектрическими и геометрическими параметрами. Апробация метода осуществлялась сведением структуры к единичной длиннопериодной волоконной решетке и сравнением результатов с результатами, полученными с помощью других методов расчета. Результаты совпали с графической точностью. Преимуществом метода является возможность теоретически исследовать влияние на спектральные свойства структуры от диэлектрических и геометрических параметров, а также значительно сэкономить временные ресурсы. Приведены спектры пропускания решеток с различными параметрами периода T , длины решеток L и расстояния между решетками L_B .

Ключевые слова – метод частичных областей; метод декомпозиции; длиннопериодные волоконные решетки; волоконный световод.

Введение

За последние несколько десятилетий волоконные структуры со вставками специальных волокон благодаря их особым характеристикам получили широкое распространение в волоконно-оптической технике [1]. Среди них наиболее применимыми являются длиннопериодные волоконные решетки (ДПВР), представляющие собой отрезки одномодовых волоконных световодов (ВС) с периодически изменяющимся показателем преломления (ПП) сердцевин с периодом порядка 100–500 мкм. ДПВР находят применение в системах измерения различных физических величин из-за своих уникальных характеристик, таких как возможность дистанционного измерения, высокой чувствительности, небольших габаритных размеров, высокой точности, способности одновременного измерения нескольких параметров, высокого быстродействия и устойчивости к электромагнитным помехам [2; 3].

Для теоретического исследования данных структур необходим высокоэффективный и теоретически обоснованный метод, который позволит произвести расчет их спектральных характеристик.

Для расчета ДПВР в настоящее время применяются метод, основанный на решении системы уравнений связанных волн [4]. Однако данный метод применим только для расчета однородных решеток с достаточно большим числом периодов.

Неоднородные (с изменяющимися по длине параметрами) ДПВР могут быть строго рассчитаны с использованием метода частичных областей [5], в основе которого лежит решение задачи дифракции основной волны ВС на неоднородностях показателя преломления или формы сердцевинны волокна. Данная математическая модель характеризуется большой размерностью, которая при решении задач анализа и синтеза приводит к сложностям в вычислении. Для решения этой проблемы возможно использование метода декомпозиции, т. е. разбиения исходной сложной системы на подсистемы меньшей размерности [5; 6]. Таким образом, в основе предлагаемой в настоящей статье методики расчета ДПВР лежит решение задачи дифракции основной волны ВС на неоднородностях в виде ступенчатого изменения показателя преломления сердцевинны. Целью данной работы является построение алгоритма и расчет каскадных ДПВР.

1. Электродинамическая модель

Расчет каскадных ДПВР строится на основе строгой электродинамической модели базовой неоднородности трехслойного волоконного световода. Схематично структура изображена на рис. 1.

Рассмотрим задачу дифракции основной волны HE_{11} в данной структуре. Для упрощения расчетов будем считать, что каждый стык волокон есть

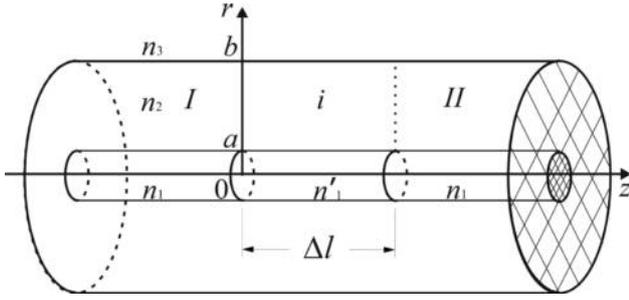


Рис. 1. Базовая неоднородность
Fig. 1. Basic heterogeneity

соединение регулярных отрезков волноводов, параметры которых постоянны. Пусть на структуру слева падает основная волна единичной амплитуды HE_{11} . В каждом отрезке волновода поле представляет собой набор отраженных и прошедших волн.

Поле дифракции в волноводе I является суперпозицией падающей волны HE_{11} и бесконечного количества отраженных собственных волн:

$$\begin{Bmatrix} \bar{E}^{(I)} \\ \bar{H}^{(I)} \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} \bar{E}_1^{(I)} \\ \bar{H}_1^{(I)} \end{Bmatrix} e^{-i\beta_1^{(I)}z} + \sum_{n=1}^{\infty} C_n \begin{Bmatrix} \bar{E}_{-n}^{(I)} \\ \bar{H}_{-n}^{(I)} \end{Bmatrix} e^{i\beta_n^{(I)}z}, \quad (1)$$

поле в волноводе i – суперпозиция бесконечного набора прошедших и отраженных собственных волн:

$$\begin{Bmatrix} \bar{E}^{(i)} \\ \bar{H}^{(i)} \end{Bmatrix} = \sum_{n=1}^{\infty} D_n^{(i)} \begin{Bmatrix} \bar{E}_n^{(i)} \\ \bar{H}_n^{(i)} \end{Bmatrix} e^{-i\beta_n^{(i)}z} + \sum_{n=1}^{\infty} F_n^{(i)} \begin{Bmatrix} \bar{E}_{-n}^{(i)} \\ \bar{H}_{-n}^{(i)} \end{Bmatrix} e^{i\beta_n^{(i)}z}, \quad (2)$$

в волноводе II поле представляется в виде бесконечного набора прошедших собственных волн:

$$\begin{Bmatrix} \bar{E}^{(II)} \\ \bar{H}^{(II)} \end{Bmatrix} = \sum_{n=1}^{\infty} B_n \begin{Bmatrix} \bar{E}_n^{(II)} \\ \bar{H}_n^{(II)} \end{Bmatrix} e^{-i\beta_n^{(II)}z}, \quad (3)$$

где C_n , $D_n^{(i)}$, $F_n^{(i)}$, B_n – постоянные неизвестные коэффициенты; $\bar{E}_1^{(I)}$, $\bar{H}_1^{(I)}$, $\bar{E}_{-n}^{(I)}$, $\bar{H}_{-n}^{(I)}$, $\bar{E}_{\pm n}^{(i)}$, $\bar{H}_{\pm n}^{(i)}$, $\bar{E}_n^{(II)}$, $\bar{H}_n^{(II)}$ – векторные функции, описывающие зависимость поля от поперечных координат; $\beta_1^{(I)}$, $\beta_n^{(I)}$, $\beta_n^{(i)}$, $\beta_m^{(II)}$ – продольные постоянные распространения волн соответствующих волноводов.

Условия непрерывности тангенциальных составляющих электрических и магнитных полей на границе волноводов I и i запишутся в виде:

$$\sum_{n=1}^N D_n^{(i)} (E_{rm}^{(i)} \cdot \vec{r}_0 + E_{\varphi n}^{(i)} \cdot \vec{\varphi}_0) e^{-i\beta_n^{(i)}\Delta L_i} - \quad (4)$$

$$\begin{aligned} & - \sum_{n=1}^N F_n^{(i)} (E_{rm}^{(i)} \cdot \vec{r}_0 + E_{\varphi n}^{(i)} \cdot \vec{\varphi}_0) e^{i\beta_n^{(i)}\Delta L_i} \Big|_{S_i} = \\ & = \sum_{n=1}^N D_n^{(i+1)} (E_{rm}^{(i+1)} \cdot \vec{r}_0 + E_{\varphi n}^{(i+1)} \cdot \vec{\varphi}_0) - \\ & - \sum_{n=1}^N F_n^{(i+1)} (E_{rm}^{(i+1)} \cdot \vec{r}_0 + E_{\varphi n}^{(i+1)} \cdot \vec{\varphi}_0) \Big|_{S_i}, \\ & \sum_{n=1}^N D_n^{(i)} (H_{rm}^{(i)} \cdot \vec{r}_0 + H_{\varphi n}^{(i)} \cdot \vec{\varphi}_0) e^{-i\beta_n^{(i)}\Delta L_i} + \end{aligned} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} & + \sum_{n=1}^N F_n^{(i)} (H_{rm}^{(i)} \cdot \vec{r}_0 + H_{\varphi n}^{(i)} \cdot \vec{\varphi}_0) e^{i\beta_n^{(i)}\Delta L_i} \Big|_{S_i} = \\ & = \sum_{n=1}^N D_n^{(i+1)} (H_{rm}^{(i+1)} \cdot \vec{r}_0 + H_{\varphi n}^{(i+1)} \cdot \vec{\varphi}_0) + \\ & + \sum_{n=1}^N F_n^{(i+1)} (H_{rm}^{(i+1)} \cdot \vec{r}_0 + H_{\varphi n}^{(i+1)} \cdot \vec{\varphi}_0) \Big|_{S_i}, \end{aligned}$$

где
 $i = 0, 1, 2, \dots, K-1$;

$$D_n^{(0)} = \begin{cases} 1, & \text{при } n = 1, \\ 0, & \text{при } n \neq 1; \end{cases}$$

$$F_n^{(0)} = C_n.$$

На границе волноводов i и II граничные условия записываются в виде:

$$\begin{aligned} & \sum_{n=1}^N D_n^{(i)} (E_{rm}^{(i)} \cdot \vec{r}_0 + E_{\varphi n}^{(i)} \cdot \vec{\varphi}_0) e^{-i\beta_n^{(i)}\Delta L_i} - \\ & - \sum_{n=1}^N F_n^{(i)} (E_{rm}^{(i)} \cdot \vec{r}_0 + E_{\varphi n}^{(i)} \cdot \vec{\varphi}_0) e^{i\beta_n^{(i)}\Delta L_i} \Big|_{S_x} = \end{aligned} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} & = - \sum_{m=1}^M B_m^{(II)} (E_{rm}^{(II)} \cdot \vec{r}_0 + E_{\varphi m}^{(II)} \cdot \vec{\varphi}_0) \Big|_{S_x}, \\ & \sum_{n=1}^N D_n^{(i)} (H_{rm}^{(i)} \cdot \vec{r}_0 + H_{\varphi n}^{(i)} \cdot \vec{\varphi}_0) e^{-i\beta_n^{(i)}\Delta L_i} + \\ & + \sum_{n=1}^N F_n^{(i)} (H_{rm}^{(i)} \cdot \vec{r}_0 + H_{\varphi n}^{(i)} \cdot \vec{\varphi}_0) e^{i\beta_n^{(i)}\Delta L_i} \Big|_{S_x} = \\ & = \sum_{m=1}^M B_m^{(II)} (H_{rm}^{(i+1)} \cdot \vec{r}_0 + H_{\varphi m}^{(i+1)} \cdot \vec{\varphi}_0) \Big|_{S_x}, \end{aligned} \quad (7)$$

где M, N – число учитываемых волн; \vec{r}_0 , $\vec{\varphi}_0$ – единичные векторы цилиндрической системы координат; ΔL_i – значение продольной координаты, соответствующее границе S_i двух волноводов.

В случае дифракции основной волны HE_{11} на осесимметричном переходе будут возбуждаться только волны с одной вариацией электромагнитного поля по угловой координате. Поэтому при записи граничных условий (4)–(7) достаточно учесть волны с азимутальным индексом, равным единице.

Векторно умножаем уравнение (4) на $(H_{rq}^{(i)} \cdot \vec{r}_0 + H_{\varphi q}^{(i)} \cdot \vec{\varphi}_0)$, а (5) – на $(E_{rq}^{(i+1)} \cdot \vec{r}_0 + E_{\varphi q}^{(i+1)} \cdot \vec{\varphi}_0)$ и интегрируем получившиеся выражения по поперечному сечению соответствующего волновода S_i . Аналогичные операции производим с уравнениями (6)–(7). Используя энергетическую ортогональность собственных волн, получаем систему линейных неоднородных уравнений относительно неизвестных амплитудных коэффициентов волн в матричной записи:

$$\begin{aligned} E \cdot C - W^{(0)} D^{(1)} - W^{(0)} \Psi^{(1)} F^{(1)} &= -I; \\ -W^{(0)T} C - E D^{(1)} + \Psi^{(1)} F^{(1)} &= -\tilde{I}; \\ \vdots & \\ \Psi^{(i)} D^{(i)} + E F^{(i)} - W^{(i)} D^{(i+1)} - W^{(i)} \Psi^{(i+1)} F^{(i+1)} &= 0; \\ W^{(i)T} \Psi^{(i)} D^{(i)} - W^{(i)T} F^{(i)} - E D^{(i+1)} + \Psi^{(i+1)} F^{(i+1)} &= 0; \\ \vdots & \\ \Psi^{(K)} D^{(K)} + E F^{(K)} - W^{(K)} \Psi^{(II)} B &= 0; \end{aligned} \quad (8)$$

$W^{(K)T} \Psi^{(K)} D^{(K)} - W^{(K)T} F^{(K)} - \Psi^{(II)} B = 0$,
 где E – единичная матрица с элементами $E_{q,n} = \delta_{q,n}$ ($\delta_{q,n}$ – символ Кронекера); C , $D^{(i)}$, $F^{(i)}$, D – векторы-столбцы неизвестных амплитудных коэффициентов; I – вектор-столбец с элементами $I_q = \delta_{q,0}$; \tilde{I} – вектор-столбец с элементами

$$\tilde{I}_q = \int_S (E_{rq}^{(1)} H_{\varphi 0}^{(0)} - E_{\varphi q}^{(1)} H_{r 0}^{(0)}) ds;$$

W^i – матрицы с элементами

$$W_{q,n}^{(i)} = \int_S (E_{rq}^{(i+1)} H_{\varphi n}^{(i)} - E_{\varphi q}^{(i+1)} H_{rn}^{(i)}) ds;$$

W^T – транспонированные матрицы; $\Psi^{(i)}$ – диагональная матрица, элементы которой $\Psi_{n,n}^{(i)} = e^{-i\beta_n^{(i)} \Delta L_i}$ учитывают набег фазы волны с номером n . Здесь всюду $i = 0, 1, \dots, K$, $n = 1, 2, \dots, N$, $q = 1, 2, \dots, N$, $m = 1, 2, \dots, M$.

Систему (8) можно также записать в виде матричного уравнения, которое позволяет найти амплитудные коэффициенты C_n , B_m , $D_n^{(i)}$ и $F_n^{(i)}$ волн в волноводах I , II и i -й области исследуемой структуры, изображенной на рис. 1. Таким образом матричное уравнение запишется в виде

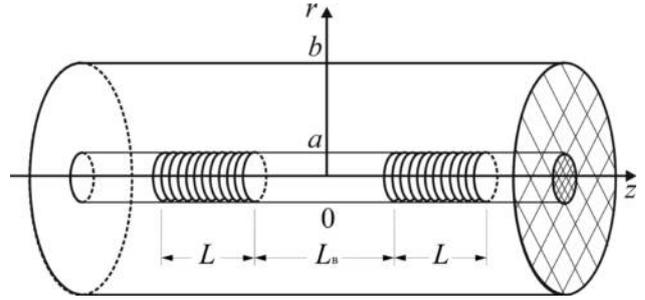


Рис. 2. Двухкаскадная ДПВР
 Fig. 2. Two-stage DPVR

$$S \cdot X = \Gamma, \quad (9)$$

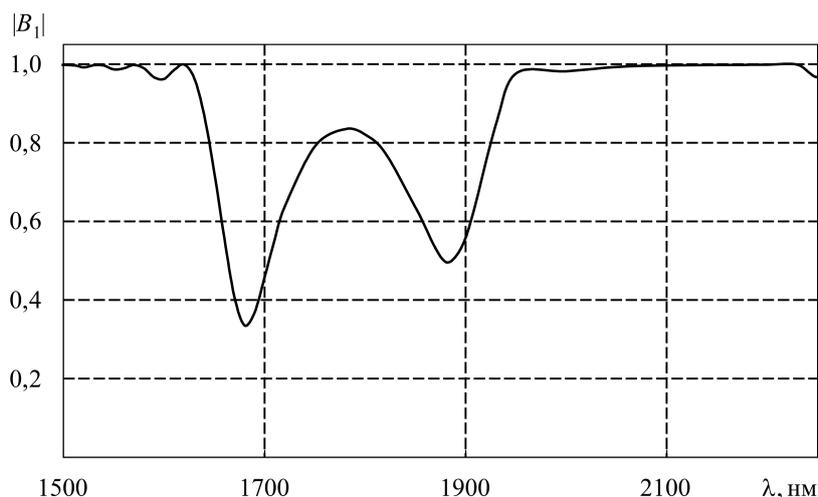
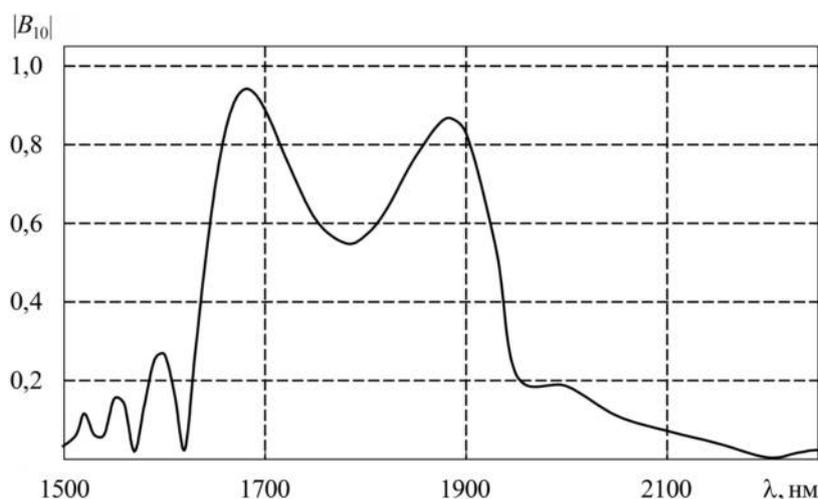
где

$$X = \begin{bmatrix} C \\ D^{(1)} \\ F^{(1)} \\ \vdots \\ D^{(i)} \\ F^{(i)} \\ \vdots \\ B \end{bmatrix}, \quad \Gamma = \begin{bmatrix} -I \\ -\tilde{I} \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}$$

– вектор-столбцы;

$$S = \begin{bmatrix} E & -W^{(0)} & -W^{(0)} \Psi^{(1)} & 0 \\ -W^{(0)T} & -E & \Psi^{(1)} & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & \dots & \Psi^{(i)} & E \\ 0 & \dots & W^{(i)T} \Psi^{(i)} & -W^{(i)T} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots \\ 0 & 0 & 0 & \dots \\ \dots & 0 & 0 & 0 \\ \dots & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -W^{(i)} & -W^{(i)} \Psi^{(i+1)} & \dots & 0 \\ -E & \Psi^{(i+1)} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & \Psi^{(K)} & E & -W^{(K)} \\ 0 & W^{(K)T} \Psi^{(K)} & -W^{(K)T} & -E \end{bmatrix}.$$

При расчете структур с большим количеством неоднородностей длиннопериодной волоконной решетки, а также их каскадов предлагаемый метод частичных областей приводит к вычислению матриц большой размерности и, как следствие,

Рис. 3. Спектр пропускания ДПВР с периодом $T = 122$ мкм, $L = 1,9886$ смFig. 3. Transmission spectrum of the DPVR with a period $T = 122$ microns, $L = 1,9886$ cmРис. 4. Спектральная зависимость модуля коэффициента возбуждения волны HE_{19} ДПВР с периодом $T = 122$ мкм, $L = 1,9886$ смFig. 4. Spectral dependence of the modulus of the excitation coefficient of the HE_{19} wave of the DPVR with a period $T = 122$ microns, $L = 1,9886$ cm

к большим вычислительным затратам. Выходом из данной ситуации является применение метода частичных областей в сочетании с методом декомпозиции [7]. В этом случае расчет базовой неоднородности производится методом частичных областей, а затем с помощью метода декомпозиции находятся характеристики всей структуры [8; 9].

2. Реализация метода на примере расчета каскадной ДПВР

На основе предложенной электродинамической модели был произведен расчет структуры с двухкаскадной ДПВР, изображенной на рис. 2. Для апробации алгоритма расчета исследуемая структура была сведена к ДПВР с параметрами, предложенными в [5]. Результаты расчета, приведенные на рис. 3 и 4, совпали с графической

точностью с результатами, представленными в [5]. На рис. 3 показан спектр пропускания, а на рис. 4 – спектральная зависимость модуля коэффициента возбуждения волны HE_{19} .

На рис. 5–7 приведены спектр пропускания каскадной решетки, спектральная зависимость модуля коэффициента возбуждения волны HE_{15} и спектральная зависимость модуля коэффициента возбуждения волны HE_{18} соответственно при следующих параметрах: период решетки составил $T = 750$ мкм, длина обеих ДПВР – по $L = 3,1125$ см, расстояние между решетками (длина вставки одномодового волокна) составила $L_b = 18,746$ см. Радиус сердцевинки 1,455 мкм, а оболочки – 62,5 мкм. Количество учитываемых волн бралось равным 10.

Из графиков спектра пропускания и спектральных зависимостей модулей коэффициентов возбуждения высших типов волн HE_{15} и HE_{18}

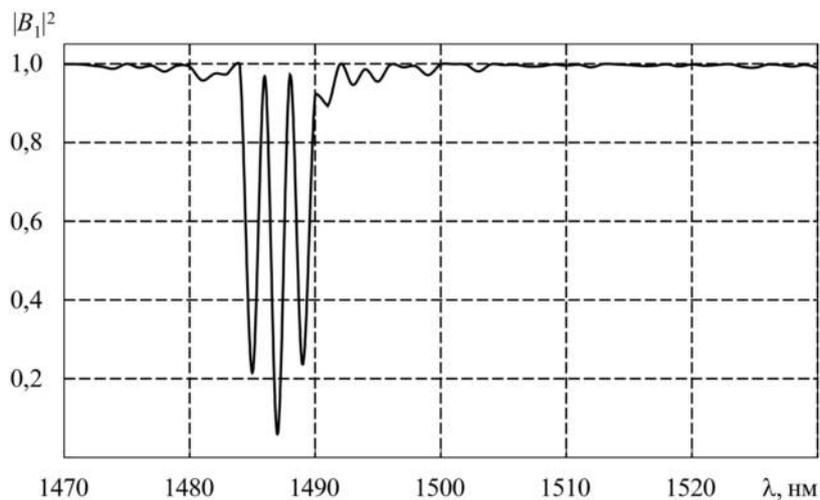


Рис. 5. Спектр пропускания каскадной решетки с параметрами $T = 750$ мкм, $L = 3,1125$ см, $L_B = 18,746$ см
Fig. 5. Transmission spectrum of the cascade array with parameters $T = 750$ microns, $L = 3,1125$ cm, $L_V = 18,746$ cm

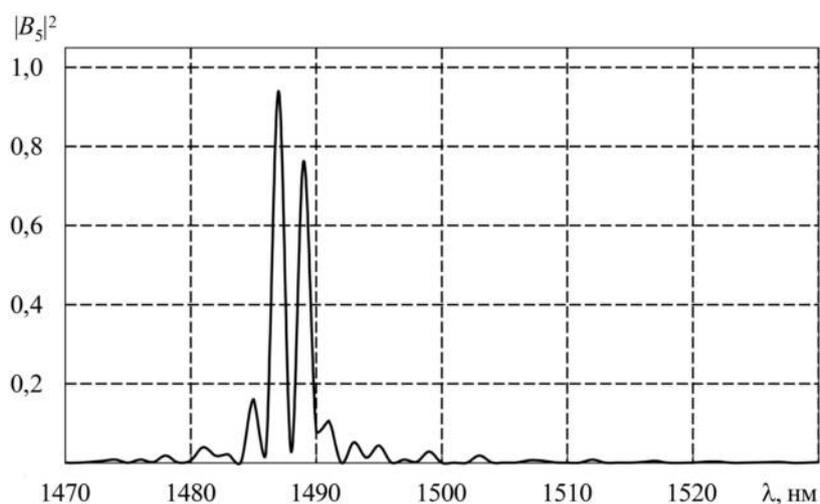


Рис. 6. Спектральная зависимость модуля коэффициента возбуждения волны HE_{15} каскадной решетки с параметрами $T = 750$ мкм, $L = 3,1125$ см, $L_B = 18,746$ см
Fig. 6. Spectral dependence of the HE_{15} wave excitation coefficient modulus of a cascade array with parameters $T = 750$ microns, $L = 3,1125$ cm, $L_V = 18,746$ cm

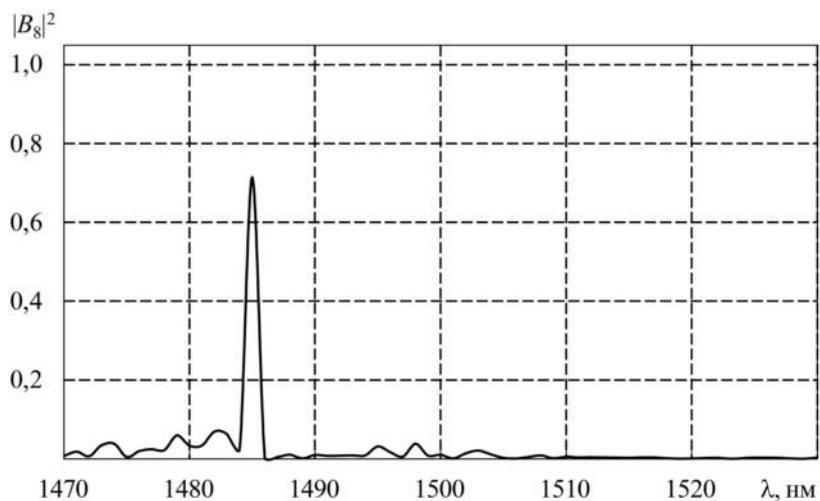


Рис. 7. Спектральная зависимость модуля коэффициента возбуждения волны HE_{18} каскадной решетки с параметрами $T = 750$ мкм, $L = 3,1125$ см, $L_B = 18,746$ см
Fig. 7. Spectral dependence of the modulus of the excitation coefficient of a wave of HE_{18} cascade array with parameters $T = 750$ microns, $L = 3,1125$ cm, $L_V = 18,746$ cm

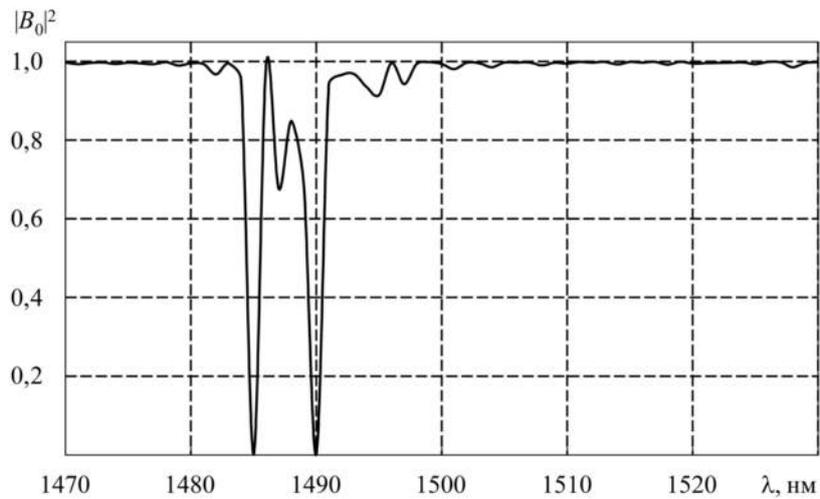


Рис. 8. Спектр пропускания каскадной решетки с параметрами: $T = 752$ мкм, $L = 4,1736$ см, $L_B = 18,756$ см
 Fig. 8. Transmission spectrum of the cascade array with parameters: $T = 752$ microns, $L = 4,1736$ cm, $L_V = 18,756$ cm

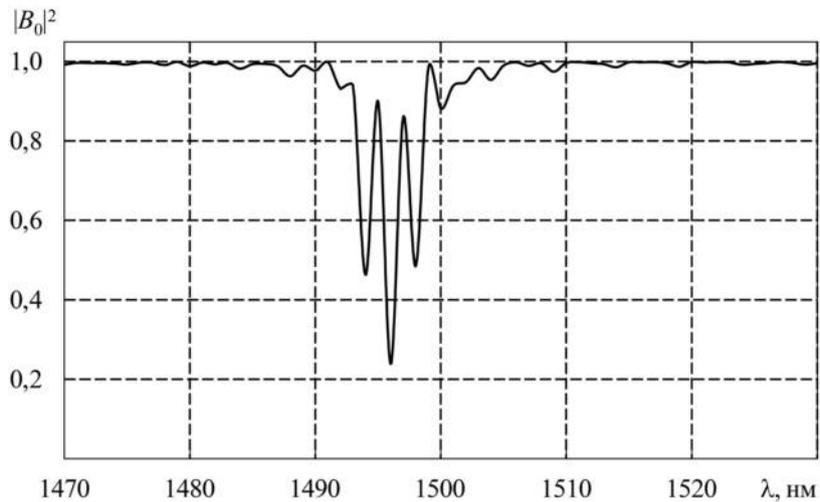


Рис. 9. Спектр пропускания каскадной решетки с параметрами: $T = 750$ мкм, $L = 2,6625$ см, $L_B = 18,75$ см
 Fig. 9. Transmission spectrum of the cascade array with parameters: $T = 750$ microns, $L = 2,6625$ cm, $L_V = 18,75$ cm

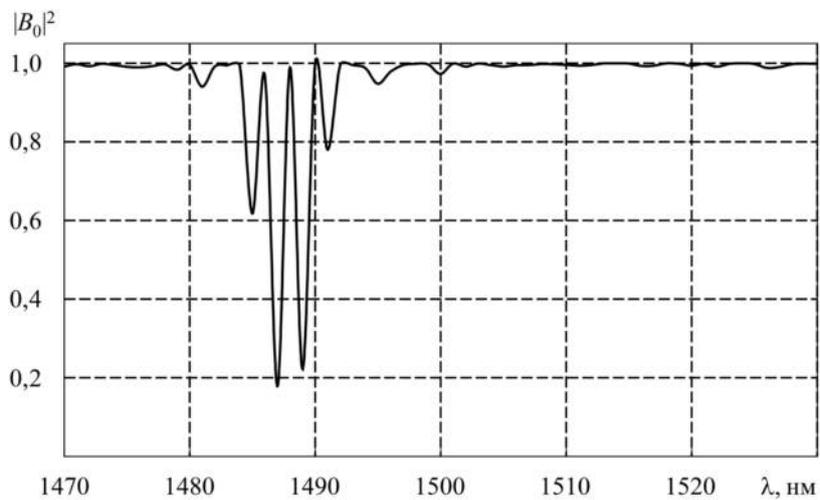


Рис. 10. Спектр пропускания каскадной решетки с параметрами: $T = 750$ мкм, $L = 2,6625$ см, $L_B = 18,747$ см
 Fig. 10. Transmission spectrum of cascade grating with parameters: $T = 750$ microns, $L = 2,6625$ cm, $L_V = 18,747$ cm

следует, что в диапазоне длин волн от 1470 нм до 1530 нм коэффициент прохождения близок к 1, но на длине волны 1485 нм энергия основной волны HE_{11} переходит в энергию оболочечной моды HE_{18} (показано на рис. 7), а на длинах волн 1487 нм и 1489 нм переходит в энергию оболочечной моды HE_{15} (рис. 6). Спектр пропускания качественно совпадает с результатами из [10].

Спектр пропускания каскадной ДПВР со следующими параметрами: период $T = 752$ мкм, длина решеток $L = 4,1736$ см, расстояние между решетками $L_B = 18,756$ см, радиус сердцевинки 1,455 мкм, оболочка – 62,5 мкм, представлен на рис. 8. Количество учитываемых волн бралось равным 10.

Нетрудно видеть, что при данных параметрах коэффициент прохождения по основной волне HE_{11} на длинах волн 1485 нм и 1490 нм стал практически равен нулю, но на длине волны 1487 нм увеличился до 0,67.

На рис. 9 представлен спектр пропускания ДПВР, рассчитанной при следующих параметрах: период решетки $T = 750$ мкм, длина обеих ДПВР $L = 2,6625$ см, расстояние между решетками составило $L_B = 18,75$ см, радиус сердцевинки 1,455 мкм, а оболочка – 62,5 мкм. Количество учитываемых волн бралось равным 10. А также на рис. 10 при-

веден спектр пропускания ДПВР с аналогичными параметрами периода решетки и длины обеих ДПВР, но с другим расстоянием между решетками $L_B = 18,747$ см. Радиус сердцевинки и оболочки, а также количество учитываемых волн брались такими же, как и в предыдущих случаях.

Из приведенных графиков видно, что при уменьшении расстояния между решетками спектр пропускания смещается в коротковолновую область.

Заключение

Предложен метод расчета спектральных характеристик каскадных длиннопериодных волоконных решеток показателя преломления сердцевинки. Согласно алгоритму, структура представляется в виде каскадного соединения базовых неоднородностей, каждое из которых рассчитывается методом частичных областей. Преимуществом метода является возможность теоретически исследовать влияние на спектральные свойства структуры от диэлектрических и геометрических параметров, а также значительно сэкономить временные ресурсы. Приведены спектры пропускания решеток с различными параметрами периода T , длины решеток L и расстояния между решетками L_B .

Список литературы

1. Волоконные решетки показателя преломления и их применения / С.А. Васильев [и др.] // Квантовая электроника. 2005. Т. 35, № 12. С. 1085–1103. URL: <http://mi.mathnet.ru/qe13041>
2. Исследование спектров пропускания длиннопериодных волоконных решеток под воздействием высоких температур / А.В. Беринцев [и др.] // Известия Самарского научного центра Российской академии наук. Физика и электроника. 2012. Т. 14, № 4. С. 1081–1085.
3. Полностью волоконный высокочувствительный датчик изгиба для атомной промышленности / О.В. Бутов [и др.] // Фотон-экспресс. 2019. № 6. С. 26–27.
4. Long-period fiber gratings as band rejection filters / A.M. Vengsarkar [et al.] // Journal of Lightwave Technology. 1996. Vol. 14, no. 1. P. 58–65. DOI: <https://doi.org/10.1109/50.476137>
5. Бударагин Р.В., Раевский А.С. Электродинамический расчет длиннопериодных волоконных решеток // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2012. Т. 15, № 2. С. 42–48.
6. Ибрагимов Д.Н., Турчак Е.Е. Об одном методе декомпозиции в задаче быстрогодействия для линейной дискретной системы с ограниченным управлением // Моделирование и анализ данных. 2019. Т. 9, № 4. С. 157–161. DOI: <https://doi.org/10.17759/mda.2019090413>
7. Никольский В.В., Никольская Т.И. Декомпозиционный подход к задачам электродинамики. М.: Наука, 1983. 304 с.
8. Бударагин Р.В., Саласенко З.Ю., Курзенков М.И. Электродинамический расчет базовых неоднородностей на основе волоконных световодов при проектировании датчиков для атомной отрасли // Высокие технологии атомной отрасли. Молодежь в инновационном процессе: сб. материалов XV научно-технической конференции молодых специалистов Росатома. Саров: ФГУП «РФЯЦ-ВНИИЭФ», 2021. С. 178–182.
9. Бударагин Р.В. О методике расчета задачи дифракция на диэлектрической неоднородности в экранированном волноводе методом частичных областей // Антенны. 2016. № 2 (227). С. 83–90.
10. Перестраиваемый многополосный оптический фильтр на основе последовательно соединенных длиннопериодных волоконных решеток / С. Чен [и др.] // Письма в ЖТФ. 2005. Т. 31, № 5. С. 76–83. URL: <http://journals.ioffe.ru/articles/viewPDF/11510>

References

1. Vasil'ev S.A. et al. Refractive index fiber gratings and their applications. *Kvantovaya elektronika*, 2005, vol. 35, no. 12, pp. 1085–1103. URL: <http://mi.mathnet.ru/qe13041> (In Russ.)

2. Berintsev A.V. et al. Investigation of the transmission spectra of long-period fiber gratings under the influence of high temperatures. *Izvestiya Samarskogo nauchnogo tsentra Rossiyskoy akademii nauk. Fizika i elektronika*, 2012, vol. 14, no. 4, pp. 1081–1085. (In Russ.)
3. Butov O.V. et al. All-fiber high-sensitivity bend sensor for the nuclear industry. *Foton-ekspres*, 2019, no. 6, pp. 26–27. (In Russ.)
4. Vengsarkar A.M. et al. Long-period fiber gratings as band rejection filters. *Journal of Lightwave Technology*, 1996, vol. 14, no. 1, pp. 58–65. DOI: <https://doi.org/10.1109/50.476137>
5. Budaragin R.V., Raevskiy A.S. Electrodynamic calculation of long-period fiber gratings. *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, 2012, vol. 15, no. 2, pp. 42–48. (In Russ.)
6. Ibragimov D.N., Turchak E.E. On one decomposition method in the time-optimal problem for a linear discrete system with bounded control. *Modelirovanie i analiz dannykh*, 2019, vol. 9, no. 4, pp. 157–161. DOI: <https://doi.org/10.17759/mda.2019090413> (In Russ.)
7. Nikol'skiy V.V., Nikol'skaya T.I. *Decomposition Approach to Problems of Electrodynamics*. Moscow: Nauka, 1983, 304 p. (In Russ.)
8. Budaragin R.V., Salasenko Z.Yu., Kurzenkov M.I. Electrodynamic calculation of basic inhomogeneities based on optical fibers in the design of sensors for the nuclear industry. *Vysokie tekhnologii atomnoy otrasli. Molodezh' v innovatsionnom protsesse: sb. materialov XV nauchno-tekhnicheskoy konferentsii molodykh spetsialistov Rosatoma*. Sarov: FGUP «RFYaTs-VNIIEF», 2021, pp. 178–182. (In Russ.)
9. Budaragin R.V. On the method for calculating the problem of diffraction by a dielectric inhomogeneity in a shielded waveguide by the method of partial regions. *Antenny*, 2016, no. 2 (227), pp. 83–90. (In Russ.)
10. Chen S. et al. Tunable multiband optical filter based on series-connected long-period fiber gratings. *Pis'ma v ZhTF*, 2005, vol. 31, no. 5, pp. 76–83. URL: <http://journals.ioffe.ru/articles/viewPDF/11510> (In Russ.)

Physics of Wave Processes and Radio Systems

2022, vol. 25, no. 3, pp. 73–81

DOI 10.18469/1810-3189.2022.25.3.73-81

Received 22 April 2022

Accepted 23 May 2022

The calculation of a two-cascade long-period fiber grating of the refractive index

Roman V. Budaragin, Mikhail I. Kurzenkov,
Aleksandr A. Radionov, Zinaida Yu. Salasenko 

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

Abstract – A method is proposed for calculating the spectral characteristics of cascade long-period fiber gratings of the refractive index of the core based on the method of partial regions and decomposition. According to the method, the structure is represented as a cascade connection of basic inhomogeneities, each of which is a junction of several optical fibers with different dielectric and geometric parameters. Approbation of the method was carried out by reducing the structure to a single long-period fiber grating and comparing the results with the results obtained using other calculation methods. The results matched graphical accuracy. The advantage of the method is the possibility to theoretically study the effect of dielectric and geometric parameters on the spectral properties of the structure, as well as significantly save time resources. The transmission spectra of gratings with different parameters of period T , grating length L , and distance between gratings L_f are presented.

Keywords – cross-section method; decomposition method; long-period gratings; fiber light guide.

Информация об авторах

Бударагин Роман Валерьевич, 1977 г. р., доктор технических наук, заведующий кафедрой общей и ядерной физики Нижегородского государственного технического университета им. Р.Е. Алексеева, г. Нижний Новгород, Россия.

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

E-mail: rbudaragin@mail.ru

Курзенков Михаил Игоревич, 1994 г. р., аспирант кафедры общей и ядерной физики Нижегородского государственного технического университета им. Р.Е. Алексеева, г. Нижний Новгород, Россия.

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

E-mail: cheetah10@mail.ru

Радионов Александр Алексеевич, 1947 г. р., доктор технических наук, профессор кафедры общей и ядерной физики Нижегородского государственного технического университета им. Р.Е. Алексеева, г. Нижний Новгород, Россия.

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

E-mail: radionow.aleck@yandex.ru

Саласенко Зинаида Юрьевна, 1997 г. р., магистрант кафедры физики и техники оптической связи Нижегородского государственного технического университета им. Р.Е. Алексеева, г. Нижний Новгород, Россия.

Область научных интересов: электродинамика, техника СВЧ-, КВЧ- и оптического диапазонов.
E-mail: zina.salasenko@mail.ru
ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-3609-2632>

Information about the Authors

Roman V. Budaragin, b. 1977, Doctor of Technical Sciences, head of the Department of General and Nuclear Physics, Nizhny Novgorod State Technical University named after R.E. Alekseev, Nizhny Novgorod, Russia.

Research interests: electrodynamics, microwave and EHF ranges.
E-mail: rbudaragin@mail.ru

Mikhail I. Kurzenkov, b. 1994, postgraduate of the Department of General and Nuclear Physics, Nizhny Novgorod State Technical University named after R.E. Alekseev, Nizhny Novgorod, Russia.

Research interests: electrodynamics, microwave and EHF ranges.
E-mail: cheetah10@mail.ru

Aleksandr A. Radionov, b. 1947, Doctor of Technical Sciences, professor of the Department of General and Nuclear Physics, Nizhny Novgorod State Technical University named after R.E. Alekseev, Nizhny Novgorod, Russia.

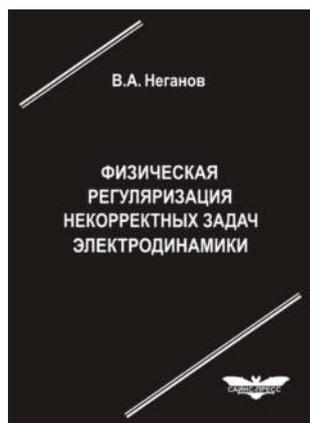
Research interests: electrodynamics, microwave and EHF ranges.
E-mail: radionow.aleck@yandex.ru

Zinaida Yu. Salasenko, b. 1997, undergraduate 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: electrodynamics, microwave technology, EHF and optical ranges.
E-mail: zina.salasenko@mail.ru
ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-3609-2632>

Неганов, В.А.

Физическая регуляризация некорректных задач электродинамики: линии передачи, антенны, дифракция электромагнитных волн / В.А. Неганов. – М.: САЙНС-ПРЕСС, 2008. – 432 с., 122 ил.



ISBN 978-5-88070-161-2

УДК 537.87

ББК 32.84

Н 41

Изложены основы физической регуляризации некорректных задач электродинамики, связанной с особенностями физических и математических моделей задач (физические допущения, некорректные математические выкладки, отсутствие предельного перехода). Подход, по мнению автора, обладает большими возможностями, чем метод регуляризации Тихонова А.Н. интегральных уравнений Фредгольма первого рода, названный в книге методом математической регуляризации. Метод физической регуляризации (МФР) применен к анализу волноведущих и излучающих структур, а также задачам дифракции электромагнитных волн на некоторых телах. МФР позволил впервые корректно осуществить анализ полей в ближних зонах некоторых антенн, устранить несамосогласованное приближение Кирхгофа в задачах дифракции, установить связь поверхностной плотности тока проводимости с напряженностями электрического и магнитного полей для диполя Герца и т. п.

Для специалистов в области радиотехники и радиофизики СВЧ, электромагнитной совместимости РТС, математической теории дифракции и математического моделирования электродинамических структур самого широкого назначения. Может быть полезна преподавателям вузов, докторантам, аспирантам и студентам старших курсов соответствующих специальностей.

Применение колориметрии в нейросетевых методах определения возгорания в лесных массивах

А.А. Кузьменко

Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики
443010, Россия, г. Самара,
ул. Л. Толстого, 23

Аннотация – Сегодня для мониторинга возгорания в лесных массивах нашли применение нейросетевые методы определения возгорания. К настоящему времени разработаны такие системы, как проект «Прометей», «Видеодетектор огня», метод университета искусственного интеллекта. Они позволяют определить возгорание с точностью более 90 %, для чего используют комбинацию рекуррентных и сверточных нейронных сетей. В статье предложен метод повышения эффективности нейросетевых методов определения возгорания в лесных массивах, основанный на компьютерной колориметрии. Применение данного метода повышает эффективность работы нейросетевых методов по определению возгорания при использовании нескольких камер системы видеонаблюдения. В статье приведено сравнение работоспособности сверточной нейронной сети с использованием и без использования колориметрического модуля. По результатам, эффективность работы повысилась более чем на 20 %.

Ключевые слова – колориметрия; нейронная сеть; поиск огня; поиск дыма; эффективность определения возгорания.

Введение

В настоящее время для мониторинга возгорания в лесных массивах нашли применение нейросетевые методы определения возгорания. Разработаны такие системы, как проект «Прометей», «Видеодетектор огня», метод университета искусственного интеллекта [1–4]. Данные методы позволяют определить возгорание с точностью более 90 %, для чего используют комбинацию рекуррентных и сверточных нейронных сетей. Согласно [2; 3], время, необходимое для определения возгорания, составляет от 5 до 20 с для камеры системы видеонаблюдения. Данная скорость определения возгорания является довольно большой при условии использования 1 камеры системы видеонаблюдения, так при увеличении количества камер систем видеонаблюдения пропорционально растет и время поиска возгорания, так, для определения возгорания с двух камер с использованием нейросетевого метода необходимо подавать на нейронную сеть два видеопотока. Подачу видеопотока можно осуществлять двумя способами:

1) разграничивая видеопоток во времени, т. е. каждые 5–20 с подавать на нейронную сеть видеопоток с разных камер систем видеонаблюдения, поочередно чередуя их;

2) уменьшая разрешения каждого видеопотока и обрабатывая данные видеопотоки как 1.

Из этого видно, что при сохранении одних и тех же вычислительных мощностей увеличение

числа камер видеонаблюдения негативно сказывается на эффективности поиска возгорания: при двух камерах с использованием первого метода требуемое время для обнаружения минимально увеличивается с 5 до 10 с, а при втором способе ухудшается разрешение обрабатываемого видео, что может снизить вероятность обнаружения возгорания. Для избегания данной проблемы предлагается использовать дополнительный модуль для отслеживания изменения характеристик цветов, получаемых с камер системы видеонаблюдения.

1. Исследование изменения цветности для стационарной камеры системы видеонаблюдения

Для исследования динамики изменения пропорционального количества цветов для стационарных камер системы видеонаблюдения тестировались ряд видеозаписей лесных массивов и отслеживалась динамика наличия «огненных» цветов с промежутком раз в 1 с (рис. 1).

Из приведенных графиков видно, что различие в количестве «огненных» цветов между кадрами составляет менее 10 %.

Из данного примера следует, что в течении суток изменения цветности для стационарных камер в течение даже 60 с являются минимальными, при этом в случае появления признаков первичного возгорания, а именно резкого увеличения «огненных» и/или «дымовых» цветов, видеопоток

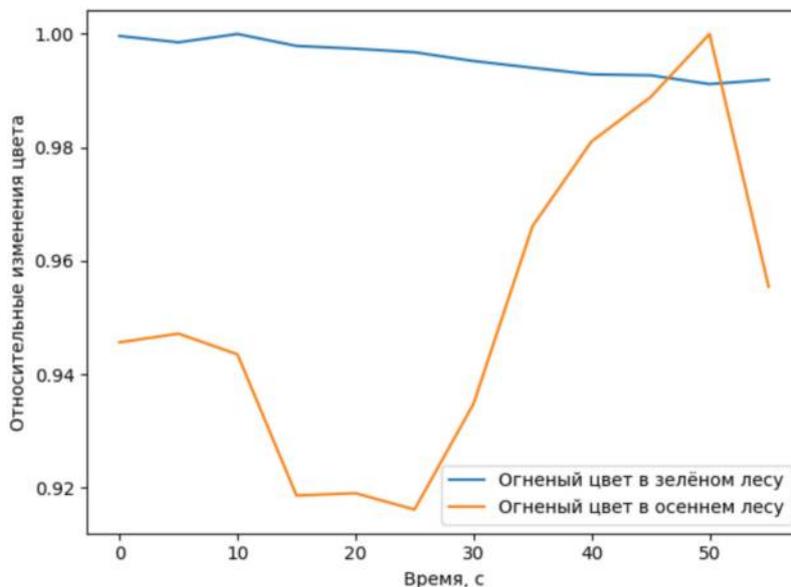


Рис. 1. Относительная динамика изменения «огненных» цветов в лесном массиве
Fig. 1. Relative dynamics of changes in «fiery» colors in the forest

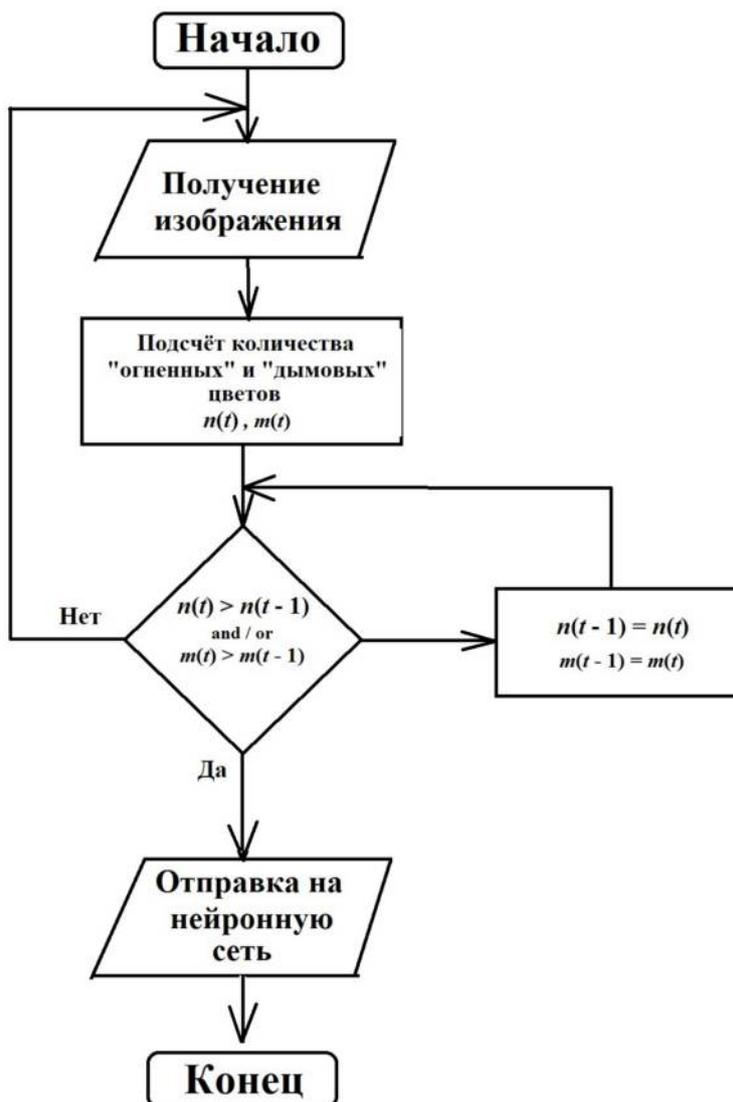


Рис. 2. Алгоритм колориметрического модуля
Fig. 2. Algorithm of the colorimetric module

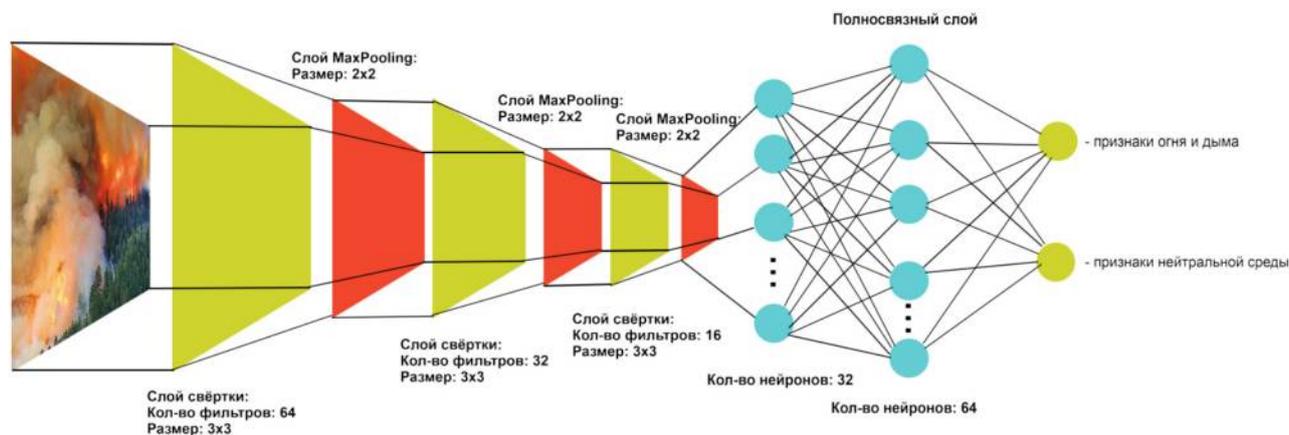


Рис. 3. Используемая для проверки эффективности работы модуля нейронная сеть
Fig. 3. Neural network used to test the efficiency of the module

Таблица. Результаты сравнения работы программы с использованием чистой сверточной нейронной сети и с использованием колориметрического модуля и сверточной нейронной сети
Table. The results of comparing the program operation using a pure convolutional neural network and using a colorimetric module and a convolutional neural network

Тип опыта	По прошествии 10 с	По прошествии 20 с
Без колориметрического модуля	8	15
С колориметрическим модулем (увеличение «огненных» цветов 5 %)	10	18

с данной камеры системы видеонаблюдения можно отдать для обработки нейросетевым методом, который в течении 5–20 с обрабатывает видеопоток только с той камеры, на которой было замечено резкое увеличение количества «огненных» и «дымовых» цветов.

2. Исследование влияния на производительность колориметрического модуля

Использование колориметрического модуля позволяет обрабатывать значительно большее количество видеопотоков и при этом за меньшее количество времени, т. к. на обработку отправляется только изображение с одной камеры. Алгоритм работы колориметрического модуля представлен на рис. 2.

Для подтверждения эффективности работы модуля использовалась программа со сверточной нейронной сетью, архитектура которой представлена на рис. 3.

Программа запускалась на 10 и 20 с, по прошествии которых подсчитывалось количество решений. Полученные данные представлены в таблице.

Для моделирования использовалась библиотека Keras в языке Python, между каждым циклом проверок выполнялась искусственная задержка в 1 с.

Из приведенных результатов видно, что количество выполняемых проверок за 10 с увеличилось на 25 %, а при 20 с – на 20 %, т. к. нейронная сеть вызывалась нечасто. Более сильный разрыв в результатах будет наблюдаться при применении более мощных нейросетевых методов поиска возгорания, которые используют и рекуррентные нейронные сети (сети с памятью).

Заключение

В заключении можно сделать следующие выводы.

1. Для стационарных камер систем мониторинга за состоянием леса изменение цветности между кадрами составляет менее 10 %.
2. Использование колориметрического модуля позволяет значительно повысить эффективность работы нейросетевых методов при работе с несколькими камерами.
3. Предлагаемый метод можно отнести к компьютерной колориметрии.

Список литературы

1. Факундо С. Проект «Прометей»: поиск пожаров с помощью ИИ. URL: <https://habr.com/ru/company/nix/blog/441620/>
2. Проворов Е. Определение возгораний на ранней стадии по видеосъемке с помощью нейросетей. URL: https://neural-university.ru/projects/evgeniy_provorov
3. Видеодетектор огня. URL: https://habr.com/ru/company/etmc_exponenta/blog/590671/
4. Дамдынчап Ч.А., Шарапов А.А. Применение нейронных сетей для распознавания дыма и пожара на изображениях // Интерэкспо Гео-Сибирь. 2021. Т. 7, № 2. С. 38–43.

References

1. Facundo S. Project Prometheus: Searching for fires with AI. URL: <https://habr.com/ru/company/nix/blog/441620/> (In Russ.)
2. Provorov E. Identification of fires at an early stage by video recording using neural networks. URL: https://neural-university.ru/projects/evgeniy_provorov (In Russ.)
3. Video fire detector. URL: https://habr.com/ru/company/etmc_exponenta/blog/590671/ (In Russ.)
4. Damdynchap Ch.A., Sharapov A.A. Using Neural Networks to Recognize Smoke and Fire in Images. *Interekspo Geo-Sibir'*, 2021, vol. 7, no. 2, pp. 38–43. (In Russ.)

Physics of Wave Processes and Radio Systems 2022, vol. 25, no. 3, pp. 82–85

DOI 10.18469/1810-3189.2022.25.3.82-85

Received 7 April 2022
Accepted 10 May 2022

Application of colorimetry in neural network methods of fire detection in woodlands

Alexandr A. Kuzmenko

Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics
23, L. Tolstoy Street,
Samara, 443010, Russia

Abstract – Currently, neural network methods of fire detection have been used to monitor fires in forests. To date, such systems have been developed as the Prometheus project, the Fire Video Detector, and the Artificial Intelligence University method. These methods make it possible to determine a fire with an accuracy of more than 90 %, for which a combination of recurrent and light-line neural networks is used. The article proposes a method for improving the efficiency of neural network methods for determining fires in forests based on computer colorimetry. The use of this method makes it possible to increase the efficiency of neural network methods for detecting fire when using multiple cameras of a video surveillance system. Thus, the article presents a comparison of the performance of a convolutional neural network with and without the use of a colorimetric module. According to the results, the efficiency of work has increased by more than 20 %.

Keywords – colorimetry; neural network; fire search; smoke search; fire detection efficiency.

Информация об авторе

Кузьменко Александр Александрович, 1994 г. р., техник кафедры радиоэлектронных систем Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики (ПГУТИ), г. Самара, Россия. В 2016 г. окончил бакалавриат ПГУТИ по направлению «Инфокоммуникационные технологии и системы связи», а в 2018 г. – магистратуру ПГУТИ по направлению «Фотоника и оптоинформатика». С 2017 г. работает техником кафедры радиоэлектронных систем ПГУТИ.

Область научных интересов: радиотехника, колориметрия.
E-mail: alexandr291294@mail.ru

Information about the Author

Alexandr A. Kuzmenko, born in 1994, technician of the Department of Radioelectronic Systems, Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics (PSUTI), Samara, Russia. Graduated in 2016 from the Bachelor's degree program of PSUTI in the direction of Infocommunication Technologies and Informatics and Communication Systems, and in 2018 from the master's degree program of PSUTI in the direction of Photonics and Optoinformatics. Since 2017, has been working as a technician of the Department of Radioelectronic Systems of PSUTI.

Research interests: radio engineering, colorimetry.
E-mail: alexandr291294@mail.ru

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. Незамеченный экземпляр распечатки должен быть подписан всеми авторами. Отдельно должен быть приложен реферат для ВИНИТИ 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 ВИНИТИ (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.