

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

ФИЗИКА ВОЛНОВЫХ ПРОЦЕССОВ И РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ

**PHYSICS OF WAVE PROCESSES
AND RADIO SYSTEMS**

2025

**Том 28 | Vol. 28
Nº 3 | No. 3**

**ФИЗИКА ВОЛНОВЫХ ПРОЦЕССОВ
И РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ**
**PHYSICS OF WAVE PROCESSES
AND RADIO SYSTEMS**

Периодическое печатное издание, журнал
2025. Том 28, № 3 (111)

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

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

Учредители и издатели журнала:

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

Главный редактор:

д.ф.-м.н., проф. *Клюев Д.С.*
Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики (г. Самара, Россия)

Зам. главного редактора:

д.ф.-м.н., проф. *Ивахник В.В.*
Самарский национальный исследовательский университет имени академика С.П. Королева (г. Самара, Россия)

Редакционная коллегия:

д.ф.-м.н., проф. *Бобрешов А.М.*
Воронежский государственный университет (г. Воронеж, Россия)

проф. *Ван Лил Э.*
Лёвенский католический университет (г. Лёвен, Бельгия)

доктор наук по физике, проф. *Грефе М.*
Технический университет Дармштадта (г. Дармштадт, Германия)

акад. РАН, д.ф.-м.н., проф. *Гуляев Ю.В.*
Институт радиотехники и электроники имени В.А. Котельникова РАН (г. Москва, Россия)

д.т.н., проф. *Дмитриков В.Ф.*
Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций
имени проф. М.А. Бонч-Бруевича (г. Санкт-Петербург, Россия)

член-корр. РАН, д.ф.-м.н., проф. *Иванов Д.В.*
Поволжский государственный технологический университет (г. Йошкар-Ола, Россия)

д.т.н., проф. *Кузаев Г.А.*
Норвежский университет естественных и технических наук (г. Тронхейм, Норвегия)

д.т.н., проф. *Мещанов В.П.*
ООО НПП «Ника-СВЧ» (г. Саратов, Россия)

д.т.н., проф. *Морозов Г.А.*
Казанский национальный исследовательский технический университет имени А.Н. Туполева (г. Казань, Россия)

д.т.н., проф. *Морозов О.Г.*
Казанский национальный исследовательский технический университет имени А.Н. Туполева (г. Казань, Россия)

д.ф.-м.н. *Нещерет А.М.*
АО «Самарское инновационное предприятие радиосистем» (г. Самара, Россия)

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

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

д.ф.-м.н., доц. *Осипов О.В.*

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

д.т.н., проф. *Пономарев Л.И.*

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

д.ф.-м.н., проф. *Потапов А.А.*

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

лект. *Сидоров К.А.*

Кардиффский университет (г. Кардифф, Великобритания)

д.ф.-м.н., проф. *Чернокожин Е.В.*

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

д.ф.-м.н., проф. *Черняков М.С.*

Бирмингемский университет (г. Бирмингем, Великобритания)

Ответственный секретарь:

д.ф.-м.н., доц. *Табаков Д.П.*

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

Выпускающий редактор: *Мурзинова Т.А.*

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

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

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

Адрес редакции:

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

Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики, к. 342

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

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

Адрес издателя:

443086, Россия, Самарская обл., г. Самара, Московское шоссе, д. 34, корп. 22а, 312б,

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

Центр периодических изданий Самарского университета.

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

Издается с 1998 г. Выходит 1 раз в квартал.

Издание зарегистрировано Федеральной службой по надзору в сфере связи, информационных технологий

и массовых коммуникаций, регистрационный номер серии ПИ № ФС 77-68199 от 27.12.2016

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



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

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

© Самарский национальный исследовательский университет

имени академика С.П. Королева, 2025

© Поволжский государственный университет

телекоммуникаций и информатики, 2025

Подписано в печать 26.09.2025. Дата выхода в свет 30.09.2025

Формат 60 × 84/8. Бумага офсетная. Печать офсетная. Печ. л. 12

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

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

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

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

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

Periodical Printed Publication, Journal

2025, vol. 28, no. 3 (111)

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

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

Journal Founders and Publishers

Samara National Research University

Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics

Editor in Chief:

prof. *D.S. Klyuev*

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

Deputy Chief Editor:

prof. *V.V. Ivakhnik*

Samara National Research University (Samara, Russia)

Editorial Board:

prof. *A.M. Bobreshov*

Voronezh State University (Voronezh, Russia)

prof. *M.S. Cherniakov*

University of Birmingham (Birmingham, UK)

prof. *E.V. Chernokozhin*

Tel Aviv University (Tel Aviv, Israel)

prof. *V.F. Dmitrikov*

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

prof. *M. Gräfe*

Technical University of Darmstadt (Darmstadt, Germany)

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

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

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

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

prof. *G.A. Kouzaev*

Norwegian University of Science and Technology (Trondheim, Norway)

prof. *V.P. Meshchanov*

JSC NPP «Nika-SVCh» (Saratov, Russia)

prof. *G.A. Morozov*

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

prof. *O.G. Morozov*

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

A.M. Neshcheret

Samara Innovative Business Radio Systems (Samara, Russia)

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

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

asst. prof. *O.V. Osipov*

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

prof. *L.I. Ponomarev*

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

prof. *A.A. Potapov*

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

PhD, lecturer *K.A. Sidorov*

Cardiff University (Cardiff, UK)

prof. *E. Van Lil*

KU Leuven (Leuven, Belgium)

Executive Editor:

asst. prof. *D.P. Tabakov*

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

Commissioning Editor: *T.A. Murzinova*

Proofreading: *T.A. Murzinova*

Language Editor: *M.S. Strelnikov*

Typesetting: *I.M. Gradinar*

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

Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatic.

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

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

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

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

Center of Periodical Publications of Samara University.

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

Published since 1998. Frequency 1 time a quarter.

Edition is registered by The Federal Service for Supervision of Communications,
Information Technology, and Mass Media – PI № FS 77-68199 of 27.12.2016

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



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

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

© Samara National Research University, 2025

© Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics, 2025

Содержание

Е.К. Башкиров

Долгоживущие перепутанные состояния
в двойной модели Джейнса – Каммингса с прямым
диполь-дипольным взаимодействием кубитов 7

М.Ю. Повасин, В.И. Филатов

Математическая постановка задачи
и модель квазиоптимального структурно-параметрического
синтеза адаптивных алгоритмов системы синхронизации 16

А.Д. Абрамов, Д.С. Ключев

Измерения параметров микрорельефа поверхностей промышленных
изделий корреляционно-спектральной обработкой их изображений 28

А.В. Азаров, Д.Ю. Данилов, С.Ю. Зябриков

Малогабаритное устройство формирования и обработки
радиолокационных сигналов L- и S-диапазонов частот 37

Д.Н. Новомейский, М.Н. Пизанов, А.А. Лупцов, Д.С. Богданов

Методика синтеза топологии платы узла радиочастотного тракта 49

Е.А. Ищенко, Ю.Г. Пастернак, Д.К. Проскурин, С.М. Федоров

Кольцевая многолучевая антенная решетка с частотным сканированием 56

М.А. Малахов

Особенности технологического процесса изготовления
плоских спиральных антенн с дополнительным замедлением 63

Д.П. Табаков, М.А. Малахов

Экспериментальное исследование спиральных антенн
с различными вариантами дополнительного замедления 71

А.С. Белов

Параметры крупномасштабных тепловых возмущений
околоземной плазмы при реализации перспективных уровней
мощности среднеширотного нагревного стенда «Сура» 80

С.Н. Елисеев, Н.В. Степанова

Определение порогового решения «улучшенного»
энергетического детектора в релеевском канале зондирования спектра 89

К сведению авторов 94

Contents

<i>Evgenii K. Bashkirov</i> Long-lived entangled states in the double Jaynes–Cummings model taking into account the qubits direct dipole-dipole interaction	7
<i>Maxim Yu. Povasin, Vladimir I. Filatov</i> Mathematical formulation of the problem and a model of quasi-optimal structural-parametric synthesis of adaptive algorithms of the synchronization system	16
<i>Alexey D. Abramov, Dmitriy S. Klyuev</i> Measurements of microrelief parameters of industrial products by correlation-spectral processing of their images.....	28
<i>Andrey V. Azarov, Denis Yu. Danilov, Sergey Yu. Zyabrikov</i> Small-sized device generation and dispatch processing radar signals of the L and S frequency bands.....	37
<i>Dmitry N. Novomeisky, Mikhail N. Piganov, Anton A. Luptsov, Dmitry S. Bogdanov</i> Methodology for synthesizing the topology of a radio frequency path node board	49
<i>Evgeniy A. Ishchenko, Yury G. Pasternak, Dmitry K. Proskurin, Sergey M. Fedorov</i> Frequency scanning ring multibeam antenna array	56
<i>Mikhail A. Malakhov</i> Features of the manufacturing process of flat spiral antennas with additional deceleration	63
<i>Dmitrij P. Tabakov, Mikhail A. Malakhov</i> Experimental study of spiral antennas with various additional deceleration options.....	71
<i>Alexey S. Belov</i> Parameters of large-scale thermal disturbances of near-Earth plasma during implementation of promising power levels of the Sura mid-latitude heating facility	80
<i>Sergey N. Eliseev, Natalya V. Stepanova</i> Determination of the threshold solution for an «improved» energy detector in spectrum sensing Rayleigh channel	89
Information for authors	94

Долгоживущие перепутанные состояния в двойной модели Джейнса – Каммингса с прямым диполь-дипольным взаимодействием кубитов

Е.К. Башкиров 

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

Аннотация – Обоснование. Исследование перепутанных состояний модели Джейнса – Каммингса и ее многокубитных обобщений и расширений по-прежнему остается важной и актуальной темой современной квантовой оптики, квантовой информатики и физики твердого тела. Это связано с тем, что такие модели естественным образом описывают динамику взаимодействия логических элементов квантовых устройств (кубитов), таких как квантовые компьютеры или квантовые сети с микроволновыми полями резонаторов, используемыми для управления состояниями кубитов. В этой связи представляется весьма актуальной задача поиска наиболее эффективных схем генерации, управления и контроля перепутанных состояний кубитов в рамках моделей типа Джейнса – Каммингса. **Цель.** Исследовать особенности динамики перепутывания пары кубитов, каждый из которых заперт в одномодовом резонаторе и нерезонансно взаимодействует с модой вакуумного поля, при наличии расстройек частот переходов в кубитах и частот резонаторных мод и диполь-дипольного взаимодействия кубитов. **Методы.** Для анализа динамики рассматриваемой системы исследовано решение временного квантового уравнения Шредингера. Найдено точное решение указанного уравнения в случае начальных перепутанных состояний кубитов белловского типа. Точное решение уравнения эволюции использовано для вычисления критерия перепутывания пары кубитов – отрицательности. Проведено численное моделирование временной зависимости отрицательности для различных значений параметров рассматриваемой модели. **Результаты.** Показано, что наличие расстроек, разницы в константах кубит-фотонной связи и диполь-дипольного взаимодействия существенно влияет на максимальную степень перепутывания подсистемы кубитов в процессе их эволюции. Найдено, что для определенных параметров рассматриваемой модели начальные белловские перепутанные состояния кубитов могут рассматриваться в качестве долгоживущих устойчивых состояний. **Заключение.** Установлена возможность реализации долгоживущих устойчивых двухкубитных перепутанных состояний в рассматриваемой системе. Полученные результаты могут быть использованы для эффективного контроля и управления степенью перепутывания кубитов, взаимодействующих с микроволновыми полями резонаторов.

Ключевые слова – неидентичные сверхпроводящие кубиты; двойная модель Джейнса – Каммингса; резонатор; квантовое вакуумное поле; перепутанные состояния; расстройка; диполь-дипольное взаимодействие; отрицательность; долгоживущие перепутанные состояния.

Введение

Квантовые перепутанные состояния имеют фундаментальное значение в квантовой физике как для понимания нелокальности квантовой механики, так и для практических применений в квантовых вычислениях и коммуникациях [1]. В связи с этим в последние годы предприняты большие усилия по исследованию свойств перепутанных состояний, механизмов их генерации и контроля в различных системах. Хорошо известно, что модель Джейнса – Каммингса (МДК) является простейшей физической моделью, описывающей взаимодействие естественного или искусственного двухуровневого атома (кубита) с полем одномодового резонатора [2]. Указанная модель была использована для описания широкого спектра явлений в квантовой оптике и конденсированных системах, таких как захваченные ионы, квантовые точки,

сверхпроводящие цепи др. [3]. Для изучения более широкого круга явлений, обусловленных взаимодействием систем кубитов с квантовыми полями резонаторов, в последние годы были исследованы многочисленные обобщения МДК. Так, в работе [4] была предложена так называемая двойная модель Джейнса – Каммингса (ДМДК), состоящая из двух двухуровневых атомов (кубитов) и двух мод двух индивидуальных резонаторов, при условии, что каждый атом взаимодействует только с полем одного резонатора. Исследовав динамику парного перепутывания кубитов в этой модели, авторы обнаружили, что для малофотонных полей перепутывание кубитов не является стационарным и в системе могут проявляться периодические флуктуации в виде мгновенной смерти перепутывания (МСП). В последнее время появилось большое число работ, посвященных изучению перепутывания кубитов в рамках модели ДМДК и ее обобщений.

В работе [5] изучено влияние динамического сдвига Штарка на перепутывание кубитов в рамках ДМДК и показано, что при больших значениях параметра штарковского сдвига два кубита могут оставаться в стационарном перепутанном состоянии. В работе [6] была рассмотрена ДМДК при наличии расстройки частот переходов в кубитах и полей резонаторов в случае различных значений констант связи кубитов с полями резонаторов и показано, что долгоживущие перепутанные состояния кубитов могут быть получены, когда один кубит нерезонансно взаимодействует с полем резонатора, а другой – полностью отстроен от частоты своего резонаторного поля. В работе [7] обсуждалось влияние различных начальных состояний кубитов на их перепутывание в процессе эволюции. Исследование динамики перепутывания кубитов в двухфотонной ДМДК в случае, когда поля резонаторов предварительно максимально перепутаны, проведено в работе [8]. Авторы также показали, что наличие когерентности начальных состояний кубитов уменьшает степень их перепутывания в процессе эволюции и приводит к возникновению МСП. Рассмотрение ДМДК с керровской средой показало, что с помощью керровской нелинейности можно контролировать динамику перепутывания и подавлять явление МСП [9–11]. Немарковская релаксация в рамках ДМДК рассматривалась в [12]. Динамика перепутывания кубитов в рамках ДМДК вне приближения вращающейся волны изучалась в [13]. Авторы показали, что исчезновение перепутывания кубитов может быть индуцировано противовращательными членами. Перепутывание кубитов в рамках ДМДК с тепловыми полями резонаторов исследовалось в работах [14; 15]. Динамика перепутывания двух идентичных кубитов в рамках двухфотонной ДМДК с учетом расстройки между частотами переходов в кубитах и двойной частотой мод поля резонаторов, а также керровской среды в обоих резонаторах анализировалась в работе [16].

Исследованию динамики перепутывания различных подсистем, таких как кубит – кубит, кубит – поле и поле – поле для ДМДК с полями резонаторов в сжатых когерентных тепловых состояниях посвящена недавняя работа [17].

Для сверхпроводящих колец с джозефсоновскими переходами удалось экспериментально реализовать условия, при которых прямое диполь-дипольное взаимодействие кубитов может существенно превосходить константу кубит-по-

левого взаимодействия [18; 19]. В этой связи в нашей работе [20] исследовалось влияние прямого диполь-дипольного взаимодействия кубитов на их перепутывание в рамках нерезонансной ДМДК [20]. При этом была рассмотрена модель с одинаковыми константами взаимодействия кубитов с полями индивидуальных резонаторов и одинаковыми расстройками частот кубитов и полей резонаторов. Однако за счет флуктуаций положения кубитов в полях стоячих волн индивидуальных резонаторов практически невозможно добиться равенства констант кубит-полевого взаимодействия. Для макроскопических объектов – сверхпроводящих колец – невозможно также добиться равенства расстроек. Поэтому представляет существенный интерес обобщить результаты работы [20] на случай неидентичных кубитов.

В данной работе мы рассматриваем динамику нерезонансный ДМДК с учетом прямого диполь-дипольного взаимодействия между неидентичными кубитами. В качестве начальных состояний полей резонаторов выбраны вакуумные состояния, а в качестве начальных состояний кубитов – перепутанные состояния белловского типа. С использованием критерия перепутывания кубитов – отрицательности, мы исследовали зависимость степени перепутывания от начальных состояний кубитов и параметров рассматриваемой модели, таких как соотношение констант кубит-полевого взаимодействия, интенсивности дипольного взаимодействия и расстроек между частотами перехода в кубитах и частотами полей резонаторов.

1. Модель и ее точное решение

Мы рассматриваем два неидентичных сверхпроводящих кубита Q_1 и Q_2 с частотами энергетических щелей ω_{01} и ω_{02} соответственно, взаимодействующих нерезонансно каждый со своим индивидуальным резонатором, которые мы будем обозначать как «a» и «b» (кубит Q_1 взаимодействует с модой резонатора «a», а кубит Q_2 с модой «b»). Из-за возможности случайных отклонений в положении кубитов относительно пучностей стоячих волн в резонаторах будем полагать, что константы связи между кубитами и полями резонаторов не равны. Учет также прямое диполь-дипольное взаимодействие кубитов. Тогда в системе отсчета, вращающейся с частотой моды резонаторов, гамильтониан этой системы можно записать в виде

$$H = (1/2)\hbar(\delta_1\sigma_1^z + \delta_2\sigma_2^z) + \hbar\gamma_a(\sigma_1^+a + a^+\sigma_1^-) + \hbar\gamma_b(\sigma_2^+b + b^+\sigma_2^-) + \hbar J(\sigma_1^+\sigma_2^- + \sigma_1^-\sigma_2^+), \quad (1)$$

где $(1/2)\sigma_i^z$ – оператор инверсии населенности в i -м кубите ($i=1,2$); $\sigma_i^+ = |+\rangle_{ii}\langle -|$, $\sigma_i^- = |-\rangle_{ii}\langle +|$ – операторы переходов между возбужденным $|+\rangle_i$ и основным $|-\rangle_i$ состояниями в i -м кубите; a^+ и a – операторы рождения и уничтожения фотонов в резонаторной моде «а»; b^+ и b – операторы рождения и уничтожения фотонов в резонаторной моде «b»; γ_a – константа связи кубита Q_1 с резонаторной модой «а»; γ_b – константа связи кубита Q_2 с резонаторной модой «b»; $\delta_a = \omega_{01} - \omega$ и $\delta_b = \omega_{02} - \omega$ – расстройки частот кубитов Q_1 и Q_2 и мод полей «а» и «b» соответственно и J – константа прямого диполь-дипольного взаимодействия кубитов.

Выберем в качестве начальных состояний кубитов перепутанные состояния белловского типа:

$$|\Psi(0)\rangle_{Q_1 Q_2} = \cos\theta |+, -\rangle + \sin\theta |-, +\rangle, \quad (2)$$

и

$$|\Psi(0)\rangle_{Q_1 Q_2} = \cos\theta |+, +\rangle + \sin\theta |-, -\rangle, \quad (3)$$

где $0 \leq \theta \leq \pi$. Для полей резонаторов выберем вакуумные начальные состояния так, что полевая волновая функция двух мод имеет вид

$$|\Psi(0)\rangle_F = |0\rangle_a \otimes |0\rangle_b = |0, 0\rangle.$$

Эволюция рассматриваемой системы для начальных состояний кубитов (2) происходит в четырехмерном гильбертовом пространстве с базисными векторами

$$|-, -, 0, 1\rangle, |-, -, 1, 0\rangle, |-, +, 0, 0\rangle, |+, -, 0, 0\rangle.$$

Для нахождения временной волновой функции воспользуемся представлением «одетых» состояний, т. е. собственных функций гамильтониана (1). В общем случае «одетые» состояния имеют чрезвычайно громоздкий вид. Поэтому «одетые» состояния для произвольных соотношений между параметрами модели в настоящей работе не приводятся. Ниже показаны явные выражения для «одетых» состояний в двух специальных случаях.

1. Пусть $\delta_a = \delta_b = 0$ и $\gamma_a \neq \gamma_b$. В этом случае собственные функции гамильтониана (1) могут быть записаны как

$$|\Phi_i\rangle = \xi_i (X_{i1} |-, -, 0, 1\rangle + X_{i2} |-, -, 1, 0\rangle + X_{i3} |-, +, 0, 0\rangle + X_{i4} |+, -, 0, 0\rangle) \quad (4)$$

($i=1, 2, 3, 4$),

где

$$\xi_i = 1 / \sqrt{|X_{i1}|^2 + |X_{i2}|^2 + |X_{i3}|^2 + |X_{i4}|^2}$$

и

$$X_{11} = X_{21} = -\frac{2g\alpha}{-1+g^2-\alpha^2+B},$$

$$X_{12} = -X_{22} = -\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{1+g^2+\alpha^2-B}},$$

$$X_{13} = -X_{23} = \frac{\sqrt{2}\alpha\sqrt{1+g^2+\alpha^2-B}}{-1+g^2-\alpha^2+B},$$

$$X_{14} = X_{24} = X_{34} = X_{44} = 1,$$

$$X_{31} = X_{41} = \frac{2g\alpha}{1-g^2+\alpha^2+B},$$

$$X_{32} = -X_{42} = -\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{1+g^2+\alpha^2+B}},$$

$$X_{33} = -X_{43} = -\frac{\sqrt{2}\alpha\sqrt{1+g^2+\alpha^2+A}}{1-g^2+\alpha^2+B}.$$

Здесь

$$\Delta = \delta / \gamma, \quad \alpha = J / \gamma, \quad g = \gamma_b / \gamma_a$$

$$\text{и } B = \sqrt{(g^2 - 1)^2 + 2(g^2 + 1)\alpha^2 + \alpha^4}.$$

Соответствующие собственные значения энергии есть

$$E_1 = -\gamma_a \frac{\sqrt{1+g^2+\alpha^2-B}}{2},$$

$$E_2 = \gamma_a \frac{\sqrt{1+g^2+\alpha^2-B}}{2},$$

$$E_3 = -\gamma_a \frac{\sqrt{1+g^2+\alpha^2+B}}{2},$$

$$E_4 = \gamma_a \frac{\sqrt{1+g^2+\alpha^2+B}}{2}.$$

2. Пусть $\delta_a = \delta_b = \delta$ и $\gamma_a = \gamma_b = \gamma$. В рассматриваемом случае собственные функции гамильтониана (1) также могут быть представлены в виде (4) с коэффициентами

$$X_{11} = X_{12} = \frac{1}{2} \left(-\alpha - \sqrt{4 + (\alpha - \Delta)^2} + \Delta \right),$$

$$X_{13} = 1, \quad X_{14} = 1;$$

$$X_{21} = X_{22} = \frac{1}{2} \left(-\alpha + \sqrt{4 + (\alpha - \Delta)^2} + \Delta \right),$$

$$X_{23} = 1, \quad X_{24} = 1;$$

$$X_{31} = \frac{1}{2} \left(-\alpha - \Delta + \sqrt{4 + (\alpha + \Delta)^2} \right),$$

$$X_{32} = \frac{1}{2} \left(\alpha + \Delta - \sqrt{4 + (\alpha + \Delta)^2} \right),$$

$$X_{33} = -1, \quad X_{34} = 1;$$

$$X_{41} = \frac{1}{2} \left(-\alpha - \Delta - \sqrt{4 + (\alpha + \Delta)^2} \right),$$

$$X_{42} = \frac{1}{2} \left(\alpha + \Delta + \sqrt{4 + (\alpha + \Delta)^2} \right),$$

$$X_{43} = -1, \quad X_{44} = 1.$$

Соответствующие собственные значения энергии есть

$$E_1 = -\gamma \frac{1}{2} \left(\alpha + \Delta - \sqrt{4 + \alpha^2 - 2\alpha\Delta + \Delta^2} \right),$$

$$E_2 = \gamma \frac{1}{2} \left(\alpha + \Delta + \sqrt{4 + \alpha^2 - 2\alpha\Delta + \Delta^2} \right),$$

$$E_3 = -\gamma \frac{1}{2} \left(-\alpha + \Delta - \sqrt{4 + \alpha^2 + 2\alpha\Delta + \Delta^2} \right),$$

$$E_4 = \gamma \frac{1}{2} \left(-\alpha + \Delta + \sqrt{4 + \alpha^2 + 2\alpha\Delta + \Delta^2} \right).$$

Временная волновая функция рассматриваемой модели может быть найдена с использованием оператора эволюции следующим образом:

$$|\Psi(t)\rangle = e^{-iHt/\hbar} |\Psi(0)\rangle.$$

Для того чтобы найти явный вид временной волновой функции $|\Psi(t)\rangle$ для начального состояния кубитов (2) и вакуумного состояния поля резонатора, достаточно начальную волновую функцию $|\Psi(0)\rangle$ представить в виде комбинации собственных функций (4). В результате временная волновая функция системы примет вид

$$|\Psi(t)\rangle = C_1(t) |-, -, 0, 1\rangle + C_2(t) |-, -, 1, 0\rangle + C_3(t) |-, +, 0, 0\rangle + C_4(t) |+, +, n\rangle. \quad (5)$$

Мы нашли явный вид коэффициентов $C_i(t)$ ($i = 1, 2, 3, 4$) для обоих специальных случаев и выбранного начального состояния кубитов. Однако из-за чрезмерно громоздкого вида указанные выражения в настоящей работе опущены.

Для начального состояния кубитов (3) эволюция вектора состояния происходит в 5-мерном гильбертовом пространстве с базисом

$$|+, +, 0, 0\rangle, |+, -, 0, 1\rangle, |-, +, 1, 0\rangle, |-, -, 1, 1\rangle, |-, -, 0, 0\rangle.$$

Временная волновая функция системы в этом случае имеет вид

$$|\Psi(t)\rangle = C_1^{(1)}(t) |+, +, 0, 0\rangle + C_2^{(1)}(t) |+, -, 0, 1\rangle + C_3^{(1)}(t) |-, +, 1, 0\rangle + C_4^{(1)}(t) |-, -, 1, 1\rangle + C_5^{(1)}(t) |-, -, 0, 0\rangle. \quad (6)$$

«Одетые» состояния и коэффициенты $C_i^{(1)}(t)$ ($i = 1, 2, 3, 4, 5$) даже для рассмотренных выше специальных случаев для начальных состояний (2) имеют слишком громоздкий вид, чтобы представить их в настоящей работе.

2. Вычисление отрицательности

В настоящей работе нами в качестве количественного критерия перепутывания кубитов выбран параметр Переса – Хородецких, или отрицательность. Отрицательность определяется стандартным образом в виде следующего выражения:

$$\varepsilon = -2 \sum \mu_i^-,$$

где μ_i^- – отрицательные собственные значения частично транспонированной по переменным одного кубита двухкубитной матрицы плотности.

Используя явные выражения для временных волновых функций системы (5) и (6), нетрудно получить матрицу плотности изучаемой системы в виде

$$\rho(t) = |\Psi(t)\rangle \langle \Psi(t)|. \quad (7)$$

Усредняя полную матрицу плотности (7) по переменным поля, можно получить матрицу плотности подсистемы кубитов

$$\rho_{Q_1 Q_2}(t) = \text{Tr}_{\text{Field}} |\Psi(t)\rangle \langle \Psi(t)|. \quad (8)$$

В двухкубитном базисе $|+, +\rangle, |+, -\rangle, |-, +\rangle, |-, -\rangle$ матрица плотности подсистемы кубитов в случае их начального состояния (2) принимает вид

$$\rho_{Q_1 Q_2}(t) = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & V(t) & H(t) & 0 \\ 0 & H(t)^* & W(t) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R(t) \end{pmatrix}. \quad (9)$$

Матричные элементы (9) есть

$$V(t) = |C_4(t)|^2, \quad W(t) = |C_3(t)|^2, \\ R(t) = |C_1(t)|^2 + |C_2(t)|^2, \quad H(t) = C_4(t)C_3(t)^*.$$

Частично транспонированная по переменным одного кубита по отношению к (9) двухкубитная матрица плотности есть

$$\rho_{Q_1 Q_2}^{T_1}(t) = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & H(t)^* \\ 0 & V(t) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & W(t) & 0 \\ H(t) & 0 & 0 & R(t) \end{pmatrix}. \quad (10)$$

Матрица (10) имеет всего одно собственное значение, которое может быть отрицательным. В результате отрицательность для рассматриваемого начального состояния кубитов может быть представлена в виде

$$\varepsilon(t) = \sqrt{(U(t) - R(t))^2 + 4 |H(t)|^2} - U(t) - R(t). \quad (11)$$

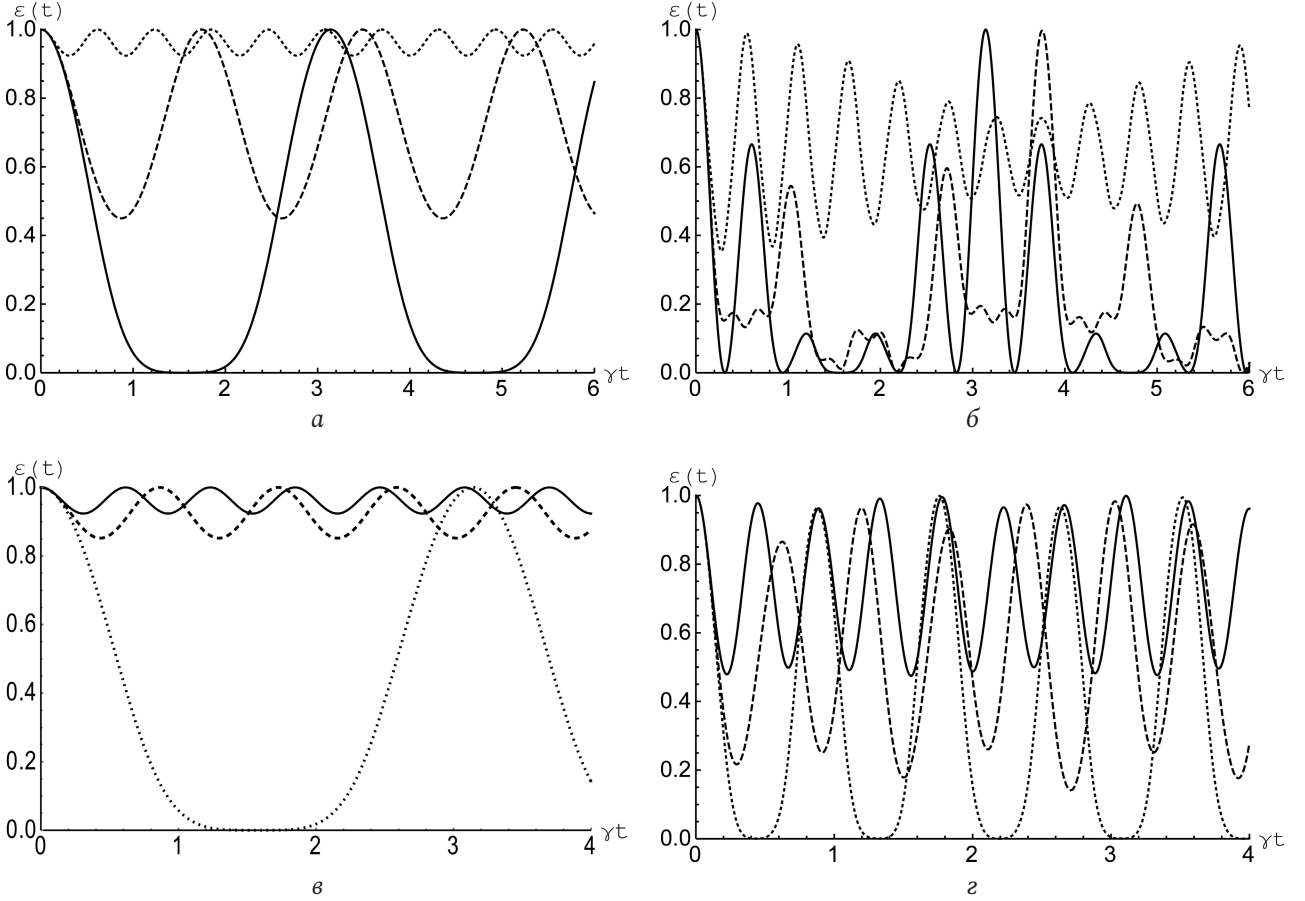


Рис. 1. Отрицательность как функция безразмерного времени $\gamma t (\gamma \equiv \gamma_a)$ для начального состояния кубитов (2) при $\theta = \pi/4$ и $\delta_a = \delta_b = 0, \gamma_b = \gamma_a$ (а); $\delta_a = \delta_b = 0, \gamma_b = 5\gamma_a$ (б); $\delta_b = \delta_a = 10, \gamma_b = \gamma_a$ (в) и $\delta_b = \delta_a = 10, \gamma_b = 5\gamma_a$ (г). Безразмерная константа диполь-дипольного взаимодействия $\alpha = 0$ (сплошная линия), $\alpha = 3$ (штриховая линия) и $\alpha = 10$ (точечная линия)

Fig. 1. Negativity vs scaled time $\gamma t (\gamma \equiv \gamma_a)$ for initial qubits state (2) with $\theta = \pi/4$ and $\delta_a = \delta_b = 0, \gamma_b = \gamma_a$ (a); $\delta_a = \delta_b = 0, \gamma_b = 5\gamma_a$ (b), $\delta_b = \delta_a = 10, \gamma_b = \gamma_a$ (c) and $\delta_b = \delta_a = 10, \gamma_b = 5\gamma_a$ (d). Scaled dipole-dipole coupling $\alpha = 0$ (solid), $\alpha = 3$ (dashed) and $\alpha = 10$ (dotted)

Для начального состояния кубитов (3) редуцированная двухкубитная матрица плотности имеет вид

$$\rho_{Q_1 Q_2}(t) = \begin{pmatrix} U_1(t) & 0 & 0 & H_1(t) \\ 0 & V_1(t) & H_2(t) & 0 \\ 0 & H_2(t)^* & W_1(t) & 0 \\ H_1(t)^* & 0 & 0 & R_1(t) \end{pmatrix}, \quad (12)$$

где

$$\begin{aligned} U_1(t) &= |C_1^{(1)}(t)|^2, & H_1(t) &= C_1^{(1)}(t)C_5^{(1)*}(t), \\ H_2(t) &= C_2^{(1)}(t)C_3^{(1)*}(t), \\ V_1(t) &= |C_2^{(1)}(t)|^2, & W_1(t) &= |C_3^{(1)}(t)|^2, \\ R_1(t) &= |C_4^{(1)}(t)|^2 + |C_5^{(1)}(t)|^2. \end{aligned}$$

Соответствующая (12) частично транспонированная по переменным одного кубита матрица есть

$$\rho_{Q_1 Q_2}^{T_1}(t) = \begin{pmatrix} U_1(t) & 0 & 0 & H_2(t)^* \\ 0 & V_1(t) & H_1(t)^* & 0 \\ 0 & H_1(t) & W_1(t) & 0 \\ H_2(t) & 0 & 0 & R_1(t) \end{pmatrix}. \quad (13)$$

Матрица (13) имеет два собственных значения, которые могут принимать отрицательные значения. В результате для начального состояния (3) отрицательность принимает вид

$$\begin{aligned} \varepsilon(t) &= \sqrt{(U_1(t) - R_1(t))^2 + 4|H_2(t)|^2} - U_1(t) - R_1(t) + \\ &+ \sqrt{(V_1(t) - W_1(t))^2 + 4|H_1(t)|^2} - V_1(t) - W_1(t). \end{aligned} \quad (14)$$

Результаты численных расчетов временной зависимости отрицательностей (11) и (14) для различных значений параметров модели представлены на рис. 1–2.

3. Результаты и обсуждения

Результаты расчетов временной зависимости отрицательности для начального состояния кубитов (2) приведены на рис. 1, а для начального состояния кубитов (3) – на рис. 2. Значениям безразмерной константы диполь-дипольного взаимодействия кубитов соответствуют кривые: $\alpha = 0$ (сплошные линии), $\alpha = 3$ (штриховые линии)

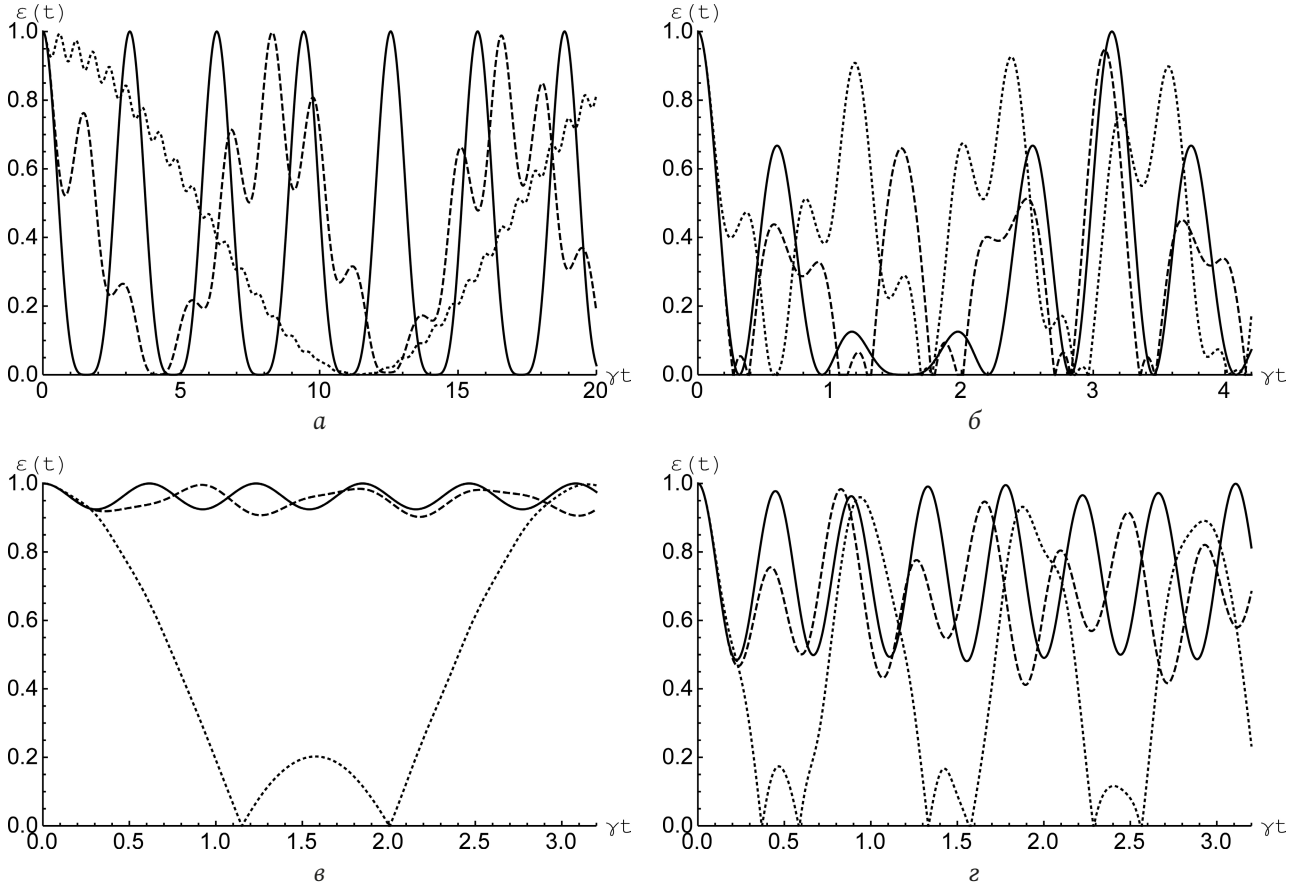


Рис. 2. Отрицательность как функция безразмерного времени $\gamma t (\gamma \equiv \gamma_a)$ для начального состояния кубитов (3) при $\theta = \pi/4$ и $\delta_a = \delta_b = 0$, $\gamma_b = \gamma_a$ (а); $\delta_a = \delta_b = 0$, $\gamma_b = 5\gamma_a$ (б), $\delta_b = \delta_a = 10$, $\gamma_b = \gamma_a$ (в) и $\delta_b = \delta_a = 10$, $\gamma_b = 5\gamma_a$ (г). Безразмерная константа диполь-дипольного взаимодействия $\alpha = 0$ (сплошная линия), $\alpha = 3$ (штриховая линия) и $\alpha = 10$ (точечная линия)

Fig. 2. Negativity vs scaled time $\gamma t (\gamma \equiv \gamma_a)$ for initial qubits state (3) with $\theta = \pi/4$ and $\delta_a = \delta_b = 0$, $\gamma_b = \gamma_a$ (a); $\delta_a = \delta_b = 0$, $\gamma_b = 5\gamma_a$ (b), $\delta_b = \delta_a = 10$, $\gamma_b = \gamma_a$ (c) and $\delta_b = \delta_a = 10$, $\gamma_b = 5\gamma_a$ (d). Scaled dipole-dipole coupling $\alpha = 0$ (solid), $\alpha = 3$ (dashed) and $\alpha = 10$ (dotted)

и $\alpha = 10$ (точечные линии). На рис. 1, а и б представлена отрицательность как функция безразмерного времени γt для модели с резонансным взаимодействием кубитов и поля в случае начального состояния кубитов вида (2). Из рис. 1, а видно, что для случая, когда константы взаимодействия кубитов с полем резонатора одинаковы, включение диполь-дипольного взаимодействия приводит к существенному уменьшению амплитуд осцилляций Раби отрицательности и, соответственно, к стабилизации начального перепутывания кубитов. На рис. 1, б представлены аналогичные зависимости для модели с различными константами кубит-фотонного взаимодействия. Из рисунка видно, что в рассматриваемом случае влияние диполь-дипольного взаимодействия на степень перепутывания кубитов намного уменьшается, так что существенной стабилизации начального перепутывания кубитов удастся достичь лишь при значительно больших интенсивностях прямого взаимодействия кубитов. На рис. 1, в и г представлена отрицательность как функция безразмерного

времени γt для нерезонансного взаимодействия кубитов и поля и начального состояния кубитов (2). Рис. 1, в соответствует одинаковым константам кубит-фотонного взаимодействия, а рис. 1, г – различным. Из рисунков хорошо видно, что включение прямого диполь-дипольного взаимодействия кубитов для случая нерезонансного взаимодействия кубитов и поля приводит к обратному эффекту, т. е. к увеличению амплитуд осцилляций отрицательности и, соответственно, к невозможности реализовать в системе долгоживущие стабильные перепутанные состояния кубитов.

На рис. 2, а и г представлена отрицательность как функция безразмерного времени γt для модели с резонансным взаимодействием кубитов и поля и начального состояния кубитов (3). Для кубитов с одинаковыми константами кубит-полевого взаимодействия (рис. 2, а) включение диполь-дипольного взаимодействия приводит к увеличению периода осцилляций отрицательности, но не влияет на максимальную степень перепутывания кубитов, возникающую в процессе их эволюции. Для куби-

тов с разными константами кубит-полевого связи (рис. 2, б) ситуация принципиально иная. Включение прямого взаимодействия кубитов увеличивает максимальную степень их перепутывания в процессе эволюции. На рис. 2, в и г представлена отрицательность как функция безразмерного времени γt для модели с нерезонансным взаимодействием кубитов и поля и начального состояния кубитов (3). В рассматриваемом случае влияние прямого диполь-дипольного взаимодействия кубитов на степень их перепутывания аналогично влиянию указанного параметра для начального состояния кубитов вида (3).

Заключение

В данной работе в рамках двойной модели Джейнса – Каммингса рассмотрена динамика перепутывания двух дипольно связанных сверхпроводящих кубитов с различными значениями констант кубит-фотонной связи и расстройек частот переходов в кубитах и частот резонаторных полей. В качестве критерия степени перепутывания кубитов выбрана отрицательность, а в качестве начальных состояний кубитов – максимально перепутанные двухкубитные состояния. Началь-

ные состояния полей резонаторов – вакуумные поля. Исследована зависимость максимальной степени перепутывания кубитов от интенсивности диполь-дипольного взаимодействия, а также расстройек и соотношения констант кубит-фотонных связей. Результаты расчетов выявили, что эти параметры оказывают существенное влияние на периоды и амплитуды осцилляций Раби отрицательности. Показано, что начальные состояния кубитов вида (2) в случае резонансного взаимодействия кубитов с полями резонаторов могут рассматриваться при наличии интенсивного диполь-дипольного взаимодействия в качестве долгоживущих стабильных перепутанных состояний для любых соотношений констант кубит-фотонной связи. В нерезонансном случае такие состояния могут быть реализованы только для системы с одинаковыми константами кубит-полевого взаимодействия. При этом начальные состояния кубитов вида (3) при наличии интенсивного диполь-дипольного взаимодействия могут быть долгоживущими стабильными состояниями только в случае резонансного взаимодействия кубитов с полями резонаторов и одинаковыми константами кубит-фотонного взаимодействия.

Список литературы

1. Nielsen M.A., Chuang I.L. Quantum Computation and Quantum Information. 10th ed. Cambridge: Cambridge University Press, 2010. 702 p. DOI: <https://doi.org/10.1017/CBO9780511976667>
2. Larson J., Mavrogordatos T. The Jaynes–Cummings Model and Its Descendants. 2nd ed. Bristol: IOP Publishing, 2024. 562 p. DOI: <https://doi.org/10.1088/978-0-7503-6452-2>
3. Buluta I., Ashhab S., Nori F. Natural and artificial atoms for quantum computation // Reports on Progress in Physics. 2011. Vol. 74. P. 104401. DOI: <https://doi.org/10.1088/0034-4885/74/10/104401>
4. Yöncü M.Y., Yu T., Eberly J.H. Sudden death of entanglement of two Jaynes–Cummings atoms // Journal of Physics B: Atomic, Molecular and Optical Physics. 2006. Vol. 39. P. S621. DOI: <https://doi.org/10.1088/0953-4075/39/15/S09>
5. Effect of the Stark shift on entanglement in a double two-photon JC model / Y.-H. Hu [et al.] // Journal of Modern Optics. 2008. Vol. 55, no. 21. P. 3551–3562. DOI: <https://doi.org/10.1080/09500340802337382>
6. Sudden death and long-lived entanglement between two atoms in a double JC model system / Y.-H. Hu [et al.] // International Journal of Theoretical Physics. 2008. Vol. 47. P. 2554–2565. DOI: <https://doi.org/10.1007/s10773-008-9689-y>
7. Du M., Fang M.-F., Liu X. Sudden birth of entanglement between two atoms in a double JC model // Chinese Optics Letters. 2009. Vol. 7, no. 5. P. 443–445. DOI: <https://doi.org/10.3788/COL20090705.0443>
8. The entanglement dynamics of two atoms in a double two-photon Jaynes–Cummings model / Q. Liao [et al.] // Chinese Journal of Physics. 2013. Vol. 51, no. 2. P. 404–411. DOI: <https://doi.org/10.1088/1674-1056/19/3/030309>
9. Xie Q., Fang M.-F. Entanglement dynamics of atoms in double Jaynes–Cummings models with Kerr medium // Communications in Theoretical Physics. 2010. Vol. 54, no. 5. P. 840–844. DOI: <https://doi.org/10.1088/0253-6102/54/5/12>
10. Entanglement dynamics of a double two-photon Jaynes–Cummings model with Kerr-like medium / X.-C. Ouyang [et al.] // Chinese Physics B. 2010. Vol. 19, no. 3. P. 030309. DOI: <https://doi.org/10.1088/1674-1056/19/3/030309>
11. Baghshahi H.R., Tavassoly M.K., Faghihi M.J. Entanglement criteria of two two-level atoms interacting with two coupled modes // International Journal of Theoretical Physics. 2015. Vol. 54, no. 8. P. 2839–2854. DOI: <https://doi.org/10.1007/s10773-015-2520-7>
12. Zou H.-M., Fang M.-F. Analytical solution and entanglement swapping of a double Jaynes–Cummings model in non-Markovian environments // Quantum Information Processing. 2015. Vol. 14. P. 2673–2686. DOI: <https://doi.org/10.1007/s11128-015-1006-0>
13. Entanglement dynamics of two qubits coupled independently to cavities in the ultrastrong coupling regime: Analytical results / W.-T. Zhu [et al.] // Chinese Physics Letters. 2016. Vol. 33, no. 5. P. 050302. DOI: <https://doi.org/10.1088/0256-307X/33/5/050302>
14. Bashkurov E.K. Thermal entanglement in a double Jaynes–Cummings model // Proceedings of SPIE. 2020. Vol. 11458. P. 114580L. DOI: <https://doi.org/10.1117/12.2563272>

15. Башкиров Е.К., Гусляникова М.О. Тепловое перепутывание в двойной модели Джейнса – Каммингса // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2020. Т. 23, № 2. С. 7–13. DOI: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2020.23.2.7-13>
16. Захаров Р.К., Башкиров Е.К. Влияние расстройки и керровской нелинейности на атом-атомное перепутывание в двойной двухфотонной модели Джейнса – Каммингса // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2021. Т. 24, № 1. С. 9–14. DOI: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2021.24.1.9-14>
17. Mandal K. Entanglement dynamics in double Jaynes–Cummings model and intensity-dependent double Jaynes–Cummings model for squeezed coherent thermal states // *arXiv:2405.10564[quant-physics]*. 2024. 24 p. DOI: <https://doi.org/10.48550/arXiv.2405.10564>
18. Evidence for entangled states of two coupled flux qubits / A. Izmailkov [et al.] // *Physical Review Letters*. 2004. Vol. 93. P. 037003. DOI: <https://doi.org/10.1103/PhysRevLett.93.037003>
19. Direct Josephson coupling between superconducting flux qubits / M. Grajcar [et al.] // *Physical Review B*. 2005. Vol. 72. P. 020503(R). DOI: <https://doi.org/10.1103/PhysRevB.72.020503>
20. Bashkirov E.K. Entanglement between two dipole-coupled qubits interacting with two independent slightly detuned cavity modes // *International Journal of Theoretical Physics*. 2019. Vol. 58, no. 7. P. 2346–2356. DOI: <https://doi.org/10.1007/s10773-019-04126-3>

Информация об авторе

Башкиров Евгений Константинович, доктор физико-математических наук, профессор кафедры общей и теоретической физики Самарского национального исследовательского университета имени академика С.П. Королева, г. Самара, Россия. В 1978 г. окончил физический факультет Куйбышевского государственного университета и в 1984 г. – аспирантуру при Московском государственном университете. Автор более 360 научных работ.

Область научных интересов: квантовая оптика и квантовая радиофизика, квантовая информатика, теория неравновесных явлений.

E-mail: bashkirov.ek@ssau.ru

ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-2569-1322>

Physics of Wave Processes and Radio Systems

2025, vol. 28, no. 3, pp. 7–15

DOI [10.18469/1810-3189.2025.28.3.7-15](https://doi.org/10.18469/1810-3189.2025.28.3.7-15)

UDC 537.86:530.145

Original Research

Received 25 March 2025

Accepted 28 April 2025

Published 30 September 2025

Long-lived entangled states in the double Jaynes–Cummings model taking into account the qubits direct dipole-dipole interaction

Evgenii K. Bashkirov 

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

Abstract – Background. The study of entangled states in Jaynes–Cummings models and its multiqubit generalizations and extensions remains an important and relevant topic in modern quantum optics, quantum information science and solid state physics. This is due to the fact that such models naturally describe the dynamics of interaction of logical elements of quantum devices, such as quantum computers or quantum networks (qubits) with microwave fields of resonators used to control the states of qubits. In this regard, it is very important to search for the most efficient schemes of generation, control and monitoring of entangled qubit states within the framework of Jaynes–Cummings type models. **Aim.** To investigate the entanglement dynamics of a pair of qubits, each of which is locked in a single-mode resonator and interacts non-resonantly with the vacuum field mode, in the presence of detuning between frequencies of transitions in the qubits and frequencies of resonator modes and dipole-dipole interaction of the qubits. **Methods.** To analyze the dynamics of the considered system, the solution of the time-dependent quantum Schrödinger equation is investigated. The exact solution of the above equation in the case of entangled Bell-type initial qubits states is found. This is used to calculate the criterion of entanglement of a pair of qubits – negativity. Numerical modeling of the time dependence of negativity for different values of the parameters of the considered model has been carried out. **Results.** It is shown that the presence of detuning, the difference in the qubit-photon couplings and the intensity of the dipole-dipole interaction significantly affect the maximum degree of entanglement of the qubit subsystem during its evolution. It is found that for certain parameters of the model under consideration, the initial Bell entangled states of qubits can be considered as long-lived stable states. **Conclusion.** The possibility of realization of long-lived and robust two-qubit entangled states in the system under consideration has been established. The obtained results can be used for effective control and manipulation of the degree of entanglement of qubits interacting with microwave fields of resonators.

Keywords – non-identical superconducting qubits; double Jaynes–Cummings model; resonator; quantum vacuum field; entangled states; detuning; dipole-dipole interaction; negativity; long-lived entangled states.

References

1. M. A. Nielsen and I. L. Chuang, *Quantum Computation and Quantum Information*, 10th ed. Cambridge: Cambridge University Press, 2010, doi: <https://doi.org/10.1017/CBO9780511976667>.
2. J. Larson and T. Mavrogordatos, *The Jaynes–Cummings Model and Its Descendants*, 2nd ed. Bristol: IOP Publishing, 2024, doi: <https://doi.org/10.1088/978-0-7503-6452-2>.
3. I. Buluta, S. Ashhab, and F. Nori, “Natural and artificial atoms for quantum computation,” *Reports on Progress in Physics*, vol. 74, p. 104401, 2011, doi: <https://doi.org/10.1088/0034-4885/74/10/104401>.
4. M. Y. Yöncü, T. Yu, and J. H. Eberly, “Sudden death of entanglement of two Jaynes–Cummings atoms,” *Journal of Physics B: Atomic, Molecular and Optical Physics*, vol. 39, p. S621, 2006, doi: <https://doi.org/10.1088/0953-4075/39/15/S09>.
5. Y.-H. Hu et al., “Effect of the Stark shift on entanglement in a double two-photon JC model,” *Journal of Modern Optics*, vol. 55, no. 21, pp. 3551–3562, 2008, doi: <https://doi.org/10.1080/09500340802337382>.
6. Y.-H. Hu et al., “Sudden death and long-lived entanglement between two atoms in a double JC model system,” *International Journal of Theoretical Physics*, vol. 47, pp. 2554–2565, 2008, doi: <https://doi.org/10.1007/s10773-008-9689-y>.
7. M. Du, M.-F. Fang, and X. Liu, “Sudden birth of entanglement between two atoms in a double JC model,” *Chinese Optics Letters*, vol. 7, no. 5, pp. 443–445, 2009, doi: <https://doi.org/10.3788/COL20090705.0443>.
8. Q. Liao et al., “The entanglement dynamics of two atoms in a double two-photon Jaynes–Cummings model,” *Chinese Journal of Physics*, vol. 51, no. 2, pp. 404–411, 2013, doi: <https://doi.org/10.1088/1674-1056/19/3/030309>.
9. Q. Xie and M.-F. Fang, “Entanglement dynamics of atoms in double Jaynes–Cummings models with Kerr medium,” *Communications in Theoretical Physics*, vol. 54, no. 5, pp. 840–844, 2010, doi: <https://doi.org/10.1088/0253-6102/54/5/12>.
10. X.-C. Ouyang et al., “Entanglement dynamics of a double two-photon Jaynes–Cummings model with Kerr-like medium,” *Chinese Physics B*, vol. 19, no. 3, p. 030309, 2010, doi: <https://doi.org/10.1088/1674-1056/19/3/030309>.
11. H. R. Baghshahi, M. K. Tavassoly, and M. J. Faghihi, “Entanglement criteria of two two-level atoms interacting with two coupled modes,” *International Journal of Theoretical Physics*, vol. 54, no. 8, pp. 2839–2854, 2015, doi: <https://doi.org/10.1007/s10773-015-2520-7>.
12. H.-M. Zou and M.-F. Fang, “Analytical solution and entanglement swapping of a double Jaynes–Cummings model in non-Markovian environments,” *Quantum Information Processing*, vol. 14, pp. 2673–2686, 2015, doi: <https://doi.org/10.1007/s11128-015-1006-0>.
13. W.-T. Zhu et al., “Entanglement dynamics of two qubits coupled independently to cavities in the ultrastrong coupling regime: Analytical results,” *Chinese Physics Letters*, vol. 33, no. 5, p. 050302, 2016, doi: <https://doi.org/10.1088/0256-307X/33/5/050302>.
14. E. K. Bashkirov, “Thermal entanglement in a double Jaynes–Cummings model,” *Proceedings of SPIE*, vol. 11458, p. 114580L, 2020, doi: <https://doi.org/10.1117/12.2563272>.
15. E. K. Bashkirov and M. O. Guslyannikova, “Thermal entanglement in a double Jaynes–Cummings model,” *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 23, no. 2, pp. 7–13, 2020, doi: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2020.23.2.7-13>. (In Russ.)
16. R. K. Zakharov and E. K. Bashkirov, “Influence of detuning and Kerr nonlinearity on atom-atom entanglement in the double two-photon Jaynes–Cummings model,” *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 24, no. 1, pp. 9–14, 2021, doi: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2021.24.1.9-14>. (In Russ.)
17. K. Mandal, “Entanglement dynamics in double Jaynes–Cummings model and intensity-dependent double Jaynes–Cummings model for squeezed coherent thermal states,” *arXiv:2405.10564[quant-physics]*, 2024, doi: <https://doi.org/10.48550/arXiv.2405.10564>.
18. A. Izmailkov et al., “Evidence for entangled states of two coupled flux qubits,” *Physical Review Letters*, vol. 93, p. 037003, 2004, doi: <https://doi.org/10.1103/PhysRevLett.93.037003>.
19. M. Grajcar et al., “Direct Josephson coupling between superconducting flux qubits,” *Physical Review B*, vol. 72, p. 020503(R), 2005, doi: <https://doi.org/10.1103/PhysRevB.72.020503>.
20. E. K. Bashkirov, “Entanglement between two dipole-coupled qubits interacting with two independent slightly detuned cavity modes,” *International Journal of Theoretical Physics*, vol. 58, no. 7, pp. 2346–2356, 2019, doi: <https://doi.org/10.1007/s10773-019-04126-3>.

Information about the Author

Evgenii K. Bashkirov, Doctor of Physical and Mathematical Sciences, professor of the Department of General and Theoretical Physics, Samara National Research University, Samara, Russia. In 1978 he graduated from the Faculty of Physics of the Kuibyshev State University and in 1984 – postgraduate studies at the Moscow State University. Author of more than 360 scientific papers.

Research interests: quantum optics and quantum radiophysics, quantum informatics, theory of nonequilibrium phenomena.

E-mail: bashkirov.ek@ssau.ru

ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-2569-1322>

Математическая постановка задачи и модель квазиоптимального структурно-параметрического синтеза адаптивных алгоритмов системы синхронизации

М.Ю. Повасин¹, В.И. Филатов²

¹ АО «Корпорация космических систем специального назначения “Комета”»

115068, Россия, г. Москва,

ул. Велозаводская, 5

² Московский государственный технический университет имени Н.Э. Баумана

105005, Россия, г. Москва,

ул. 2-я Бауманская, 5

Аннотация – Обоснование. При испытании систем новых алгоритмов систем синхронизации, в том числе систем синхронизации в составе систем передачи сигналов, необходимо в любой момент времени знать совокупность текущих значений измеряемых параметров, получаемых синхроприемником для определения его состояния. В любой момент времени необходимо производить измерение, преобразование, передачу, прием, обработку и представление в требуемом виде параметров системы синхронизации. Обоснование структурно-параметрического синтеза алгоритмов системы синхронизации, представленное в статье, характеризуется повышением требований к синхронизации радиосигналов, передающих потоки информации от беспилотных систем. **Цель.** Рассмотрено совершенствование перспективных алгоритмов синхронизации с учетом сокращения времени вхождения системы в синхронизм. **Методы.** Реализация методов решения поставленной задачи приведет к увеличению количества измеряемых параметров. Прежде всего это вызвано потребностью получения объективных данных при проведении испытаний по передаче информации с учетом требований к синхронизации. Данные обстоятельства оказывают влияние на характеристики как отдельной системы синхронизации, в частности, так и на объект, в составе которого эта система функционирует. В статье представлено обоснование перспективных задач системы синхронизации для беспилотных систем с учетом повышения требуемой дальности управления в условиях различных непреднамеренных мешающих воздействий, таких как интерференция и замирания радиосигналов. **Результаты.** Показано, что реализация модели позволяет учитывать возможности обеспечения требуемых ограничений к вероятности ошибки принимаемой синхропоследовательности за счет пространственно-временной синхронизации в процессе функционирования системы передачи данных от беспилотных систем. **Заключение.** В перспективных радиоканалах передачи информации необходимо создавать новые алгоритмы адаптивной пространственно-временной синхронизации сигналов, которые в итоге позволят адаптивно управлять параметром помехоустойчивости системы синхронизации.

Ключевые слова – система синхронизации; беспилотные системы; интеллектуализация; битовая ошибка; синхропоследовательность.

Введение

В процессе повышения требований к характеристикам систем синхронизации и связанного с этим их технического усложнения все более значительную роль играет поиск оптимальных алгоритмов быстрой синхронизации систем передачи сигналов с учетом ограничений по стоимости. При разработке современных систем синхронизации, в том числе узлов в составе систем широкополосной связи, из-за невозможности получения адекватного теоретического описания примерно 40 % всех возникающих проблем решаются с помощью натурных испытаний [1]. Этот факт значительно замедляет поиск оптимальных алгоритмов синхронизации сигналов в различных условиях функционирования систем. При этом любое испытание, в том числе алгоритмов синхронизации,

представляет собой определение степени соответствия синтезированных алгоритмов синхронизации и предъявляемых к ним требований.

1. Обоснование

Качество передачи данных, одним из показателей которого является верность передаваемой информации, напрямую зависит от формирования, передачи, получения, обработки и синхронизации сигналов в радиоканале. На практике в качестве показателя верности обычно принимают наибольшую допустимую вероятность ошибки на бит P_B . Вероятность ошибки на бит P_B – это теоретическое понятие ошибочных бит в данной системе. Также используют понятие $K_{ош}$ – коэффициент ошибок. $K_{ош}$ – это эмпирическая запись числа фактических ошибок в системе. Коэффициент ошибок измеряется и затем сравнивается

с ожидаемой вероятностью ошибки для оценки параметров системы [1; 2]. Качество принимаемых данных в системе связи зависит от характеристик радиолинии. Наиболее удобной характеристикой удельного расхода энергии в радиолинии передачи данных является средняя энергия E_1 сигнала на входе приемника, затрачиваемая на передачу единичного объема информации и обеспечивающая заданную верность в заданной помеховой обстановке. При действии на входе приемника аддитивного нормального белого шума с односторонней спектральной плотностью мощности N_0 целесообразно использовать показатель удельного расхода энергии:

$$\beta^2 = \frac{E_1}{N_0}; \quad P_B = \text{const.} \quad (1)$$

Зависимость $\beta^2 = \beta^2(P_B)$ определяется аналитически или численно для каждого случая модуляции и кодирования. В большинстве случаев требования, предъявляемые к стандартным системам передачи данных с использованием радиоканалов, ограничены значениями $P_B = 10^{-3}$ при $\beta^2 = 5,4$ [2; 4].

В соответствии с проектом общих технических требований к системам передачи данных по радиоканалам достоверность передачи и сбора данных характеризуется коэффициентом ошибок по элементам, определяемым отношением числа ошибочных двоичных элементов (бит) информации к общему числу двоичных элементов (бит) информации, переданных на определенном интервале времени [3; 5]. При этом коэффициент ошибок по элементам средств передачи и сбора данных системы синхронизации должен быть не более 10^{-6} [5]. Следовательно, на основании требований к качеству синхропоследовательности необходимо обеспечить вероятность ошибки на бит $P_B \leq 10^{-6}$. Обеспечение $P_B \leq 10^{-6}$ для подвижных объектов, особенно в условиях влияния замираний и интерференции радиоволн, является более сложной задачей, чем для статических объектов в условиях отсутствия переотражений радиоволн. В частности, для перспективных беспилотных систем негативные явления в синхронизации будут все более актуальны с увеличением дальностей расстояний в каналах управления. Следовательно, для систем синхронизации, функционирующих в составе таких беспилотных систем, эти изменения будут являться новыми условиями функционирования, а значит, и области пространства,

где обеспечивалось бы требуемое качество приема данных $P_B = 10^{-6}$, уменьшились с увеличением требуемой дальности управления беспилотными системами.

В результате этого образуются области пространства, где не обеспечивается требуемое качество принимаемых данных или верность бит синхропоследовательности, т. е. $P_B > 10^{-6}$. Основным фактор, влияющий на P_B , – отношение сигнал/шум на входе приемного устройства.

2. Цель

Из проведенного анализа можно заключить, что необходимо совершенствовать существующие алгоритмы синхронизации в радиоканалах беспилотных систем, поскольку увеличение требуемой дальности их полета не будет обеспечиваться в силу различных эффектов при распространении радиоволн. Таким образом, с одной стороны, в перспективе будет происходить ужесточение требований, предъявляемых к системам синхронизации, функционирующим в составе системы передачи данных по радиолинии, а с другой стороны, структура методов формирования, передачи, получения, обработки и синхронизации сигналов будет статично обоснована различными стандартами и останется прежней.

Качество передачи и приема данных с беспилотных платформ зависит от отношения сигнал/шум на входе приемника или от энергетических характеристик радиолинии [2]. Кроме удельного расхода энергии $\beta^2(P_B)$ существуют другие показатели. Эффективность использования радиолинией частотных ресурсов целесообразно оценивать по удельному расходу необходимой полосы частот:

$$\alpha_n = \frac{\Delta f_n}{R_1}; \quad P_B = \text{const}; \quad \rho = \rho_{\text{тр}}, \quad (2)$$

и удельному расходу занимаемой полосы частот:

$$\alpha_3 = \frac{\Delta f_3}{R_1}; \quad P_B = \text{const}; \quad \rho = \rho_{\text{тр}}, \quad (3)$$

затрачиваемых на передачу единичного объема информации с заданным показателем верности P_B при фиксированном уровне внеполосных излучений ρ . Вместе с тем используют и отношение сигнал/шум по мощности в полосе пропускания приемника:

$$h^2 = \frac{P_c}{P_{\text{ш}}} = \frac{P_c}{N_0 \Delta f_n} = \frac{P_c}{R_1 N_0} \frac{R_1}{\Delta f_n} = \frac{\beta^2}{\alpha_n}. \quad (4)$$

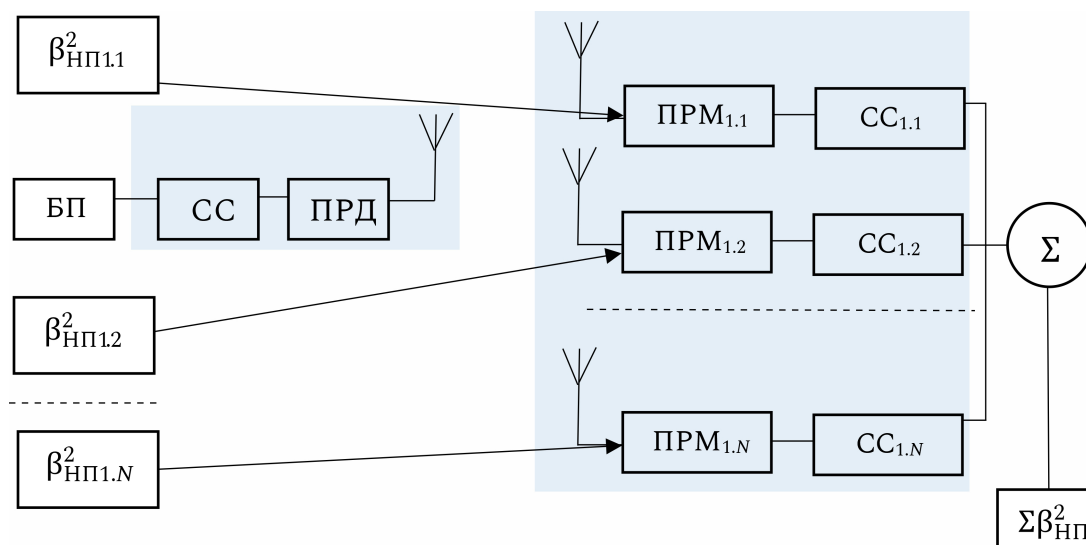


Рис. 1. Схема построения системы приема и передачи сигналов между НП и беспилотными платформами
Fig. 1. Diagram of the signal reception and transmission system between the NP and unmanned platforms

Повысить качество принимаемых данных возможно за счет увеличения отношения сигнал/шум на входе приемника, т. е. повысив значение β^2 :

$$\beta^2 = \frac{G_{\text{пер}} A_{\text{э}} P_{\text{п}} (1 - 10^{0.1} \rho_{\text{н}})}{4\pi k_{\text{рк}} k T^{\circ} D_{\text{макс}}^2 R_{\text{Б}}}, \quad (5)$$

где $G_{\text{пер}}$ – коэффициент усиления передающего АФУ; $A_{\text{э}}$ – эффективная площадь приемной антенны; $P_{\text{п}}$ – мощность передатчика; $\rho_{\text{н}}$ – уровень внеполосных излучений; $k_{\text{рк}}$ – коэффициент ослабления радиосигнала; k – постоянная Больцмана; T° – шумовая температура приемника; $D_{\text{макс}}$ – максимальная дальность между приемником и передатчиком; $R_{\text{Б}}$ – скорость передачи информации.

Из выражения (5) видно, что при неизменяемых параметрах бортовой радиотехнической системы беспилотной платформы и среды распространения сигнала повысить β^2 можно, увеличив эффективную площадь приемной антенны $A_{\text{э}}$ [6]. Таким образом, область пространства, где обеспечивается требуемое качество принимаемых данных увеличится (рис. 1). При этом увеличение $A_{\text{э}}$ приведет к росту массогабаритных характеристик системы передачи данных, что недопустимо.

Другим способом решения рассматриваемой проблемы может быть применение дополнительных наземных пунктов управления для повышения уровня отношения сигнал/шум суммарного сигнала. Его сущность заключается в увеличении числа недорогих по стоимости и связанных между собой в единую сеть наземных пунктов управления с изотропными антеннами с низким коэффициен-

том усиления с возможностью приема данных от беспилотных платформ. По сути, такая распределенная в пространстве система представляет собой разнесенную антенную решетку, элементами которой являются антенны приемных пунктов. Структурная схема предлагаемого решения показана на рис. 1. Необходимо отметить, для реализации данного варианта необходимо, чтобы все пункты имели единую непрерывную зону радиовидимости. Из рис. 1 видно, что НП_1 дополняется $\text{НП}_{1.1}$ и $\text{НП}_{1.2}$.

Радиосигнал синхронизируется и принимается на соответствующих НП и после суммирования поступает по наземным каналам в центральный узел обработки данных, где происходит их преобразование с требуемым качеством $R_{\text{Б}}$ [5].

Так, на рис. 2 представлен типовой радиосигнал, обеспечивающий синхронизацию в радиоканале передачи данных (синхросигнал СС) $S_{\text{р}}^{\text{СС}}$ на выходе передатчика в радиоканале «беспилотная платформа – пункт управления», который представляет собой колебание, модулированное по фазе КИМ₂ – ФМ [9] (рис. 2).

В результате замираний, интерференции и других явлений, негативно сказывающихся на функционировании и рассинхронизации опорных генераторов (ОГ) передатчика и приемника, возникает дополнительное модулирующее колебание (оглабющая несущего колебания) – мультипликативный шум, или «биение». Кроме разности частот ОГ влияние на синхронизацию оказывает возникающий вследствие движения беспилотной платформы эффект Доплера.

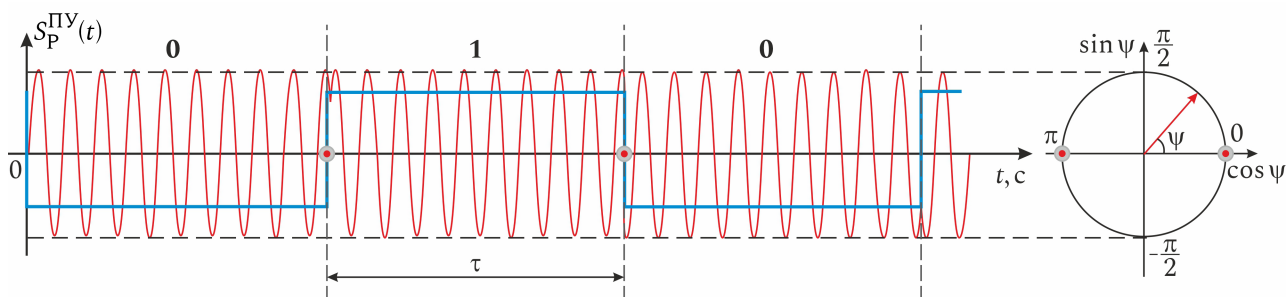


Рис. 2. Сигнал на выходе передатчика в радиоканале «беспилотная платформа – пункт управления»
Fig. 2. Transmitter output signal in the «unmanned platform – control room» radio channel

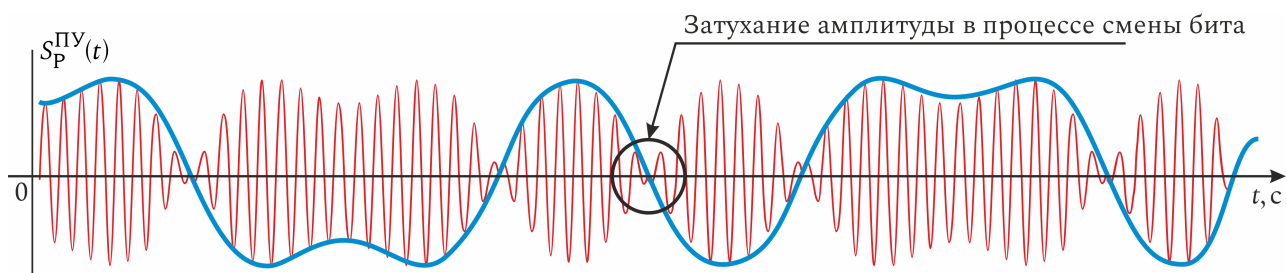


Рис. 3. Сигнал на выходе приемного устройства синхронизации с мультипликативным шумом
Fig. 3. Output signal of the synchronization receiver with multiplicative noise

Сигнал на выходе устройства синхронизации с мультипликативным шумом представлен на рис. 3.

Из рис. 3 видно, что возможна ситуация, когда при изменении фазы на π амплитуда несущего колебания будет близка или равна нулю. Это может привести к тому, что будет происходить ошибочное декодирование синхропоследовательности по причине инверсии бит.

3. Методы

В существующих системах синхронизации пунктов управления при достаточно высоком отношении сигнал/шум дополнительные модулирующие колебания устраняют при помощи системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), при этом происходит синхронизация ОГ передатчика и приемника. При низком отношении сигнал/шум система ФАПЧ работает некорректно, в результате чего количество ошибок в процессе приема данных возрастает.

Для множества реализаций радиосигналов, принимаемых на разнесенных пунктах управления, кроме пространственной синхронизации ОГ передатчика и соответствующего приемника, необходима временная синхронизация, обусловленная временной разностью прихода высокочастотного сигнала на соответствующий пункт.

Входной высокочастотный сигнал в приемном устройстве:

$$S_P^{PY}(t) = A \sin(f_0 t + \psi(t)), \quad (6)$$

где A – амплитуда сигнала; f_0 – несущая частота; ψ – изменение фазы в соответствии с модулирующим сигналом.

В современных цифровых приемниках принимаемый сигнал $S_P^{PY}(t)$ делится на синфазную и квадратурную составляющие:

$$I(t) = S_P^{PY}(t) \sin(f_0 t); \quad (7)$$

$$Q(t) = S_P^{PY}(t) \cos(f_0 t). \quad (8)$$

Кроме полезного радиосигнала S_P^{PY} на входы приемника действуют помехи и шумы, как внешние, так и внутренние.

Как правило, принято выделять три типа источников внешнего шума: атмосферный, внеземной и шум искусственного происхождения [7]. Атмосферные помехи образуются при естественных электрических возмущениях в земной атмосфере. Основным источником атмосферных помех являются молнии. Эти помехи, как правило, имеют импульсную природу, и их энергия распределяется в широком диапазоне частот. Внеземной шум состоит из сигналов, которые возникают за пределами земной атмосферы. Искусственный шум – это шум, который обусловлен результатами индустриальной деятельности. Искусственный шум имеет импульсную природу и занимает широкий диапазон частот.

Внутренний шум – это электрическая помеха, возникающая в пределах устройства. Различают три основных вида внутреннего шума: дробный шум, шум переноса и тепловой шум. Дробный шум вызван случайным движением носителей зарядов (электронов и дырок) электронных устройств, таких как диод, транзистор. Любые изменения потока носителя, возникающие при прохождении от входа к выходу устройства, например от эмиттера к коллектору транзистора, в виде случайных, непериодических отклонений, относят к шумам переноса. Тепловой шум связан с быстрым и случайным перемещением электронов в проводнике под действием теплового возмущения. Тепловой шум присутствует во всех электронных компонентах. Тепловой шум можно рассматривать как форму аддитивного шума, так как его нельзя устранить, а его интенсивность возрастает с увеличением числа устройств в цепи и дальности передачи.

Как отмечалось ранее, частоты ОГ передатчика и приемника должны быть настроены строго на одну частоту [7]. Ввиду нестабильности колебаний, вызванных физическими особенностями ОГ, частоты передатчика и приемника не совпадают, возникает дополнительное модулирующее колебание. Кроме нестабильности ОГ негативное влияние на «передачу – прием» оказывает эффект Доплера.

Таким образом, сигнал на выходе приемного устройства представляет собой сигнал с дополнительным модулирующим колебанием [8]. Также этот сигнал имеет синфазную и квадратурную составляющие, смешанные с аддитивным и мультипликативным шумом.

Очевидно, при сложении таких сигналов ввиду того, что дополнительные модулирующие колебания (огигающие) у всех реализаций различны, какого-либо положительного эффекта не произойдет. Под положительным эффектом при этом будем понимать повышение уровня суммарного сигнала, приводящее к увеличению отношения сигнал/шум, следовательно, к уменьшению ошибки на бит P_B или повышению достоверности принимаемых данных. Таким образом, одним из факторов, влияющих на отношение сигнал/шум суммарного сигнала, является пространственная синхронизация (синхронизация ОГ передатчика и приемников) [10].

Вторым фактором, влияющим на сложение сигналов, является временная синхронизация [8]. Так как ПУ, имеющие общую зону радиовидимости при работе с беспилотной платформой, располо-

жены на удалении друг от друга, то сигнал будет приходить с задержкой по времени относительно ближайшего к беспилотной платформе.

В настоящее время интерес к пространственно разнесенным системам приема сигналов существенно возрос, особенно в системах радиолокации и навигации [2]. Это связано, с одной стороны, с возрастающими требованиями к характеристикам радиосистем, их помехозащищенности и надежности, с другой стороны, с развитием техники широкополосных сигналов, фазированных антенных решеток и достижениями в области синхронизации многопозиционных систем, открывающими новые возможности улучшения их характеристик.

Многопозиционные измерительные радиолокационные и навигационные системы позволяют получать информацию об удаленных объектах путем измерения параметров волновых полей, отраженных от объектов зондирующих сигналов, либо за счет их собственного излучения [9]. Структура и параметры волнового поля, создаваемого объектом в точках приема радиосигналов, зависят от местоположения, скорости движения объекта и характеристик последнего [6], т. е. регистрируемое поле является пространственно-временным сигналом. Для выделения полезной информации, содержащейся в пространственно-временном сигнале – переносчике информации от беспилотной платформы, необходима соответствующая обработка с учетом особенностей его пространственно-временной структуры. Существующая теория обработки сигналов с учетом их пространственно-временной структуры получила значительное развитие [5]. На базе статистической теории оптимального приема сигналов [3; 10] созданы основы теории оптимальной обработки пространственно-временных сигналов с плоскими и сферическими волновыми фронтами при наличии внешних и внутренних помех. Опубликовано большое количество работ, посвященных принципам оптимального построения систем пространственно-временной обработки сигналов в радиолокационных системах [8; 10].

Однако в подавляющем большинстве источников вопросы пространственно-временной синхронизации рассматриваются в общем виде без учета мультипликативных составляющих шума, а обязательным условием для осуществления обработки являлась жесткая синхронизация опорных генераторов.

Задачи синтеза оптимальных и квазиоптимальных алгоритмов пространственно-временной обработки сигналов с фазированными антенными решетками и когерентных многопозиционных систем приема и передачи данных различного назначения в условиях воздействия помех рассматривались в научном труде Г.С. Нахмансона «Пространственно-временная обработка широкополосных сигналов» [11].

Рассматривалось также влияние среды и других дестабилизирующих факторов на качество приема сигналов. Однако основные результаты были получены для случаев обработки сигналов при локализации неподвижных объектов в условиях воздействия помех, создаваемых неподвижными внешними источниками.

Вопросы использования высокоточных фазовых измерений и приема синхросигнала, а также использования в навигационной аппаратуре пространственно-временной обработки радиосигналов рассматривались в многочисленных источниках [1–6]. Также проведен анализ задач символьной синхронизации, однако разнесение приемников осуществлялось на малую базу, что не позволяло использовать сферические модели фронта волны [8; 9].

Следует отметить, что в настоящее время беспилотные платформы становятся сложнее и могут состоять из группы объектов, маневрирование которых осуществляется на малом расстоянии и должно быть синхронизировано. Поэтому появляется потребность в контроле большего числа параметров такого «роя» беспилотных платформ, ввиду чего требования к качеству принимаемых и передаваемых данных ужесточились. Так как качество данных напрямую зависит от отношения сигнал/шум, то увеличение этого показателя является важной задачей. Для решения этой задачи предлагается увеличение показателя отношения сигнал/шум за счет синхронного суммирования сигналов пространственно разнесенным методом на распределенных в пространстве ПУ, аналогичным функционированию фазированной антенной решетки. Таким образом, повысить качество принимаемых и передаваемых данных возможно при увеличении отношения сигнал/шум за счет сложения реализаций радиосигнала с выполнением пространственно-временной синхронизации.

Сущность данного метода заключается в том, что осуществляется временная и фазовая синхронизация принимаемых синхропоследовательностей с метками времени.

Важно отметить, что процесс разнесения может быть осуществлен по поляризации радиосигнала (выделяют сигналы вертикальной и горизонтальной поляризации), по частоте (применяют несколько несущих частот, например, метрового и дециметрового диапазонов), в пространстве (осуществляют прием на разные антенны, которые размещены на некотором расстоянии друг от друга), во времени (обеспечивают повторную передачу синхропоследовательностей). Следует заметить, что в случае двух каналов разнесения возможности выбора наиболее достоверных данных для их последующего размещения в массиве обобщенных данных весьма ограничены. В практике необходимо иметь 4 или 5 каналов разнесения. Кроме того, в случае устойчивого приема предлагаемый способ становится неактуальным (впрочем, это относится и к другим способам улучшения помехоустойчивости данных). Наиболее целесообразно использовать предлагаемое решение в случае, когда принятые по нескольким каналам разнесения данные в разной степени искажены помехами (тогда при выборе достоверных данных возможно взаимодополнение) [2].

Таким образом, возникает задача, заключающаяся в обеспечении требуемого качества приема синхропоследовательности по всей увеличивающейся требуемой дальности полета беспилотных систем. Одним из решений вышеизложенной задачи является применение распределенного приема с учетом общей зоны радиовидимости наземных пунктов управления, регистрации реализаций сигналов синхропоследовательности, их суммирования с целью повышения отношения сигнал/шум, следовательно, и повышения качества функционирования системы синхронизации [4]. Для решения этой задачи необходимо решить следующие частные научные задачи:

- разработать математическую модель адаптивных алгоритмов синхронизации;
- разработать алгоритм пространственно-временной синхронизации принимаемых синхропоследовательностей сигналов.

Таким образом, постановку научной задачи можно сформулировать следующим образом: в процессе функционирования системы передачи данных в составе беспилотных систем при известной совокупности аппаратно-программных средств, существующих методик формирования и передачи синхросигналов требуется разработать алгоритмы адаптивной пространственно-временной синхронизации сигналов, полученных при-

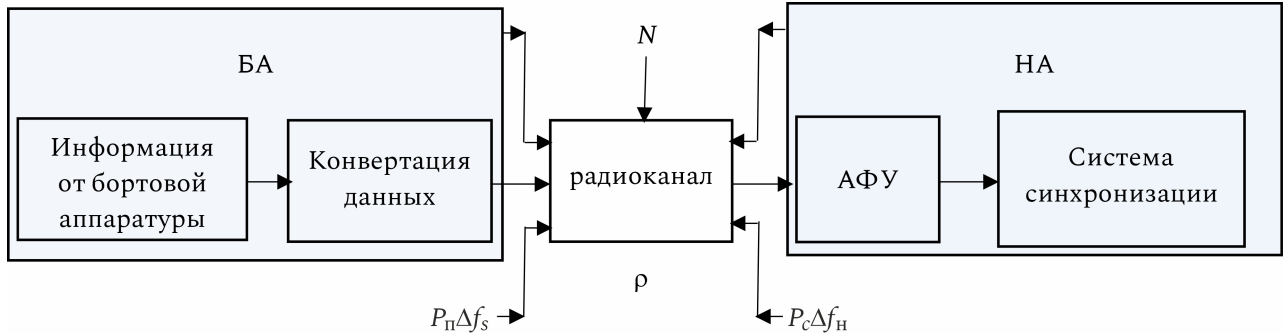


Рис. 4. Состав передаваемых по радиолинии данных
Fig. 4. Composition of data transmitted over a radio link

емными средствами пунктов управления с учетом совместных зон радиовидимостей с целью обеспечения требуемого качества принимаемых данных за счет пространственно-временной синхронизации сигналов с последующим их сложением.

4. Теоретические положения модели и математическая постановка задачи

Реализации принимаемого на приемнике сигнала с распределенными в пространстве антеннами:

$$S_i[A_i(k), f_i(k), \psi_i(k), \Delta\phi_i(k)] + N(k),$$

где i – номер приемной антенны; k – номер отсчета; $A_i(k)$ – амплитуда сигнала; $f_i(k)$ – частота сигнала; $\psi_i(k)$ – фаза сигнала (2-ФМ); $\Delta\phi_i(k)$ – фаза дополнительного модулирующего колебания, связанного с изменением частоты Доплера, свойствами ионосферы и тропосферы, уходом частоты опорных синхрогенераторов приемника и передатчика; $N(k)$ – белый гауссовский шум (БГШ).

Зона радиовидимости i -го приемного устройства:

$$\Omega_i[x_i, y_i, z_i],$$

где x_i, y_i, z_i – координаты приемника.

Способ формирования суммарного сигнала S_Σ включает ограничения:

– $\Omega_{\text{общ}} = \Omega_1 \cap \Omega_2 \cap \dots \cap \Omega_i$ – совместная зона радиовидимости приемников в системе передачи данных;

– $N(k)$ – БГШ с нулевым математическим ожиданием и односторонней спектральной плотностью.

Показатель пространственно-временной синхронизации сигналов:

$$P_B(S_\Sigma, \Omega_{\text{общ}}, \{\Delta\phi_i\})$$

– верность принимаемых данных (вероятность ошибки на бит), где S_Σ – суммарный сигнал.

Критерий пространственно-временной синхронизации радиосигналов:

$$P_B(S_\Sigma, \Omega_{\text{общ}}, \{\Delta\phi_i\}) \leq P_B^{\text{ТР}}(S_\Sigma, \Omega_{\text{общ}}, \{\Delta\phi_i^*\}),$$

при нахождении соответствующих $\Delta\phi_i^*$, где P_B – верность принимаемых данных (вероятность ошибки на бит).

Нужно обеспечить в соответствии с критерием и ограничениями требуемое качество принимаемых данных за счет пространственно-временной синхронизации радиосигналов.

Необходимо ввести дополнительные ограничения, учитывающие свойства реальных цифровых радиоприемных устройств, предназначенных для преддетекторной обработке радиосигналов на промежуточной частоте. Для оценки таких устройств в работе были рассмотрены следующие показатели:

- частота временной дискретизации радиосигнала;
- разрядность аналого-цифрового преобразователя (АЦП).

5. Результат

В состав радиолинии входят видео- и радиотракты на беспилотной платформе в виде бортовой (БА) и наземной (НА) аппаратуры (рис. 4).

На вход радиолинии подают групповой сигнал:

$$S_\Gamma(t) = \sum_j u^{(j)}(t - jT_{\text{кан}}), \quad j = 0, 1, \dots, J. \quad (9)$$

Выражение (9) представляет собой совокупность неперекрывающихся канальных первичных сигналов:

$$u^{(j)}(t) = \begin{cases} u(\lambda^{(j)}); & 0 < t < T_{\text{кан}}; \\ 0; & t > T_{\text{кан}}, \end{cases} \quad (10)$$

длительность которых равна длительности $T_{\text{кан}}$ канального интервала, а значения определяются значениями соответствующих выборок $\lambda^{(j)}$. Формирование радиосигнала осуществляют в два

этапа: сначала в видеотракте с учетом (9) и (10) получают видеосигнал:

$$S_B(t) = \sum_j S_B^{(j)}(t - jT_{\text{кан}}; u^{(j)}), \quad j = 0, 1, \dots, J, \quad (11)$$

символы $S_B^{(j)}$ которого промодулированы по выбранному параметру соответствующими канальными первичными сигналами $u^{(k)}$, а затем в радиотракте полученным видеосигналом (11) модулируют гармоническую несущую. Полученный радиосигнал

$$S_P(t) = \sum_j S_P^{(j)}(t - jT_{\text{кан}}; u^{(j)}), \quad j = 0, 1, \dots, J \quad (12)$$

искажается в радиоканале за счет действия помех, шумов и интерференции сигналов от одновременной работы других радиолиний.

Обратное преобразование искаженного в радиоканале радиосигнала S_P^* в видеосигнал S_B^* , а затем выдаваемый в наземный пункт групповой сигнал S_T^* осуществляют в радио- и видеотрактах НП.

Для радиоканалов передачи синхроследовательностей необходимо, чтобы в разных частотных диапазонах были выделены радиоканалы с полосами Δf_j пропускания (рис. 5), в пределах которых одновременно могут работать на различных частотах $\Delta f_{H,i}$, несущих несколько радиолиний [8].

Передаваемые сигналы всегда ограничены по времени, поэтому они имеют теоретически бесконечные по частоте энергетические спектры $G_s(f)$. Полная мощность сигнала определяется площадью под графиком энергетического спектра:

$$P_{\Pi} = \int_{-\infty}^{\infty} G_s(f) df. \quad (13)$$

Если радиolinия работает в занимаемой полосе частот $\Delta f_{3,i}$, то мощность внеполосных излучений за ее пределами:

$$P_{\text{ВНЕП}} = \int_{-\infty}^{f_{H,i} - 0,5\Delta f_{3,i}} G_s(f) df + \int_{f_{H,i} + 0,5\Delta f_{3,i}}^{\infty} G_s(f) df, \quad (14)$$

определяет соответствующий уровень внеполосных излучений

$$\rho = 10 \lg \left(\frac{P_{\text{ВНЕП}}}{P_{\Pi}} \right), \text{ дБ}. \quad (15)$$

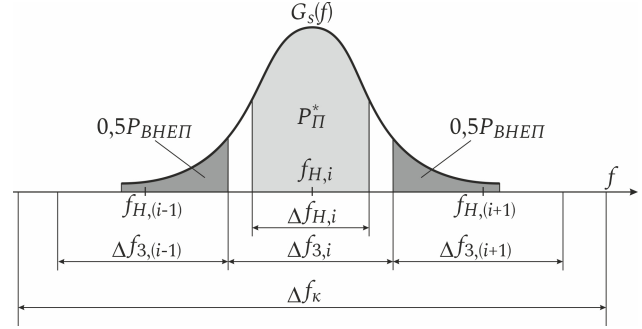


Рис. 5. Полоса пропускания канала передачи данных
Fig. 5. Data channel bandwidth

Внеполосные излучения радиолинии, работающей на частоте $f_{H,i}$, являются специфической помехой для радиолиний [10], работающих на смежных частотах $f_{H,(i-1)}$ и $f_{H,(i+1)}$ (рис. 6). При этом различие в мощности сигналов указанных радиолиний может достигать 10...30 дБ.

Основная мощность сигнала, обеспечивающая его опознание с заданной верностью, сосредоточена в необходимой полосе частот $\Delta f_{H,i}$, причем обычно $\Delta f_{H,i} < \Delta f_{3,i}$ (рис. 6). Мощность сигнала в необходимой полосе частот:

$$P_{\Pi}^* = \int_{f_{H,i} - 0,5\Delta f_{3,i}}^{f_{H,i} + 0,5\Delta f_{3,i}} G_s(f) df = \quad (16)$$

$$= P_{\Pi} - P_{\text{ВНЕП}}(\Delta f_H) = P_H \left(1 - 10^{0,1\rho_H} \right),$$

где ρ_H – уровень внеполосных излучений за пределами необходимой полосы частот Δf_H . Понятие необходимой полосы частот связано с заменой исходного сигнала S , имеющего энергетический спектр $G_s(f)$ и мощность P_{Π} , на передаваемый сигнал S^* с ограниченным по ширине энергетическим спектром и мощностью P_{Π}^* :

$$G_{S^*}(f) = \begin{cases} G_s(f), & |f - f_H| < 0,5\Delta f_H; \\ 0, & |f - f_H| > 0,5\Delta f_H. \end{cases} \quad (17)$$

Радиolinия тем лучше использует выделенную полосу частот радиоканала, чем меньше различие между ее необходимой и занимаемой полосами частот при заданном уровне внеполосных излучений $\rho_{\text{ТР}}$.

При проектировании радиолинии необходимо решать задачу согласования параметров группового сигнала S_T с характеристиками радиоканала (частотным диапазоном, полосой пропускания канала Δf_j , занимаемой полосой частот $\Delta f_{3,i}$ и др.). Для решения указанной задачи в состав радиотракта включают преобразователь ПР_2 структуры группового сигнала и формирователь сим-

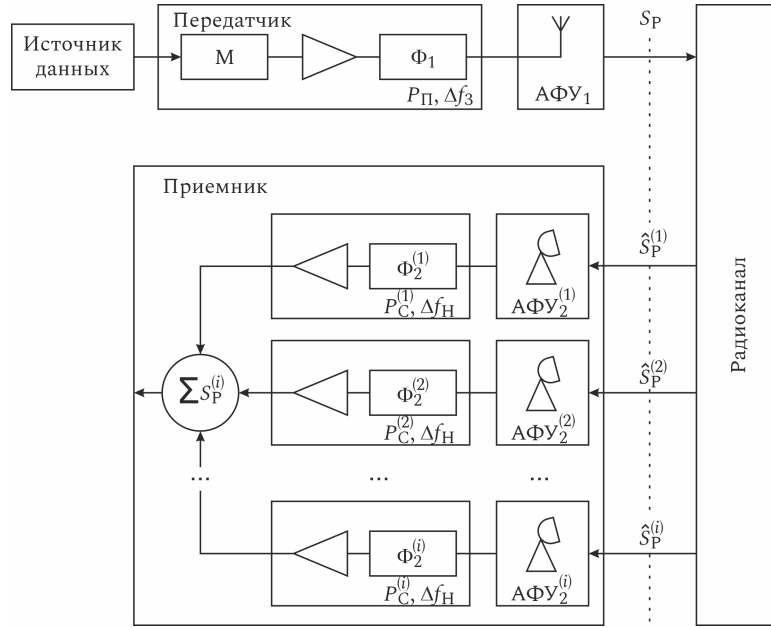


Рис. 6. Структура пространственно-временной синхронизации радиолинии
Fig. 6. Structure of the radio line space-time synchronization

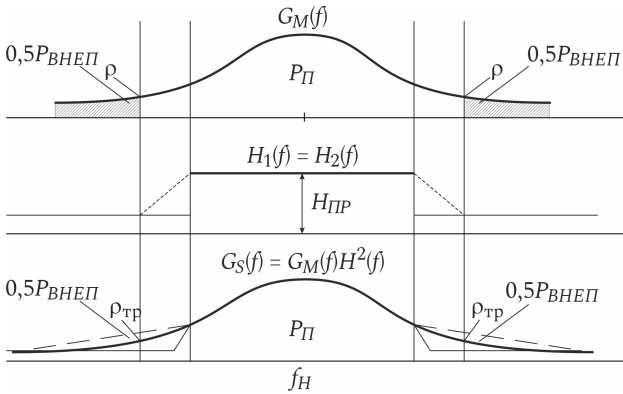


Рис. 7. Преобразование энергетического спектра синхросигнала
Fig. 7. Conversion of the energy spectrum of the sync signal

волов (ФС) радиосигнала, а в состав радиотракта БА – передатчик, содержащий модулятор (М), линейный усилитель и фильтр Φ_1 , а также бортовое антенно-фидерное устройство (АФУ₁). В состав радиотракта НА входят распределенные в пространстве наземные антенно-фидерные устройства (АФУ₂⁽ⁱ⁾) и приемники, содержащие фильтры $\Phi_2^{(i)}$, линейные тракты усиления/преобразования частоты (УПЧ₂⁽ⁱ⁾) и демодулятор (ДМ), а в состав видеотракта НА – опознаватель символов (ОС) видеосигнала и преобразователь ПР₂ структуры радиосигнала. Структура пространственно-временной синхронизации радиолинии показана на рис. 7.

Опознаватель ОС осуществляет оценку символов принятого видеосигнала $\hat{S}_B$, которые преобразуют затем с помощью преобразователя ПР₂ в двоичный цифровой сигнал $\hat{S}_T$. Радиосигнал фор-

мируют в передатчике с помощью модулятора М, усилителя мощности и фильтра передатчика Φ_1 [8; 10]. Модулятор в соответствии со значениями символов видеосигнала изменяет предусмотренные выбранным модуляционным форматом параметры гармонической несущей, обеспечивая получение радиосигнала с энергетическим спектром $G_M(f)$ и уровнем внеполосных излучений ρ вне занимаемой полосы частот Δf_3 (рис. 7).

Усилитель мощности определяет значение полной мощности сформированного радиосигнала [10]. Для доведения уровня внеполосных излучений ρ до требуемого значения $\rho_{тр}$ в составе радиотракта бортовой аппаратуры используют фильтр Φ_1 с амплитудно-частотной характеристикой, удовлетворяющей следующим условиям [9]:

$$H_1(f) = \begin{cases} H_{1пр}, & |f - f_H| < 0,5\Delta f_H; \\ H_{1под}, & |f - f_H| > 0,5\Delta f_3, \end{cases} \quad (18)$$

где $H_{1пр}$ – значение АЧХ в необходимой полосе частот (полосе пропускания фильтра); $H_{1под}$ – значение АЧХ вне занимаемой полосы частот (в полосе подавления фильтра).

При этом требуемое значение коэффициента подавления фильтра вне занимаемой радиолинейной полосы частот:

$$\rho_{\Phi} = \rho_{тр} - \rho = 20 \lg \frac{H_{1под}}{H_{1пр}}. \quad (19)$$

На выходе передатчика получают радиосигнал S_P с энергетическим спектром $G_S(f) = G_M(f)H_1^2(f)$ мощностью $P_{П}^*$ в необходимой по-

лосе частот и требуемым уровнем внеполосных излучений $\rho_{\text{тр}}$. Сформированный радиосигнал S_p передают через бортовое АФУ₁, радиоканал и наземные АФУ₂⁽ⁱ⁾ на входы приемников (рис. 7).

Бортовое АФУ содержит изотропную антенну для обеспечения связи [7]. Наземные АФУ могут содержать как узконаправленные параболические (зеркальные), так и решетчатые антенны.

Кроме полезного радиосигнала S_p на входы АФУ₂⁽ⁱ⁾ действуют помехи и шумы как внешние, так и внутренние.

Допустимо учесть, что в процессе организации функционирования радиоканалов передачи информации между беспилотными платформами и НА за счет организационных мероприятий возможно исключить промышленные и непреднамеренные помехи от других радиоэлектронных средств, поэтому в дальнейшем будем рассматривать функционирование радиолинии в условиях нормального белого шума с двусторонней спектральной плотностью мощности:

$$N(f) \approx \frac{kT^\circ}{2} = \frac{N_0}{2}, f \in \Delta f_k, \quad (19)$$

где $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Вт/Гц·град – постоянная Больцмана; T° – шумовая температура приемника, определяемая его линейным трактом.

Фильтры приемников $\Phi_2^{(i)}$ осуществляют фильтрацию принимаемого радиосигнала $\hat{S}_p$ в необходимой полосе частот Δf_H и определяют мощность шума $P_{\text{ш}} = N_0 \Delta f_H$, а также отношение сигнал/шум по мощности в необходимой полосе частот.

В линейном тракте приемника происходит усиление с коэффициентом $k_{\text{лт}}$ принимаемого сигнала и перенос его спектра на промежуточную частоту [9]. Обычно АЧХ фильтров Φ_1 и $\Phi_2^{(i)}$ одинаковы, поэтому суммарный сигнал на входе демодулятора ДМ имеет энергетический спектр $G_M^*(f) = G_M^*(f) H_{1,2}^4(f) L_{\text{рк}}^2 k_{\text{лт}}^2$ (рис. 7), совпадающий по форме в необходимой полосе частот Δf_H с энергетическим спектром $G_M(f)$ сигнала на входе модулятора.

Верность передаваемой по радиолинии информации зависит от алгоритмов работы радиотрактов беспилотных систем и НА и определяется при прочих равных условиях отношением сигнал/шум при принятии решения в опознавании символа синхропоследовательности [10].

Заключение

Представленное в статье обоснование необходимости повышения требований к перспективным системам синхронизации радиосигналов, функционирующих в составе беспилотных систем, позволили сформулировать постановку научной задачи, отличительной особенностью которой является учет возможности обеспечения требуемых ограничений к вероятности ошибки принимаемой синхропоследовательности за счет пространственно-временной синхронизации в процессе функционирования системы передачи данных в составе беспилотных систем, что в перспективе необходимо для синтеза новых алгоритмов адаптивной пространственно-временной синхронизации сигналов.

Список литературы

1. Yi S., Wu Y. Projection-based robust adaptive beamforming with quadratic constraint // Signal Process. 2017. № 2. P. 65–74. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.sigpro.2015.11.016>
2. Метод синтеза линейной виртуальной антенной решетки с угловым сверхразрешением слабых сигналов / С.Е. Мищенко [и др.] // Антенны. 2021. № 6. С. 23–32. DOI: <https://doi.org/10.18127/j03209601-202106-03>
3. Chen H., Chan E.H.W. Photonics-based CW/pulsed microwave signal AOA measurement system // Journal of Lightwave Technology. 2020. Vol. 38, no. 8. P. 2292–2298. DOI: <https://doi.org/10.1109/JLT.2020.2975229>
4. Попов А.В. Разработка показателя оптимальности состояния сети связи специального назначения на основе теории конфликтов // Вестник Поволжского государственного технологического университета. Сер.: Радиотехника и информационные системы. 2023. № 2 (58). С. 53–63. DOI: <https://doi.org/10.25686/2306-2819.2023.2.53>
5. Возникновение флуктуаций амплитуды и фазы радиосигнала в турбулентной атмосфере / Д.С. Ключев [и др.] // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2023. Т. 26, № 1. С. 28–37. DOI: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2023.26.1.28-37>
6. Анализ эффективности инновационных решений на базе объединенного принципа максимума в задачах обработки информации и управления / А.А. Костоглотов [и др.] // Инноватика и экспертиза: научные труды. 2015. № 2 (15). С. 38–51
7. Kostoglotov A., Lazarenko S., Pugachev I. Synthesis of phase-locked loop systems under conditions of a disturbance based on the model of the combined maximum principle and the discrete invariant immersion method // Proc. 2021 Int. Conf. on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing (ICIEAM). 2021. P. 503–508. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICIEAM51226.2021.9446360>
8. Robust quasi-adaptive beamforming against direction-of-arrival mismatch / X.J. Zhang [et al.] // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 2018. Vol. 54, no. 3. P. 1197–1207. DOI: <https://doi.org/10.1109/TAES.2017.2776678>

9. Fast and robust variable-step-size LMS algorithm for adaptive beamforming / B. Jabal [et al.] // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. 2020. Vol. 19. P. 1206–1210. DOI: <https://doi.org/10.1109/LAWP.2020.2995244>
10. Robust adaptive beamforming against random calibration error via interference matrix reconstruction / Y.Q. Liu [et al.] // Signal Processing. 2019. Vol. 158. P. 107–115. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.sigpro.2019.01.003>
11. Елисеев С.Н., Филимонова Л.Н. Влияние быстрых релеевских замираний и частотного рассогласования частот субканалов приема и передачи на характеристики OFDM-сигналов // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2022. Т. 25, № 2. С. 67–72. DOI: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2022.25.2.67-72>

Информация об авторах

Повасин Максим Юрьевич, главный инженер АО «Корпорация космических систем специального назначения “Комета”», г. Москва, Россия.

Область научных интересов: радиофизика, распространение радиоволн, теория радиосвязи.

E-mail: povasin@corpkometa.ru

Филатов Владимир Иванович, кандидат технических наук, доцент кафедры ИУ-10 защиты информации Московского государственного технического университета имени Н.Э. Баумана, г. Москва, Россия.

Область научных интересов: радиофизика, распространение радиоволн, теория радиосвязи.

E-mail: vf110@mail.ru

SPIN-код (eLibrary): 9514-7430

Physics of Wave Processes and Radio Systems 2025, vol. 28, no. 3, pp. 16–27

DOI [10.18469/1810-3189.2025.28.3.16-27](https://doi.org/10.18469/1810-3189.2025.28.3.16-27)

UDC 621.396.4

Original Research

Received 17 June 2025

Accepted 18 July 2025

Published 30 September 2025

Mathematical formulation of the problem and a model of quasi-optimal structural-parametric synthesis of adaptive algorithms of the synchronization system

Maxim Yu. Povasin¹, Vladimir I. Filatov²

¹ JSC «Corporation for Special Purpose Space Systems “Kometa”»

5, Velozavodskaya Street,

Moscow, 115068, Russia

² Bauman Moscow State Technical University

5, 2nd Baumanskaya Street,

Moscow, 105005, Russia

Abstract – Background. When testing systems with new synchronization algorithms, including synchronization as part of signal transmission systems, it is necessary at any moment to know the set of current measured parameters obtained by the synchronization receiver in order to determine its state. At any given time, the measurement, conversion, transmission, reception, processing, and presentation of synchronization system parameters in the required form must be performed. The rationale for the structural-parametric synthesis of synchronization system algorithms presented in the article is characterized by increasing requirements for the synchronization of radio signals transmitting information streams from unmanned systems. **Aim.** The paper considers the improvement of advanced synchronization algorithms, taking into account the reduction of the system's acquisition time. **Methods.** Implementation of the proposed methods leads to an increase in the number of measurable parameters. This is primarily caused by the need to obtain objective data during transmission tests with strict synchronization requirements. These factors affect the characteristics of both the individual synchronization system and the overall system in which it operates. The paper substantiates advanced synchronization system tasks for unmanned systems, considering the need to extend control range under various unintentional interference conditions, such as radio signal interference and fading. **Results.** It is shown that the proposed model makes it possible to account for the requirements of limiting the error probability of the received synchronization sequence by means of spatio-temporal synchronization in the process of data transmission from unmanned systems. **Conclusion.** In advanced information transmission channels, it is necessary to develop new algorithms for adaptive spatio-temporal signal synchronization, which will ultimately allow adaptive control of the noise immunity parameters of the synchronization system.

Keywords – synchronization system; unmanned systems; intellectualization; bit error; synchronization sequence.

References

1. S. Yi and Y. Wu, "Projection-based robust adaptive beamforming with quadratic constraint," *Signal Process.*, no. 2, pp. 65–74, 2017, doi: <https://doi.org/10.1016/j.sigpro.2015.11.016>.
2. S. E. Mishchenko et al., "Method of synthesizing a linear virtual antenna array with angular super-resolution of weak signals," *Antenny*, no. 6, pp. 23–32, 2021, doi: <https://doi.org/10.18127/j03209601-202106-03>. (In Russ.)
3. H. Chen and E. H. W. Chan, "Photonics-based CW/pulsed microwave signal AOA measurement system," *J. Lightwave Technol.*, vol. 38, no. 8, pp. 2292–2298, 2020, doi: <https://doi.org/10.1109/JLT.2020.2975229>.
4. A. V. Popov, "Development of an optimality indicator for the state of a special-purpose communication network based on conflict theory," *Vestnik Povolzhskogo gosudarstvennogo tekhnologicheskogo universiteta. Ser.: Radiotekhnika i infokommunikatsionnye sistemy*, no. 2 (58), pp. 53–63, 2023, doi: <https://doi.org/10.25686/2306-2819.2023.2.53>. (In Russ.)
5. D. S. Klyuev et al., "Occurrence of amplitude and phase fluctuations of radio signals in a turbulent atmosphere," *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 26, no. 1, pp. 28–37, 2023, doi: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2023.26.1.28-37>. (In Russ.)
6. A. A. Kostoglotov et al., "Analysis of the effectiveness of innovative solutions based on the combined maximum principle in problems of information processing and control," *Innovatika i ekspertiza: nauchnye trudy*, no. 2 (15), pp. 38–51, 2015. (In Russ.)
7. A. Kostoglotov, S. Lazarenko, and I. Pugachev, "Synthesis of phase-locked loop systems under conditions of a disturbance based on the model of the combined maximum principle and the discrete invariant immersion method," in *Proc. 2021 Int. Conf. Ind. Eng., Appl. Manuf. (ICIEAM)*, pp. 503–508, 2021, doi: <https://doi.org/10.1109/ICIEAM51226.2021.9446360>.
8. X. J. Zhang et al., "Robust quasi-adaptive beamforming against direction-of-arrival mismatch," *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 54, no. 3, pp. 1197–1207, 2018, doi: <https://doi.org/10.1109/TAES.2017.2776678>.
9. B. Jabal et al., "Fast and robust variable-step-size LMS algorithm for adaptive beamforming," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 19, pp. 1206–1210, 2020, doi: <https://doi.org/10.1109/LAWP.2020.2995244>.
10. Y. Q. Liu et al., "Robust adaptive beamforming against random calibration error via interference matrix reconstruction," *Signal Process.*, vol. 158, pp. 107–115, 2019, doi: <https://doi.org/10.1016/j.sigpro.2019.01.003>.
11. S. N. Eliseev and L. N. Filimonova, "Impact of fast Rayleigh fading and frequency mismatch of subchannels on OFDM signal characteristics," *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 25, no. 2, pp. 67–72, 2022, doi: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2022.25.2.67-72>. (In Russ.)

Information about the Authors

Maxim Yu. Povasin, chief engineer of JSC «Corporation for Special Purpose Space Systems "Kometa"», Moscow, Russia.
Research interests: radiophysics, radio wave propagation, and radio communication theory.
E-mail: povasin@corpkometa.ru

Vladimir I. Filatov, Candidate of Technical Sciences, associate professor of the Department of Information Security, Bauman Moscow State Technical University, Moscow, Russia.
Research interests: radiophysics, radio wave propagation, and radio communication theory.
E-mail: vfil10@mail.ru
SPIN-code (eLibrary): 9514-7430

Измерения параметров микрорельефа поверхностей промышленных изделий корреляционно- спектральной обработкой их изображений

А.Д. Абрамов¹ , Д.С. Ключев² 

¹ Самарский государственный технический университет

443100, Россия, г. Самара,

ул. Молодогвардейская, 244

² Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики

443010, Россия, г. Самара,

ул. Л. Толстого, 23

Аннотация – Обоснование. По результатам эксплуатации различных изделий машиностроения установлено, что индивидуальные особенности микрорельефов их рабочих поверхностей во многом определяют их надежность и долговечность. В связи с этим разработка современных новых методов измерения параметров шероховатости микрорельефа с целью их дальнейшего использования в машиностроении является актуальной задачей в настоящее время. **Цель.** Целью работы стало исследование и разработка оптико-электронного метода, новых алгоритмов и программного обеспечения для цифровой обработки изображений исследуемых микрорельефов механически обработанных поверхностей, в результате которой измеряются параметры шероховатости микрорельефов непосредственно в ходе выполнения технологического процесса. **Методы.** Метод основан на компьютерной обработке изображений исследуемых микрорельефов. Сущность метода состоит в том, что строки видеосигналов изображения микрорельефа рассматриваются как реализации случайного стационарного процесса. При этом все изображение состоит из m таких реализаций – количества строк изображения. Количество пикселей в строке n соответствует ширине анализируемого изображения. В результате такой обработки изображения получается строчная матрица коэффициентов корреляции – функция корреляции, к которой затем применяются известные математические методы обработки стационарного случайного процесса для нахождения его нормированной автокорреляционной функции. Для повышения разрешающей способности корреляционного метода оценки параметров микрорельефа использован спектральный анализ полученных автокорреляционных функций. По результатам спектрального анализа определяется с заданной вероятностью шероховатость исследуемого микрорельефа. **Результаты.** Разработан корреляционно-спектральный метод измерения параметров микрорельефа, в основе которого лежит представление полутонового изображения исследуемой поверхности в виде совокупности реализаций стационарного случайного процесса. Для этого представления были рассчитаны корреляционные функции исследуемых микрорельефов и определены их спектральные плотности. Установлено, что микрорельефы с разной шероховатостью существенно различаются по спектральным плотностям. Представлены результаты применения данного метода для оценки параметров микрорельефа внутреннего кольца подшипника. **Заключение.** Показана перспективность применения оптико-электронного метода и цифровой обработки изображений микрорельефов механически обработанных поверхностей с целью оперативного измерения их параметров шероховатости. Разработан алгоритм вычисления автокорреляционной функции, характеризующей исследуемый микрорельеф, как совокупность реализаций случайного стационарного процесса, где каждая реализация является строкой видеосигнала. Затем для повышения разрешающей способности метода к полученным автокорреляционным функциям применяется преобразование Фурье и вычисляются спектральные плотности автокорреляционных функций. Методом наименьших квадратов строится зависимость, с использованием которой осуществляется измерение шероховатости исследуемого микрорельефа.

Ключевые слова – измерение; поверхность; микрорельеф; изображение; корреляция; алгоритм.

Введение

Многочисленными исследованиями установлено, что геометрические параметры микрорельефа рабочих поверхностей промышленных изделий во многом определяют усталостную прочность, герметичность соединений, коррозионную стойкость, сопротивление износу трущихся поверхностей и многие другие статические и эксплуатационные характеристики изделий [1; 2]. Описание этих параметров и способы их определения изложены в ГОСТ 2789-731, ГОСТ 25142-822, ГОСТ Р

ИСО 4287-20143. Однако все возрастающие требования к качеству выпускаемой машиностроительной продукции обусловили разработку и внедрение дополнительного ГОСТ Р ИСО 25178-2-20144. В этом ГОСТе введено новое понятие «структура поверхности», для полного описания которого необходим комплекс характеристик, состоящий из отдельных групп: геометрических параметров; геометрических признаков; топографических параметров; параметров поля. При этом для определения структурных параметров исследуемой

поверхности требуется трехмерное распределение высотных параметров микрорельефа – его 3D-изображение. В этом состоит принципиальное отличие указанного в ГОСТ Р ИСО 25178-2-2014 подхода к оценке микрорельефа рабочих поверхностей изделий машиностроения от остальных перечисленных выше стандартах, в которых рекомендовано получать информацию о параметрах микрорельефа профильными методами с помощью профилометров и профилографов.

Традиционные методы с использованием оптических лабораторных микроскопов для создания на их основе систем стереозрения для построения 3D-изображений имеют определенные ограничения, так как разрешающая способность σ оптических систем зависит от длины волны λ света, падающего на исследуемую поверхность [3]:

$$\sigma = \lambda / (2A),$$

где A – апертура микроскопа, которая для иммерсионных объективов большого увеличения достигает 1,5.

При использовании ультрафиолетовых лучей и специальной оптики разрешающая способность микроскопа может быть увеличена до 0,1 мкм, однако этого недостаточно для оценки стереоскопическими методами прецизионных поверхностей с высотными параметрами в диапазоне 0,01–0,10 мкм. Поверхности с такой шероховатостью формируются, например, технологическими операциями – шлифованием и полированием. Для получения трехмерной информации о состоянии исследуемого микрорельефа поверхности применяют интерференционный метод и метод конфокальной микроскопии [4–6], которые позволяют сформировать 3D-изображения с высокой разрешающей способностью порядка 3–10 нм. Тем не менее для оперативной оценки качества микрорельефа исследуемой поверхности машиностроительных изделий, согласно ГОСТ Р ИСО 25178-2-2014, непосредственно в производственных условиях описанную выше оптическую аппаратуру не используют из-за следующих ограничений: аппаратура имеет большие габаритные размеры и стоимость; ее применение возможно только в лабораторных условиях и только для оценки поверхностей, имеющих простые формы (невозможно исследовать структуры микрорельефов поверхностей внутренних объемов промышленных изделий – пресс-форм, труб, колец и т. п.).

Как было отмечено выше, в настоящее время на производстве достаточно широко используется

профильный метод, реализуемый с помощью профилометров и профилографов, при котором щуп с алмазной иглой перемещается по исследуемой поверхности. Колебания этого щупа в виде профилограммы и служат источником информации для определения параметров шероховатости по ГОСТ Р ИСО 4287-2014 Геометрические характеристики изделий (GPS). Однако таким образом можно получать первичную информацию только в 2D-формате в легко доступных местах изделий и для поверхностей, имеющих простые плоские контуры.

В связи с рассмотренными выше обстоятельствами требуется новый метод контроля структуры прецизионных поверхностей промышленных изделий после механической обработки. Данный метод основан на корреляционном и спектральном анализе изображений, полученных обычными портативными видеокамерами непосредственно в производственных условиях в ходе выполнения технологического процесса. Цель настоящей работы – разработка корреляционно-спектрального метода измерения параметров микрорельефа прецизионных поверхностей промышленных изделий.

1. Корреляционно-спектральный метод измерения параметров микрорельефа

В работе [7] предложено использовать корреляционный алгоритм при обработке полутонового изображения исследуемого микрорельефа и оценивать параметры микрорельефа на основе вычисления переменной составляющей двухмерной автокорреляционной функции (АКФ). Отметим, что, согласно ГОСТ Р ИСО 25178-2-2014, корреляционная характеристика является составной частью геометрических параметров структуры поверхности. Измерение шероховатости исследуемого микрорельефа в [7] выполнялось на основе вычисления двумерных корреляционных функций согласно известному выражению

$$r_{x,y}(k_1, k_2) = \sum_{n_1=0}^{N_1-1} \sum_{n_2=0}^{N_2-1} (u(n_1, n_2) - m_u) \times \\ \times (x(n_1 - k_1, n_2 - k_2) - m_x) / (\sigma_1 \sigma_2)$$

для отдельных фрагментов изображения микрорельефа, на которые оно разбивалось. В этом выражении через $u(n_1, n_2)$ обозначен фрагмент изображения (эталон), который расположен внутри зоны поиска $x(n_1, n_2)$, то есть изображения иссле-

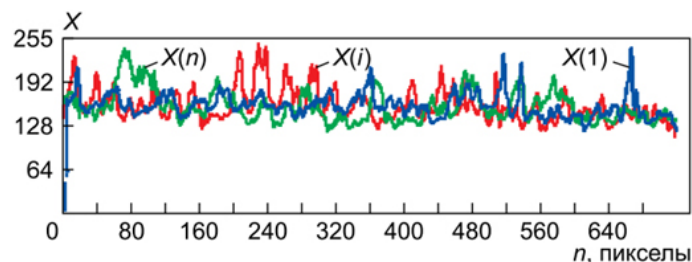


Рис. 1. Представление изображения в виде совокупности реализаций видеосигналов для различных строк изображения
Fig. 1. Representation of the image in the form of a set of implementations of video signals for different lines of the image

дуемого микрорельефа формата $K1 \times K2$ пикселей; σ_1 и σ_2 – средние квадратичные отклонения величин $u(n_1, n_2)$ и $x(n_1, n_2)$ от их математических ожиданий m_u и m_x соответственно. В результате такой цифровой обработки изображения формировалась матрица коэффициентов корреляции – двумерная корреляционная функция для всего изображения.

С целью расширения возможностей измерения параметров шероховатости оптико-электронным методом в дополнение к алгоритму, рассмотренному в [7], в настоящей работе разработан корреляционно-спектральный метод обработки полутоновых изображений, снятых обычными видеокамерами непосредственно в производственных условиях. Суть метода заключается в представлении полутонного изображения анализируемого микрорельефа как совокупности реализаций стационарного случайного процесса $X(t)$, т. е. каждая строка изображения рассматривается как конкретная реализация $X(1), X(2), \dots, X(m)$ случайного стационарного процесса $X(t)$, все изображение состоит из m таких реализаций – количества строк изображения. Количество n пикселей в строке соответствует ширине анализируемого изображения. В результате такой обработки изображения получим строчную матрицу коэффициентов корреляции – функцию корреляции $r = f(n)$.

Характерные видеосигналы для различных строк одного изображения микрорельефа шлифованной поверхности, рассматриваемые как реализации случайного стационарного процесса, приведены на рис. 1.

Предположение о стационарности случайного процесса $X(t)$ следует из требования обеспечения необходимой стационарности технологического процесса формирования микрорельефа промышленных изделий финишными операциями шлифования и полирования. В этом случае нормированная корреляционная функция, т. е. АКФ, характеризующая стационарный процесс, будет зависеть лишь от задаваемого интервала между

пикселями в строке изображения и количеству используемых строк (при вычислениях корреляционных моментов учитывают значения пикселей этих строк).

Таким образом, для нахождения нормированной АКФ случайной функции $X(t)$, заданной дискретными отсчетами в виде двумерной матрицы яркостных значений пикселей, можно применять известные математические соотношения [8]. По этим соотношениям можно вычислять математические ожидания, дисперсии, средние квадратические отклонения по столбцам и корреляционные моменты между столбцами матрицы и в конечном счете нормированный коэффициент автокорреляции как функцию, которая зависит только от количества пикселей в строке (ширины) анализируемого изображения. Если значения АКФ, рассчитанные для разных моментов времени данного технологического процесса изготовления одной и той же детали, будут значительно отличаться друг от друга, то это укажет на нарушения технологического процесса.

2. Исследование влияния микрорельефа на характеристики его изображения

Для изучения микрогеометрии поверхности механических изделий использован инструментальный микроскоп Crystallite ST-60 (80X) (Россия), который оборудован цифровой видеокамерой Computar ZC-F11CH3 (Computar, Япония), что вместе образовывало оптико-электронный измерительный комплекс. Для исследований из стали марки ШХ15 методом шлифования и полирования изготовлены четыре образца эталонных поверхностей с различной микрогеометрией. Определенные с помощью профилометра SJ-201P (Mitutoyo, Япония) параметры шероховатости Ra поверхностей указанных образцов 1–4 составили 0,13; 0,084; 0,048; 0,025 мкм соответственно. Оптико-электронная система измерительного

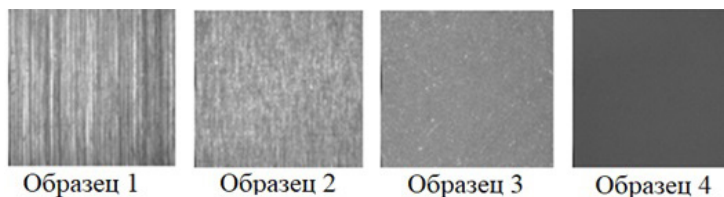


Рис. 2. Полутоновые изображения микрорельефа исследуемых образцов 1–4
Fig. 2. Halftone images of the microrelief of the studied samples 1–4

комплекса настроена таким образом, что размер анализируемого участка поверхности эталонных образцов составил $1,2 \times 1$ мм, а формат исследуемого изображения микрорельефа поверхности $K1 \times K2 = 720 \times 570$ пикселей. Световой поток мощностью 600×10^{-3} лм падал на исследуемую поверхность под углом 45° . На каждый пиксел полученных видеоизображений приходилось 3 байта, для черно-белой видеокамеры Computar ZC-F11CH3 полученная информация является избыточной. В связи с этим исходное полутоновое изображение поверхности преобразовано в формат 1 пиксел – 1 байт. Таким образом, диапазон изменения яркости видеосигнала в полученном изображении составил 0–255 отн. ед. Характерные полутоновые изображения исследуемых эталонных поверхностей с различной шероховатостью приведены на рис. 2.

3. Результаты исследований

При написании программ цифровой обработки полутоновых изображений микрорельефов эталонных образцов (см. рис. 2) согласно математическим соотношениям, приведенным в [8], в настоящей работе использованы библиотека компьютерного зрения OpenCV [9] и язык программирования C++. Для исключения различных краевых эффектов в исходном эталонном изображении из его центральной части выделен фрагмент форматом 400 строк $\times$ 600 пикселей, т. е. матрица размером 400×600 . Для этого фрагмента определены нормированные коэффициенты корреляции [8]:

$$r(n_k, n_j) = \frac{K_x(n_k, n_j)}{\sigma_x(n_k) \sigma_x(n_j)},$$

где $K_x(n_k, n_j)$ – корреляционные моменты между элементами столбцов матрицы; x – номер строки матрицы, для которой подсчитывается $\sigma_x(n_k)$, $\sigma_x(n_j)$ – средние квадратические отклонения значений пикселей по столбцам матрицы с индексами k, j соответственно. Корреляционные моменты выразим как [8]:

$$K_x(n_k, n_j) = \sum_{i=1}^m [X_i(n_k) - m_x(n_k)] \times [X_i(n_j) - m_x(n_j)] (m-1)^{-1},$$

где $m_x(n_k)$, $m_x(n_j)$ – математические ожидания значений пикселей в столбцах n_k , n_j выделенной матрицы.

В результате выполненных вычислений получено 600 значений нормированных коэффициентов корреляции r , которые определили АКФ, зависящую только от количества n пикселей в строке изображения. Характерные графики для образцов с различным микрорельефом приведены на рис. 3, при этом для изображений микрорельефов с разными высотными параметрами эти графики существенно разнятся.

Как и в работе [7], для идентификации (распознавания) исследуемых микрорельефов вычислены средние значения коэффициентов r полученных зависимостей. При этом отношение коэффициентов корреляции образцов с более грубой ($Ra = 0,13$ мкм) и более гладкой ($Ra = 0,025$ мкм) поверхностями составило 2,25. Для увеличения этого отношения и, следовательно, повышения разрешающей способности корреляционного метода оценки микрорельефа использован спектральный анализ полученных АКФ.

Корреляционный и спектральный методы анализа широко применяются в различных областях техники, связанных с обработкой радиотехнических сигналов, в том числе видеосигналов [10–13]. В работах [10; 11] исследуемые изображения получены с помощью электронных либо атомно-силовых микроскопов и поэтому существенно отличаются от растровых изображений, снятых обычными видеокамерами, как и отличаются программные методы обработки указанных изображений. Кроме того, данные микроскопы применяют только в лабораторных условиях. В работах [12; 13] корреляционным и спектральным методами обрабатывают профилограммы, полученные контактными методами, недостаток которых рассмотрен выше. В настоящей работе в основу программы для вы-

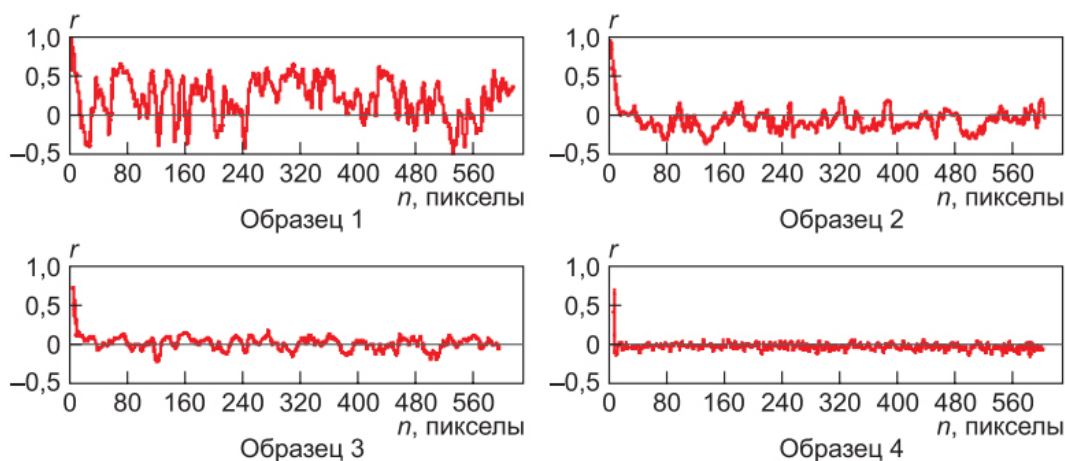


Рис. 3. Характерные графики коэффициентов корреляции изображений эталонных образцов 1–4 (зависимости коэффициентов корреляции r от количества n пикселей в строке изображения)

Fig. 3. Typical graphs of correlation coefficients r for images of reference samples 1–4 (the correlation coefficients depend on the number of n pixels in the image row)

числения спектра положено общее разложение Фурье для дискретной последовательности

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \exp(-j2\pi kn / N),$$

где второй множитель определен с использованием соотношения Эйлера

$$\exp(-j2\pi kn / N) = \cos(2\pi kn / N) - j \sin(2\pi kn / N).$$

Для вычисления действительных X_r и мнимых X_i амплитуд спектра разработана соответствующая программа, в которой $N = 600$ пикселей, переменные – номер k гармонической составляющей спектра и переменная n аргумента АКФ – изменялись в циклах от 0 до 599 в соответствии с количеством пикселей в строке матрицы. Комплексная амплитуда формируемого спектра определена как

$$X(k) = \sqrt{x_r^2 + x_i^2}.$$

Ниже приведен фрагмент программы для вычисления рассмотренных амплитуд, где $KCORL[n]$ – массив коэффициентов АКФ, полученный ранее при обработке изображения исследуемого микрорельефа.

```
for (k=0; k<N; k++)
{
    Xr[k] = 0;
    Xi[k] = 0;
    for (n=0; n<N; n++)
    {
        Xr[k] = (Xr[k] + KCORL[n]*cos(2*3.141592*k*n/N);
        Xi[k] = (Xi[k] + KCORL[n]*sin(2*3.141592*k*n/N);
        X[k] = sqrt(Xr[k]*(Xr[k] + Xi[k]*(Xi[k]));
    }
}
```

Полученные огибающие комплексных амплитуд X_k спектров для изображений исследуемых микрорельефов представлены на рис. 4. Основная мощность корреляционного сигнала для микрорельефов с более грубой поверхностью сосредоточена в области нижних и верхних пространственных частот. С уменьшением высотных параметров микрорельефа эта особенность спектров нивелируется и для образца 4 полностью исчезает. Отмеченная особенность рассматриваемых спектров связана с двумя источниками возникновения микронеровностей поверхности – детерминированной периодической основной составляющей и случайным компонентом, который накладывается на эту основу [14].

При этом в зависимости от соотношения технологических факторов в формировании микрорельефа может превалировать тот или иной источник. Микрорельеф поверхности при абразивной обработке образуется в результате многократного царапания поверхности детали абразивными зернами, расположенными в обрабатывающем инструменте друг за другом случайным образом (неупорядоченно). В связи с этим микрорельеф поверхности представляет собой множество случайно расположенных неровностей со случайными размерами. С уменьшением размера абразивных зерен – при переходе от шлифования к полированию – существенно уменьшается доля периодической составляющей и увеличивается доля случайной. Данное обстоятельство объясняет характер спектров комплексных амплитуд, приведенных на рис. 4

Для оценки полученных спектров и идентификации исследуемых микрорельефов вычисле-

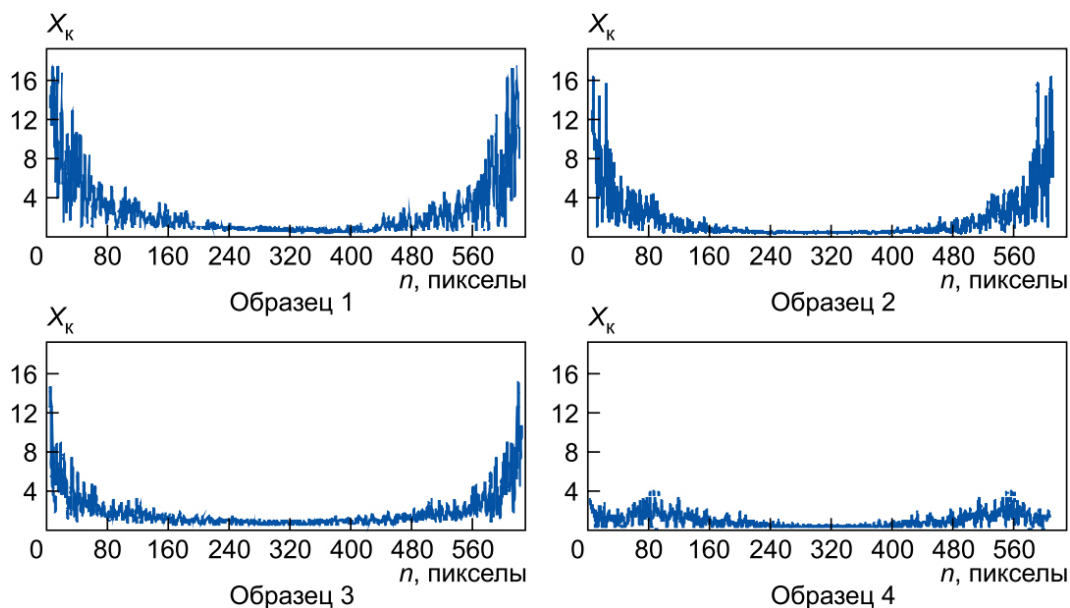


Рис. 4. Графики огибающей комплексных амплитуд X_k спектров АКФ
Fig. 4. Graphs of the envelope of complex amplitudes X_k of ACF spectra

ны спектральные плотности $S(\omega)$ этих спектров. На рис. 5 показана экспериментальная (линейная) зависимость $Ra = f(S(\omega))$; ее аналитическое выражение

$$Ra = 0,002S(\omega) + 0,005 \text{ мкм},$$

полученное методом наименьших квадратов [15], вполне адекватно описывает экспериментальные данные.

Отношение спектральных плотностей грубой поверхности к гладкой $64,6 / 11,9 = 5,43$ более чем в два раза превышает отношение амплитуд переменных составляющих АКФ. Таким образом, для идентификации (распознавания) микрорельефов прецизионных поверхностей при комплексном разложении соответствующих АКФ наиболее перспективно использовать спектральную плотность этих функций.

4. Применение корреляционно-спектрального метода для исследования поверхности промышленных изделий

Для апробации предложенного корреляционно-спектрального метода исследован микрорельеф поверхности дорожки качения внутреннего кольца приборного подшипника № 2000083, изготовленного из стали марки ШХ15. Радиус наружной окружности кольца 2,5 мм, ширина дорожки 0,3 мм. Внешний вид кольца, полутоновое и бинарное изображения участка поверхности дорожки качения приведены на рис. 6. Бинарное изображение (см. рис. 6, справа) дано для большей нагляд-

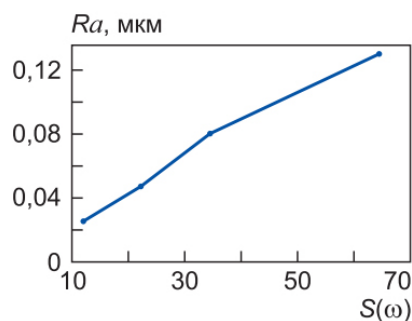


Рис. 5. Зависимость параметра шероховатости Ra от спектральных плотностей $S(\omega)$

Fig 5. Dependence of the roughness parameter Ra on the spectral densities $S(\omega)$

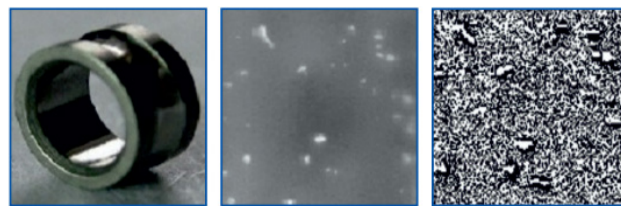


Рис. 6. Внешний вид (слева) кольца приборного подшипника, характерные полутоновое (в центре) и бинарное (справа) изображения выделенного участка микрорельефа дорожки качения

Fig. 6. The appearance (on the left) of the instrument bearing ring, the characteristic halftone (in the center) and binary (on the right) images of the selected section of the microrelief of the raceway

ности выделяющихся включений (дефектов) микрорельефа в виде отдельных замкнутых областей неправильной формы, которые образуются при шлифовании дорожек качения в среде с масляной смазочно-охлаждающей жидкостью.

Вычислены среднее значение коэффициента корреляции 0,32 и спектральная плотность кор-

реляционной функции 50,64, которая при подстановке в выражение (1) дает шероховатость $Ra = 0,11$ мкм исследуемой дорожки качения кольца подшипника. В соответствии с отмеченными выше множественными дефектами в виде отдельных замкнутых областей и полученным значением Ra ход технологического процесса признан неудовлетворительным. Для устранения отмеченного недостатка дорожки качения отшлифованы с применением водной смазочно-охлаждающей жидкости, их микрорельеф сформирован без нежелательных включений в виде различных замкнутых областей. Среднее значение коэффициента корреляции в этом случае уменьшилось до 0,25, спектральная плотность корреляционной функции составила 23,71, а шероховатость дорожки качения – 0,052 мкм, что вполне отвечает техническим требованиям, предъявляемым к операции шлифования на данном этапе формирования микрорельефа дорожки.

Заключение

В статье рассмотрен корреляционно-спектральный метод цифровой обработки полутонных изо-

бражей микрорельефов механически обработанных поверхностей, формируемых операциями шлифования и полирования. Новизна предложенного метода состоит в том, что параметры микрорельефа оцениваются на основе сопоставления спектральных плотностей автокорреляционных функций, полученных для изображения исследуемого микрорельефа и изображений эталонных микрорельефов, для которых параметры шероховатости заранее определены стандартными методами. При этом установлено, что спектральные плотности $S(\omega)$ характеризуют индивидуальные особенности исследуемых микрорельефов и определяют функциональную зависимость параметра Ra от $S(\omega)$. Для этой зависимости методом наименьших квадратов получено аналитическое выражение, которое было использовано при определении параметра Ra для различных участков поверхности внутреннего кольца приборного подшипника № 2000083. Показано, что применение рассматриваемой зависимости для измерения параметра Ra повышает разрешающую способность метода более чем в два раза по сравнению с методом, основанным на использовании зависимости $Ra = f(U_{cp})$ для этих же целей.

Список литературы

1. Федоров В.П., Суслов А.Г., Нагоркин М.Н. Инженерные методы технологического обеспечения регламентированных параметров шероховатости функциональных поверхностей деталей машин в процессе механической обработки // Научные технологии в машиностроении. 2019. № 4 (94). С. 40–48. DOI: https://doi.org/10.30987/article_5c90a59824edf6.80759568
2. Комплексный подход к экспериментальным исследованиям технологических систем металлообработки по обеспечению параметров качества и эксплуатационных свойств поверхностей деталей машин / А.Г. Суслов [и др.] // Научные технологии в машиностроении. 2018. № 10. С. 3–13. DOI: https://doi.org/10.30987/article_5bb4b1f9abbc54.46761484
3. Виноградова Г.Н., Захаров В.В. Основы микроскопии. Ч. 2. СПб.: Университет ИТМО, 2020. 248 с.
4. Азарова В.В., Цветкова Т.В. Анализ шероховатости прецизионных оптических поверхностей с использованием метода интерференционной микроскопии // Известия вузов. Приборостроение. 2014. Т. 57, № 6. С. 83–86. URL: <https://elibrary.ru/seeph>
5. Shear-resistant binding to von willebrand factor allows staphylococcus lugdunensis to adhere to the cardiac valves and initiate endocarditis / L. Liesenborghs [et al.] // Journal of Infectious Diseases. 2016. Vol. 213, no. 7. P. 1148–1156. DOI: <https://doi.org/10.1093/infdis/jiv773>
6. Chi K.R. Ever-increasing resolution // Nature. 2009. Vol. 462, no. 7273. P. 675–678. DOI: <https://doi.org/10.1038/462675a>
7. Абрамов А.Д., Ключев Д.С. Корреляционный метод обработки изображения микрорельефа поверхности для определения ее шероховатости // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2025. Т. 28, № 2. С. 49–57. DOI: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2025.28.2.49-57>
8. Вентцель Е.С. Теория вероятностей: учебник для вузов. 10-е изд., стер. М.: КНОРУС, 2006. С. 339–346.
9. Брадски Г., Келер А. Изучаем OpenCV 3 / пер. с англ. М.: ДМК-Пресс, 2017. 826 с.
10. Шарипов А.А., Баранов Г.В. Сравнительный анализ методик оценки количественных характеристик шероховатости наноразмерных структур // Труды МФТИ. 2018. Т. 10, № 2. С. 72–79. URL: <https://elibrary.ru/uuqbkw>
11. Толстихина А.Л. Атомно-силовая микроскопия кристаллов и пленок со сложной морфологией поверхности: дис. ... д-ра. физ.-мат. наук. М., 2013.
12. Овсянников В.Е., Терещенко В.Ю. Корреляционный анализ профиля поверхности // Известия Тульского государственного университета. Технические науки. 2013. № 10. С. 74–76. URL: <https://elibrary.ru/rvsiyb>
13. Мусалимов В.М., Валетов В.А. Динамика фрикционного взаимодействия. СПб.: СПбГУ ИТМО, 2006. 191 с.
14. Хусу А.П., Витенберг Ю.Р., Пальмов В.А. Шероховатость поверхностей: теоретико-вероятностный подход. М.: Наука, 1975. 344 с.
15. Коломиец Л.В., Поникарова Н.Ю. Метод наименьших квадратов. Самара: Самарский университет, 2017. 32 с.

Информация об авторах

Абрамов Алексей Дмитриевич, кандидат технических наук, доцент кафедры электронных систем и информационной безопасности Самарского государственного технического университета, г. Самара, Россия.

Область научных интересов: численные методы обработки изображений, программирование, опико-электронные методы измерения характеристик микрорельефов поверхностей промышленных изделий.

E-mail: abraleks@bk.ru

ORCID: <https://orcid.org/0009-0002-2272-1370>

SPIN-код (eLibrary): 2940-9363

AuthorID (eLibrary): 779821

ResearcherID (WoS): LXV-3051-2024

Клюев Дмитрий Сергеевич, доктор физико-математических наук, профессор, заведующий кафедрой радиоэлектронных систем Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики, г. Самара, Россия.

Область научных интересов: электродинамика, устройства СВЧ, антенны, метаматериалы.

E-mail: klyuevd@yandex.ru

ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-9125-7076>

SPIN-код (eLibrary): 5689-7152

AuthorID (eLibrary): 179789

ResearcherID (WoS): O-6025-2015

Physics of Wave Processes and Radio Systems 2025, vol. 28, no. 3, pp. 28–36

DOI [10.18469/1810-3189.2025.28.3.28-36](https://doi.org/10.18469/1810-3189.2025.28.3.28-36)
UDC 621.397
Original Research

Received 21 March 2025
Accepted 22 April 2025
Published 30 September 2025

Measurements of microrelief parameters of industrial products by correlation- spectral processing of their images

Alexey D. Abramov¹ , Dmitriy S. Klyuev² 

¹ Samara State Technical University
244, Molodogvardeyskaya Street,
443100, Samara, Russia

² Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics
23, L. Tolstoy Street,
Samara, 443010, Russia

Abstract – Background. Based on the results of the operation of various engineering products, it has been established that the individual features of the microreliefs of their working surfaces largely determine their reliability and durability. In this regard, the development of modern new methods for measuring the roughness parameters of a microrelay for their further use in mechanical engineering is an urgent task at the present time. **Aim.** The aim of the work is to study and develop an optoelectronic method, new algorithms and software for digital image processing of the studied microreliefs of the mihanic treated surfaces, as a result of which the parameters of the roughness of microreliefs are measured directly during the technological process. **Methods.** The method is based on computer processing of images of the studied microreliefs. The essence of the method is that the lines of video signals of the microrelief image are considered as the realizations of a random stationary process. Herewith the full Image consists of m such realizations – the number of lines of the image. The number of pixels in the row n corresponds to the width of the image being analyzed. As a result of such image processing, a string matrix of correlation coefficients is obtained, a correlation function, to which the well-known mathematical methods of processing a stationary random process are then applied to find its normalized autocorrelation function. Further, to increase the resolution of the correlation method for estimating the microrelief parameters, spectral analysis of the obtained autocorrelation functions was used. Based on the results of the spectral analysis, the roughness of the studied microrelief is determined with a given probability. **Results.** A correlation-spectral method for measuring the parameters of microrelief has been developed, which is based on the representation of a halftone image of the surface under study as a set of implementations of a stationary random process. For this representation, correlation functions for the studied microreliefs were calculated and spectral densities for them were determined. It has been established that microreliefs with different roughness differ significantly in spectral densities. The results of applying this method to estimating the parameters of the microrelief of the inner ring of the bearing are presented. **Conclusion.** The prospects of using the optoelectronic method and digital processing of images of microreliefs of mechanically processed surfaces in order to quickly measure their roughness parameters are shown. An algorithm for calculating the autocorrelation function characterizing the microrelief under study as a set of implementations of a random stationary process, where each implementation is a line of a video signal, has been developed. Then, to increase the resolution of the method, the Fourier transform is applied to the

obtained autocorrelation functions and the spectral densities of the autocorrelation functions are calculated. The method of least squares is used to construct the dependence which is used to measure the roughness of the studied microrelief.

Keywords – measurement; surface; microrelief; image; correlation; algorithm.

✉ abraleks@bk.ru (Alexey D. Abramov)

 © Alexey D. Abramov, Dmitriy S. Klyuev, 2025

References

1. V. P. Fedorov, A. G. Suslov, and M. N. Nagorkin, "Engineering methods for the technological support of the regulated parameters of the roughness of functional surfaces of machine parts in the process of mechanical processing," *Naukoemkie tekhnologii v mashinostroenii*, no. 4 (94), pp. 40–48, 2019, doi: https://doi.org/10.30987/article_5c90a59824edf6.80759568. (In Russ.)
2. A. G. Suslov et al., "A comprehensive approach to experimental research of metal processing technological systems for ensuring quality parameters and operational properties of the surfaces of machines parts," *Naukoemkie tekhnologii v mashinostroenii*, no. 10, pp. 3–13, 2018, doi: https://doi.org/10.30987/article_5bb4b1f9abbc54.46761484. (In Russ.)
3. G. N. Vinogradova and V. V. Zakharov, *The Basics of Microscopy*. Part 2. Saint Petersburg: Universitet ITMO, 2020. (In Russ.)
4. V. V. Azarova and T. V. Tsvetkova, "Roughness measurement of precision optical surfaces by the interference microscopy method," *Izvestiya vuzov. Priborostroenie*, vol. 57, no. 6, pp. 83–86, 2014, url: <https://elibrary.ru/seeph>. (In Russ.)
5. L. Liesenborghs et al., "Shear-resistant binding to von willebrand factor allows staphylococcus lugdunensis to adhere to the cardiac valves and initiate endocarditis," *Journal of Infectious Diseases*, vol. 213, no. 7, pp. 1148–1156, 2016, doi: <https://doi.org/10.1093/infdis/jiv773>.
6. K. R. Chi, "Ever-increasing resolution," *Nature*, vol. 462, no. 7273, pp. 675–678, 2009, doi: <https://doi.org/10.1038/462675a>.
7. A. D. Abramov and D. S. Klyuev, "The correlation method for processing the image of the surface microrelief to determine its roughness," *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 28, no. 2, pp. 49–57, 2025, doi: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2025.28.2.49-57>. (In Russ.)
8. E. S. Venttsel', *Probability Theory: Textbook for Universities*. 10th ed. Moscow: KNORUS, 2006. (In Russ.)
9. G. Bradski and A. Keler, *We Study OpenCV 3*, English trans. Moscow: DMK-Press, 2017. (In Russ.)
10. A. A. Sharapov and G. V. Baranov, "Comparative analysis of nanoscale roughness measurement methods," *Trudy MFTI*, vol. 10, no. 2, pp. 72–79, 2018, url: <https://elibrary.ru/uuqbkw>. (In Russ.)
11. A. L. Tolstikhina, "Nuclear-Blue Microscopy of Crystals and Films with Complex Surface Morphology," doct. physical. sciences. dissertation, Moscow, 2013. (In Russ.)
12. V. E. Ovsyannikov and V. Yu. Tereshenko, "Correlation analysis of the profile surface roughnesses," *Izvestiya Tul'skogo gosudarstvennogo universiteta. Tekhnicheskie nauki*, no. 10, pp. 74–76, 2013, url: <https://elibrary.ru/rvsiyb>. (In Russ.)
13. V. M. Musalimov and V. A. Valetov, *The Dynamics of Friction Interaction*. Saint Petersburg: SPbGU ITMO, 2006. (In Russ.)
14. A. P. Khusu, Yu. R. Vitenberg, and V. A. Pal'mov, *Superior Roughness: Theoretical and Enforce Approach*. Moscow: Nauka, 1975. (In Russ.)
15. L. V. Kolomiets and N. Yu. Ponikarova, *The Method of the Smallest Squares*. Samara: Samarskiy universitet, 2017. (In Russ.)

Information about the Authors

Alexey D. Abramov, Candidate of Technical Sciences, associate professor of the Department of Electronic Systems and Information Security, Samara State Technical University, Samara, Russia.

Research interests: numerical methods of image processing, programming, optoelectronic methods for measuring the characteristics of microreliefs of surfaces of industrial products.

E-mail: abraleks@bk.ru

ORCID: <https://orcid.org/0009-0002-2272-1370>

SPIN-code (eLibrary): 2940-9363

AuthorID (eLibrary): 779821

ResearcherID (WoS): LXV-3051-2024

Dmitriy S. Klyuev, Doctor of Physical and Mathematical Sciences, professor, head of the Department of Radioelectronic Systems, Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics, Samara, Russia.

Research interests: electrodynamics, microwave devices, antennas, metamaterials.

E-mail: klyuevd@yandex.ru

ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-9125-7076>

SPIN-code (eLibrary): 5689-7152

AuthorID (eLibrary): 179789

ResearcherID (WoS): O-6025-2015

Малогабаритное устройство формирования и обработки радиолокационных сигналов L- и S-диапазонов частот

А.В. Азаров, Д.Ю. Данилов, С.Ю. Зябриков

МИРЭА – Российский технологический университет
119454, Россия, г. Москва,
пр. Вернадского, 78

Аннотация – Обоснование. В настоящее время наблюдается интенсивное развитие систем дистанционного зондирования Земли, в связи с чем возрастает интерес к малым космическим аппаратам для решения различного класса задач, что приводит к ужесточению требований масса-габаритных показателей систем и устройств, входящих в состав малых космических аппаратов мини и микроспутникового класса, что, в свою очередь, накладывает ограничения к номенклатуре применяемых компонентов и универсальности разрабатываемых решений на их основе. В ходе текущего этапа работ проведен аналитический обзор тенденций состояния решаемой научно-технической проблемы и перспективных направлений развития бортовой целевой аппаратуры L- и S-диапазонов частот. Цель состоит в создании облика малогабаритной бортовой аппаратуры с применением технологий программно определяемого радио и нового класса трансиверов на базе систем на кристалле. **Методы.** В рамках исследования были использованы методы анализа и моделирования структур перспективной аппаратуры. Также была проведена оценка возможности адаптации существующих программно определяемых устройств для применения в составе радиолокатора. **Результаты** исследования показали, что рассматриваемые в работе программно определяемые радиосистемы и их составные части подлежат адаптации к задачам радиолокации, выбраны наиболее современные ключевые элементы, на основе которых составлена структурная схема. **Заключение.** В результате проведенных исследований выбраны ключевые элементы и построена структурная схема малогабаритного устройства формирования и обработки радиолокационных сигналов L- и S-диапазонов частот на основе адаптирования программно определяемой радиосистемы NAT-AMC для решения задач радиолокации в малогабаритном форм-факторе.

Ключевые слова – программно определяемая радиосистема; двухдиапазонный радиолокатор; синтезированная апертура; формирование и обработка радиолокационных сигналов; L-диапазон; S-диапазон.

Введение

За последнее десятилетие технологии программно определяемых радиосистем стали жизненно необходимыми для применения в условиях космического пространства при решении задач связи и радиолокации благодаря предоставлению недорогих аппаратных средств и гибких программных решений. Гибкость, обеспечиваемая концепцией программно определяемой радиосистемы, не только позволяет реализовать одновременное использование нескольких стандартов на одной платформе, но также упрощает внедрение одного стандарта на различных платформах. Перепрограммирование архитектуры системы или изменение параметров зондирующего сигнала на эксплуатационном этапе жизненного цикла с одновременным снижением масса-габаритных показателей устройства позволяет, в свою очередь, использовать такое решение на малых космических аппаратах класса мини- и микроспутников.

1. Обзор тенденций состояния решаемой проблемы

Эволюция современных приемопередающих трактов показывает перспективным применение решений в сочетании радиочастотного интерфейса и технологий цифровой обработки сигналов (ЦОС) / базовой системы на кристалле (СнК) наряду с программными средствами с открытым исходным кодом. Для повышения нагрузки на процессорную часть программируемых логических интегральных схем (ПЛИС) разработаны новые ядра для них. Такие усовершенствования позволили разрабатывать, внедрять и проверять достоверность нескольких сигналов с использованием новой архитектуры конвейерного принципа обработки. Таким образом, эта технология представляется подходящей для поддержки одновременного использования нескольких диапазонов для радиолокационной съемки.

Программно определяемые радиосистемы (ПОР) предлагают функциональные возможности, кото-

Таблица. Программно определяемые радиосистемы
Table. Software-defined radio systems

Наименование ПОР	Диапазон частот, МГц	Ширина полосы, МГц	Разрядность АЦП/ЦАП, бит	Быстродействие АЦП/ЦАП, MSPS	Мощность передачи, дБм	Размер, мм
HackRF One	1–6000	20	8	20	> –10/15	130 × 80 × 25
bladeRF x115	300–3800	28	12	40	6	140 × 101,5 × 25
Pluto + SDR	70–6000	40	12	61,44	> 10	120 × 65 × 25
USRP B210	50–6000	61,44	12	61,44	> 10	97 × 155 × 39
USRP X310	10–6000	160	14/16	200/800	> 20	270 × 218 × 39
NAT-AMC	75–6000	200	14	307,2	6	94 × 69 × 50

рые труднодостижимы, такие как переконфигурируемость, адаптивность и автономность, что, в свою очередь, допускает ограниченный объем перепроектирования подсистемы. ПОР могут быть разработаны для создания универсального решения для систем спутниковой связи и радиолокации. Преимущества, предлагаемые ПОР, и непрерывный прогресс в коммерческой цифровой электронике вызвали интерес к малогабаритным радиолокаторам для небольших спутников. Такая гибкость и адаптируемость достигается за счет высокого энергопотребления и сложности [1].

Процесс приведения ПОР от первоначальной концепции и требований к реальности сопряжен с множеством вызовов и трудностей. Хотя теоретические исследования ПОР находятся в стадии расцвета и дают много интересных результатов, внедрение аппаратного обеспечения и разработка систем продвигаются более медленными темпами из-за сложности, связанных с проектированием и разработкой ПОР на различных уровнях – аппаратном, программном и системном.

Ключевым элементом ПОР всегда были и остаются радиочастотные интерфейсы с гибкой регулировкой частоты, которые могут быть легко соединены с частями ПОР, выполняющими цифровую обработку, будь то чисто программные системы, или сочетание аппаратного и программного обеспечения. ПОР-приемопередатчик должен быть способен использовать любую доступную полосу частот. Он должен иметь широкий динамический диапазон (чтобы иметь возможность работать с большим количеством помех), одновременно принимая желаемый сигнал.

2. Обзор программно определяемых радиосистем

На данный момент проанализированы различные реализации ПОР с архитектурой на основе

ЦАП/АЦП и на основе специализированных связанных трансиверов с удовлетворяемыми требованиями к полосе пропускания сигнала для радиолокации. В таблице 1 приведена сравнительная характеристика наиболее популярных устройств. Рассмотрим подробнее структурные схемы ПОР, приведенных в таблице. На рис. 1 представлена структурная схема HackRF One, на рис. 2 структурная схема bladeRF x115, на рис. 3 структурная схема Pluto + SDR, на рис. 4 структурная схема USRP B210 [2], на рис. 5 построена обобщенная структурная схема USRP X310, на рис. 6 – структурная схема NAT-AMC-ZYNQUP-SDR.

HackRF One состоит из 32-битной микропроцессорной системы LPC4320, которая содержит в своем составе одно ядро Cortex M4 и одно ядро Cortex M0, вентиляционную матрицу CPLD на XC2C64A, аналоговый выходной каскад ЦАП/АЦП на MAX5864 и радиочастотный трансивер на MAX2837, за синхронизацию работы схемы отвечает тактовый программируемый многоканальный генератор Si5351C, повышающий конвертер частоты построен на синтезаторе частот со встроенным смесителем RFFC5072, коммутация приемной и передающей частей осуществляется посредством переключателей, выходные разъемы SMA, интерфейс управления USB 2.0.

BladeRF x115 состоит из ПЛИС части на Altera (поглощен компанией Intel в 2015 г.) поколения Cyclone V EP4CE115F23CBN и трансивера AD9361, за синхронизацию работы схемы отвечает синтезатор частот, построенный на связке ADF4002, AD5621 и тактового буфера – выходные разъемы SMA, интерфейс управления USB 3.0.

Pluto+ SDR построен на ПЛИС Xilinx поколения Zynq XC7Z10/XC7Z20, который представляет собой СНк из матрицы вентиля и микропроцессорную систему, содержащую два ядра ARM Cortex-A9 и APU, существуют вариации ПОР с трансивера-

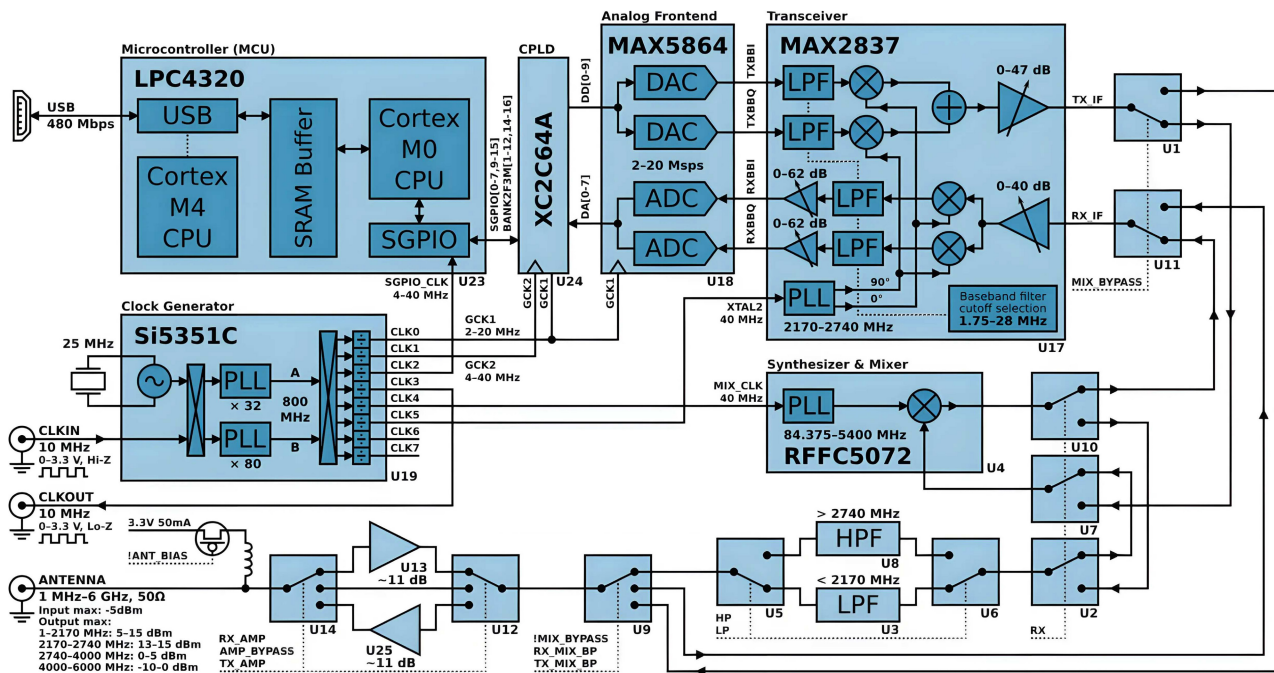


Рис. 1. Структурная схема HackRF One
Fig. 1. HackRF One block diagram

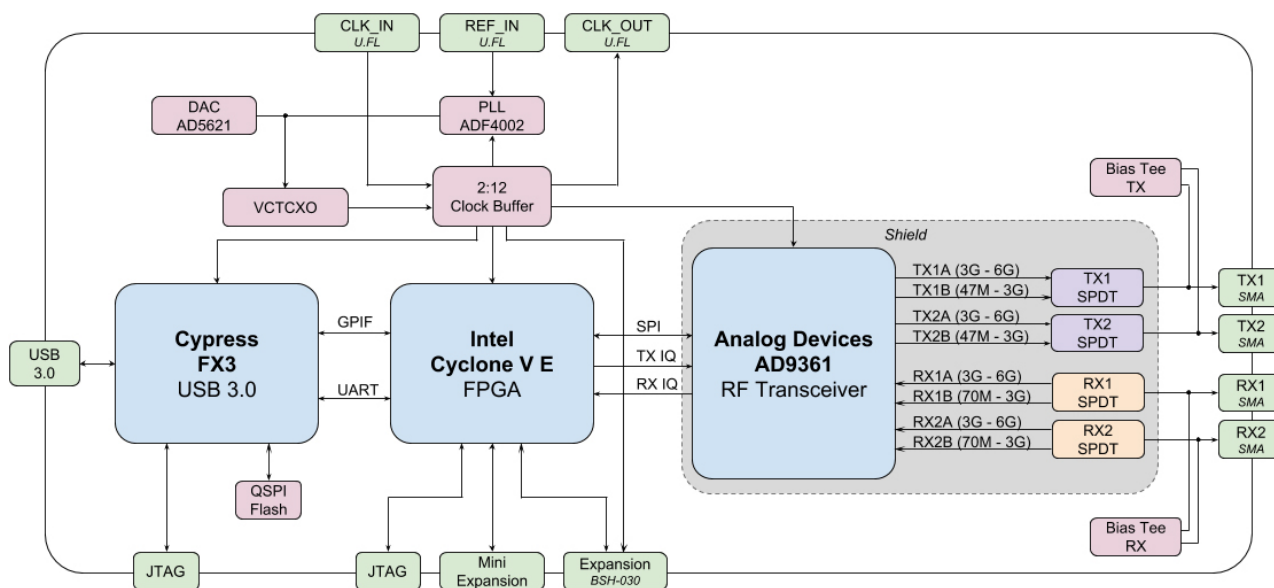


Рис. 2. Структурная схема bladeRFx115
Fig. 2. BladeRFx115 block diagram

ми AD9364 и AD9361, которые отличаются количеством каналов приемной и передающей частей, в AD9364 1 приемный и 1 передающий канал, в AD9361 2 приемных и 2 передающих канала, за синхронизацию работы схемы отвечает термостабилизированный тактовый генератор, выходные разъемы SMA, интерфейс управления Ethernet и USB 2.0. Оригинальная схема ADALM – Pluto+ SDR построена на трансивере AD9363 и имеет только USB 2.0 интерфейс.

USRP B210 построен на ПЛИС Xilinx поколения Spartan6 XC6SLX75-3FGG484 и трансивера AD9361, за синхронизацию работы схемы отвечает CDLVC1103PWR с внешним термостабилизированным генератором, выходные разъемы SMA, интерфейс управления USB 3.0 через периферийный контроллер интерфейса USB 3.1 CYUSB3014, так как Spartan 6 не содержит в своей структуре физического интерфейса и реализован на ПЛИС-части [3].

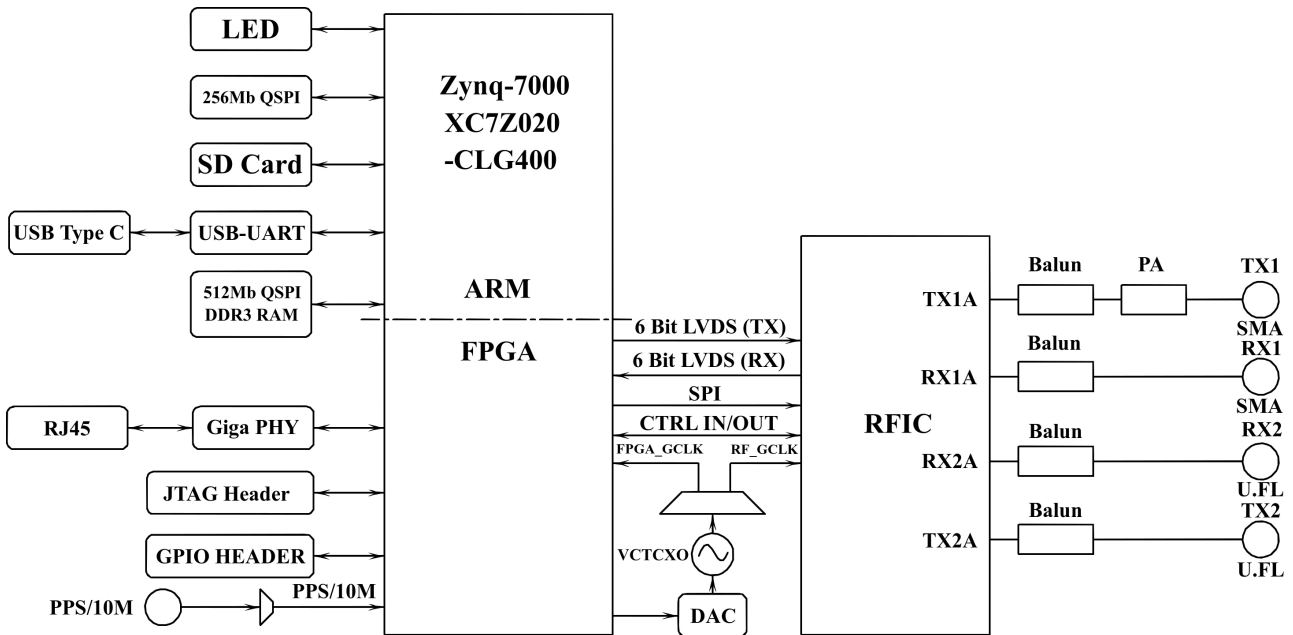


Рис. 3. Структурная схема Pluto+ SDR
Fig. 3. Pluto+ SDR block diagram

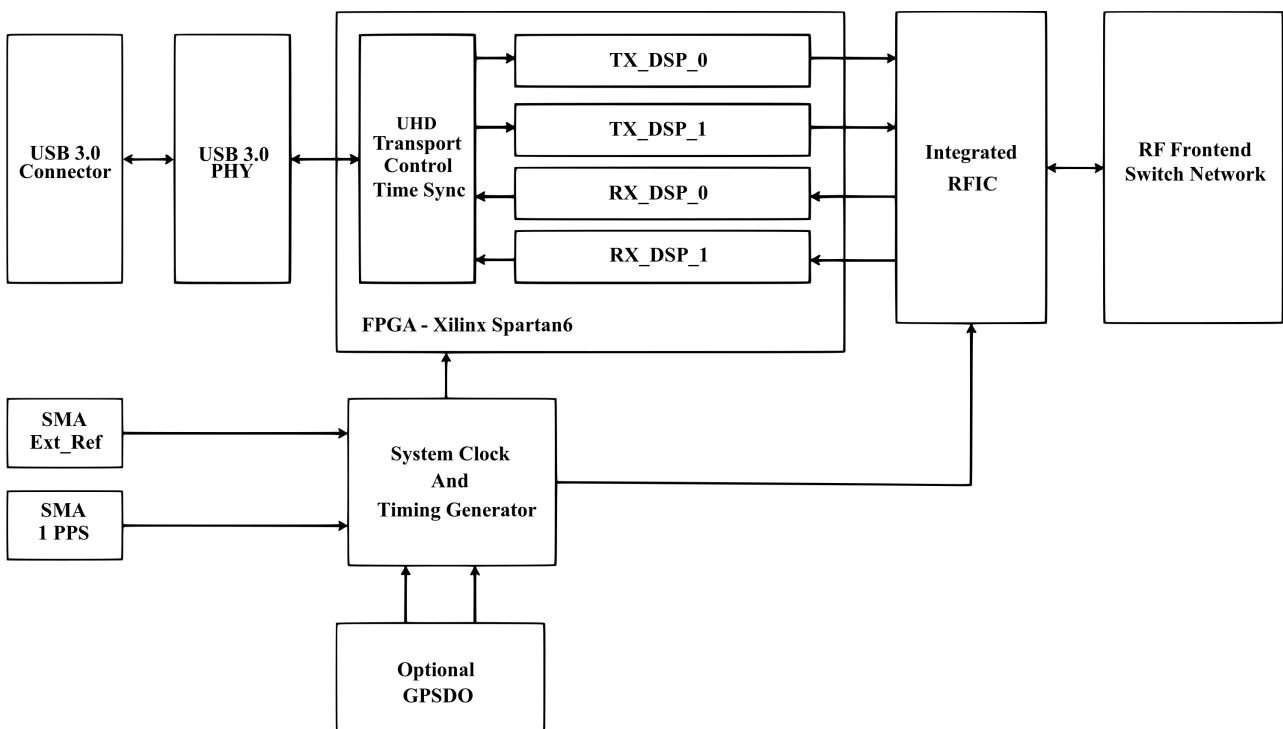


Рис. 4. Структурная схема Pluto+ SDR
Fig. 4. Pluto+ SDR block diagram

USRP X310, в отличие от предыдущих рассматриваемых ПОР, построен по блочно-модульной конструктивной схеме и имеет возможность заменять дочерние модули трансиверов в зависимости от требуемой полосы частот. Материнская плата X310 построена на ПЛИС-части Xilinx поколения Kintex-7 XC7K410T, за синхронизацию работы схемы отвечает LMK04803BISQ. Дочерные моду-

ли трансиверов содержат ЦАП AD5623RBRMZ-3 и АЦП AD7922ARMZ, выходные разъемы SMA, интерфейсы управления PCI Express Gen1, Ethernet 2 × 10 Gb/s, с использованием оптических трансиверов SFP, USB.

NAT-AMC-ZYNQUP-SDR так же, как и USRP X310, построен по блочно-модульной конструктивной схеме, но в формате FMC, в отличие от

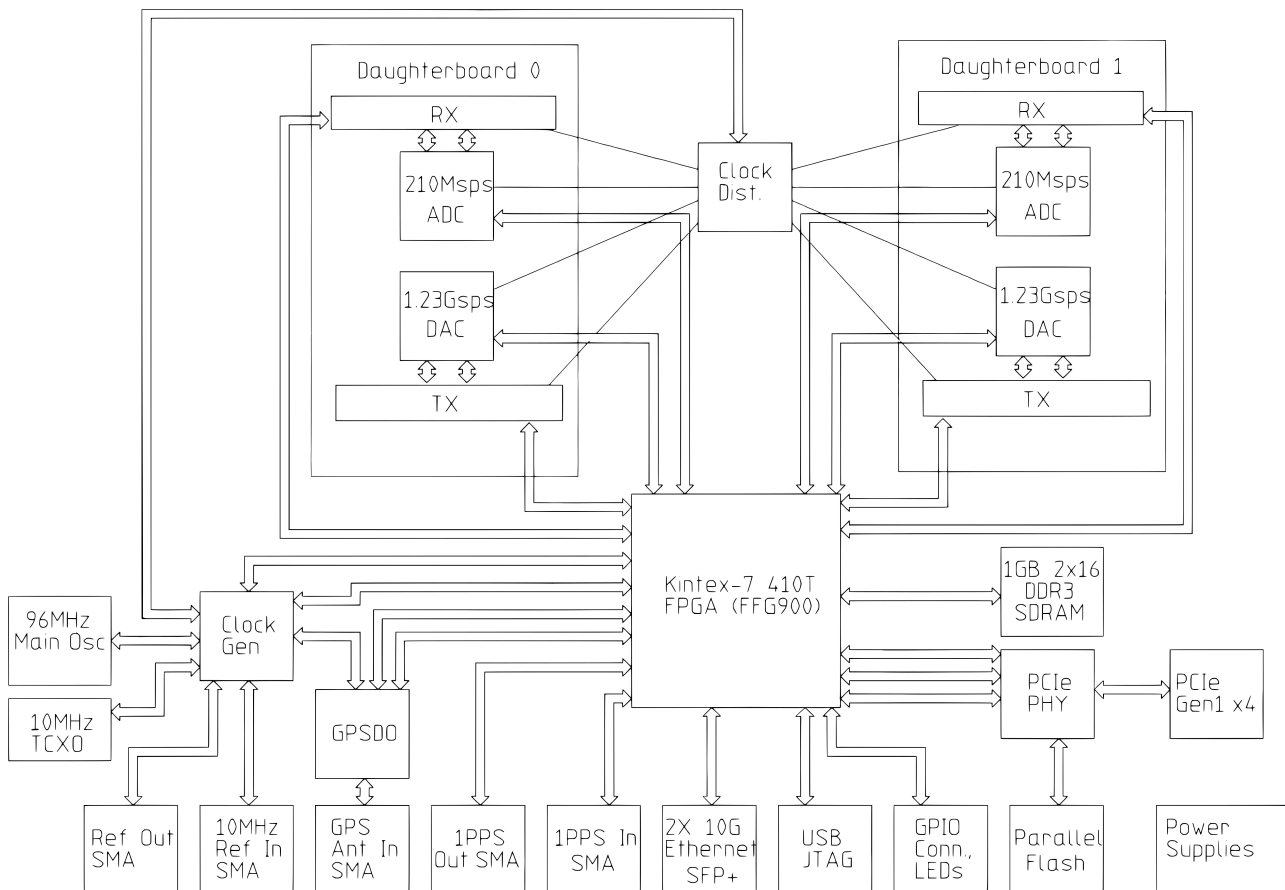


Рис. 5. Структурная схема USRP X310
Fig. 5. USRP X310 block diagram

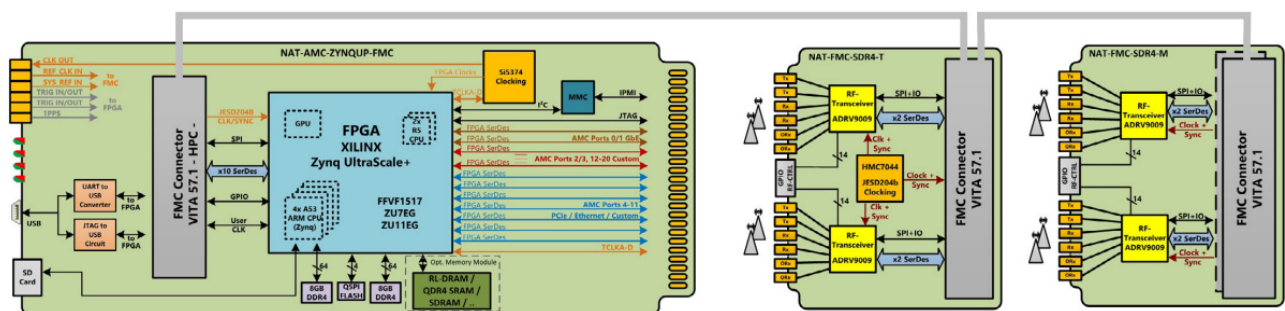


Рис. 6. Структурная схема NAT-AMC
Fig. 6. NAT-AMC block diagram

X310. Материнская плата построена на ПЛИС-части Xilinx поколения Zynq UltraScale+ ZU7EG или ZU11EG в зависимости от требуемого количества вентилях матрицы, за синхронизацию работы схемы отвечает прецизионный Si5374 с ультранизким джиттером. Дочерний модуль трансивера построен на нескольких ADRV9009, синхронизация работы между которыми осуществляется с помощью HMC7044, интерфейс связи между ПЛИС и трансивером, в отличие от всех предыдущих рассматриваемых вариантов ПОР, – JESD204B, что, в свою очередь, накладывает ряд ограничений по

возможности применений подобных трансиверов, но, например, с меньшей полосой пропускания, как у AD9371, который имеет полосу пропускания 125 МГц и интерфейс JESD204B, выходные разъемы NAT-AMC-ZYNQUP-SDR SMA, интерфейсные для управления USB, Ethernet 10/40 Gb/s, PCI Express Gen3.

3. Особенности построения ПОР

Компоненты приемо передающих трактов, такие как усилители мощности, часто проявляют нелинейность. Из-за нелинейных характеристик

боковые полосы модуляции взаимодействуют и создают интермодуляционные искажения. Таким образом, помехи могут создаваться из-за интермодуляционных искажений. Поскольку ПОР могут принимать очень широкую полосу частот, вполне вероятно, что они более восприимчивы к интермодуляционным искажениям. Этого можно избежать, установив узкие цифровые фильтры вокруг интересующего сигнала. Система должна обеспечивать высокую линейность МШУ и гетеродина, адекватную фильтрацию, низкий уровень фазовых шумов гетеродина и генерации паразитных сигналов при классическом построении [4; 5], а также иметь хорошую помехозащищенность от блокираторов сигнала при радиоэлектронной борьбе. Ключевыми требованиями к передатчику являются линейность усилителя мощности (УМ) и низкий уровень шума, необходимые для снижения мощности утечки в соседнем канале, высокая эффективность УМ и отвод тепла, а также низкие вносимые потери фильтра для снижения энергопотребления.

Новейшие инновационные решения в радиочастотном тракте и улучшения в возможностях обработки основной полосы частот в настоящее время начинают приводить к изменению восприятия ПОР, например к перемещению цифровой части как можно ближе к антенне. Существует широкий спектр вариантов решения проблем радиотрактов и задач в ПОР.

В идеальной ПОР радиочастотный сигнал преобразуется в цифровую область как можно ближе к антенне. Таким образом, осуществляется цифровая обработка сигнала. Следовательно, АЦП требует более высокой полосы пропускания аналогового входного сигнала и частоты дискретизации, т. е. удвоения требуемой полосы пропускания сигнала для соответствия критериям Найквиста. Однако существует компромисс между полосой пропускания аналогового входа и частотой дискретизации. Аналогичным образом в течение последних нескольких лет применялись различные подходы к обработке основной полосы частот. Быстрое развитие полупроводниковых технологий значительно улучшило цифровую часть. Повсеместно внедряемые принципы миниатюризации позволили повысить сложность, что привело к росту производительности и более глубокой степени интегрированной функциональности цифровых схем. Таким образом, цифровые процессоры и программное обеспе-

чение могут легко справляться с требованиями радиолокации.

В условиях реальных временных ограничений задача архитектуры и проектирования основной полосы частот состоит в том, чтобы:

1. Достичь достаточной вычислительной мощности, обрабатывая широкополосные сигналы с высокой скважностью в рамках приемлемых ограничений по размеру, массе и мощности.

2. Адаптировать к условиям помех и шума, мгновенно изменяя части обработки сигнала путем загрузки различных программных модулей, чтобы по-прежнему поддерживать на приемлемом уровне отношение сигнал/шум.

3. Решить архитектурные задачи программного обеспечения, такие как параллелизм, обработка протоколов, перенос и структура кода.

Различные платформы ПОР используют разные типы параллелизма. Наиболее распространенным подходом к переконфигурируемому модулю основной полосы частот является использование ЦОС-процессоров, специализированных интегральных схем и ПЛИС, также известных как микропрограммный подход. Хотя ЦОС-процессоры, возможно, являются оригинальной технологией, позволяющей использовать ПОР, они лучше всего подходят для менее трудоемких форм обработки сигналов, чем для приложений с очень высокой скоростью. Они часто используются для сложной автономной обработки данных, которые были получены и подвергнуты начальной обработке / хранению с помощью другого типа устройства, такого как ПЛИС. Полузаказные интегральные схемы, как правило, представляют собой компактные конструкции, которые используют небольшие аппаратные ресурсы и имеют низкое энергопотребление. Их можно использовать для разработки компонентов, таких как микропроцессоры, блоки памяти или даже СнК. Основным недостатком встроенных ИС является то, что они выводятся на рынок в течение длительного времени и требуют высоких затрат на запуск. Кроме того, аппаратная структура не может быть изменена после изготовления чипов. Хотя ПЛИС применяют аналогичный подход к проектированию и реализуют те же функции, что и полузаказные интегральные схемы, они обеспечивают разработчику большую гибкость, сокращают время разработки и возможность повторного применения существующих решений при разработке новых продуктов. Кроме того, из-за присущего им параллелизма ПЛИС обычно используются для выполнения трудоем-

ких функций цифровой обработки сигналов, что очень хорошо соответствует требованиям ПОР.

Обработка радиолокационных сигналов включает фильтрацию, отделение информации от шума, сжатие и извлечение признаков искомого сигнала. На протяжении многих лет проблемы с ЦОС решались с использованием различных программных и микропрограммных средств. Алгоритмы ЦОС уже давно выполняются на стандартных компьютерах, а также на специализированных процессорах, называемых цифровыми сигнальными процессорами, с использованием программных языков, таких как C/C++, и на специализированном оборудовании, таком как специализированная интегральная схема. В настоящее время для цифровой обработки сигналов используются дополнительные технологии, включая более мощные микропроцессоры общего назначения, ПЛИС, цифровые контроллеры сигналов (в основном для промышленных применений, таких как управление двигателем) и потоковые процессоры, в которых языки описания аппаратного обеспечения, такие как VHDL и Verilog, играют важную роль. Эти языки часто лучше подходят для приложений с ограниченными ресурсами, которыми необходимо точно управлять. Они заставляют учитывать и уточнять даже мельчайшие детали, такие как назначения памяти и потоки. Можно использовать этот низкоуровневый элемент управления для устранения накладных расходов в большинстве высокоуровневых реализаций. На этом уровне можно воспользоваться преимуществами целевой архитектуры или свойствами операционной системы хоста для достижения большей производительности. Однако проблема здесь заключается в отсутствии поддержки программного обеспечения и хорошей документации. Платформы VHDL и GNU Radio имеют легкодоступные блоки, которые можно использовать напрямую. Однако они сопряжены с большими накладными расходами, поскольку блоки слишком универсальны.

Проектирование и внедрение систем ПОР требует сочетания многих разрозненных дисциплин, включая аппаратное обеспечение, встроенное ПО, программное обеспечение, аналоговые схемы, ЦОС и функциональные возможности, как описано выше.

Возможность перепрограммирования в полевых условиях является еще одной ключевой особенностью ПОР, обновления программного обеспечения могут выполняться без какого-либо вмешательства пользователя.

Динамические изменения в функциональности ПОР иногда обсуждаются в контексте радиоприемного тракта, который может динамически изменять свою работу для обеспечения максимальной воспринимаемой пользователем производительности и оптимальной спектральной эффективности. В частности, системы ПОР потенциально могут предлагать реконфигурируемые возможности многорежимной работы.

Платформы на базе СнК, многоядерных и многопроцессорных СнК лучше всего подходят для таких приложений с повышенной эффективностью на системном уровне. Однако задача здесь заключается в эффективном использовании ресурсов и оптимизации дизайна.

В последнее десятилетие ПОР в основном использовались в более крупных космических миссиях ЕКА или НАСА в качестве полезной нагрузки или в качестве испытательного стенда и были менее конкурентоспособны по сравнению с теми, что применялись на Земле. Однако в последние годы в приложениях для малых спутников также использовались технологии ПОР. Спутники на НОО с орбитальными периодами ~98 мин вращаются ~14,7 раза в день. Таким образом, в среднем они посещают определенное среднеширотное место на Земле 5–6 раз в день примерно по 5–15 мин каждый в зависимости от высоты. Возможность переконфигурирования включает в себя изменение / замену программных модулей на борту спутника после запуска, что является одним из основных атрибутов ПОР. В связи с этим крайне важно эффективно использовать это время для выполнения различных задач, таких как загрузка данных радиомаяка / телеметрии и полезной нагрузки, телеуправление спутником и перенастройка программных модулей, когда это необходимо.

4. Предлагаемое малогабаритное устройство формирования и обработки радиолокационных сигналов

Для решения радиолокационных задач в двух диапазонах требуемая ширина полосы для L-диапазона 85 МГц, для S-диапазона 200 МГц, частотный диапазон от 1000 до 4000 МГц соответственно. Из таблицы видно, что по критерию частотного диапазона подходят все рассматриваемые макеты ПОР, по критерию ширины полосы пропускания для L-диапазона – USRP X310, но ширины полосы недостаточно для решения задачи в S-диапазоне частот, макетный образец ПОР,



Рис. 7. Внешний вид модуля ПОР NAT-AMC
 Fig. 7. Appearance of the SDR NAT-AMC module

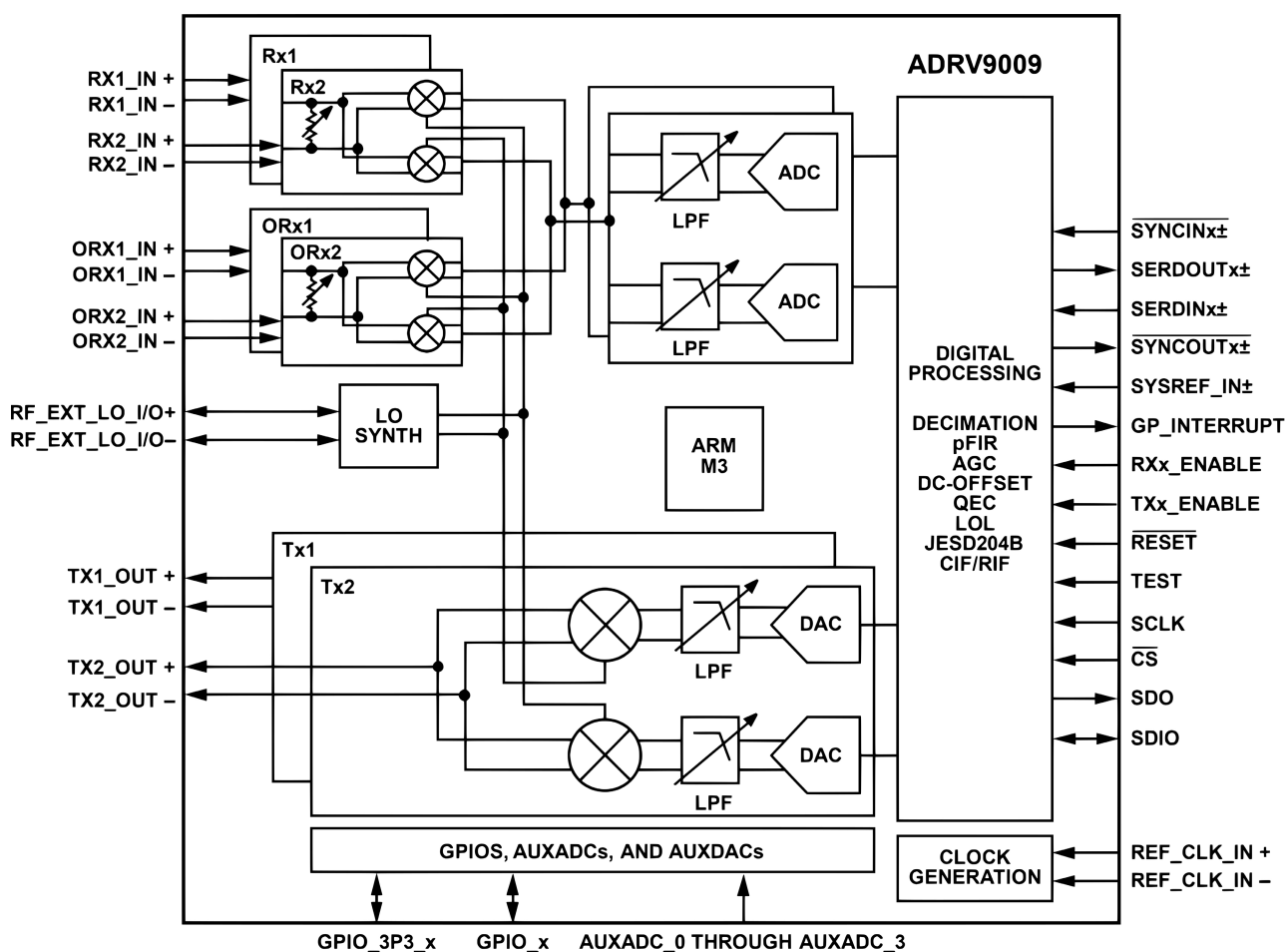


Рис. 8. Структурная схема трансивера ADRV9009
 Fig. 8. Block diagram of the ADRV9009 transceiver

подлежащий доработке под требуемые характеристики и наборы интерфейсов NAT-AMC-ZYNQUP-SDR, конструктивно представляет собой модуль для серверного шасси 1U, внешний вид представлен на рис. 7, в варианте FMC-модуля конструктивно не подходит для включения в состав МКА мини- и микроразмера, использование возможно путем дополнения необходимых интерфейсов для встраивания в состав PCA МКА взамен отдельного блока формирования и отдельно-

го блока обработки радиолокационных сигналов и изменения форм-фактора плат и конструкции.

В классическом варианте построения приемопередающий блок объединяет основные аналоговые компоненты радиолокационной аппаратуры, такие как усилитель мощности (УМ), маломощный усилитель (МШУ), приемник, устройство формирования зондирующего сигнала [6] и др., которые можно заменить трансивером в радиочастотном тракте устройства формирования

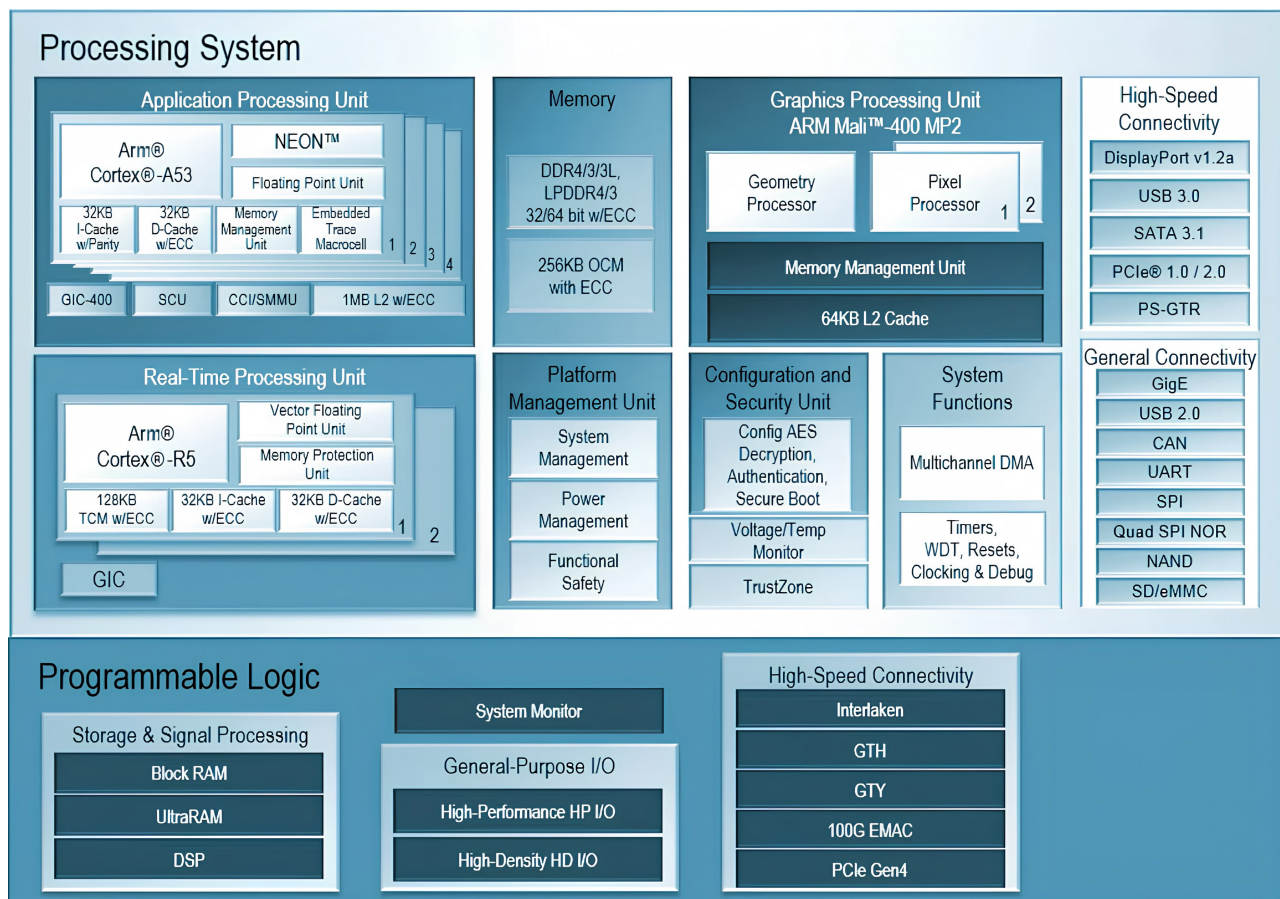


Рис. 9. Структурная схема ПЛИС ZU7EG
Fig. 9. Block diagram of the ZU7EG FPGA

и обработки радиолокационных сигналов с помощью микросхемы цифрового радиочастотного трансивера ADRV9009, а остальную часть в виде МШУ и УМ предлагается оставить без изменений, такой подход приводит к уменьшению массогабаритных характеристик и упрощению схемотехнического решения. Цифровой трансивер представляет собой интегрированный 4-канальный приемопередатчик, в составе которого 2 канала для передачи и 2 канала для приема сигналов, рабочий диапазон частот от 75 до 6000 МГц, ширина полосы на канал 200 МГц, ширина синтезированной полосы 450 МГц, интерфейс связи JESD204B [7], структурная схема представлена на рис. 8, интерфейс управления режимами SPI имеет GPIO для управления внешними устройствами, такими как выходной усилитель мощности и программируемый аттенюатор или переключатель, для решения задач радиолокации достаточно использовать один трансивер, в отличие от решений задач связи, один канал для формирования линейно-частотно модулированных зондирующих сигналов (ЛЧМ) вертикальной поляризации (ВП) и один канал для формирования ЛЧМ зондиру-

ющих сигналов горизонтальной поляризации (ГП), аналогичным образом с приемным трактом 1 ВП + 1 ГП-каналов.

ПЛИС-часть устройства предлагается построить на Xilinx Zynq UltraScale+ ZU7EG ввиду наличия необходимых блоков, в том числе для реализации протокола JESD204B для связи с трансивером радиочастотного тракта, структурная схема ПЛИС ZU7EG представлена на рис. 9

ПЛИС ZU7EG содержит в своем составе 4 высокопроизводительных ядра для решения общих задач Cortex-A53, построенных на архитектуре ARM®, 2 ядра процессора обработки в реальном масштабе времени, отлично подходящих при первичной обработке радиолограмм, и 1 графический двоядерный видеопроцессор Mali-400 MP2. Для вывода данных предлагается использовать Ethernet [8] из состава ПЛИС-части, для большей аппаратной совместимости с ранними версиями бортовой аппаратуры на программируемой логике реализуется LVDS-интерфейс, при управлении режимами работы используется CAN-интерфейс, в свою очередь, для обеспечения совместимости – UART с трансиверами физического уровня RS-485,

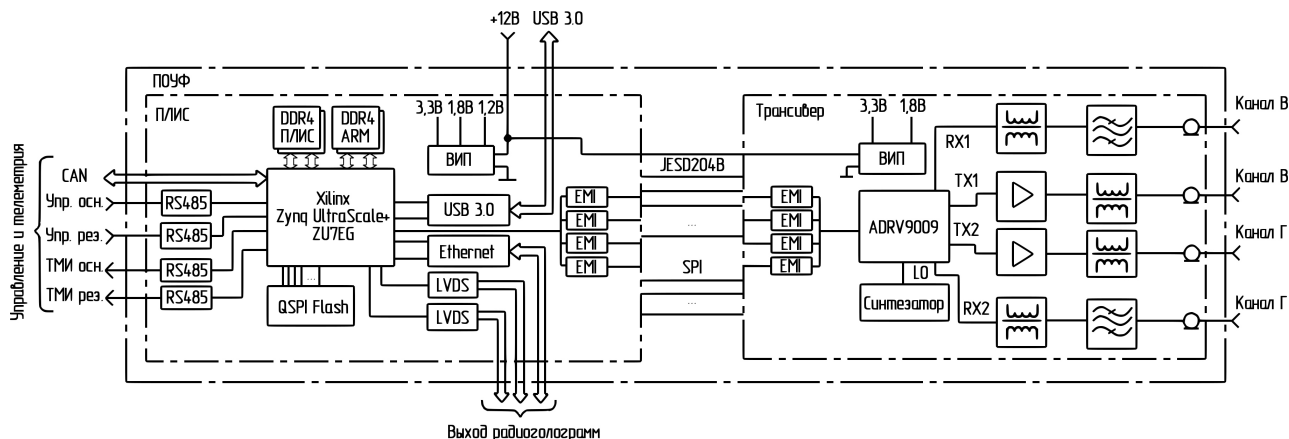


Рис. 10. Структура программно определяемого устройства формирования и обработки радиолокационных сигналов
Fig. 10. Structure of a software-defined device for generating and processing radar signals

для связи с трансивером ADRV9009 необходимо использовать JESD204B для управления режимами трансивера SPI, для оценки режимов работы – значения Voltage/temp monitor в качестве телеметрируемых параметров. На рис. 10 представлена предлагаемая структура программно определяемого устройства формирования и обработки радиолокационных сигналов, которое состоит из модуля ПЛИС и модуля трансивера, описанных ранее. В модуле трансивера дополнительно установлены выходные усилители и входные полосовые фильтры частот (ППФ), фильтры состоят из 7 короткозамкнутых шлейфов с четвертьволновыми связями [9].

Заклучение

К достоинствам предлагаемого решения можно отнести универсальность использования и наличие возможности встраивания в уже существующие РСА в рамках ускоренной модернизации, а также и применение при проектировании новых

РСА в составе МКА мини- и микроспутникового размера. Благодаря программному переконфигурированию появляется возможность подстраивать как параметры цифровой обработки сигнала и параметры зондирующих импульсов на участке активного существования аппаратуры, так и вносить фундаментальные изменения в алгоритмы формирования и обработки вплоть до замены. Принцип переконфигурируемости ПОР позволяет минимизировать затраты при проектировании новых устройств благодаря отсутствию необходимости перепроектирования аппаратной ПЛИС-части и радиочастотной части трансивера. Уменьшенные габариты устройства соответствуют формату CubeSat 2U.

К недостаткам предлагаемого решения можно отнести высокое энергопотребление 60 Вт, в сравнении с решениями, построенными на специальных микросхемах формирования ЛЧМ и ЦОС DSP-микросхем, высокую стоимость применяемой компонентной базы.

Список литературы

1. Оценка пространственного разрешения радиолокатора с синтезированной апертурой антенны VHF-диапазона частот, размещенного на борту беспилотного летательного аппарата по реальной траектории полета / А.В. Борисенков [и др.] // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2024. Т. 27, № 2. С. 100–110. DOI: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2024.27.2.100-110>
2. Нгуен В.К. Мониторинг судоходства в прибрежных морских районах полуактивной радиолокационной системы с использованием сигналов подсвета спутникового базирования // Известия вузов России. Радиоэлектроника. 2022. № 1. С. 6–16. DOI: <https://doi.org/10.32603/1993-8985-2022-25-1-6-16>
3. Пешков И.В., Фортунова Н.А., Жигулин В.А. Реализация программно-определяемого радиоприемника на базе программируемых логических интегральных схем // Ограве-Online. 2022. Т. 10, № 13. URL: <https://ogarev-online.ru/2311-2468/article/view/272751>
4. Пассивные локационные системы. Перспективы и решения / Е.М. Ильин [и др.] // Вестник СибГУТИ. 2015. № 2 (30). С. 7–20. URL: <https://www.elibrary.ru/vnvuwuh>
5. Лопатченко А.С., Малевич И.Ю., Савенко С.А. ЛЧМ-радиолокатор подповерхностного зондирования с повышенной разрешающей способностью // Доклады БГУИР. 2015. № 3 (89). С. 43–48. URL: <https://doklady.bsuir.by/jour/article/view/489>

6. Скрынский В.Р. Радиолокационный комплекс для беспилотных летательных аппаратов // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2024. Т. 27, № 4. С. 68–72. DOI: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2024.27.4.68-72>
7. Макаренко В. Приемопередатчики ADRV9008/ADRV9009 для систем SDR // Беспроводные технологии. 2019. № 1 (54). С. 32–34. URL: <https://elibrary.ru/emobio>
8. Садеков Д., Ежов В. Zynq Ultrascale+ – адаптируемая интеллектуальная платформа для промышленного Интернета вещей // Электроника: наука, технология, бизнес. 2020. № 4 (195). С. 64–69. DOI: <https://doi.org/10.22184/1992-4178.2020.195.4.64.67>
9. Неганов В.А., Петров И.А. Широкополосные шлейфные структуры и их применение при проектировании устройств СВЧ // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2016. Т. 19, № 3. С. 70–77. URL: <https://journals.ssau.ru/pwp/article/view/7142>

Информация об авторах

Азаров Андрей Вадимович, аспирант МИРЭА – Российского технологического университета, г. Москва, Россия.

Область научных интересов: радиопередающие и радиоприемные устройства, радиотехнические системы зондирования, локации и навигации, программно определяемые радиосистемы.

E-mail: andrey_91@bk.ru

SPIN-код (eLibrary): 8722-8465

Данилов Денис Юрьевич, МИРЭА – Российский технологический университет, г. Москва, Россия.

Область научных интересов: радиопередающие и радиоприемные устройства, радиотехнические системы зондирования, локации и навигации, программно определяемые радиосистемы.

E-mail: vut638@inbox.ru

Зябриков Сергей Юрьевич, аспирант МИРЭА – Российского технологического университета, г. Москва, Россия.

Область научных интересов: радиопередающие и радиоприемные устройства, радиотехнические системы зондирования, локации и навигации, программно определяемые радиосистемы.

E-mail: vmmarket@mail.ru

Physics of Wave Processes and Radio Systems

2025, vol. 28, no. 3, pp. 37–48

DOI [10.18469/1810-3189.2025.28.3.37-48](https://doi.org/10.18469/1810-3189.2025.28.3.37-48)

UDC 621.396.96

Original Research

Received 23 May 2025

Accepted 24 June 2025

Published 30 September 2025

Small-sized device generation and dispatch processing radar signals of the L and S frequency bands

Andrey V. Azarov, Denis Yu. Danilov, Sergey Yu. Zyabrikov

MIREA – Russian Technological University
78, Vernadsky Avenue,
Moscow, 119454, Russia

Abstract – Background. Currently, there is an intensive development of Earth remote sensing systems, which is why there is increasing interest in small spacecrafts for solving various classes of tasks, which leads to stricter requirements for the mass and dimensional parameters of systems and devices included in the small spacecrafts of the mini and microsatellite class, which in turn imposes limitations to the range of components used and the versatility of solutions developed based on them. During the current stage of work, an analytical review of trends in the state of the scientific and technical problem being solved and promising areas for the development of on-board target equipment in the L and S frequency bands has been carried out. **Aim.** The goal is to create the appearance of small-sized on-board equipment using software-defined radio technologies and a new class of transceivers based on on-chip systems. **Methods.** As part of the research, methods of analyzing and modeling the structures of advanced equipment were used. An assessment was also made of the possibility of adapting existing software-defined devices for use as part of the radar. **Results.** The results of the study showed that the software-defined radio systems considered in the work and their components are subject to adaptation to the tasks of radar, the most modern key elements are selected, on the basis of which the structural scheme is compiled. **Conclusion.** As a result of the research, key elements were selected and a block diagram of a small-sized device for generating and processing radar signals in the L and S frequency ranges was constructed based on the adaptation of the software-defined NAT-AMC radio system to solve radar problems in a small form factor.

Keywords – software-defined radio system; dual-band radar; synthetic aperture; formation and processing of radar signals; L band; S band.

References

1. A. V. Borisenkov et al., "Estimation of the spatial resolution of a synthetic aperture radar antenna of the VHF frequency range placed on board an unmanned aerial vehicle along a real flight path," *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 27, no. 2, pp. 100–110, 2024, doi: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2024.27.2.100-110>. (In Russ.)
2. V. K. Nguen, "Coastal shipping radar monitoring system with satellites as transmitters of opportunity," *Izvestiya vuzov Rossii. Radioelektronika*, no. 1, pp. 6–16, 2022, doi: <https://doi.org/10.32603/1993-8985-2022-25-1-6-16>. (In Russ.)
3. I. V. Peshkov, N. A. Fortunova, and V. A. Zhigulin, "Implementation of a software-defined radio receiver based on programmable logic integral circuits," *Ogarev-Online*, vol. 10, no. 13, 2022, url: <https://ogarev-online.ru/2311-2468/article/view/272751>. (In Russ.)
4. E. M. Il'in et al., "Passive location systems. Perspectives and solutions," *Vestnik SibGUTI*, no. 2 (30), pp. 7–20, 2015, url: <https://www.elibrary.ru/vnvwuh>. (In Russ.)
5. A. S. Lopatchenko, I. Yu. Malevich, and S. A. Savenko, "LFM ground penetrating radar with increasing resolution," *Doklady BGUIR*, no. 3 (89), pp. 43–48, 2015, url: <https://doklady.bsuir.by/jour/article/view/489>. (In Russ.)
6. V. R. Skrynskiy, "Radar system for unmanned aerial vehicles," *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 27, no. 4, pp. 68–72, 2024, doi: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2024.27.4.68-72>. (In Russ.)
7. V. Makarenko, "ADRV9008/ADRV9009 acceptors for SDR systems," *Besprovodnye tekhnologii*, no. 1 (54), pp. 32–34, 2019, url: <https://elibrary.ru/emobio>. (In Russ.)
8. D. Sadekov and V. Ezhov, "Zynq Ultrascale+ - Adaptable Intelligent Platform for the Industrial Internet of Things," *Elektronika: nauka, tekhnologiya, biznes*, no. 4 (195), pp. 64–69, 2020, doi: <https://doi.org/10.22184/1992-4178.2020.195.4.64.67>. (In Russ.)
9. V. A. Neganov and I. A. Petrov, "Broadband shunting structures and their using when designing microwave devices," *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 19, no. 3, pp. 70–77, 2016, url: <https://journals.ssau.ru/pwp/article/view/7142>. (In Russ.)

Information about the Authors

Andrey V. Azarov, postgraduate student, MIREA – Russian Technological University, Moscow, Russia.

Research interests: radio transmitting and receiving devices, radio engineering systems for sensing, location and navigation, software-defined radio systems.

E-mail: andrey_91@bk.ru

SPIN-code (eLibrary): 8722-8465

Denis Yu. Danilov, MIREA – Russian Technological University, Moscow, Russia.

Research interests: radio transmitting and receiving devices, radio engineering systems for sensing, location and navigation, software-defined radio systems.

E-mail: vut638@inbox.ru

Sergey Yu. Zyabrikov, postgraduate student, MIREA – Russian Technological University, Moscow, Russia.

Research interests: radio transmitting and receiving devices, radio engineering systems for sensing, location and navigation, software-defined radio systems.

E-mail: vmmarket@mail.ru

Методика синтеза топологии платы узла радиочастотного тракта

Д.Н. Новомейский, М.Н. Пиганов, А.А. Лупцов, Д.С. Богданов

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

Аннотация – Обоснование. Актуальность темы данной работы обусловлена необходимостью уменьшения трудоемкости процесса проектирования топологии плат пленочных узлов радиочастотного и микроволнового трактов. **Цель.** Разработка методики моделирования и синтеза параметров пленочных узлов радиочастотного и микроволнового трактов радиоэлектронной аппаратуры на базе модернизированной среды проектирования AWR Microwave Office Environment 15. **Методы.** В статье рассмотрена методика синтеза топологии плат, которая включает следующие основные операции и процедуры: настройку испытательных стендов, анализ исходных данных, оценку требуемых значений электрических параметров, адаптивное разбиение сетки, моделирование мультиплексированных сигналов, моделирование искажений элементов, маршрутизацию трассировки цепей, проверку решений с помощью таблиц, оценку выполненного проекта с помощью испытательных стендов, минимизацию расстояний между проводниками, построение и оптимизацию графиков. Отработка методики проводников проводилась на примере моделирования и конструкторского проектирования шлейфного направленного ответвителя РЧ- и МКВ-трактов. **Результаты.** Синтезирована топология шлейфного направленного ответвителя с частотой сигнала 10 ГГц для его реализации по толстопленочной технологии на подложке из поликора и Du Pont 951 толщиной 0,25 мм. Построена АЧХ ответвителя. **Заключение.** Полученная топология удовлетворяет требованиям технического задания. Экспериментальная отработка методики показала, что она позволяет на 20–40 % сократить трудоемкость моделирования основных характеристик узлов и уменьшить до 30 % информационные ресурсы.

Ключевые слова – методика; проектирование; топология; шлейфный направленный ответвитель; моделирование; операции синтеза; трудоемкость.

Введение

Конкурентоспособность выпускаемой продукции во многом определяется ее качеством. Это касается в первую очередь наукоемких отраслей, таких как радиотехника, электроника, приборостроение. Качество радиоэлектронных систем и устройств закладывается на этапе их проектирования. В связи с этим важно использовать высокоэффективные методы разработки, проектирования и синтеза этих изделий и процессов их производства.

На данном этапе разработано много методик такого типа. К ним можно отнести методики формирования конструктивного базиса бортовой радиоэлектронной аппаратуры [1], моделирования сверхширокополосных полосовых СВЧ-фильтров [2], моделирования матриц переходов СВЧ-коммутаторов [3], создания проектных решений обеспечения тепловых режимов аппаратуры БПЛА [4], оценки метрологических характеристик методом схемотехнического моделирования [5], оптимизации эффективности экранирования от ЭМ-полей [6], моделирования и синтеза фазовращающих пленочных элементов [7], расчета усталостной надежности паяных соединений [8],

организации процесса сквозного проектирования радиоэлектронных средств на базе интегрированных САПР, CALS-технологий [9] и др. Качество устройств и узлов РЧ-тракта, заложенное на этапе проектирования, реализуется на этапах производства, испытания и контроля [10; 11].

Основным недостатком этих методик является большие трудоемкость проектирования и объем информационных ресурсов.

Целью данной работы является разработка методики моделирования и синтеза параметров пленочных узлов радиочастотного и микроволнового трактов радиоэлектронной аппаратуры на базе модернизированной среды проектирования AWR Microwave Office Environment 15, обеспечивающей уменьшение трудоемкости процесса разработки и сокращение информационных ресурсов.

1. Методика синтеза

Предлагаемая методика отличается тем, что она включает следующие операции и процедуры: предварительную настройку испытательных стендов системы (библиотек); электромагнитный (ЭМ) анализ исходных данных и требуемых значений электрических параметров; выявление и анализ

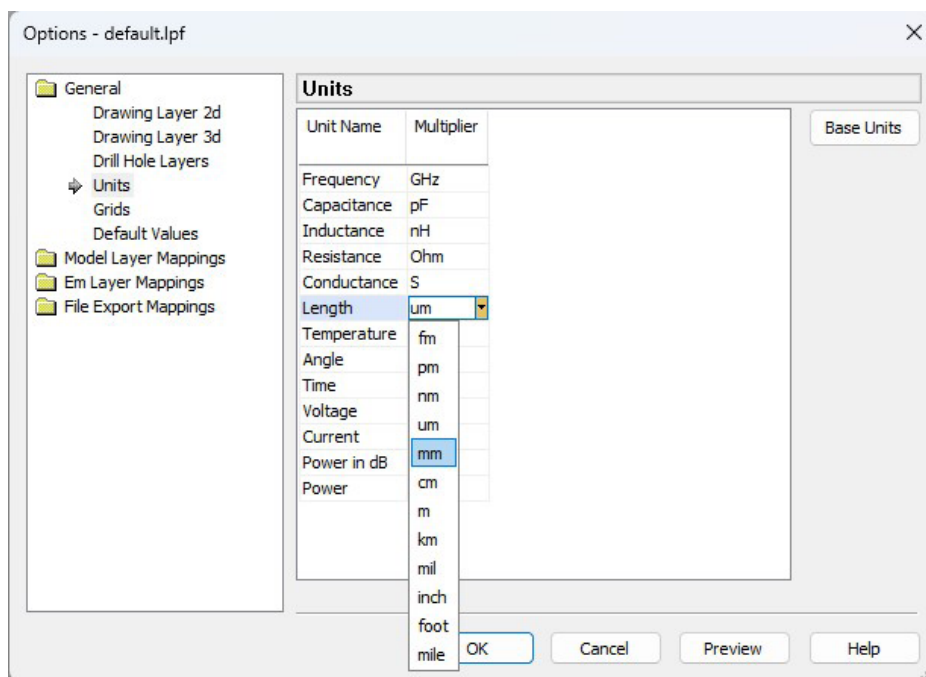


Рис. 1. Установка глобальной переменной «Длина» в миллиметровый диапазон
 Fig. 1. Setting the global variable «Length» to the millimeter range

возможных паразитных параметров; предварительную разработку испытательных стендов для конфигурирования; предварительную проверку испытательных стендов; настройку испытательных стендов системы проектирования; анализ электромагнитных пленочных структур с помощью интеллектуально адаптивного разбиения сетки; моделирование предполагаемых радиочастотных мультиплексированных сигналов; моделирование цифрового предварительного искажения элементов (фрагментов); маршрутизацию трассировки цепей с помощью динамически рассчитанных направляющих; сравнение комбинаций топологических решений; проверку решения с помощью справочных таблиц; оценку качества элементов и компонентов схемы; оценку выполненного проекта с помощью испытательных стендов; проверку проектного решения с помощью динамически расчлененных направляющих для маршрутизации трассировки проводников с минимально допустимыми расстояниями; минимизацию размеров топологических элементов; построение графиков; оптимизацию графиков и нанесение на них обозначений из диалогового окна измерения.

В качестве базовой среды проектирования использована AWR Design Environment 15.

2. Отработка методики

Отработка методики проводилась на примере моделирования основных характеристик и

конструкторского проектирования шлейфного направленного ответвителя (ШНО) РЧ- и МКВ-трактов.

2.1. Краткая характеристика объекта исследования. В технике СВЧ мостовые схемы обычно используются как делители мощности на два канала (в равных отношениях при высокой развязке между ними) и как балансные смесители с высокой развязкой между входными каналами.

При использовании мостовой схемы в качестве делителя энергия подается на плечо 1, распределение мощности энергии происходит в равном соотношении между плечами 2 и 4, а при подаче мощности в плечо 2 энергия распределяется между плечами 1 и 3. В первом случае в плече 3, а во втором – в плече 4 устанавливается оконечная нагрузка.

При использовании мостовой схемы в качестве смесителя энергия подается в плечи 1 и 3, выходными плечами будут 2 и 4.

Направленные ответвители шлейфные применяются в аппаратуре СВЧ: в разветвителях и сумматорах мощности, в фазовращателях, переключателях, балансных смесителях, для изоляции передающих и приемных устройств, работающих на одну общую нагрузку. Шлейфные направленные ответвители имеют большие габариты и узкую рабочую полосу частот.

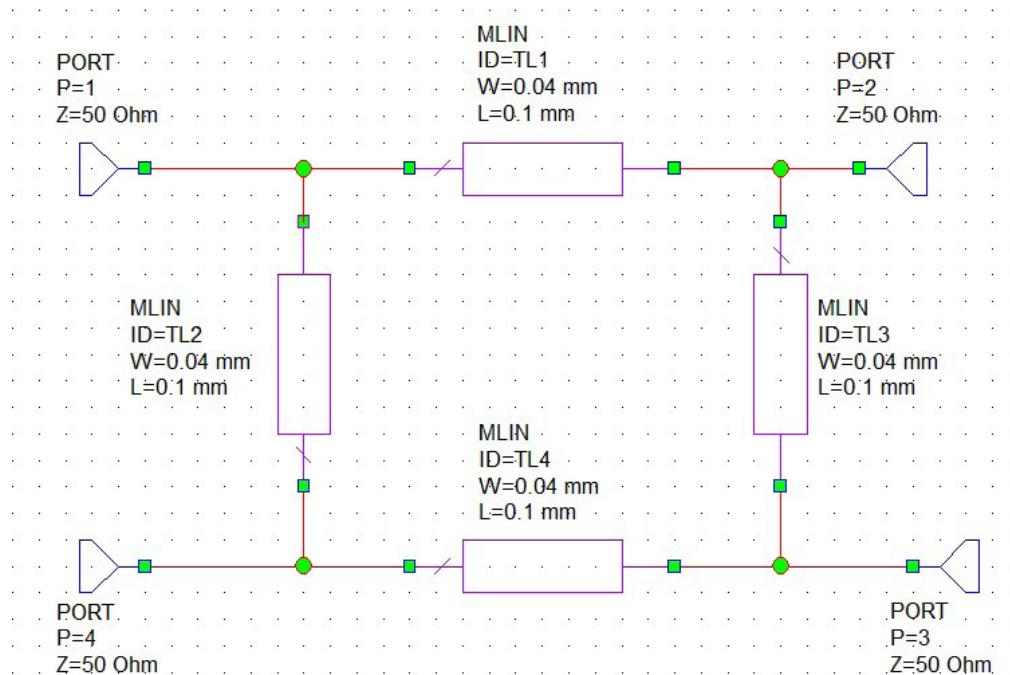


Рис. 2. Электрическая схема с параметрами по умолчанию
Fig. 2. Electrical diagram with default parameters

Основные частотные характеристики следующие:

- связь (переходное ослабление) $\bar{C} = 10\lg(P_1 / P_4)$, дБ. Здесь P_1 и P_4 – мощность в 1-м и 4-м плечах направленного ответвителя соответственно;
- направленность $D = 10\lg(P_4 / P_3)$, дБ. Здесь P_4 и P_3 – мощность в 4-м и 3-м плечах направленного ответвителя соответственно;
- коэффициент стоячей волны, KCB .

2.2. Требования к параметрам шлейфного ответвителя: частота сигнала 10 ГГц, материал подложки – поликор и Du Pont 951 толщиной 0,25 мм. Технология изготовления – толсто пленочная.

Опираясь на требования технического задания, синтезируем топологию шлейфного направленного ответвителя. Для этого используем вышеуказанную методику и модернизированную программу Microwave Office, а именно – AWR Design Environment 15. Последовательность операций будет следующей: создаем новый проект «ШНО»; открываем Options → Project Options → Edit Units → Length; устанавливаем этот параметр («длина») в миллиметровый диапазон, так как длины и ширины элементов MLIN (двухсторонняя микрополосковая линия) удобнее рассматривать в миллиметрах. Схема установки параметра приведена на рис. 1.

Теперь во вкладке Elements → Ports → PORT вынесем четыре порта в рабочее поле. Затем во вкладке Elements выберем опцию Microstrip и

подопцию Lines. Затем выберем пункт MLIN и вынесем четыре двухсторонние микрополосковые линии в рабочее поле. Соединим между собой порты и линии для получения топологической схемы. Таким образом, получаем схему (рис. 2) со стандартными значениями ширины и длины у микрополосковых линий. Везде установлены значения $W = 0,04$ мм и $L = 0,1$ мм, что не соответствует волновым сопротивлениям, необходимым для работы мостового устройства.

Необходимо получить на линиях MLIN ID = 1 и MLIN ID = 4 такие длины и ширины, которые будут соответствовать волновому сопротивлению Z_1 и $Z_4 = 50 / \sqrt{2}$ Ом. А на линиях MLIN ID = 2 и MLIN ID = 3 такие длины и ширины, которые будут соответствовать волновому сопротивлению Z_2 и $Z_3 = 50$ Ом. Для этого воспользуемся встроенным в среду проектирования AWR Design Environment 15 инструментом (вкладкой) TXLine: Tools. В этой вкладке выбираем опцию TXLine, при этом открывается окно (рис. 3).

В этом окне установим параметры диэлектрической постоянной Dielectric Constant, то есть нашу диэлектрическую постоянную $\epsilon_r = 7,8$ и тангенс угла диэлектрических потерь Loss Tangent $\tan(\delta) = 0,006$. Затем вводим через клавиатуру для параметров MLIN ID = 1 и MLIN ID = 4 Impedance равным $50 / \sqrt{2} = 35,36$ Ом. А для MLIN ID = 2 и MLIN ID = 3 установим параметр импеданса Impedance равным 50 Ом. В поле Frequency устано-

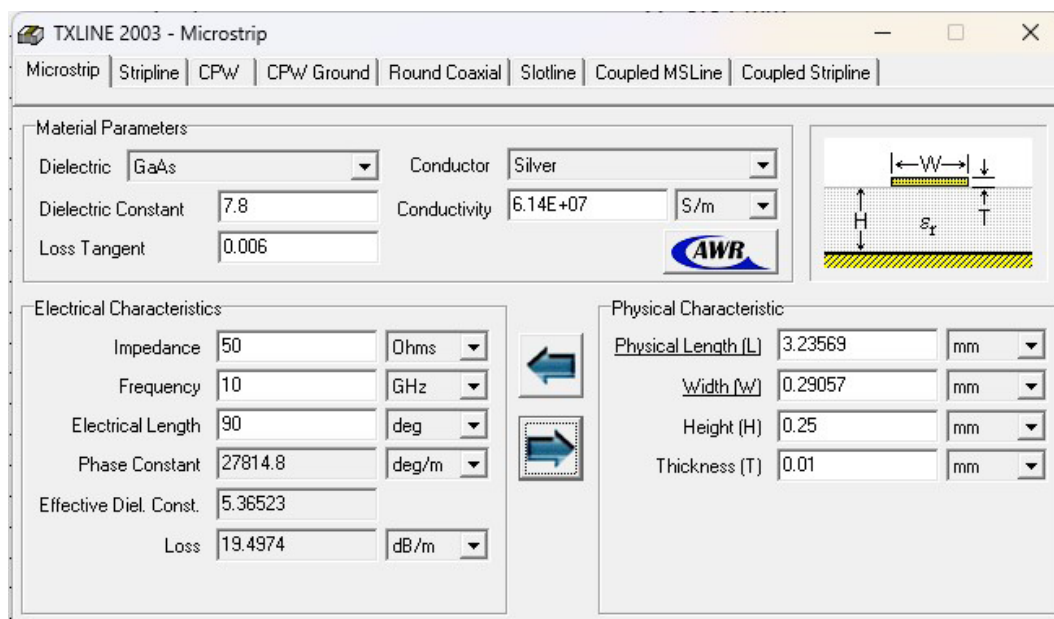


Рис. 3. Окно настроек инструмента TXLine
 Fig. 3. TXLine tool settings window

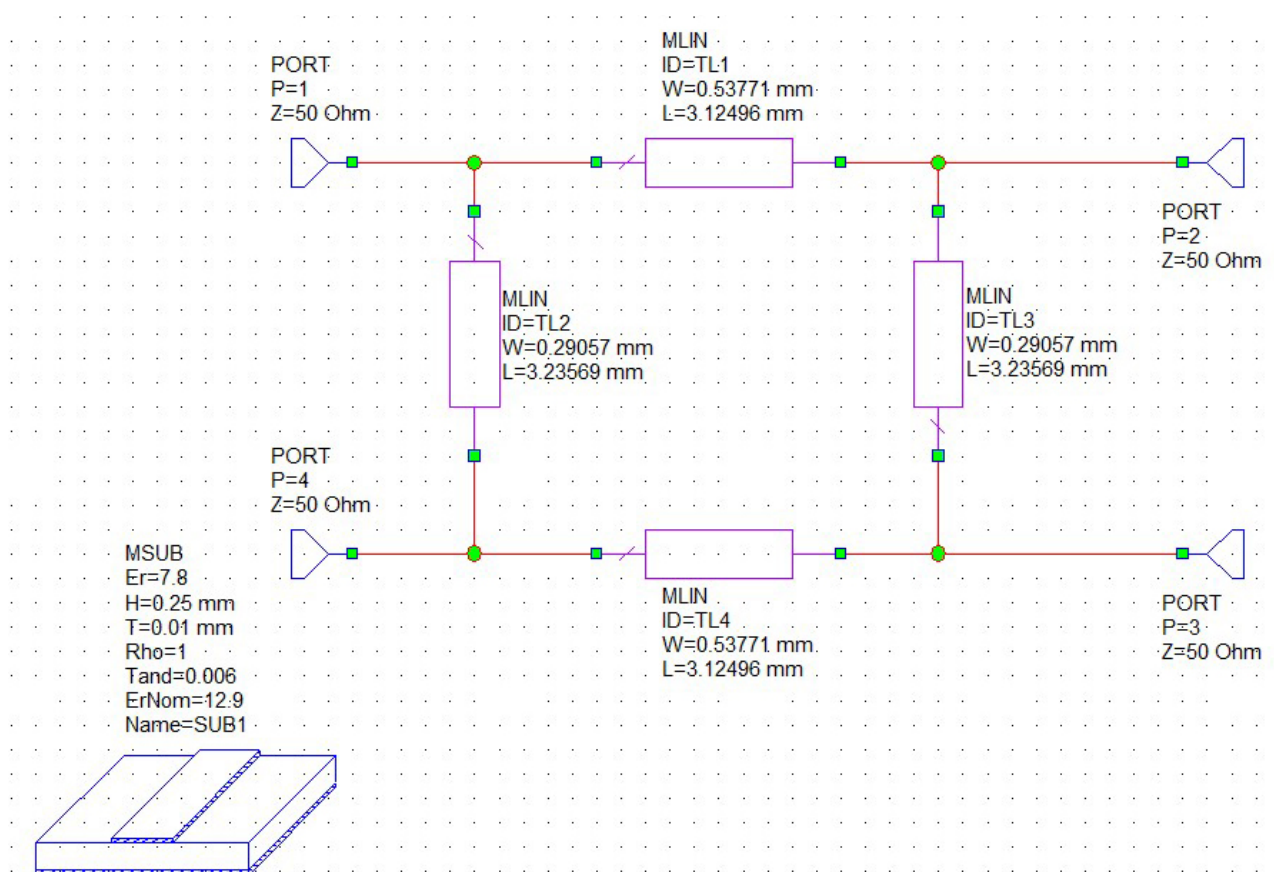


Рис. 4. Электрическая схема с параметрами, соответствующими техническому заданию
 Fig. 4. Electrical diagram with parameters corresponding to the technical specifications

вим 10 ГГц для всех линий. Electrical Length также для всех линий равна 90°. Вводим параметры высоты и толщины Height(H) = 0,25 мм и Thickness (T) = 0,01.

После, выбрав в папке Substrates опцию MSUB, зададим наши электрические параметры в соответствии с техническим заданием. Электрическая схема ШНО приведена на рис. 4.

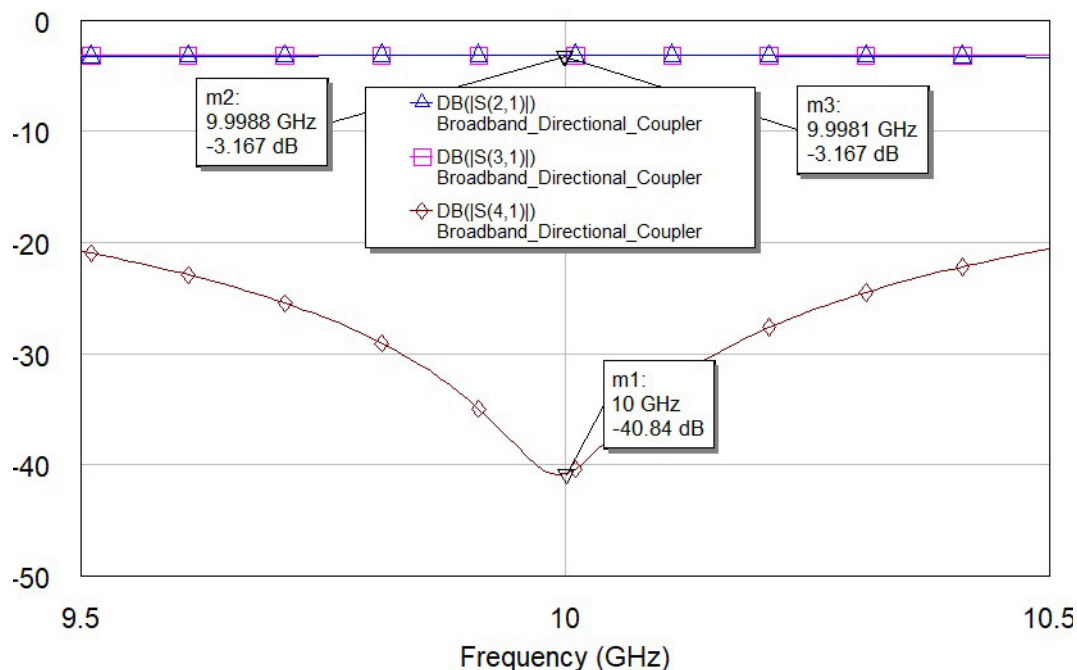


Рис. 5. АЧХ шлейфного направленного ответвителя
Fig. 5. Frequency response of a directional coupler

3. Построение графиков

Построим АЧХ для схемы шлейфного направленного ответвителя. Для этого во вкладке Graphs выбираем опцию New Graph и внутри New Graph добавим измеряемые параметры. В нашем случае это передаточные характеристики матрицы рассеяния в прямом направлении S_{21} , S_{31} , S_{41} . Для построения графиков также необходимо добавить некоторый диапазон частот около нашей рабочей частоты 10 ГГц. Во вкладке Options выберем опцию «проект» Project и во вкладке Options выберем опцию Frequences и задаем $f = 9,5$ Start 9,5 GHz, в той же вкладке Options в опции Project Options → Frequences задаем частоту Stop 10,5 GHz. АЧХ приведена на рис. 5.

Отметим, что у 2-го и 3-го выхода передаточная характеристика соответствует уровню 3 дБ, а у 4-го выхода – 40 дБ, что удовлетворяет техническому заданию.

На рис. 6 приведена топология шлейфного ответвителя, смоделированная с помощью программы.

Заключение

1. Разработана методика синтеза пленочных узлов РЧ- и МКВ-трактов. В качестве базовой среды проектирования использована модернизирован-

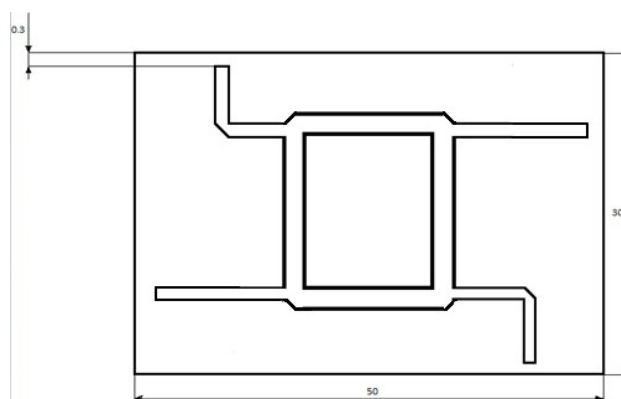


Рис. 6. Топология шлейфного ответвителя
Fig. 6. Topology of a pigtail splitter

ная AWR Design Environment 15. Методика предусматривает использование интегрированных технологий.

2. Проведена экспериментальная отработка методики на примере моделирования и проектирования ШНО. Получена топология ответвителя, удовлетворяющая требованиям технического задания.

3. Предложенная методика позволяет сократить трудоемкость моделирования основных характеристик узлов и конструкторского проектирования, а также уменьшить информационные ресурсы.

Список литературы

1. Кузнецов А.С., Ушкар М.Н. Методика формирования конструктивного базиса бортовых РЛС БПЛА // Успехи современной радиоэлектроники. 2023. № 9. С. 51–62. DOI: <https://doi.org/10.18127/j20700784-202309-06>

2. Маклашов В.А., Пиганов М.Н. Моделирование сверхширокополосных полосковых СВЧ-фильтров, встроенных в печатную плату // Информационные технологии и нанотехнологии (ИТНТ-2018): сб. тр. IV Междунар. конф. и молодежной школы. Самара: Новая техника, 2018. С. 1689–1697. URL: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=34894908>
3. Маклашов В.А., Пиганов М.Н., Петров М.В. Моделирование матрицы переходов и полосковых линий СВЧ-коммутатора // Информационные технологии и нанотехнологии (ИТНТ-2019): сб. тр. V Междунар. конф. и молодежной школы. Т. 3: Математическое моделирование физико-технических процессов и систем. Самара: Новая техника, 2019. С. 199–206. URL: <http://repo.ssau.ru/handle/Informacionnye-tehnologii-i-nanotekhnologii/Modelirovanie-matricy-perehodov-i-poloskovykh-linii-SVCh-kommutatora-76262>
4. Старенченко А.В. Разработка САПР теплонагруженных устройств БПЛА // Труды МАИ. 2016. № 95. С. 1–8.
5. Слепцов В.В., Мостовской М.В. Методика оценки метрологических характеристик регулируемого электропривода методом схмотехнического моделирования // Заводская лаборатория. Диагностика материалов. 2021. Т. 87, № 1. С. 22–26. URL: <https://www.elibrary.ru/item.asp?edn=dczgaq>
6. Муратов А.В., Романченко М.А., Судариков А.В. Методика оптимизации эффективности экранирования для экранов электромагнитных полей // Системные проблемы надежности в инновационных проектах: материалы Междунар. конф.: в 2 ч. Ч. 2. М.: Энергоатомиздат, 2012. С. 52–54.
7. Камалетдинов А.Г., Гильмутдинов А.Х. Широкополосный фазовращатель на основе RC элемента // Электронное приборостроение. 1998. Вып. 5. С. 55–62.
8. Пиганов М.Н., Иванов А.В. Разработка программы расчета усталостной надежности паяных соединений с использованием моделей Энгельмайера // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2018. Т. 21, № 2. С. 68–77. URL: <https://journals.ssau.ru/pwp/article/view/7038>
9. Сизов С.Ю., Шуваев В.А., Макаров О.Ю. Организация процесса сквозного проектирования радиоэлектронных средств на базе интегрированных САПР и CALS-технологий // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2007. Т. 3, № 12. С. 17–19.
10. Куликов А.В. Методы контроля и измерений составных частей бортового радиотехнического комплекса // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2023. Т. 26, № 3. С. 32–39. DOI: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2023.26.3.32-39>
11. Быков А.П. Алгоритм проведения автономных испытаний радиоэлектронных средств // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2020. Т. 23, № 3. С. 97–104. DOI: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2020.23.3.97-104>

Информация об авторах

Новомейский Дмитрий Николаевич, аспирант кафедры радиоэлектронных систем Самарского национального исследовательского университета имени академика С.П. Королева, г. Самара, Россия.

Область научных интересов: технология изготовления элементов радиочастотного тракта.

E-mail: dmitr.novomejsky@yandex.ru

Пиганов Михаил Николаевич, профессор кафедры радиоэлектронных систем Самарского национального исследовательского университета имени академика С.П. Королева, г. Самара, Россия.

Область научных интересов: надежность бортовых радиоэлектронных устройств.

E-mail: piganov@ssau.ru

Лупцов Антон Алексеевич, аспирант кафедры радиоэлектронных систем Самарского национального исследовательского университета имени академика С.П. Королева, г. Самара, Россия.

Область научных интересов: моделирование частотно-избирательных систем.

E-mail: antonluptsov@yandex.ru

Богданов Дмитрий Сергеевич, аспирант кафедры радиоэлектронных систем Самарского национального исследовательского университета имени академика С.П. Королева, г. Самара, Россия.

Область научных интересов: проектирование печатных плат и узлов радиотехнических систем.

E-mail: kipres@ssau.ru

Physics of Wave Processes and Radio Systems 2025, vol. 28, no. 3, pp. 49–55

DOI [10.18469/1810-3189.2025.28.3.49-55](https://doi.org/10.18469/1810-3189.2025.28.3.49-55)

UDC 621.396

Original Research

Received 17 March 2025

Accepted 18 April 2025

Published 30 September 2025

Methodology for synthesizing the topology of a radio frequency path node board

Dmitry N. Novomeisky, Mikhail N. Piganov, Anton A. Luptsov, Dmitry S. Bogdanov

Samara National Research University

34, Moskovskoye shosse,

Samara, 443086, Russia

Abstract – Background. The relevance of the topic of this work is due to the need to reduce the complexity of the process of designing the topology of boards of film nodes of radio frequency and microwave paths. **Aim.** Development of a methodology for modeling and synthesizing parameters of film assemblies of radio frequency and microwave paths of electronic equipment based on the upgraded AWR Microwave Office Environment 15 design environment. **Methods.** The article discusses a method for synthesizing board topology, which includes the following basic operations and procedures: setting up test benches, analyzing source data, estimating required electrical parameter values, adaptive grid partitioning, modeling multiplexed signals, modeling element distortions, routing circuit tracing, verifying solutions using tables, evaluating a completed project using test benches, minimizing the distances between conductors, plotting and optimizing graphs. Development of the conductor methodology using the example of modeling and design of a directional loop coupler of RF and MV paths. **Results.** The topology of a directional loop coupler with a 10 GHz signal frequency has been synthesized for its implementation using thick-film technology on a 0,25 mm thick polycor and Du Pont 951 substrate. The frequency response of the coupler is built. **Conclusion.** The resulting topology meets the requirements of the technical specification. Experimental testing of the technique has shown that it can reduce the complexity of modeling the main characteristics of nodes by 20–40 % and reduce information resources by up to 30 %.

Keywords – methodology; design; topology; directional loop coupler; modeling; synthesis operations; labor intensity.

✉ piganov@ssau.ru (Mikhail N. Piganov)

 © Dmitry N. Novomeisky et al., 2025

References

1. A. S. Kuznetsov and M. N. Ushkar, “Methodology for forming a constructive basis for on-board radars of UAVs,” *Uspekhi Sovremennoy Radioelektroniki*, no. 9, pp. 51–62, 2023, doi: <https://doi.org/10.18127/j20700784-202309-06>. (In Russ.)
2. V. A. Maklashov and M. N. Piganov, “Simulation of ultrawideband embedded multilayer RF filters embedded in a printed circuit board,” in *IV Int. Conf. and Youth School Information Technology and Nanotechnology (ITNT-2018)*, Samara: Novaya Tekhnika, 2018, pp. 1689–1697, url: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=34894908> (In Russ.)
3. V. A. Maklashov, M. N. Piganov, and M. V. Petrov, “Simulation of transition matrix and strip lines of RF switch,” in *V Int. Conf. and Youth School Information Technology and Nanotechnology (ITNT-2019)*, vol. 3, Samara: Novaya Tekhnika, 2019, pp. 199–206, url: <http://repo.ssau.ru/handle/Informacionnye-tehnologii-i-nanotehnologii/Modelirovanie-matricy-perehodov-i-poloskovykh-linii-SVCh-kommutatora-76262> (In Russ.)
4. A. V. Starenchenko, “Development of CAD for heat-loaded UAV devices,” *Trudy MAI*, no. 95, pp. 1–8, 2016. (In Russ.)
5. V. V. Sleptsov and M. V. Mostovskoy, “Methodology for assessing metrological characteristics of adjustable electric drive using circuit simulation method,” *Zavodskaya Laboratoriya. Diagnostika Materialov*, vol. 87, no. 1, pp. 22–26, 2021, url: <https://www.elibrary.ru/item.asp?edn=dczgaq> (In Russ.)
6. A. V. Muratov, M. A. Romashchenko, and A. V. Sudarikov, “Methodology for optimizing shielding effectiveness for electromagnetic field screens,” in *System Problems of Reliability in Innovation Projects: Materials of the International Conference*, pt. 2, Moscow: Energoatomizdat, 2012, pp. 52–54. (In Russ.)
7. A. G. Kamaletdinov and A. Kh. Gilmudinov, “Wideband phase shifter based on RC element,” *Elektronnoe Priborostroenie*, no. 5, pp. 55–62, 1998. (In Russ.)
8. M. N. Piganov and A. V. Ivanov, “Development of a program for calculating the fatigue reliability of solder joints using the Engelmaier models,” *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 21, no. 2, pp. 68–77, 2018, url: <https://journals.ssau.ru/index.php/pwp/article/download/7038/6897.pdf> (In Russ.)
9. S. Yu. Sizov, V. A. Shuvaev, and O. Yu. Makarov, “Organization of end-to-end design process for electronic equipment based on integrated CAD and CALS technologies,” *Vestnik VGTU*, vol. 3, no. 12, pp. 17–19, 2007. (In Russ.)
10. A. V. Kulikov, “Methods of control and measurement of components of onboard radio engineering complex,” *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 26, no. 3, pp. 32–39, 2023, doi: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2023.26.3.32-39>. (In Russ.)
11. A. P. Bykov, “Algorithm for conducting autonomous tests of electronic equipment,” *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 23, no. 3, pp. 97–104, 2020, doi: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2020.23.3.97-104>. (In Russ.)

Information about the Author

Dmitry N. Novomeisky, postgraduate student of the Department of Radioelectronic Systems, Samara National Research University, Samara, Russia.

Research interests: manufacturing technology of radio frequency path elements.

E-mail: dmitr.novomejsky@yandex.ru

Mikhail N. Piganov, professor of the Department of Radioelectronic Systems, Samara National Research University, Samara, Russia.

Research interests: reliability of on-board electronic devices.

E-mail: piganov@ssau.ru

Anton A. Luptsov, postgraduate student of the Department of Radioelectronic Systems, Samara National Research University, Samara, Russia.

Research interests: modeling of frequency-selective systems.

E-mail: antonluptsov@yandex.ru

Dmitry S. Bogdanov, postgraduate student of the Department of Radioelectronic Systems, Samara National Research University, Samara, Russia.

Research interests: design of printed circuit boards and components of radio engineering systems.

E-mail: kipres@ssau.ru

Кольцевая многолучевая антенная решетка с частотным сканированием

Е.А. Ищенко , Ю.Г. Пастернак, Д.К. Проскурин, С.М. Федоров 

Воронежский государственный технический университет
394006, Россия, г. Воронеж,
ул. 20-летия Октября, 84

Аннотация – Обоснование. Реализация сканирующих антенн для систем помехозащищенной связи, радиолокационных систем является важной и актуальной задачей. Одним из наиболее перспективных методов отклонения луча является частотное сканирование, которое может эффективно сочетаться с коммутационным, что позволит обеспечить полноазимутальное и угломестное сканирование без применения фазовращателей. **Цель.** Произвести исследование и моделирование кольцевой многолучевой антенной системы с возможностью частотного сканирования, а также формирования нескольких лучей одновременно. Выполнить моделирование при запитывании разных портов для оценки возможностей формирования разных лучей антенны, а также в многолучевом режиме. Исследовать возможность отклонения луча по частоте с определением диапазона рабочих частот. **Методы.** Основные результаты получены на основе электродинамического моделирования, которое выполнялось с использованием метода конечных элементов в DS CST Studio Suite 2025. Основные методы анализа характеристик базировались на рассмотрении диаграмм направленности, а также их поведении при дифракции на решетках эшелетт. **Результаты.** Получены характеристики антенной системы в диапазоне частот от 8,3 до 10 ГГц. Доказано, что антенная система позволяет реализовать полноазимутальное сканирование путем коммутации разного числа входных портов. Показано, что предложенная конструкция антенной системы может управляться как по направлению луча, так и по ширине главного лепестка путем выполнения коммутации разного числа антенных элементов, при этом сохраняется частотное сканирование в широком диапазоне рабочих частот. Получено, что антенна позволяет обеспечивать формирование двух разнонаправленных лучей с частотным сканированием. **Заключение.** Предложенная антенная система может быть использована для реализации высокочастотного обнаружения малых целей и помехозащищенного канала связи с частотной перестройкой для удержания объекта в луче антенны. Особенность предложенной многолучевой антенны заключается в возможности реализации двухкоординатного сканирования на основании частотного сканирования и коммутационного подключения антенных элементов.

Ключевые слова – многолучевая антенна; частотное сканирование; помехозащищенная связь; кольцевая антенная решетка.

Введение

В настоящее время актуальна реализация антенных систем для задач помехозащищенных каналов связи с высокомобильными роботизированными комплексами. Особый акцент в таких задачах стоит сделать на реализации систем связи с полноазимутальной многолучевой системой передачи данных, а также с возможностью отклонения луча диаграммы направленности. Для реализации антенных систем с возможностью отклонения луча используется множество методов. Так, в работе [1] авторы предлагают систему с отклонением луча на основе линзы. Особенностью предлагаемого решения является то, что благодаря предложенной конструкции линзы появляется возможность сформировать многомодовое излучение, которое отклоняет луч в пространстве. Помимо использования анизотропных линз, которые изменяют свои характеристики в зависимости от моды волны для формирования сканирующей антенны, могут быть применены диэлектрические линзы, как

это показано в [2]. Предложенное решение формирует двухфокальную линзу, которая обеспечивает фокусирование электромагнитных волн с последующим формированием направленного луча. Сканирование в такой конструкции осуществляется путем переключения облучателей, что значительно усложняет процесс разработки антенной системы, так как необходимо верно находить фокальные точки.

Особый интерес вызывает возможность реализации многолучевых сканирующих антенн [3–5]. Для реализации таких конструкций авторы приведенных работ используют антенны на основе волноводов, которые интегрированы в диэлектрическую подложку (SIW). Однако использование SIW-структур позволяет сформировать многолучевое и направленное излучение, но для отклонения луча приходится использовать диаграммообразующие устройства [3], сложные многослойные структуры [4], активные коммутационные устройства [5], метаматериалы [6]. Таким образом, для ре-

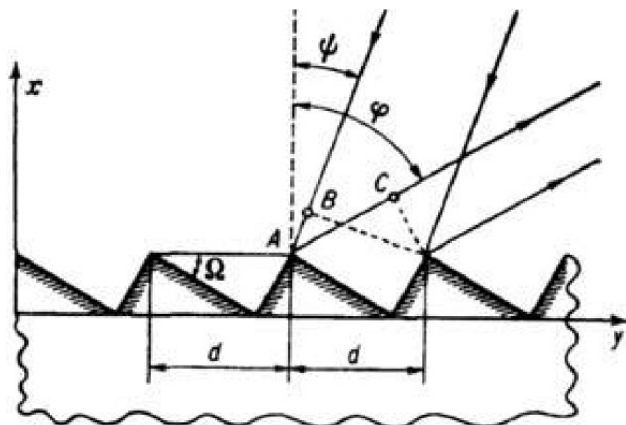


Рис. 1. Дифракционная решетка эшелетт
Fig. 1. Echelette diffraction grating

ализации высокоэффективной системы связи требуется решение ряда задач – достижения высокого уровня коэффициента направленного действия (КНД), управления лепестком антенны, а также возможностью формирования многолучевого режима. Большинство таких антенных систем представляют собой антенные решетки с активными линиями питания и системами диаграммообразования [7–9].

Особый интерес вызывает возможность формирования многоканальных антенн, что требует применения антенных решеток, которые способны работать в разных поляризациях [10], а также с возможностью многоканального сканирования путем коммутации лучей [11]. В данной работе предлагается конструкция кольцевой антенной решетки с возможностью формирования многолучевого режима излучения, а также с частотным сканированием лепестком в свободном пространстве. В данной работе предлагается конструкция кольцевой антенной решетки с возможностью формирования многолучевого режима излучения, а также с частотным сканированием лепестком в свободном пространстве.

1. Конструкция кольцевой антенной решетки с возможностью частотного санирования

В процессе реализации антенной решетки с возможностью частотного сканирования особое внимание необходимо уделить системе, которая будет обеспечивать частотозависимое формирование луча антенной системы. В предлагаемом решении в роли частотосканирующей формирующей системы служит решетка эшелетт (рис. 1). Она выступает в роли дифракционной системы, которая

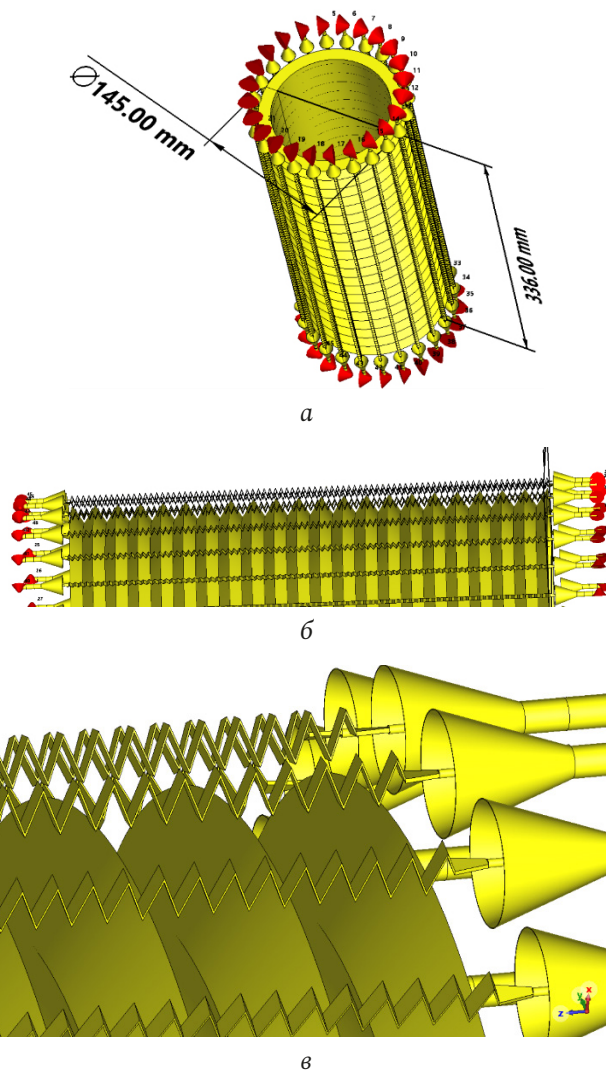


Рис. 2. Конструкция многолучевой частотосканирующей антенной системы с полноазимутальным обзором
Fig. 2. Design of a multi-beam frequency scanning antenna system with full azimuth coverage

обладает постоянным периодом, при этом благодаря ее конструкции и отражению волн с последующей дифракцией и интерференцией происходит формирование лепестков с разными направлениями на различных частотах, что позволяет сформировать частотное сканирование в пространстве.

Для реализации полноазимутальной системы сканирования дифракционная решетка формирует цилиндр с дифракционным рисунком, над которым помещаются излучающие однопроводные линии, имеющие также форму дифракционной решетки. Для возбуждения антенной системы используются пирамидальные круглые рупорные излучатели. Конструкция антенны приводится на рис. 2.

Приведенная конструкция имеет полный внешний диаметр дифракционной решетки эшелетт

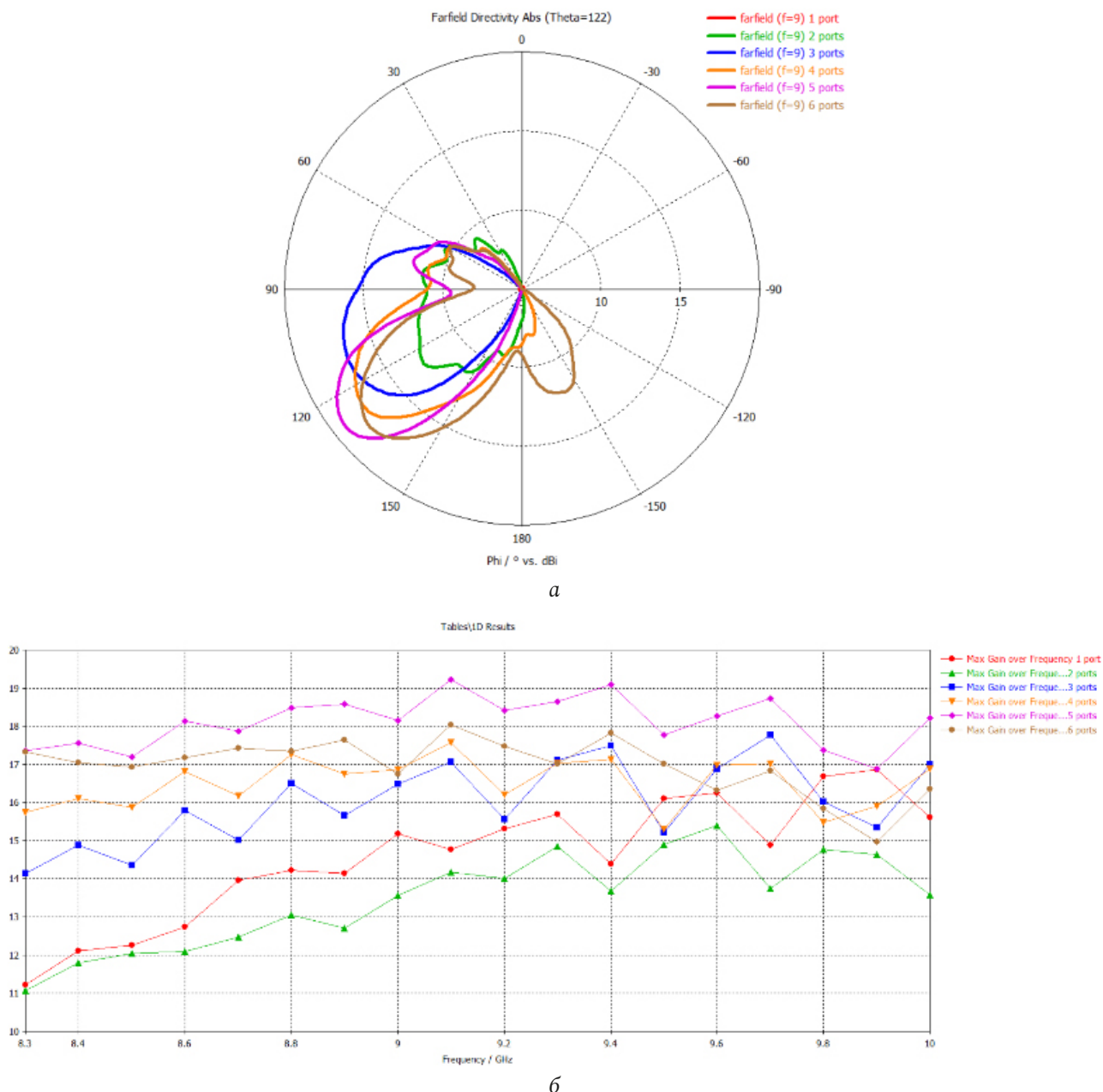


Рис. 3. Характеристики диаграмм направленности антенны при запитывании портов 1, 2, 3, 4, 5 и 6: а – срез диаграммы направленности в вертикальной плоскости; б – коэффициент усиления антенны в исследуемом диапазоне рабочих частот
Fig. 3. Characteristics of the antenna radiation patterns when feeding ports 1, 2, 3, 4, 5 and 6: а – radiation pattern cut in the vertical plane; б – antenna gain in the studied operating frequency range

в 145 мм, полная высота антенной системы составляет 336 мм. Для формирования лучей в антенной решетке используются 24 однопроводные линии, которые устанавливаются по окружности с возможностью запитывания с двух концов. Разработанная антенная система предназначена для работы в диапазоне частот от 8,3 до 10 ГГц, что позволяет обеспечить высокоэффективную связь в Х-диапазоне частот с возможностью повышения помехозащищенности канала связи с высокоомобильными роботизированными комплексами.

2. Применение многолучевой частотосканирующей антенной решетки для формирования направленного излучения

В процессе исследования основных характеристик кольцевой антенной решетки следует уделить внимание характеристикам лучей, которые могут быть сформированы при запитывании равноамплитудно и синфазно нескольких соседних портов. В процессе исследования рассматривалась ситуация, когда запитывание выполнялось

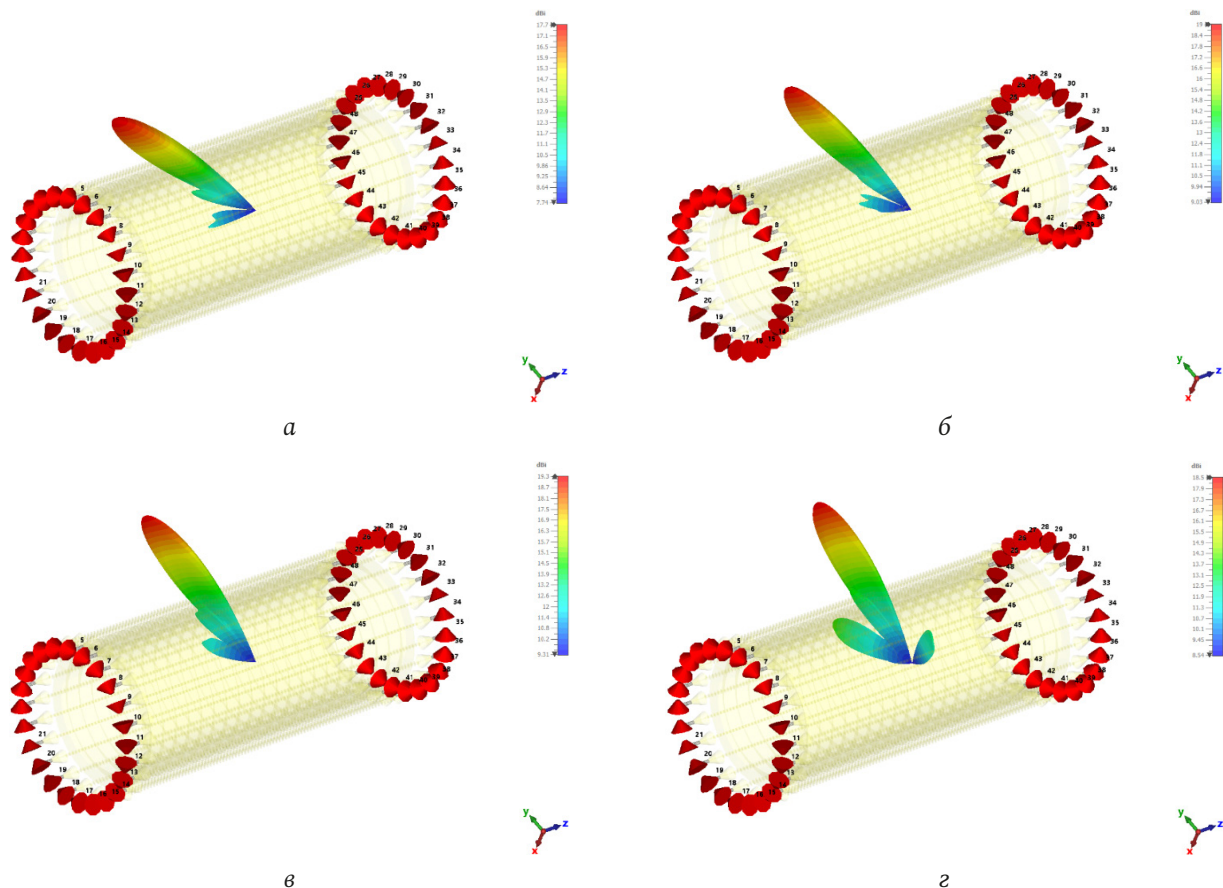


Рис. 4. Демонстрация частотного сканирования антенной системой: а – $f = 8,4$ ГГц; б – $f = 8,9$ ГГц; в – $f = 9,5$ ГГц; г – $f = 10$ ГГц
Fig. 4. Demonstration of frequency scanning by the antenna system: а – $f = 8,4$ GHz; б – $f = 8,9$ GHz; в – $f = 9,5$ GHz; г – $f = 10$ GHz

для портов 1, 2, 3, 4, 5 и 6 одновременно, при этом фазовый сдвиг принимался равным 0, амплитуда была одинаковой для всех портов. На рис. 3 приводится вид диаграмм направленности для всех случаев на частоте 9 ГГц, а также уровень коэффициента усиления антенны в диапазоне исследуемых частот.

Полученные результаты показывают, что при запитывании 1 порта в антенне формирование луча не происходит, картина излучения нарушается, что вызвано взаимным влиянием соседних элементов, а также профилем дифракционной антенной решетки эшелетт. Аналогичная проблема возникает при запитывании 2 портов одновременно, поэтому применение данной антенной решетки при запитывании портов 1 и 2 не несет положительного эффекта. Особый интерес вызывают случаи синфазного возбуждения портов 3, 4 и 6 соответственно. В данных случаях КУ антенны лежит в диапазоне от 14 до 17 дБ, при этом ширина главного лепестка в азимутальной плоскости составляет более 35° , а в угломестной – менее 7° , что формирует веерную диаграмму направленности с максимальной эффективностью для обеспечения

связи с роботизированными комплексами. Пик характеристик антенны приходится на ситуацию, когда синфазно и равноамплитудно запитываются 5 портов. В таком случае достигается уровень КУ от 17 до 19,2 в рабочем диапазоне, ширина главного лепестка в угломестной плоскости менее 7° , а в азимутальной – 32° . Таким образом, получаем высокоэффективно работающую антенну с возможностью формирования направленного излучения. На рис. 4 приводится вид частотного сканирования при запитывании 5 портов в антенной системе.

Полученные результаты показывают, что в диапазоне частот от 8,3 до 10 ГГц антенная система сканирует лучом в азимутальной плоскости от 49 до 15° по отношению к оси нормали, при этом симметричная конструкция антенны позволяет осуществлять такое сканирование симметрично относительно основной оси.

Таким образом, кольцевая антенная решетка позволяет сформировать веерную диаграмму направленности с частотным сканированием, что обеспечивает связь с повышенной помехозащищенностью. Рассмотрим также случай, когда пред-

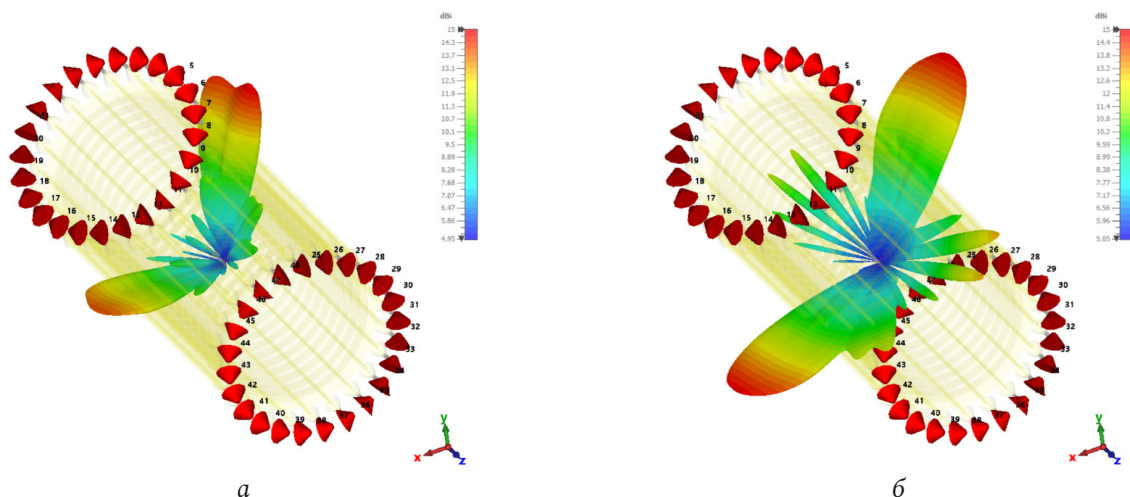


Рис. 5. Картины многолучевого режима работы антенны с частотным сканированием: а – $f = 8,3$ ГГц; б – $f = 9,4$ ГГц
Fig. 5. Pictures of the multi-beam mode of operation of the antenna with frequency scanning: а – $f = 8,3$ GHz; б – $f = 9,4$ GHz

ложенная антенна формирует два луча. На рис. 5 приводится вид диаграмм направленности при запитывании двух пар по 6 портов, которые расположены на противоположных концах антенной системы.

Как видно, полученная антенная система позволяет обеспечить сканирование не только одним лепестком, но также и двумя лепестками с веерной диаграммой направленности. Таким образом, эта антенная система показывает высокую эффективность, а также благодаря возможности частотного сканирования данная антенная решетка может быть использована для частотно перестраиваемых систем передачи данных.

Заключение

Полученные результаты показывают, что разработанная антенная система обеспечивает много-

лучевой режим работы с частотным сканированием. Реализованная в данной работе антенная система может быть использована для обеспечения высокоэффективной системы связи, при этом применение кольцевой антенной системы позволяет обеспечить полноазимутальную работу антенны, а применение частотного сканирования обеспечивает сканирование в угломестной плоскости. Полученная антенная система имеет малые размеры, что обуславливает высокоэффективную передачу данных в X-диапазоне.

Финансирование

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации в рамках государственного задания «молодежная лаборатория» № FZGM-2024-0003.

Список литературы

1. Beam scanning lens antenna based on elliptic rotating phase distribution lens / H.-F. Wang [et al.] // 2019 IEEE MTT-S International Wireless Symposium (IWS). Guangzhou, China, 2019. P. 1–3. DOI: <https://doi.org/10.1109/IWS.2019.8804122>
2. Design of medium-size dielectric bifocal lenses for wide-angle beam scanning antennas / T.V. La [et al.] // 2012 6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP). Prague, Czech Republic, 2012. P. 3287–3291. DOI: <https://doi.org/10.1109/EuCAP.2012.6206003>
3. Kamalzadeh S., Soleimani M. Multibeam SIW leaky-wave antenna with beam scanning capability in two dimensions // Electronics. 2022. Vol. 11, no. 15. P. 2315. DOI: <https://doi.org/10.3390/electronics11152315>
4. Planar millimeter-wave 2-D beam-scanning multibeam array antenna fed by compact SIW beam-forming network / J.-W. Lian [et al.] // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2018. Vol. 66, no. 3. P. 1299–1310. DOI: <https://doi.org/10.1109/TAP.2018.2797873>
5. Differentially-fed dual-polarized 2D multibeam antenna array for millimeter-wave applications / Q. Yang [et al.] // 2020 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT). Shanghai, China, 2020. P. 1–3. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICMMT49418.2020.9386279>
6. Li Q., Zhang Y., Wu C.-T.M. Wide-angle frequent scanning metamaterial leaky wave antenna array for automotive radars // 2018 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT). Chengdu, China, 2018. P. 1–3. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICMMT.2018.8563472>
7. A digital multibeam array with wide scanning angle and enhanced beam gain for millimeter-wave massive MIMO applications / Y. Hu [et al.] // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2018. Vol. 66, no. 11. P. 5827–5837. DOI: <https://doi.org/10.1109/TAP.2018.2869200>

8. Feng P.-Y., Qu S.-W., Yang S. Wideband mechanical scanning lens antenna at Ku-band // 2017 11th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP). Paris, France, 2017. P. 1076–1078. DOI: <https://doi.org/10.23919/EuCAP.2017.7928295>
9. Compact wide-angle scanning multibeam antenna array for V2X communications / M.K. Ishfaq [et al.] // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. 2021. Vol. 20, no. 11. P. 2141–2145. DOI: <https://doi.org/10.1109/LAWP.2021.3100349>
10. Влияние кросс-поляризации двухполяризационных антенных элементов на эргодическую пропускную способность многоканальной системы / Е.В. Аверина [и др.] // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2024. Т. 27, № 4. С. 59–67. DOI: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2024.27.4.59-67>
11. Пастернак Ю.Г., Пендюрин В.А., Сафонов К.С. Антенная решетка с коммутационным сканированием в угломестной плоскости // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2021. Т. 24, № 3. С. 100–106. DOI: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2021.24.3.100-106>

Информация об авторах

Ищенко Евгений Алексеевич, аспирант, ассистент кафедры радиоэлектронных устройств и систем Воронежского государственного технического университета, г. Воронеж, Россия.

Область научных интересов: антенные системы.

E-mail: kursk1998@yandex.ru

ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-5270-0792>

Пастернак Юрий Геннадьевич, доктор технических наук, профессор кафедры радиоэлектронных устройств и систем Воронежского государственного технического университета, г. Воронеж, Россия.

Область научных интересов: антенные системы, устройства СВЧ.

E-mail: pasternaky@mail.ru

Проскурин Дмитрий Константинович, кандидат физико-математических наук, ректор Воронежского государственного технического университета, г. Воронеж, Россия.

Область научных интересов: антенные системы, устройства СВЧ.

E-mail: rector@cchgeu.ru

Фёдоров Сергей Михайлович, кандидат технических наук, доцент кафедры радиоэлектронных устройств и систем Воронежского государственного технического университета, г. Воронеж, Россия.

Область научных интересов: сверхширокополосные линзовые антенны.

E-mail: fedorov_sm@mail.ru

ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-9027-6163>

Physics of Wave Processes and Radio Systems

2025, vol. 28, no. 3, pp. 56–62

DOI [10.18469/1810-3189.2025.28.3.56-62](https://doi.org/10.18469/1810-3189.2025.28.3.56-62)

UDC 621.396

Original Research

Received 15 February 2025

Accepted 17 March 2025

Published 30 September 2025

Frequency scanning ring multibeam antenna array

Evgeniy A. Ishchenko , Yury G. Pasternak, Dmitry K. Proskurin, Sergey M. Fedorov 

Voronezh State Technical University
84, 20-letiya Oktyabrya Street,
Voronezh, 394006, Russia

Abstract – Background. Implementation of scanning antennas for noise-immune communication systems and radar systems is an important and urgent task. One of the most promising methods of beam deflection is frequency scanning, which can be effectively combined with switching, which will provide full-azimuth and elevation scanning without using phase shifters. **Aim.** To study and simulate a ring multi-beam antenna system with the ability to frequency scan, as well as the ability to form several beams simultaneously. To perform simulation when feeding different ports to assess the capabilities of forming different antenna beams, as well as in multi-beam mode. To study the possibility of beam deflection by frequency with the determination of the range of operating frequencies. **Methods.** The main results are obtained on the basis of electrodynamic modeling, which was performed using the finite element method in DS CST Studio Suite 2025. The main methods of analyzing the characteristics were based on the consideration of the radiation patterns, as well as their behavior during diffraction on echelette gratings. **Results.** The characteristics of the antenna system were obtained in the frequency range from 8,3 to 10 GHz. It was found that the antenna system allows implementing full-azimuth scanning by switching a different number of input ports. It is shown that the proposed design of the antenna system can be controlled both in the beam direction and in the main lobe width by switching a different number of antenna elements, while maintaining frequency scanning in a wide range of operating frequencies. It is found that the antenna allows for the formation of two differently directed beams with frequency scanning. **Conclusion.** The proposed antenna system can be used to implement high-frequency detection of small targets, implement a noise-immune communication channel with frequency tuning to keep an object in the antenna beam. The peculiarity of the proposed multi-beam antenna is

the possibility of implementing two-coordinate scanning based on frequency scanning and switching connection of antenna elements.

Keywords – multi-beam antenna; frequency scanning; interference-resistant communication; ring antenna array.

✉ kursk1998@yandex.ru (Evgeniy A. Ishchenko)

 © Evgeniy A. Ishchenko et al., 2025

References

1. H.-F. Wang et al., “Beam scanning lens antenna based on elliptic rotating phase distribution lens,” in *2019 IEEE MTT-S International Wireless Symposium (IWS)*, Guangzhou, China, pp. 1–3, 2019, doi: <https://doi.org/10.1109/IEEE-IWS.2019.8804122>.
2. T. V. La et al., “Design of medium-size dielectric bifocal lenses for wide-angle beam scanning antennas,” in *2012 6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, Prague, Czech Republic, pp. 3287–3291, 2012, doi: <https://doi.org/10.1109/EuCAP.2012.6206003>.
3. S. Kamalzadeh and M. Soleimani, “Multibeam SIW leaky-wave antenna with beam scanning capability in two dimensions,” *Electronics*, vol. 11, no. 15, p. 2315, 2022, doi: <https://doi.org/10.3390/electronics11152315>.
4. J.-W. Lian et al., “Planar millimeter-wave 2-D beam-scanning multibeam array antenna,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 66, no. 3, pp. 1299–1310, 2018, doi: <https://doi.org/10.1109/TAP.2018.2797873>.
5. Q. Yang et al., “Differentially-fed dual-polarized 2D multibeam antenna array for millimeter-wave applications,” in *2020 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT)*, Shanghai, China, pp. 1–3, 2020, doi: <https://doi.org/10.1109/ICMMT49418.2020.9386279>.
6. Q. Li, Y. Zhang, and C.-T. M. Wu, “Wide-angle frequent scanning metamaterial leaky wave antenna array for automotive radars,” in *2018 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT)*, Chengdu, China, pp. 1–3, 2018, doi: <https://doi.org/10.1109/ICMMT.2018.8563472>.
7. Y. Hu et al., “A digital multibeam array with wide scanning angle and enhanced beam gain for millimeter-wave massive MIMO applications,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 66, no. 11, pp. 5827–5837, 2018, doi: <https://doi.org/10.1109/TAP.2018.2869200>.
8. P.-Y. Feng, S.-W. Qu, and S. Yang, “Wideband mechanical scanning lens antenna at Ku-band,” in *2017 11th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, Paris, France, pp. 1076–1078, 2017, doi: <https://doi.org/10.23919/EuCAP.2017.7928295>.
9. M. K. Ishfaq et al., “Compact wide-angle scanning multibeam antenna array for V2X communications,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 20, no. 11, pp. 2141–2145, 2021, doi: <https://doi.org/10.1109/LAWP.2021.3100349>.
10. E. V. Averina et al., “Influence of crosspolarization of dual-polarized antenna elements on the ergodic capacity of a multichannel system,” *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 27, no. 4, pp. 59–67, 2024, doi: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2024.27.4.59-67>. (In Russ.)
11. Yu. G. Pasternak, V. A. Pendyurin, and K. S. Safonov, “Antenna array with switching scanning in elevation plane,” *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 24, no. 3, pp. 100–106, 2021, doi: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2021.24.3.100-106>. (In Russ.)

Information about the Authors

Evgeniy A. Ishchenko, postgraduate student, assistant of the Department of Radioelectronic Devices and Systems, Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia.

Research interests: antenna systems.

E-mail: kursk1998@yandex.ru

ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-5270-0792>

Yury G. Pasternak, Doctor of Technical Sciences, professor of the Department of Radioelectronic Devices and Systems, Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia.

Research interests: antenna systems, microwave devices.

E-mail: pasternakg@mail.ru

Dmitry K. Proskurin, Candidate of Physical and Mathematical Sciences, rector of Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia.

Research interests: antenna systems, microwave devices.

E-mail: rector@cchgeu.ru

Sergey M. Fedorov, Candidate of Technical Sciences, associate professor of the Department of Radioelectronic Devices and Systems, Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia.

Research interests: ultra-wideband lens antennas.

E-mail: fedorov_sm@mail.ru

ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-9027-6163>

Особенности технологического процесса изготовления плоских спиральных антенн с дополнительным замедлением

М.А. Малахов^{1, 2}

¹ Самарский государственный технический университет
443100, Россия, г. Самара,
ул. Молодогвардейская, 244
² АО «НИИ “Экран”»
443022, Россия, г. Самара,
пр. Кирова, 24

Аннотация – Обоснование. Работа направлена на развитие и исследование технологических процессов и производственных операций изготовления печатных антенн. Частным случаем подобных антенн является плоская спиральная антенна с дополнительным замедлением в виде диэлектрической либо металлодиэлектрической пластины. **Цель.** В работе осуществляется разбор отличительных особенностей технологических процессов изготовления плоских спиральных антенн с дополнительным замедлением. Выделен ряд «узких» мест производственных операций, связанных с особенностями применяемых базовых материалов и базовых промышленных технологий. **Методы.** В основе исследований лежит практико-ориентированное сравнение технологических процессов изготовления плоских спиральных антенн с дополнительным замедлением с различными конструктивными решениями замедляющей структуры: планарная диэлектрическая пластина, планарная металлодиэлектрическая пластина с металлизированными отверстиями, планарная металлодиэлектрическая пластина с металлическими штырями. В качестве базовых технологий используются комбинированный позитивный метод производства печатных плат, технология прессования многослойных печатных плат, технология сборки и электромонтажа СВЧ-устройств. **Результаты.** Предложены варианты конструкции планарных замедляющих пластин и соответствующие технологические процессы их производства, определены их ключевые отличия: технологичность, степень автоматизации, длительность. **Заключение.** С практической точки зрения показано, что конструкция диэлектрической замедляющей пластины является наиболее технологичной и серийнопригодной при массовом производстве, что подтверждается изготовленными образцами. В случае необходимости интеграции в конструкцию замедляющей пластины дополнительных элементов более технологичным является вариант с металлизированными отверстиями.

Ключевые слова – спиральная антенна; дополнительное замедление; планарная замедляющая пластина; технологический процесс; технология изготовления печатных плат.

Введение

В современных радиоэлектронных системах активно применяются плоские спиральные антенны с равномерным шагом намотки (ПСА). Они используются в качестве самостоятельной антенны, облучателя зеркальных антенн, а также в составе фазированных антенных решеток. По диапазонным свойствам они относятся к квазичастотно-независимым антеннам [1–3].

С точки зрения приближенной теории описание процесса излучения в ПСА сводится к следующему [1]: на каждой частоте имеется рабочая группа витков, вносящая наибольший вклад в поле излучения. При увеличении частоты эта группа витков перемещается в сторону меньших радиусов, а при увеличении частоты – в сторону больших радиусов. Однако, как показывает строгое решение задачи о распределении тока на тонких спиральных проводниках [4–6], эти представления являются не совсем корректными. Ток в спиральном прово-

днике имеет вид смешанной волны, распространяющейся вдоль проводника, амплитуда которой экспоненциально уменьшается при удалении от точки питания.

Актуальной проблемой радиоэлектроники является необходимость миниатюризации радиоаппаратуры, в особенности бортовых станций самолетов, вертолетов и беспилотных летательных аппаратов, в том числе в части антенн и их излучающих структур. Новые конструктивные решения при проектировании антенных систем требуют дополнительной технологической проработки и инновационного развития технологических процессов производства.

В статье представлен технологический процесс изготовления плоской спиральной антенны с дополнительным замедлением в виде планарной замедляющей пластины (ЗП). Проведен сравнительный практикоориентированный анализ трех вариантов технологического процесса изготовления ЗП. Обозначены технологические трудности,

возникающие в процессе производства подобных антенн. Показано, что конструкция диэлектрической замедляющей пластины является наиболее технологичной и серийнопригодной при массовом производстве, что подтверждается изготовленными образцами. В случае необходимости интеграции в конструкцию ЗП дополнительных замедляющих элементов более технологичным является вариант с металлизированными отверстиями.

1. Постановка задачи

В связи с тем, что нижняя граница рабочего диапазона плоской спиральной антенны преимущественно определяется таким ее волновым размером, при котором начинает преобладать режим бегущих волн тока, уменьшение ее волновых размеров ведет к образованию стоячих волн тока. Это усиливает зависимость характеристик излучения антенны и ее входного сопротивления от частоты. Поэтому решение задачи улучшения массогабаритных характеристик антенны путем прямого уменьшения размеров излучающего элемента приводит к значительному ухудшению функциональных параметров в нижней части рабочего диапазона частот.

Уменьшить диаметр спирали без ухудшения функциональных характеристик возможно в случае замедления скорости протекающей в проводнике электромагнитной волны. Минимизация отраженной от внешних концов излучателя волны тока будет способствовать ослаблению указанной ранее зависимости характеристик излучения структуры и ее входного сопротивления от частоты и приведет к расширению нижней границы рабочего диапазона частот. На высоких частотах энергия отраженной волны мала, так как при распространении прямой волны тока по спирали вследствие интенсивного излучения происходит быстрое уменьшение ее амплитуды, и на внешних витках спирали она существенно меньше, чем на внутренних. Происходит устранение источника обратных волн тока. Таким образом, для уменьшения нижней границы рабочего диапазона требуется тем или иным образом обеспечить приемлемую скорость снижения амплитуды прямой волны тока.

Известны следующие способы замедления электромагнитных волн в антеннах [7]:

- увеличение длины проводника (свертка);
- повышение сопротивления проводника (активной и реактивной составляющих);

- использование объемных диэлектрических резонаторов;
- использование многослойных структур;
- использование метаматериалов в подложке;
- применение гребенчатых структур;
- экранирование (плоские экраны, полостные отражатели);
- использование поглотителей энергии, в т. ч. ступенчатых;
- пропускание через среду с высокой диэлектрической проницаемостью, например стекло или металлодиэлектрик (в виде размещенных в пространстве пластин).

Одним из перспективных направлений замедления электромагнитных волн в плоских спиральных антеннах видится применение планарных диэлектрических и металлодиэлектрических ЗП. В целом использование диэлектрических и металлодиэлектрических пластин и линз, как объемных [8], так и плоских [9], позволяет улучшить параметры антенных систем.

Численное моделирование, проведенное на основе разработанных математических моделей [10; 11], и результаты натурных экспериментов показали значимое улучшение электрических параметров антенн в нижней части рабочего диапазона частот. В частности, улучшается согласование антенны и увеличивается КУ, при этом не оказывается существенного влияния на форму диаграммы направленности в интервале до $1,63 D_{\max} \backslash \lambda$ (где $D_{\max}$ – диаметр внешнего рукава спирали) в сравнении с эталонным образцом антенны.

В целях повышения серийнопригодности и технологичности конструкции, а также сохранения конформных свойств антенны целесообразно использовать для создания планарных ЗП высокочастотные материалы, применяемые для изготовления печатных плат. В этом случае ЗП представляет собой композицию из нескольких слоев диэлектрических подложек с разной диэлектрической проницаемостью, расположенных по мере ее убывания. Подложка с большей диэлектрической проницаемостью прилегает к излучающему элементу, подложка с наименьшей диэлектрической проницаемостью контактирует с внешней средой.

2. Технология производства

В проведенных исследованиях замедляющий элемент выполнен трехслойным с диэлектрической проницаемостью слоев, равной 10; 5 и 2,2 соответственно (рис. 1). В качестве базовых мате-

Внешний слой ЗП $\epsilon=2,2$
Центральный слой ЗП $\epsilon=5,0$
Внутренний слой ЗП $\epsilon=10,0$
Плата спиральной антенны $\epsilon=2,2$

Рис. 1. Схема расположения ЗП относительно платы спиральной антенны

Fig. 1. The layout of the LP relative to the spiral antenna board

риалов выбрана линейка фольгированных диэлектриков ФД СВЧ ТУ РЦНГ.22.21.110.01.82541694.20 22. Такой выбор материалов обусловлен задачами импортозамещения, а также повышения технологичности и серийнопригодности антенн: указанные материалы производятся серийно, активно применяются промышленностью и доступны к приобретению.

Также были рассмотрены варианты конструктивной модификации ЗП. В первом варианте модификации в диэлектрических слоях предусмотрены металлизированные отверстия, расположенные вдоль витков спирального излучающего элемента, имитирующих металлические «штырьки». Количество и расположение элементов определено в соответствии с результатами моделирования. Диаметр отверстий перед металлизацией составлял 0,3 мм. Во втором варианте модификации «штырьки» выполнены в виде проволоки, монтированной в отверстия. Диаметр отверстий в этом варианте конструкции составляет 0,5 мм. Координаты отверстий соответствуют первому варианту.

Изготовление плат плоского спирального излучателя, фидера и отдельных слоев ЗП осуществляется комбинированным позитивным методом (рис. 2). В общем виде топология каждого слоя формируется последовательным выполнением операций фрезерования заготовки, нанесения фоторезиста, формирования топологического рисунка и его проявления, наращивания меди, удаления фоторезиста, травления меди, лазерного фрезерования паза под питающий трансформатор.

Слои ЗП выполняются путем удаления металла с подложек, сборки пакета, при этом диэлектрические подложки прокладываются слоями препрега. Затем следует прессование, сверление сквозных отверстий, заполнение отверстий металлом. При этом в первом варианте модификации заполнение осуществляется методом химико-гальванической металлизации отверстий, а во втором в отверстия монтируется медная проволока (рис. 3).

Очевидно, что технологический процесс А проще, стабильнее, менее требовательный к технологической точности оборудования, соответственно, конструкция ЗП без дополнительных замедляющих элементов наиболее технологичная из представленных. Однако с точки зрения функциональных параметров такие пластины при определенных условиях обладают меньшим коэффициентом усиления.

Конструкции металлодиэлектрических пластин с металлизированными и заполненными металлом отверстиями позволяют добиться лучших электрических параметров. Но интеграция таких элементов приводит к усложнению производственного цикла. В случае технологического процесса Б добавляются операции сверления, химико-гальванической металлизации отверстий, а также повышаются требования по точности выполнения операции совмещения заготовок при сборке пакета. При наличии автоматизированного оборудования и стабильного технологического процесса изготовления печатных плат трудности носят локальный характер, технологию следует считать в достаточной мере масштабируемой и серийнопригодной.

Напротив, технологический процесс В, хоть и не требует дополнительных химико-гальванических операций для металлизации отверстий, в большей степени завязан на человеческий фактор – операция монтажа проволоки в отверстия выполняется вручную. Кроме того, в подобной конструкции металлодиэлектрической пластины из-за техно-



Рис. 2. Блок-схема технологического процесса изготовления плат трансформатора и спиральной антенны

Fig. 2. Block diagram of the technological process of manufacturing transformer and spiral antenna boards

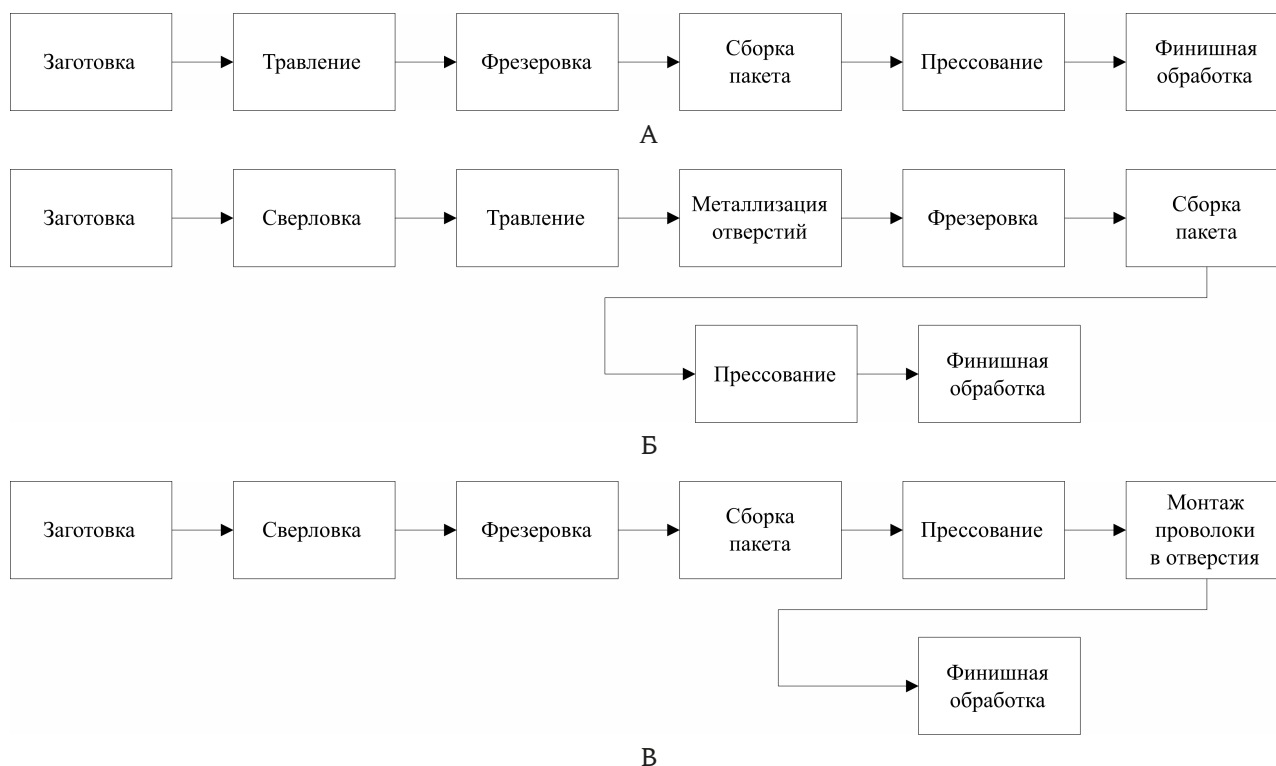


Рис. 3. Блок-схемы технологических процессов изготовления ЗП (А – диэлектрические пластины для Образца II; Б – диэлектрические пластины с металлизированными отверстиями для Образца III; В – диэлектрические пластины с заполненными отверстиями для образца IV)

Fig. 3. Block diagrams of technological processes for manufacturing LP (A – dielectric plates for Sample II; B – dielectric plates with metallized holes for Sample III; C – dielectric plates with filled holes for sample IV)

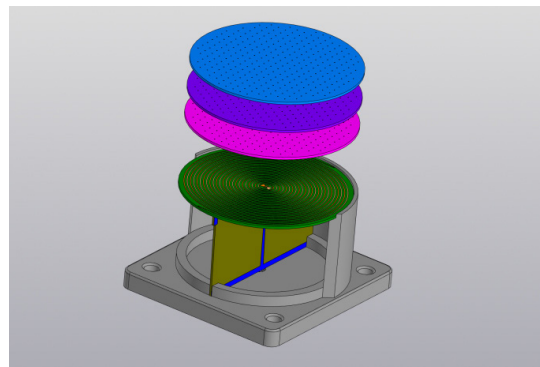
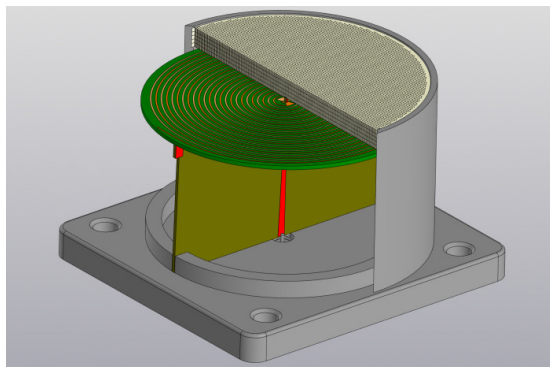


Рис. 4. Трехмерная модель макета плоской спиральной антенны с замедляющей пластиной

Fig. 4. Three-dimensional model of a layout of a flat spiral antenna with a planar loading plate

гических ограничений минимальный диаметр отверстий составляет 0,5 мм, что в 2 раза превышает теоретически рассчитанное значение.

Для единичной заготовки длительность технологического цикла изготовления по процессам Б и В практически идентична и составляет 16 часов, что в два раза превышает длительность цикла по технологическому процессу А. В случае серийного производства операция монтажа проволоки в отверстия приведет к увеличению длительности цикла на 2 часа за каждый экземпляр ЗП.

Сборка антенного прибора (рис. 4) выполнена по традиционной технологии: плата трансформатора

установлена в корпусе в пазы и распаяна ПОИН-52, для механической прочности проклеена клеем ВК-9. Центральная жила соединителя паяется ПОСК 50-18. Плата спирали оплавляется по контуру и расплавляется на трансформатор ПОИН-52.

3. Технологические особенности производственных операций

При отработке режимов резания и пайки были выявлены следующие дефекты и отклонения: задиры, расслоение материала при механической обработке, потемнение (плавление) диэлектрика

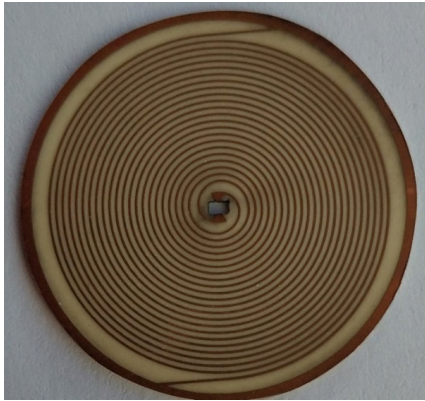


Рис. 5. Дефекты при обработке материала ФД СВЧ
Fig. 5. Defects in the processing of the FD SVCH material

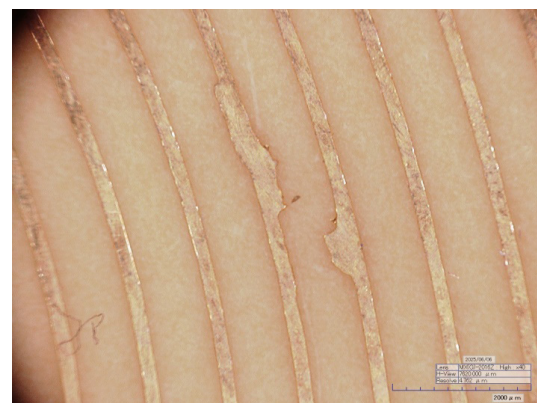
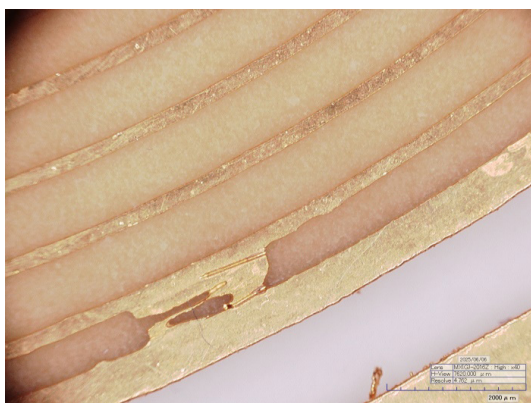


Рис. 6. Дефекты топологии при изготовлении спиральных антенн
Fig. 6. Topology defects in the manufacture of spiral antennas

при пайке, деформация (коробление) подложки после травления (рис. 5).

Ввиду того что указанный материал не содержит в себе тканевую стеклооснову, было установлено, что режимы сверления должны быть более щадящими по величине оборотов шпинделя и подаче по сравнению с обычными стеклопластиковыми.

Информация по выявленным дефектам была передана разработчику материала. Разработчик оперативно внес изменения в состав материала ФД СВЧ и передал образцы для повторной отработки.

Для обработки материала были подобраны специализированные фрезы для мягких диэлектриков. Отработка режимов сверления и фрезерования проводилась как с использованием тестовых программ сверления и фрезерования, которые имеются в станках, так и в более широком диапазоне режимов резания.

Отдельная сложная задача при изготовлении плоских спиральных антенн связана с контролем качества изготовления самого спирального излучателя. Технология должна обеспечивать равномерность ширины проводника и ширины зазора между рукавами спирали. Дефекты изготовления

(рис. 6) оказывают влияние на электрические параметры антенного прибора, ухудшают согласование, вносят неравномерности в верхней части рабочего диапазона частот. Системы автоматизированной оптической инспекции, применяемые при контроле печатных плат, осуществляют перевод изображения топологии в графические примитивы, однако в случае со спиралью в качестве примитива используется «точка». Обработка массива «точек» требует значительных вычислительных мощностей, что приводит к «зависанию» системы контроля. Ручной визуальный контроль не обеспечивает приемлемой точности измерения размеров топологии плоской спиральной антенны. Этот аспект накладывает дополнительные требования к стабильности технологического процесса производства, обеспечению параметров микроклимата в производственных помещениях и квалификации персонала.

При проектировании и изготовлении ЗП также следует учитывать технологические ограничения, связанные с трудностью обеспечения равномерной металлизации отверстий малого диаметра на всю глубину.

Заключение

Как видно, технологический процесс изготовления ЗП для модификации ПСА может в значительной степени увеличить длительность производственного цикла, требует наличия освоенной базовой технологии изготовления многослойных печатных плат (как минимум – прессования фольгированных диэлектрических материалов), повышает требования к квалификации персонала.

Диэлектрические ЗП наиболее просты в производстве, но использование дополнительных замедляющих элементов (металлические «штырьки», металлизированные отверстия) позволяет улучшить согласование и электрические параметры антенного прибора на определенных частотах. Технологический процесс изготовления ЗП с металлизированными отверстиями имеет большую степень автоматизации, чем процесс с ручным монтированием проволоки в отверстия, кроме того, позволяет реализовать замедляющие эле-

менты с меньшими габаритными размерами. Это делает процесс более гибким и приближает практические результаты к теоретическим расчетам.

Дальнейшие работы по развитию технологии изготовления ЗП планируется вести в двух основных направлениях.

Во-первых, целесообразно разработать технологию изготовления комбинированной ЗП, включающей диэлектрические и металлодиэлектрические области с разными типами дополнительных замедляющих элементов. Это позволит улучшить параметры антенн на отдельных участках частотного диапазона наиболее подходящим способом.

Во-вторых, следует проработать вопрос объединения платы спиральной антенны и ЗП и изготовления их в едином цикле по технологии многослойных печатных плат. Основной трудностью здесь видится обеспечение качественного и надежного соединения излучающей структуры с платой фидера.

Список литературы

1. Юрцев О.А., Рунов А.В., Казарин А.Н. Спиральные антенны. М.: Сов. радио, 1974. 223 с.
2. Сверхширокополосные антенны / под ред. Л.С. Бененсона. М.: Мир, 1968. 416 с.
3. Рамсей В. Частотно-независимые антенны / пер. с англ. М.: Мир, 1968. 176 с.
4. Неганов В.А., Табаков Д.П. Электродинамический анализ плоских и цилиндрических спиральных антенн // Доклады Академии наук. 2010. Т. 430, № 6. С. 751–754. URL: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=13726906>
5. Неганов В.А., Табаков Д.П. Применение теории сингулярных интегральных уравнений к электродинамическому анализу цилиндрической спиральной антенны // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2009. Т. 12, № 2. С. 20–29. URL: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=12499892>
6. Неганов В.А., Табаков Д.П., Филиппов С.Б. Математические модели и экспериментальное исследование двухзаходной конической логоспиральной антенны с тонкопроволочным рефлектором конечных размеров для малого космического аппарата «АИСТ-2» // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2015. Т. 18, № 3-1. С. 35–41. URL: <https://journals.ssau.ru/pwp/article/view/7238>
7. Huang Y., Boyle K. Antennas: From Theory to Practice. Liverpool: John Wiley & Sons, 2008. 379 p.
8. Плоская линза Люнеберга на основе печатной схемы с проводниками криволинейной формы / К.А. Быков [и др.] // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2021. Т. 24, № 1. С. 48–57. DOI: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2021.24.1.48-57>
9. Исследование полусферической метаматериальной линзы из параллельных печатных плат с металлическими рассеивателями малых электрических размеров / Ю.Г. Пастернак [и др.] // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2021. Т. 24, № 1. С. 32–38. DOI: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2021.24.1.32-38>
10. Табаков Д.П., Малахов М.А. Исследование характеристик модифицированного плоского спирального излучателя // Радиотехника. 2022. Т. 86, № 11. С. 54–62. URL: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=49995951>
11. Табаков Д.П., Малахов М.А. Математическая модель плоской спиральной антенны с прямоугольным сеточным рефлектором // Радиотехника. 2023. Т. 87, № 11. С. 37–46. URL: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=59403453>

Информация об авторе

Малахов Михаил Александрович, главный технолог АО «НИИ “Экран”», г. Самара, Россия; аспирант, доцент кафедры электронных систем и информационной безопасности Самарского государственного технического университета, г. Самара, Россия.

Область научных интересов: устройства СВЧ и антенны и технология их производства.

E-mail: m.malakhov.2020@bk.ru

SPIN-код (eLibrary): 4942-1762

Physics of Wave Processes and Radio Systems 2025, vol. 28, no. 3, pp. 63–70

DOI 10.18469/1810-3189.2025.28.3.63-70
UDC 621.396
Original Research

Received 30 June 2025
Accepted 31 July 2025
Published 30 September 2025

Features of the manufacturing process of flat spiral antennas with additional deceleration

Mikhail A. Malakhov^{1, 2}

¹ Samara State Technical University
244, Molodogvardeyskaya Street,
Samara, 443100, Russia

² JSC «Research Institute “Ekran”»
24, Kirov Avenue,
Samara, 443022, Russia

Abstract – Background. The work is aimed at the development and research of technological processes and production operations for the manufacture of printed antennas. A special case of such antennas is a flat spiral antenna with additional deceleration in the form of a dielectric or metal-dielectric plate. **Aim.** The paper analyzes the distinctive features of the manufacturing processes of flat spiral antennas with additional deceleration. A number of «bottlenecks» in production operations are identified, related to the specifics of the basic materials and basic industrial technologies used. **Methods.** The research is based on a practice-oriented comparison of technological processes for manufacturing flat spiral antennas with additional deceleration with various design solutions of the decelerating structure: planar dielectric plate, planar metal-dielectric plate with metallized holes, planar metal-dielectric plate with metal pins. The basic technologies used are the combined positive method of PCB production, the technology of pressing multilayer printed circuit boards, the technology of assembly and electrical installation of microwave devices. **Results.** Design options for planar deceleration plates and the corresponding technological processes of their production are proposed, their key differences are identified: manufacturability, degree of automation, duration. **Conclusion.** From a practical point of view, it is shown that the design of the dielectric retarding plate is the most technologically advanced and commercially suitable for mass production, which is confirmed by the manufactured samples. If it is necessary to integrate additional retarding elements into the design of the PO, the option with metallized holes is more technologically advanced.

Keywords – spiral antenna; additional loading; planar loading plate; technological process; printed circuit board technology.

✉ m.malakhov.2020@bk.ru (Mikhail A. Malakhov)

 © Mikhail A. Malakhov, 2025

References

1. O. A. Yurtsev, A. V. Runov, and A. N. Kazarin, *Spiral Antennas*. Moscow: Sov. radio, 1974. (In Russ.)
2. L. S. Benensona, Ed., *Ultra-Wideband Antennas*. Moscow: Mir, 1968. (In Russ.)
3. V. Rumsey, *Frequency Independent Antennas*, English trans. Moscow: Mir, 1968. (In Russ.)
4. V. A. Neganov and D. P. Tabakov, “Electrodynamic analysis of flat and cylindrical spiral antennas,” *Doklady Akademii nauk*, vol. 430, no. 6, pp. 751–754, 2010, url: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=13726906>. (In Russ.)
5. V. A. Neganov and D. P. Tabakov, “Application of the singular integral equations theory to the electrodynamic analysis of the cylindrical spiral aerial,” *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 12, no. 2, pp. 20–29, 2009, url: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=12499892>. (In Russ.)
6. V. A. Neganov, D. P. Tabakov, and S. B. Filippov, “Mathematical models and experimental research of bifilar logospiral conical antenna with a thinwire finite size reflector of Small spacecraft «AIST-2»,” *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 18, no. 3, pp. 35–41, 2015, url: <https://journals.ssau.ru/pwp/article/view/7238>. (In Russ.)
7. Y. Huang and K. Boyle, *Antennas: From Theory to Practice*. Liverpool: John Wiley & Sons, 2008.
8. K. A. Bykov et al., “Flat Luneberg lens based on a printed circuit with curved conductors,” *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 24, no. 1, pp. 48–57, 2021, doi: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2021.24.1.48-57>. (In Russ.)
9. Yu. G. Pasternak et al., “Study of a hemispherical metamaterial lens made of parallel printed circuit boards with metal diffusers of small electrical dimensions,” *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 24, no. 1, pp. 32–38, 2021, doi: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2021.24.1.32-38>. (In Russ.)
10. D. P. Tabakov and M. A. Malakhov, “Investigation of the characteristics of a modified planar spiral radiator,” *Radiotekhnika*, vol. 86, no. 11, pp. 54–62, 2022, url: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=49995951>. (In Russ.)
11. D. P. Tabakov and M. A. Malakhov, “Mathematical model of a flat spiral antenna with a rectangular grid reflector,” *Radiotekhnika*, vol. 87, no. 11, pp. 37–46, 2023, url: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=59403453>. (In Russ.)

Information about the Author

Mikhail A. Malakhov, chief technologist of JSC «Research Institute “Ekran”», Samara, Russia; postgraduate student, associate professor of the Department of Electronic Systems and Information Security, Samara State Technical University, Samara, Russia.

Research interests: microwave devices and antennas and their production technology.

E-mail: m.malakhov.2020@bk.ru

SPIN-code (eLibrary): 4942-1762

Экспериментальное исследование спиральных антенн с различными вариантами дополнительного замедления

Д.П. Табаков^{1, 2} , М.А. Малахов^{2, 3}

¹ Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики
443010, Россия, г. Самара,
ул. Л. Толстого, 23

² Самарский государственный технический университет
443100, Россия, г. Самара,
ул. Молодогвардейская, 244

³ АО «НИИ «Экран»
443022, Россия, г. Самара,
пр. Кирова, 24

Аннотация – Обоснование. Работа направлена на развитие и исследование плоских спиральных антенн с дополнительным замедлением. Использование замедляющих структур позволяет изменить рабочий частотный диапазон антенн и их электродинамические характеристики. Рассмотрены три варианта реализации замедляющей структуры: планарная диэлектрическая пластина, планарная металлодиэлектрическая пластина с металлизированными отверстиями, планарная металлодиэлектрическая пластина с металлическими штырьками. Результаты измерений параметров образцов сравнивались с эталонным образцом антенны. **Цель.** В работе осуществляется измерение электрических параметров плоских спиральных антенн с дополнительным замедлением. Производится определение коэффициента стоячей волны, ширины диаграммы направленности и коэффициента усиления для практической оценки степени влияния конструктивных решений построения замедляющих пластин на функционирование антенны. **Методы.** Планарные замедляющие пластины установлены непосредственно перед излучающей структурой. Пластины реализованы в виде многослойной структуры из диэлектрических подложек с переменной диэлектрической проницаемостью. В конструкции металлодиэлектрических пластин предусмотрены дополнительные элементы: металлизированные отверстия и металлические штырьки. В основе эксперимента лежат строгие методики проведения измерений и количественные методы оценки результатов исследований. Параметры антенных приборов измерялись в одинаковых условиях на одних и тех же рабочих местах, что обеспечивает достоверность и стабильность измерений. **Результаты.** Предложенные варианты конструкции замедляющих пластин обеспечивают лучшее согласование и увеличение коэффициента усиления в нижней части рабочего диапазона, наблюдается уменьшение нижней рабочей частоты антенны. При этом лучшее согласование обеспечивает планарная диэлектрическая пластина, а замедляющая пластина с металлизированными отверстиями оказывает наименьшее влияние на равномерность диаграммы направленности. Использование подобных конструкций при диаметре спирали более полутора длин волн требует тщательного согласования конструкции слоев пластины (их формы и толщины; последовательности, градиента изменения диэлектрической проницаемости; размера и расположения дополнительных замедляющих элементов). **Заключение.** С практической точки зрения показано, что планарные диэлектрические и металлодиэлектрические пластины обеспечивают замедление электромагнитных волн в плоских спиральных антеннах и позволяют сместить рабочий диапазон в область более низких частот без увеличения габаритных размеров.

Ключевые слова – спиральная антенна; дополнительное замедление; планарная диэлектрическая пластина; антенные измерения; радиотехнические измерения.

Введение

Дополнительное замедление электромагнитных волн в плоских спиральных антеннах позволяет сместить рабочий частотный диапазон в область более низких частот без изменения основной конструкции антенны. Наиболее часто встречающийся в практике способ замедления волн – разнообразие модификации спирального излучателя. В первую очередь это методы, основанные на увеличении длины проводника, вписанного в определенные габариты. Например, когда внешние витки спирали выполнены в виде меандровой полосковой линии [1] или за счет деформации фор-

мы спирали в целом [2]. В других исследованиях авторы вводят для спирали третье измерение, обеспечивая увеличение длины излучающей линии за счет пространственного колебания проводника по гармоническому закону [3]. Также может быть модифицирован проводник спирали, например за счет изменения его ширины по ступенчатому профилю [4] или введением в конструкцию проводника резонансных элементов – «дресселей», обеспечивающих резонанс на заданных частотах, подавление нежелательного излучения и улучшение согласования [5]. Другой распространенный способ – комбинирование спиралей разных типов: логарифмической и архимедовой [6].

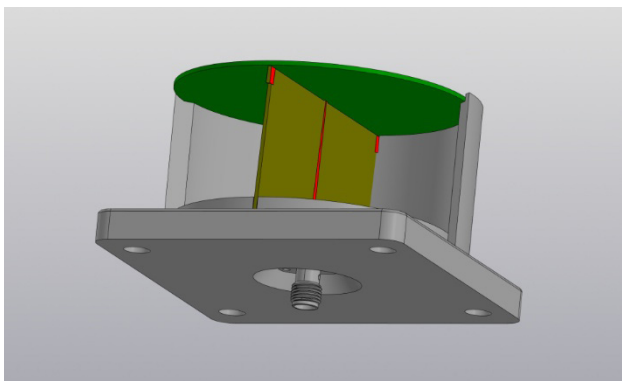


Рис. 1. Общий вид антенного прибора. Образец 0
 Fig. 1. General view of the antenna device. Sample 0

Модификации подвергаются подложки спиральных антенн: увеличивается диэлектрическая проницаемость [7], осуществляется геометрическое преобразование, например в виде перехода на полусферу [8], или интеграция метаматериалов и киральных структур [9].

Альтернативное направление конструктивных изменений спиральных антенн с целью улучшения функциональных параметров – введение замедляющих элементов за и перед излучающей структурой. Например, это использование оригинальных конических питающих линий [10], размещение внутри резонатора металлических пластин определенной формы, положения и размера [11] или установка над антенной крестообразной диэлектрической надстройки [12] и др.

Одним из перспективных способов замедления видится применение замедляющих пластин (ЗП) – диэлектрических и металлодиэлектрических планарных линз, имеющих многослойную структуру и расположенных непосредственно перед спиральной антенной. Такие ЗП в теории позволяют расширить частотный диапазон антенны, сохраняют ее конформность, обеспечивают защиту спирали и точек контактирования с питающей линией от внешних воздействий. Кроме того, технология изготовления ЗП является серийнопригодной и легко масштабируется.

Известно, что использование диэлектрических и металлодиэлектрических пластин и линз, как объемных [13], так и плоских [14], позволяет улучшить параметры антенных систем.

В настоящей работе представлены три варианта построения плоской спиральной антенны с дополнительным замедлением в виде замедляющей пластины. Первый вариант – планарная диэлектрическая пластина (образец 1), второй – планарная металлодиэлектрическая пластина с

Внешний слой ЗП $\epsilon=2,2$
Центральный слой ЗП $\epsilon=5,0$
Внутренний слой ЗП $\epsilon=10,0$
Плата спиральной антенны $\epsilon=2,2$

Рис. 2. Схема расположения ЗП относительно платы спиральной антенны

Fig. 2. Layout of the LP relative to the spiral antenna board

металлизированными отверстиями (образец 2), третий – планарная металлодиэлектрическая пластина с металлическими штырьками (образец 3). Приведены результаты измерений антенных параметров модифицированных антенн и их сравнение с характеристиками эталонной антенны (образец 0). Показаны преимущества и недостатки применения ЗП, определены направления дальнейших исследований.

1. Постановка задачи

Образец 0 представляет собой эталонный антенный прибор (рис. 1), излучающая структура которого выполнена на базе плоской спиральной антенны. Конструктивно прибор состоит из корпусных деталей (цилиндрического корпуса, основания), питающей линии (фидера) и спиральной антенны, выполненной в виде печатного проводника на подложке из фольгированного диэлектрика.

Образцы 1–3 имеют конструктивную модификацию в виде ЗП. В проведенных исследованиях ЗП выполнена трехслойной с базовой диэлектрической проницаемостью слоев, равной 10; 5 и 2,2 соответственно, толщина слоев равна толщине платы спиральной антенны (рис. 2).

В образцах 2 и 3 введены дополнительные замедляющие элементы (рис. 3). В Образце 2 в диэлектрических слоях предусмотрены металлизированные отверстия, расположенные вдоль витков спирального излучающего элемента, имитирующих металлические «штырьки». Количество и расположение элементов определено в соответствии с результатами математического моделирования. Излучающий элемент антенны представляет собой двузаходную архимедову спираль, каждый заход которой имеет 12 витков. Основным параметром рассматриваемой структуры будем считать диаметр D спирали. При известном диаметре D структуру можно описать относительными параметрами. Диаметр отверстий перед металлизацией составляет $0,005D$. В образце 3 «штырьки» выполнены в виде проволоки, монтированной в отверстия. Диаметр отверстий в этом варианте

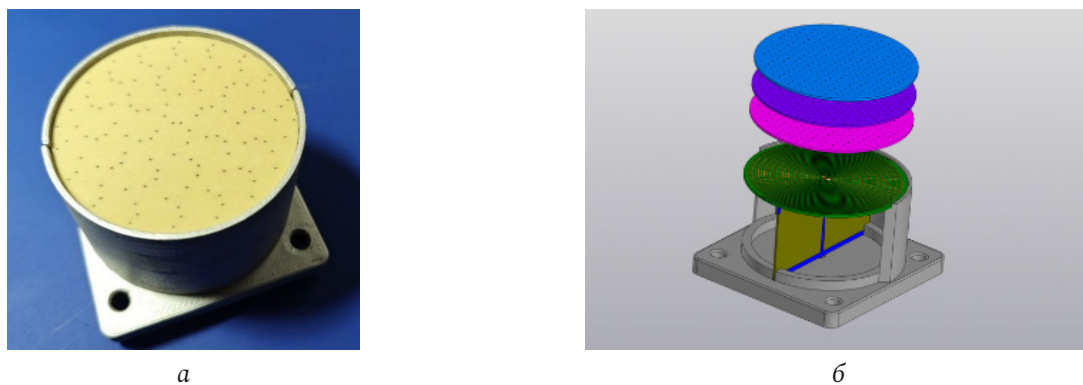


Рис. 3. Опытный образец (а) и трехмерная модель (б) макета плоской спиральной антенны с замедляющей пластиной
Fig. 3. A prototype (a) and a three-dimensional model (b) of a layout of a flat spiral antenna with a loading plate

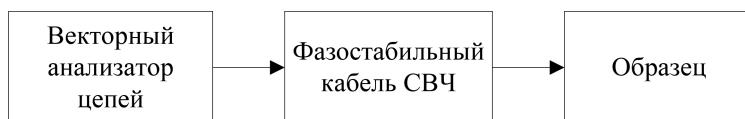


Рис. 4. Схема соединения Образца со средствами испытаний для проверки КСВ
Fig. 4. Connection diagram of the Sample with test equipment for SWR verification

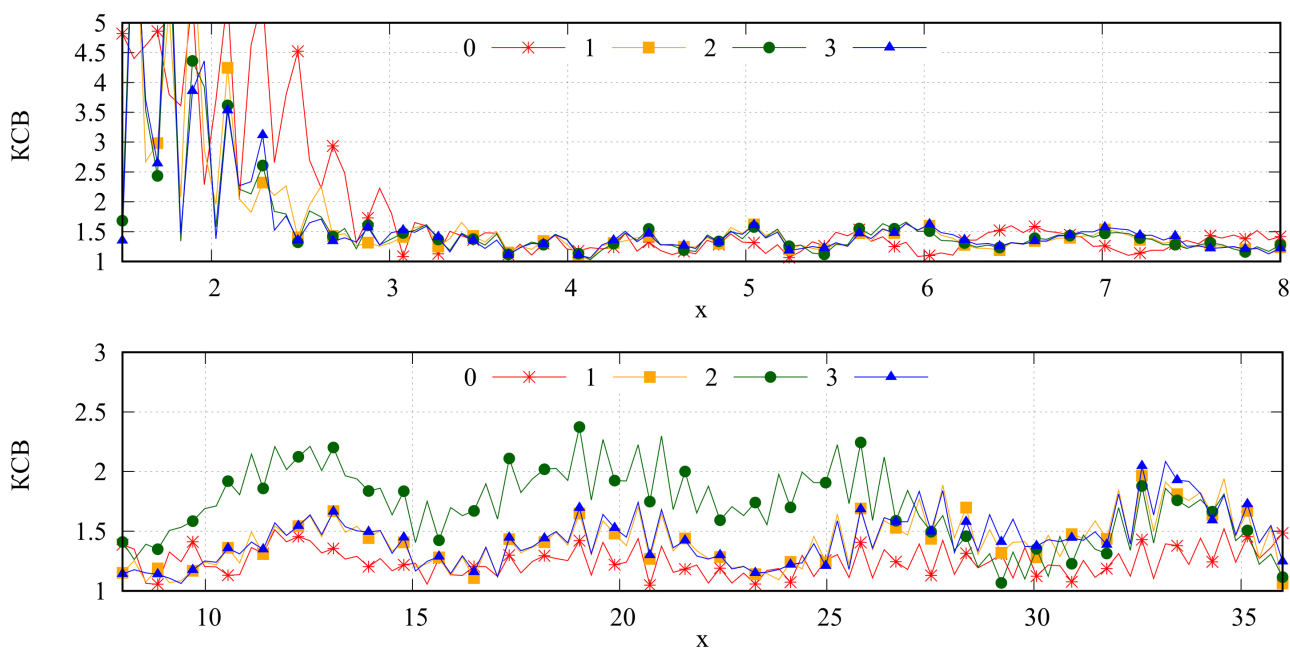


Рис. 5. Результаты измерения КСВ в диапазоне $x = 1,6 \dots 8$ (сверху) и $x = 8 \dots 36$ (снизу), номер кривой соответствует номеру антенны
Fig. 5. SWR measurement results are in the range of $x = 1,6 \dots 8$ (top) and $x = 8 \dots 36$ (bottom), the curve number corresponds to the antenna number

конструкции составляет $0,008D$. Координаты отверстий соответствуют первому варианту. Толщина слоев ЗП, как и толщина печатной платы, составляет $0,016D$, высота цилиндрической полости равна $0,44D$, при этом внутренняя поверхность цилиндра оклеена поглотителем толщиной $0,016D$. На экране, находящемся в нижнем основании цилиндрической полости, поглотитель отсутствует. Далее под x будем понимать отношение диаметра спирали к длине волны излучения λ , т. е. $x = D/\lambda$.

Сравнение образцов производится на основе измерения коэффициента стоячей волны, ширины диаграммы направленности и коэффициента усиления.

2. Измерение КСВ

Все испытания образцов производились в нормальных климатических условиях, характеризующихся параметрами:

- температура среды от 15 до 35 °C;

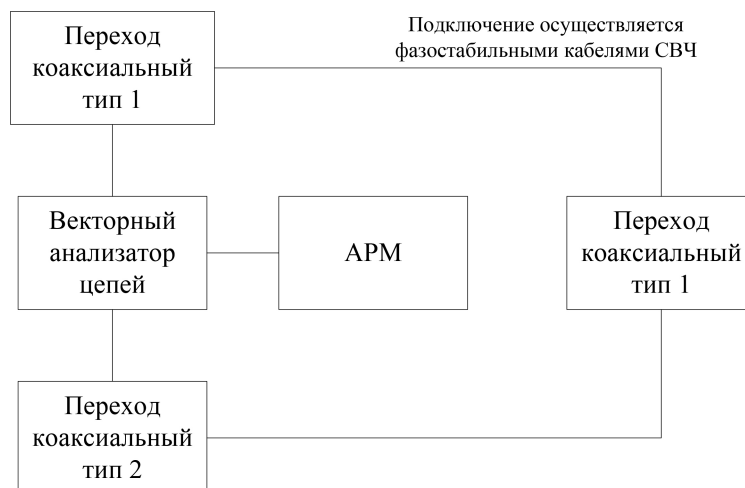


Рис. 6. Схема соединения при калибровке векторного анализатора цепей
 Fig. 6. Connection diagram for calibration of a vector circuit analyzer

- относительная влажность воздуха от 45 до 75 %;
- атмосферное давление от $8,6 \cdot 10^4$ до $10,6 \cdot 10^4$ Па (от 645 до 795 мм рт. ст.).

Для измерения КСВ использовался векторный анализатор цепей, который позволяет учесть фазовую составляющую сигналов. Подключение образцов осуществлялось фазостабилизированным кабелем.

Порядок проведения измерений:

- включить и подготовить к работе векторный анализатор цепей в соответствии с требованиями эксплуатационной документации на него;
- произвести калибровку анализатора в рабочем диапазоне частот образца на уровне мощности выходного сигнала 0 дБм (1 мВт);
- соединить вход образца со средствами испытаний согласно схеме, приведенной на рис. 4;
- произвести проверку КСВН образца в его рабочем диапазоне частот. При измерении КСВ перед образцом на расстоянии менее 2 м не должны находиться предметы, отражающие электромагнитные волны.

Результаты измерений приведены на рис. 5.

Испытания показывают, что все три модифицированные антенны с дополнительным замедлением имеют меньшее значение КСВ в низкочастотном диапазоне, в особенности в интервале $x \approx 2...3$, что свидетельствует о лучшем согласовании излучающей поверхности с окружающим средой пространством. В интервале до $x \approx 3...8$ все образцы демонстрируют идентичные характеристики, далее наблюдается значительное отклонение КСВ образца 2. Также здесь можно заметить волнообразное поведение КСВ, особенно в верхней части. Вероятно, подобное поведение

обусловлено конструкцией антенны, в частности наличием цилиндрической полости, обладающей собственными резонансами, увеличивающими значение КСВ. При этом дополнительные пластины с высокой диэлектрической проницаемостью увеличивают добротность этого цилиндрического резонатора.

3. Измерение диаграммы направленности и коэффициента усиления

Для проведения антенных измерений необходимо провести следующие подготовительные работы:

- соединить средства испытаний для проведения калибровки согласно схеме, приведенной на рис. 6. Включить и подготовить к работе векторный анализатор цепей согласно эксплуатационной документации на него. Включить программное обеспечение, установленное на автоматизированном рабочем месте (АРМ) и необходимое для управления антенным измерительно-вычислительным комплексом (АИВК). Произвести калибровку анализатора согласно эксплуатационной документации;
- закрепить исследуемый образец на платформе опорно-поворотного устройства (ОПУ). Установить измерительную антенну в рабочее положение на антенной мачте. Направление излучения (приема) должно быть встречным. Высота установки измерительной антенны и исследуемого образца должна быть одинаковой и составлять $1,75 \pm 0,25$ м;
- измерительную антенну необходимо расположить относительно испытуемого образца на одной линии с соблюдением вертикальной поля-

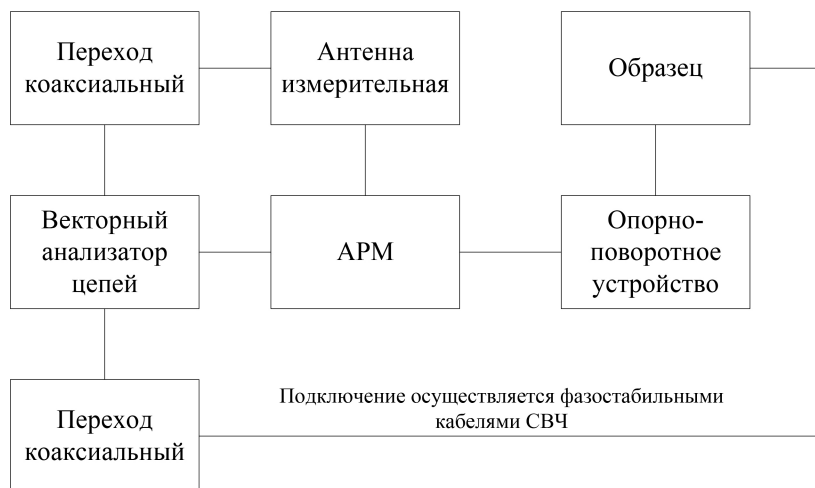


Рис. 7. Схема соединения исследуемых образцов со средствами испытаний
Fig. 7. Connection diagram of the studied Samples with the test equipment

ризации. Установить расстояние $3,0 \pm 0,3$ м между ними. Высоту установки и расстояние контролировать при помощи лазерного дальномера;

- соединить исследуемый образец и измерительную антенну со средствами испытаний согласно схеме, приведенной на рис. 7.

Для измерения ширины диаграммы направленности образцов выполняется следующая последовательность действий:

- при помощи ПО запустить измерение ШДН антенны по азимуту согласно эксплуатационной документации на АИВК. Диапазон измерений по азимуту не менее 120° , шаг измерений 2° ;
- определить ШДН по азимуту;
- при помощи ПО запустить измерение ШДН антенны по углу места согласно эксплуатационной документации на АИВК. Диапазон измерений по углу места не менее 60° , шаг измерений 2° ;
- определить значение ШДН по углу места.

Для измерений коэффициента усиления:

- при помощи ПО запустить измерение трехмерной диаграммы направленности согласно эксплуатационной документации на АИВК. Диапазон измерений по азимуту 120° , по углу места 60° , шаг измерений 2° ;
- определить максимальное значение КУ.

В результате измерений на каждой частоте получают массивы значений для вертикальной и горизонтальной составляющей коэффициента усиления $K_{i,j}^{(v)}$ и $K_{i,j}^{(h)}$ соответственно (i – индекс угла места, j – индекс азимута). Общее значение КУ в заданном направлении можно определить по формуле

$$K_{i,j} = \sqrt{(K_{i,j}^{(v)})^2 + (K_{i,j}^{(h)})^2}.$$

Общую неравномерность коэффициента усиления можно определить следующим образом:

$$d[\text{дБ}] = \max(|\min K_{i,j}[\text{дБ}] - K[\text{дБ}]|,$$

$$|\max K_{i,j}[\text{дБ}] - K[\text{дБ}]|),$$

$$K_{i,j}[\text{дБ}] = 20 \lg K_{i,j},$$

здесь $\min K_{i,j}[\text{дБ}]$, $\max K_{i,j}[\text{дБ}]$ и $K[\text{дБ}]$ – минимальное, максимальное и среднее значение КУ в измеряемом диапазоне углов соответственно. Разность средних значений коэффициента усиления модифицированных и эталонной спиральных антенн можно оценить с помощью выражения $A[\text{дБ}] = K^{(j)}[\text{дБ}] - K^{(0)}[\text{дБ}]$, где $j = 1, 2, 3$ – номер образца. Результаты соответствующих расчетов по данным измерений приведены на рис. 8.

По графикам видно, что диаграммы направленности образцов в интервале $x \approx 3..8$ практически идентичны. В интервале до $x \approx 3$ применение замедляющих элементов в виде диэлектрической пластины и металлодиэлектрической пластины с металлизированными отверстиями приводит к выравниванию диаграммы направленности. В интервале $x \approx 8..18$ наблюдается незначительное ухудшение равномерности ДН образцов 1–3. При $x > 18$ наблюдается расщепление диаграммы направленности, вызванное переотражением волн на границах слоев ЗП. На ряде резонансных частот излучение антенны становится узконаправленным, что может найти применение в практических приложениях.

Аналогичная картина наблюдается и при измерении коэффициента усиления антенны. ЗП предложенной конструкции неприменимы в интервале свыше $x > 18$, но повышают мощность излучения в интервале до $x < 3$ (лучший результат

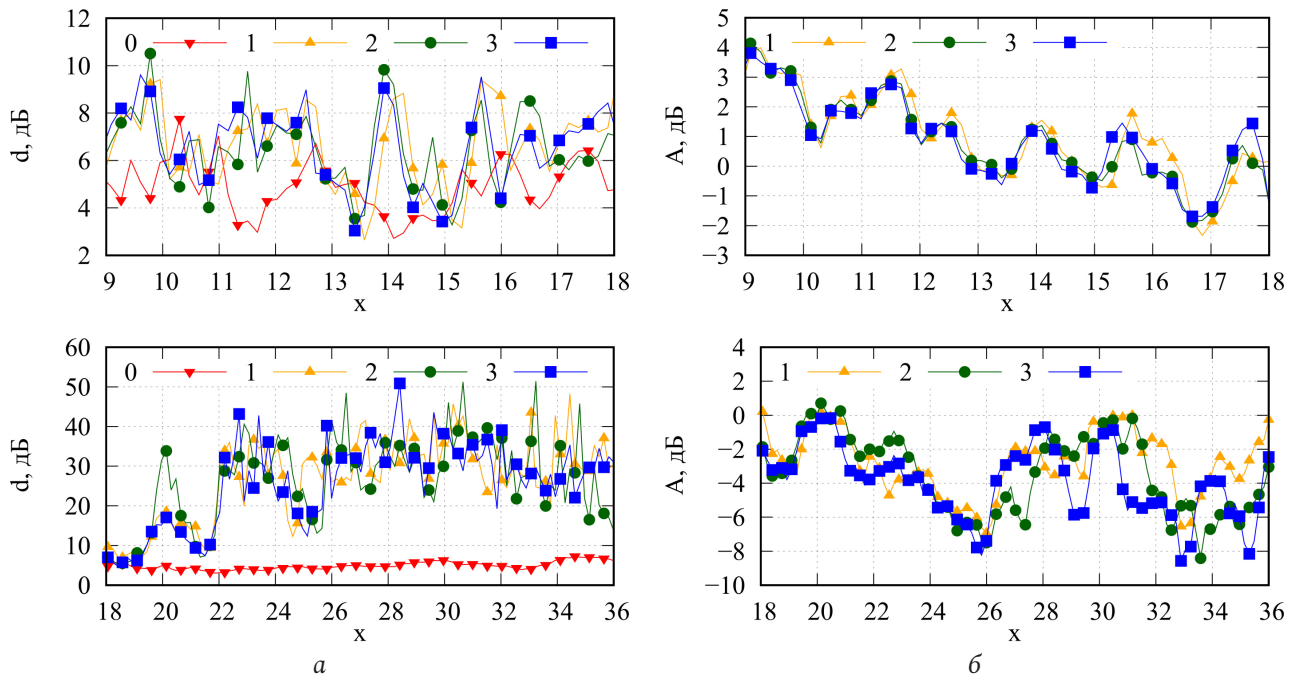


Рис. 8. Зависимость неравномерности КУ от частоты в исследуемом диапазоне углов (а), зависимость разности коэффициентов усиления модифицированных и эталонной спиральной антенны от частоты (б); номер кривой соответствует номеру образца
 Fig. 8. Dependence of the unevenness of the bottom on the frequency in the studied sector of the angles (a), dependence of the difference in the gain coefficients of the modified and reference spiral antennas on the frequency (b); the curve number corresponds to the sample number

принадлежит ЗП с металлическими штырьками – КУ выше на 15 дБ относительно эталонной антенны) и показывают сопоставимые значения усиления в интервале $x \approx 4...18$.

Закключение

Таким образом, предложенный способ замедления ЭМВ в ПСА действительно позволяет снизить нижнюю границу рабочего частотного диапазона антенны. Следует отметить, что предложенные варианты конструкции ЗП ухудшают характеристики антенны при $x > 18$, однако имеют значительные улучшения до $x < 3$.

Наилучшее согласование во всем рабочем диапазоне продемонстрировали образцы 1 и 3, образец 2 обеспечивает равномерную диаграмму направленности в нижней части диапазона. Выбор конкретной реализации ЗП определяется поставленными практическими задачами. Большой ин-

терес представляет возможность нестандартного использования ПСА. Например, в качестве приемопередающей антенны: прием осуществляется в интервале, в котором обеспечивается равномерная ДН, а передача – на более высокой частоте по узкому лучу.

Улучшение параметров излучения в верхней части диапазона либо на конкретных частотах обеспечивается согласованием конструкции слоев ЗП (их формы и толшины, последовательности, градиента изменения диэлектрической проницаемости, размера и расположения металлизированных отверстий и штырьков) и является предметом дальнейших исследований.

Другое направление перспективных исследований – выявление резонансных частот в интервале ниже $x < 1$ для создания малогабаритных узкополосных антенн, функционирующих на ряде частот, определенных конструктивными особенностями прибора.

Список литературы

1. Fang Q., Jin M., Liu W. Single-Arm Archimedean Spiral Antenna with Broadband Circular Polarization // International Journal of Antennas and Propagation. 2021. Vol. 2021, no. 1. P. 6623468. DOI: <https://doi.org/10.1155/2021/6623468>
2. Табаков Д.П., Малахов М.А. Исследование характеристик модифицированного плоского спирального излучателя // Радиотехника. 2022. Т. 86, № 11. С. 54–62. DOI: <https://doi.org/10.18127/j00338486-202211-09>
3. Miniaturization of a spiral antenna using periodic Z-plane meandering / J.M. O'Brien [et al.] // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2015. Vol. 63, no. 4. P. 1843–1848. DOI: <https://doi.org/10.1109/TAP.2015.2394796>

4. Mehboodi E., Movahhedi M., Heidari A. Wideband dual-polarised SAW spiral antenna for monopulse system // IET Microwaves, Antennas & Propagation. 2018. Vol. 12, no. 5. P. 607–611. DOI: <https://doi.org/10.1049/iet-map.2017.0689>
5. Patent US 4243993. Broadband center-fed spiral antenna / B.J. Lamberty, G.S. Andrews; 06.01.1981.
6. Huang H.-F., Lv Z. A new spiral antenna with improved axial ratio and shorted arm length // Progress in Electromagnetics Research C. 2014. Vol. 46. P. 83–89. DOI: <https://doi.org/10.2528/PIERC13120302>
7. Ramamurthy V., Patel S. Design of planar Archimedean spiral antenna for Wi-Max using different materials // International Journal of Engineering Development and Research. 2014. Vol. 2, no. 2. P. 1947–1951.
8. Семенихина Д.В., Маркина Ю.И. Проектирование спиральной антенны в частотном диапазоне 800 МГц – 25 ГГц // Рассеяние электромагнитных волн: сб. науч. тр. Таганрог, 2010. Вып. 16. С. 44–52.
9. Tanabe M., Nakano H. Low-profile wideband spiral antenna with a circular HIS reflector composed of homogenous fan-shaped patch elements // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2020. Vol. 68, no. 8. P. 5801–5810. DOI: <https://doi.org/10.1109/TAP.2020.2980369>
10. Ivanchenko I., Pishchikov V., Popenko N. Ultra-wideband planar spiral antenna // 2011 Microwaves, radar and remote sensing symposium. 2011. P. 228–229. DOI: <https://doi.org/10.1109/MRRS.2011.6053613>
11. Wang B., Chen A. Design of an Archimedean spiral antenna // 2008 8th International Symposium on Antennas, Propagation and EM Theory. 2008. P. 348–351. DOI: <https://doi.org/10.1109/ISAPE.2008.4735217>
12. Kashyap N., Vishwakarma D.K. Cross-dielectric-slab-loaded archimedean spiral antenna // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. 2016. Vol. 15. P. 589–592. DOI: <https://doi.org/10.1109/LAWP.2015.2462085>
13. Плоская линза Люнеберга на основе печатной схемы с проводниками криволинейной формы / К.А. Быков [и др.] // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2021. Т. 24, № 1. С. 48–57. DOI: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2021.24.1.48-57>
14. Исследование полусферической метаматериальной линзы из параллельных печатных плат с металлическими рассеивателями / Ю.Г. Пастернак [и др.] // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2021. Т. 24, № 1. С. 32–38. DOI: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2021.24.1.32-38>

Информация об авторах

Табакков Дмитрий Петрович, доктор физико-математических наук, профессор кафедры физики Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики, г. Самара, Россия.

Область научных интересов: электродинамика, устройства СВЧ и антенны, оптика, численные методы математического моделирования.

E-mail: illuminator84@yandex.ru

ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-9173-4936>

SPIN-код (eLibrary): 9666-0814

AuthorID (eLibrary): 664833

ResearcherID (WoS): Q-9888-2017

Малахов Михаил Александрович, главный технолог АО «НИИ “Экран”», г. Самара, Россия; аспирант, доцент кафедры электронных систем и информационной безопасности Самарского государственного технического университета, г. Самара, Россия.

Область научных интересов: устройства СВЧ и антенны и технология их производства.

E-mail: m.malakhov.2020@bk.ru

SPIN-код (eLibrary): 4942-1762

Physics of Wave Processes and Radio Systems

2025, vol. 28, no. 3, pp. 71–79

DOI [10.18469/1810-3189.2025.28.3.71-79](https://doi.org/10.18469/1810-3189.2025.28.3.71-79)

UDC 621.396

Original Research

Received 30 June 2025

Accepted 31 July 2025

Published 30 September 2025

Experimental study of spiral antennas with various additional deceleration options

Dmitrij P. Tabakov^{1, 2} , Mikhail A. Malakhov^{2, 3}

¹ Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics

23, L. Tolstoy Street,
Samara, 443010, Russia

² Samara State Technical University

244, Molodogvardeyskaya Street,
Samara, 443100, Russia

³ JSC «Research Institute “Ekran”»

24, Kirov Avenue,
Samara, 443022, Russia

Abstract – Background. The work is aimed at the development and research of flat spiral antennas with additional slowdown. The use of slowdown structures allows to change the operating frequency range of antennas and the electrodynamic characteristics of antennas. Three variants of the retarding structure implementation are considered: a planar dielectric plate, a planar metal-dielectric plate with metallized holes, and a planar metal-dielectric plate with metal pins. The results of measurements of the sample parameters were compared with a reference antenna sample. **Aim.** The work measures the electrical parameters of flat spiral antennas with additional deceleration. The standing wave coefficient, the width of the radiation pattern and the gain are determined for a practical assessment of the degree of influence of design solutions for the construction of decelerating plates on the functioning of the antenna. **Methods.** Planar deceleration plates are installed directly in front of the radiating structure. Plates are implemented as a multilayer structure of dielectric substrates with variable dielectric permittivity. Additional elements are provided in the construction of metal-dielectric plates: metallized holes and metal pins. The experiment is based on rigorous measurement techniques and quantitative methods for evaluating research results. The parameters of the antenna devices were measured under the same conditions at the same workplaces, which ensures the reliability and stability of measurements. **Results.** The proposed design options for the deceleration plates provide better matching and an increase in the gain in the lower part of the operating range, and a decrease in the lower operating frequency of the antenna is observed. At the same time, the best matching is provided by a planar dielectric plate, and a retarding plate with metallized holes has the least effect on the uniformity of the radiation pattern. The use of such structures with a spiral diameter of more than one and a half wavelengths requires careful coordination of the design of the plate layers (their shape and thickness; sequence, gradient of change in dielectric constant; size and location of additional retarding elements). **Conclusion.** From a practical point of view, it has been shown that planar dielectric and metal-dielectric plates slow down electromagnetic waves in flat spiral antennas and allow them to shift the operating range to lower frequencies without increasing overall dimensions.

Keywords – spiral antenna; additional deceleration; planar dielectric plate; antenna measurements; radio engineering measurements.

✉ illuminator84@yandex.ru (Dmitrij P. Tabakov)

 © Dmitrij P. Tabakov, Mikhail A. Malakhov, 2025

References

1. Q. Fang, M. Jin, and W. Liu, "Single-arm Archimedean spiral antenna with broadband circular polarization," *Int. J. Antennas Propag.*, vol. 2021, p. 6623468, 2021, doi: <https://doi.org/10.1155/2021/6623468>.
2. D. P. Tabakov and M. A. Malakhov, "Investigation of the characteristics of a modified flat spiral radiator," *Radio Eng.*, vol. 86, no. 11, pp. 54–62, 2022, doi: <https://doi.org/10.18127/j00338486-202211-09>.
3. J. M. O'Brien et al., "Miniaturization of a spiral antenna using periodic Z-plane meandering," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 63, no. 4, pp. 1843–1848, 2015, doi: <https://doi.org/10.1109/TAP.2015.2394796>.
4. E. Mehboodi, M. Movahhedi, and A. Heidari, "Wideband dual-polarised SAW spiral antenna for monopulse system," *IET Microw. Antennas Propag.*, vol. 12, no. 7, pp. 607–611, 2018, doi: <https://doi.org/10.1049/iet-map.2017.0689>.
5. B. J. Lamberty and G. S. Andrews, "Broadband center-fed spiral antenna," U.S. Patent 4 243 993, Jun. 6, 1981.
6. H.-F. Huang and Z. Lv, "A new spiral antenna with improved axial ratio and shorted arm length," *Prog. Electromagn. Res. C*, vol. 46, pp. 83–89, 2014, doi: <https://doi.org/10.2528/PIERC13120302>.
7. V. Ramamurthy and S. Patel, "Design of planar Archimedean spiral antenna for Wi-Max using different materials," *Int. J. Eng. Develop. Res.*, vol. 2, no. 4, pp. 1947–1951, 2014.
8. D. V. Semenikhina and Y. I. Markina, "Design of a spiral antenna in the frequency range of 800 MHz – 25 GHz," *Scattering Electromagn. Waves*, no. 16, pp. 44–52, 2010. (In Russ.)
9. M. Tanabe and H. Nakano, "Low-profile wideband spiral antenna with a circular HIS reflector composed of homogenous fan-shaped patch elements," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 68, no. 7, pp. 5821–5826, 2020, doi: <https://doi.org/10.1109/TAP.2020.2980365>.
10. I. Ivanchenko, V. Pishchikov, and N. Popenko, "Ultra-wideband planar spiral antenna," in *Proc. 2011 Microwaves, radar and remote sensing symposium*, pp. 108–109, 2011, doi: <https://doi.org/10.1109/MRRS.2011.6053613>.
11. B. Wang and A. Chen, "Design of an Archimedean spiral antenna," in *Proc. 8th Int. Symp. Antennas, Propag. EM Theory (ISAPE)*, pp. 348–351, 2008, doi: <https://doi.org/10.1109/ISAPE.2008.4735217>.
12. N. Kashyap and D. K. Vishwakarma, "Cross-dielectric-slab-loaded Archimedean spiral antenna," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 15, pp. 589–592, 2016, doi: <https://doi.org/10.1109/LAWP.2015.2462085>.
13. K. A. Bykov et al., "Flat Luneberg lens based on a printed circuit with curved conductors," *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 24, no. 1, pp. 48–57, 2021, doi: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2021.24.1.48-57>. (In Russ.)
14. Y. G. Pasternak et al., "Study of a hemispherical metamaterial lens made of parallel printed circuit boards with metal diffusers of small electrical dimensions," *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 24, no. 1, pp. 32–38, 2021, doi: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2021.24.1.32-38>. (In Russ.)

Information about the Authors

Dmitrij P. Tabakov, Doctor of Physical and Mathematical Sciences, professor of the Department of Radioelectronic Systems, Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics, Samara, Russia.

Research interests: electrodynamics, microwave devices and antennas, optics, numerical methods of mathematical modeling.

E-mail: illuminator84@yandex.ru
ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-9173-4936>
SPIN-код (eLibrary): 9666-0814
AuthorID (eLibrary): 664833
ResearcherID (WoS): Q-9888-2017

Mikhail A. Malakhov, chief technologist of JSC «Research Institute “Ekran”», Samara, Russia; postgraduate student, associate professor of the Department of Electronic Systems and Information Security, Samara State Technical University, Samara, Russia.

Research interests: microwave devices and antennas and their production technology.
E-mail: m.malakhov.2020@bk.ru
SPIN-code (eLibrary): 4942-1762

Параметры крупномасштабных тепловых возмущений околоземной плазмы при реализации перспективных уровней мощности среднеширотного нагревного стенда «Сура»

А.С. Белов 

Филиал РФЯЦ-ВНИИЭФ «НИИИС имени Ю.Е. Седакова»
603137, Россия, г. Нижний Новгород,
ул. Тропинина, 47

Аннотация – Обоснование. Создание и развитие экспериментальных установок для исследований в области физики околоземной плазмы является крайне актуальной задачей. Коротковолновый нагревный стенд «Сура» является единственной в мире действующей среднеширотной исследовательской установкой по активному воздействию на ионосферу Земли. Новые физические результаты, полученные на стенде HAARP, обладающем более высокой мощностью излучения передатчиков, стимулируют работы по оценке возможностей модернизации и определению достижимых параметров возмущений околоземной плазмы для других установок, в том числе и для стенда «Сура». **Цель.** Численное моделирование и анализ достижимых параметров крупномасштабных тепловых возмущений околоземной плазмы при проведении модернизации установки и реализации перспективных уровней мощности излучения стенда «Сура». **Методы.** Моделирование проводилось с использованием открытого программного кода SAMI2, дополненного модифицированной моделью источника нагрева, использующей непосредственный расчет коэффициента аномального поглощения для приближения холодной плазмы при гауссовом спектре вытянутых неоднородностей. **Результаты.** Исследованы эффекты воздействия как в дневные часы, так и в условиях, соответствующих позднему вечернему времени. Для дневных условий получено, что реализация перспективных уровней мощности на стенде «Сура» приводит к практически двукратному возрастанию возмущений плотности и температуры электронов в области искусственного дакта на высотах внешней ионосферы Земли. Для условий позднего вечернего времени получено, что осуществление модернизации нагревного стенда приводит также к двукратному возрастанию возмущений температуры электронов. При этом увеличение уровня относительных возмущений плотности электронов не столь значительное и составляет не более 20 % относительно действующих характеристик стенда. **Заключение.** Показано, что параметры создаваемых тепловых возмущений нелинейно зависят от мощности излучения волны накачки и их рост насыщается вследствие перераспределения плазмы в области аномального поглощения.

Ключевые слова – моделирование ионосферы; нагрев околоземной плазмы; тепловые возмущения; крупномасштабные неоднородности.

Введение

Создание и развитие установок для исследований в области физики околоземной плазмы является крайне актуальной задачей. Интерес к данному направлению обусловлен как разнообразными практическими приложениями, включающими активную диагностику и мониторинг состояния околоземного пространства, задачи телекоммуникаций и радиолокации, так и необходимостью решения фундаментальной задачи построения полной физической картины развивающихся явлений в неоднородной магнитоактивной плазме [1; 2].

В настоящее время коротковолновый нагревный стенд «Сура» [3] (56,15° N, 46,11° E) является единственной в мире действующей среднеширотной исследовательской установкой по активному воздействию на околоземную плазму. Расположение стенда в средних широтах позволяет обеспечить высокую воспроизводимость и достоверность получаемых результатов, т. к. экваториальная и

высокоширотная области ионосферы Земли значительно сильнее подвержены разнообразным геофизическим возмущениям [4; 5].

Действующий нагревный стенд «Сура» включает в себя три коротковолновых передатчика ПКВ-250 с непрерывной мощностью излучения 250 кВт каждый ($P_{0_SURA} = 750$ кВт), нагруженных на фазированную антенную решетку, состоящую из 144 горизонтальных скрещенных широкополосных вибраторов. Максимальная эффективная излучаемая мощность стенда P_{ERP_SURA} в диапазоне частот 4,3–9,5 МГц составляет 80–280 МВт соответственно.

В последнее время на нагревном стенде HAARP был получен ряд новых эффектов [6; 7], обусловленных в значительной мере более высокой мощностью излучения передатчиков стенда ($P_{0_HAARP} = 3,6$ МВт, $P_{ERP_HAARP} = 400–3000$ МВт).

Таким образом, планка научных достижений, реализованных на установке HAARP, стимулирует

работы по оценке возможностей модернизации и других существующих исследовательских установок, в том числе нагревного стенда «Сура».

В работе [8] на основе анализа существующей инфраструктуры и имеющихся научно-технологических возможностей определены облик и практически реализуемые технические характеристики нагревного стенда «Сура».

Одним из наиболее значимых эффектов воздействия мощного КВ-радиоизлучения на околоземную плазму является формирование вытянутых вдоль геомагнитного поля крупномасштабных искусственных плазменно-волновых структур (дактов плотности), оказывающих существенное влияние на распространение низкочастотных радиоволн.

Целью настоящей работы является проведение численного моделирования и анализ достижимых параметров таких крупномасштабных возмущений околоземной плазмы при проведении модернизации установки и реализации перспективных уровней мощности излучения стенда «Сура».

Для проведения анализа целесообразно выбрать характерный день, соответствующий спокойным геомагнитным условиям. В качестве этого дня был определен сеанс 13 марта 2023 г., характеризующийся очень низким значением суммарного планетарного индекса геомагнитной возмущенности $\Sigma K_p = 4$. При этом отдельно рассмотрены эффекты воздействия в дневных условиях (09:00 UT соответствует 12:00 LT) и условиях, соответствующих позднему вечерним часам (18:00 UT, 21:00 LT).

1. Расчетная ионосферная модель

Несмотря на значительное разнообразие численных моделей ионосферы Земли, практически все исследования по моделированию эффектов ее нагрева мощным КВ-радиоизлучением [9–12], проводимые в последние два десятилетия, базировались на двухмерной модели SAMI2 [13], обладающей открытым исходным программным кодом и позволяющей описывать динамику околоземной плазмы в области всей возмущенной геомагнитной силовой трубки.

Данная двухмерная ионосферная модель SAMI2, дополненная модифицированной моделью источника нагрева [14], использующей непосредственный расчет коэффициента аномального поглощения для приближения холодной плазмы при гауссовом спектре вытянутых неоднородностей, использована и в настоящей работе.

Для сеанса 13.03.2023 значения основных параметров моделирования, определяющих состояние ионосферы, составляют: планетарный магнитный индекс $A_p = 2$, индекс солнечной активности $F_{10,7} = 100$. Параметры расчетной сетки, описывающие, соответственно, количество ячеек вдоль геомагнитного поля n_z и число силовых линий n_f , составляют $(n_z, n_f) = (801, 402)$, что позволяет обеспечить компромисс между вычислительными возможностями и достигаемым пространственным разрешением.

Моделирование источника нагрева проводилось для мелкомасштабных неоднородностей гауссовой формы с величиной возмущения концентрации $\delta N_m = 0,025 N_{UHR}$, характерным масштабом $a = 0,2$ м и значением расстояния между неоднородностями $r_0 = 6a = 1,2$ м. Данные параметры неоднородностей обеспечивают аномальное поглощение мощной радиоволны накачки за счет локального возбуждения необыкновенной Z-моды и коротковолновых плазменных колебаний [15].

В качестве характеристик воздействующего КВ-радиоизлучения в модели выступают: мощность передатчиков нагревного стенда (P_0), частота излучения (f_0) и угловой поперечный размер области нагрева ($\Delta\theta$), время нагрева.

При проведении моделирования нагревный стенд «Сура» включался на 20 мин в 09:00 UT для дневных условий и в 18:00 UT для условий, соответствующих позднему вечерним часам. Это значение времени нагрева в соответствии с [16; 17] является достаточным для развития искусственной ионосферной турбулентности не только в области аномального поглощения волны накачки, но и на высотах внешней ионосферы Земли.

Численное моделирование запускалось на 26 часов. Для уменьшения влияния инициализации дополнительный источник нагрева в уравнении теплопроводности для электронов «включался» через 22 часа по отношению к началу моделирования.

2. Результаты численного моделирования крупномасштабных тепловых возмущений околоземной плазмы в дневных условиях

Следует отметить, что ранее при действующих характеристиках нагревного стенда «Сура» для дневных сеансов крупномасштабные плазменно-волновые возмущения на высотах внешней ионосферы Земли не регистрировались.

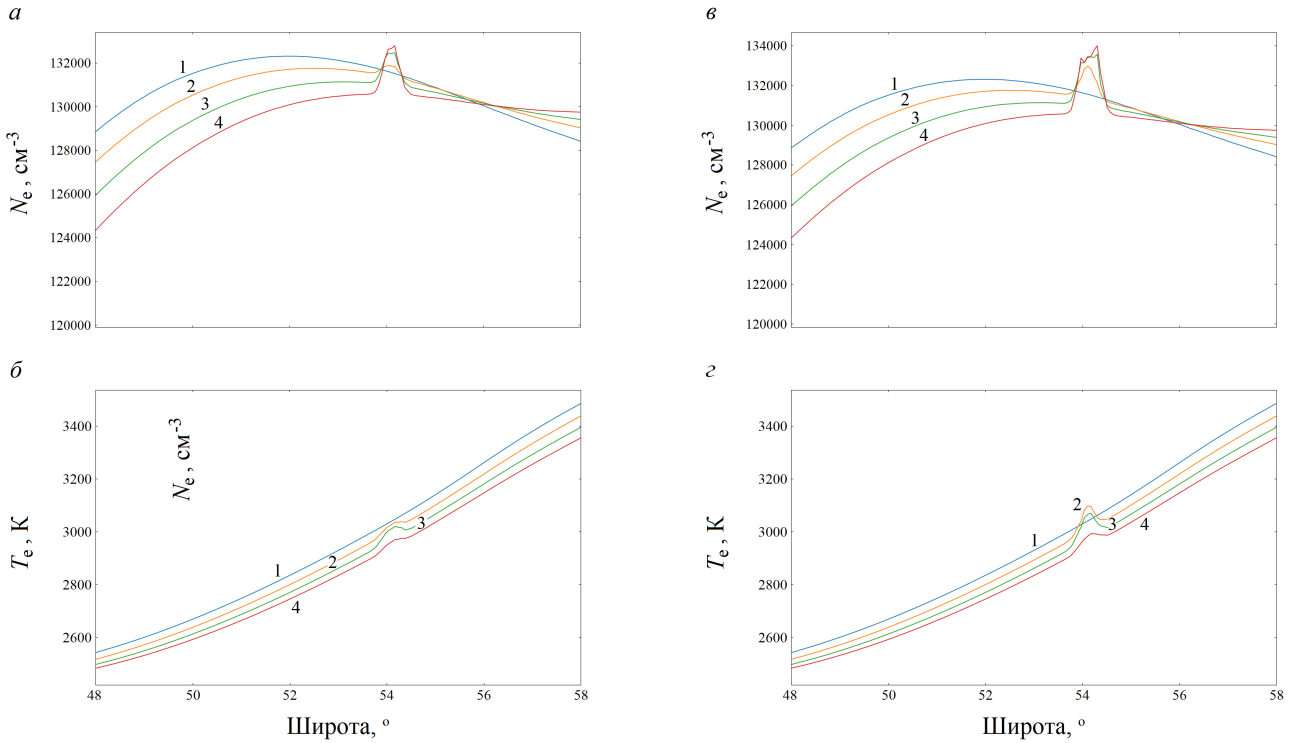


Рис. 1. Широтные профили распределений плотности (а и в) и температуры электронов (б и г) на $h = 700$ км для следующих моментов времени: 09:00:00 UT (1), 09:10:00 UT (2), 09:20:00 UT (3) и 09:30:00 UT (4)
Fig. 1. Latitudinal profiles of density (a and c) and electron temperature (b and d) distributions at $h = 700$ km for the following time points: 09:00:00 UT (1), 09:10:00 UT (2), 09:20:00 UT (3) and 09:30:00 UT (4)

Для 13.03.2023 и момента времени 09:00 UT критическая частота F_2 -области ионосферы $f_{O_F2} = 12$ МГц, поэтому воздействие целесообразно проводить на максимальной рабочей частоте станда $f_0 = 9,5$ МГц.

Для действующих параметров станда мощность излучения передатчиков на данной частоте $P_0 = 750$ кВт, а размер области нагрева на высоте отражения волны накачки 240 км составляет $\Delta\theta = 0,12^\circ$.

После проведения модернизации ожидается, что мощность излучения передатчиков на частоте 9,5 МГц будет составлять $P_{0_pr} = 2400$ кВт, а $\Delta\theta = 0,1^\circ$.

На рис. 1 и 2 представлены полученные при моделировании распределения плотности N_e и температуры T_e электронов для различных моментов времени (кривая (1) – непосредственно перед включением источника нагрева 09:00:00 UT, кривая (2) – 09:10:00 UT, кривая (3) – выключения нагрева 09:20:00 UT, кривая (4) – спустя 10 мин после выключения источника нагрева 09:30:00 UT) во внешней ионосфере Земли на высотах 700 и 1500 км. В левом столбце рис. 1 и 2, а и б представлены результаты моделирования для действующих параметров нагрева, а в правом столбце

(в и г) – для параметров после проведения модернизации станда.

В дневных условиях критическая частота F_2 -области ионосферы значительно превышает частоту воздействующего КВ-радиоизлучения, что приводит к тому, что нагрев осуществляется на существенно меньших высотах, чем максимум F_2 -области, и «пробоя» ионосферы в результате воздействия не наблюдается.

Во внешней ионосфере Земли возмущения плотности и температуры электронов реализуются в виде локализованной структуры (дакта) с повышенными относительно фонового уровня значениями N_e и T_e .

В соответствии с представленными на рис. 1 и 2 данными, видно, что уровень возмущений как для действующих параметров станда, так и после проведения модернизации является достаточно малым.

Максимальные значения за время нагрева относительных возмущений плотности

$$\delta N_{e_max} = N_{e_max_duct} / N_{e_bg}$$

и температуры электронов

$$\delta T_{e_max} = T_{e_max_duct} / T_{e_bg}$$

($N_{e_max_duct}$, $T_{e_max_duct}$ – максимальные значения плотности и температуры электронов в воз-

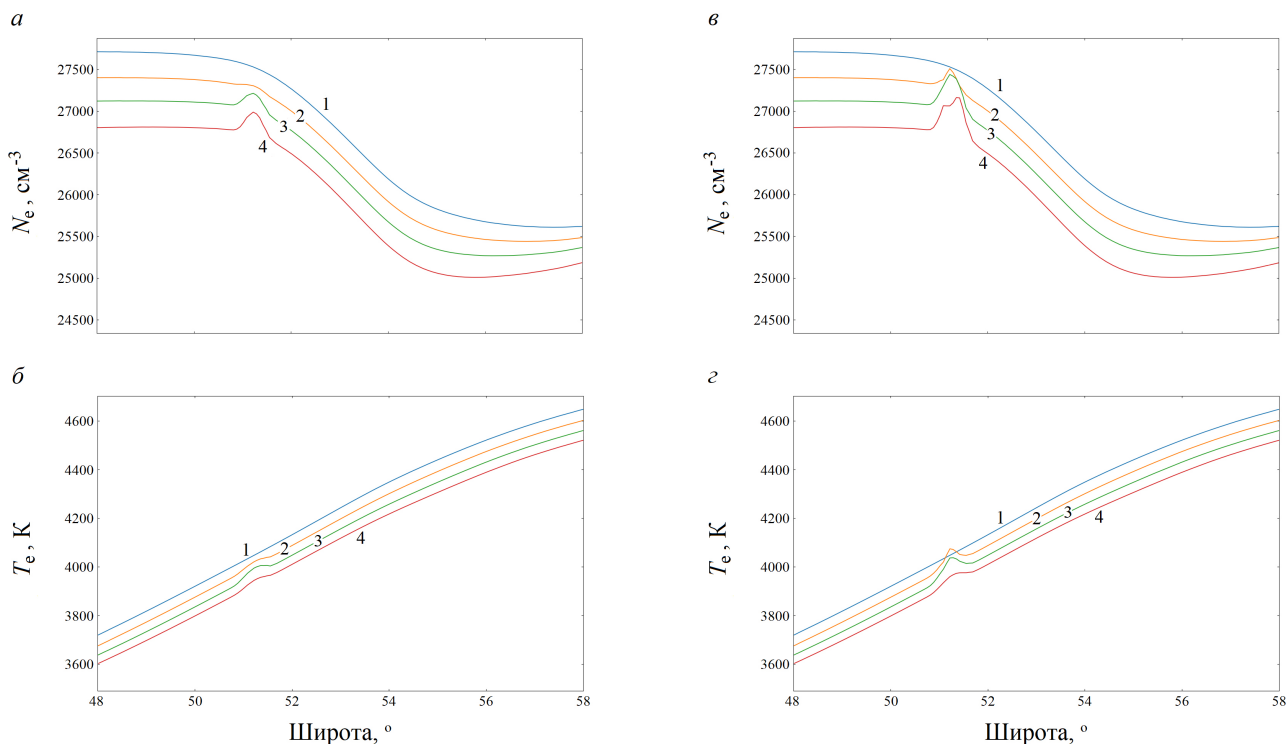


Рис. 2. Широтные профили распределений плотности (а и в) и температуры электронов (б и г) на $h = 1500$ км для тех же моментов времени, что и на рис. 1

Fig. 2. Latitudinal profiles of density (a and c) and electron temperature (b and d) distributions at $h = 1500$ km for the same time points as in Fig. 1

мощенной области, а N_{e_bg} , $T_{e_max_bg}$ – их фоновые значения) для высоты 700 км составляют для действующих параметров стенда (см. рис. 1): $\delta N_{e_max_700} = 1,2\%$, а $\delta T_{e_max_700} = 1,7\%$. Характерный поперечный размер дакта плотности плазмы на высоте 700 км – порядка 70 км. Столь малые значения возмущений при действующих характеристиках нагревного стенда «Сура» и обусловили тот факт, что они терялись в уровне шумовых сигналов.

После реализации перспективных уровней мощности нагревного стенда «Сура» значения относительных возмущений плотности и температуры электронов составят: $\delta N_{e_max_700_pr} = 2,3\%$, а $\delta T_{e_max_700_pr} = 3\%$. Данные параметры возмущений, вероятно, будет уже возможно зарегистрировать при проведении непосредственных in situ измерений с помощью высокочувствительной аппаратуры искусственных спутников Земли (для утренних сеансов воздействия мощного КВ-радиоизлучения нагревного стенда «Сура» экспериментально зарегистрированы с использованием спутников серии DMSP относительные возмущения плотности плазмы величиной $\sim 3\%$ [16]).

При увеличении значения высоты во внешней ионосфере Земли возмущения продолжают наблюдаться в виде такого же локализованного

дакта. Для высоты $h = 1500$ км (см. рис. 2) значения максимальных относительных возмущений плотности и температуры электронов составляют: $\delta N_{e_max_1500} = 0,6\%$ и $\delta T_{e_max_1500} = 0,6\%$, а после проведения модернизации: $\delta N_{e_max_1500_pr} = 1,5\%$ и $\delta T_{e_max_1500_pr} = 1,8\%$. Характерный поперечный размер дакта несколько увеличивается, достигая на высоте 1500 км величины 80–90 км.

Приведенные на рис. 1 и 2 (кривые 4) результаты моделирования показывают, что возмущения температуры T_e успевают релаксировать после прекращения нагрева за время порядка 10 мин, в свою очередь, с возмущениями плотности электронов этого не происходит (время релаксации возмущений N_e составляет более 30 мин).

3. Результаты численного моделирования крупномасштабных тепловых возмущений околоземной плазмы в ночных условиях

Поздние вечерние (ночные) часы являются оптимальным временем суток для формирования искусственных дактов плотности плазмы [16].

Для момента времени 18:00 UT 13.03.2023 критическая частота F_2 -области ионосферы составляет $f_{O_F2} = 5,9$ МГц. В целях обеспечения нагрева в

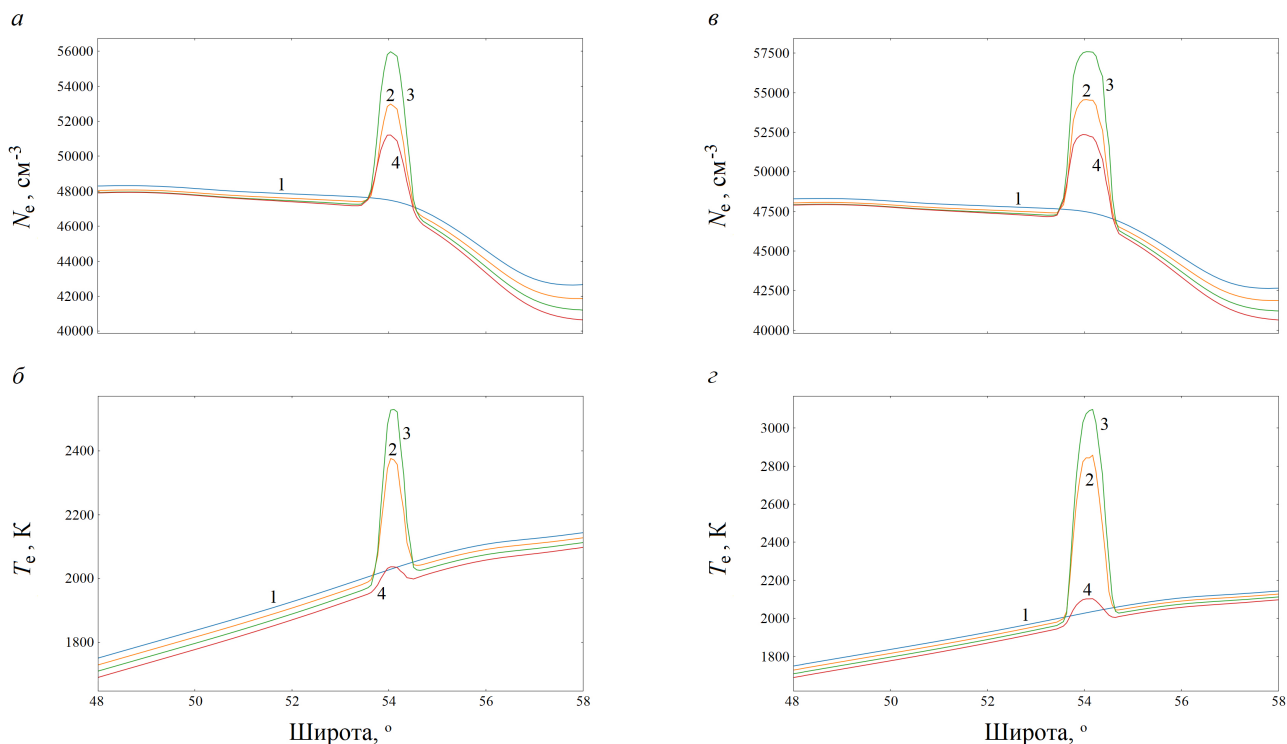


Рис. 3. Широтные профили распределений плотности (а и в) и температуры электронов (б и г) на $h = 700$ км для следующих моментов времени: 18:00:00 UT (1), 18:10:00 UT (2), 18:20:00 UT (3) и 18:30:00 UT (4)

Fig. 3. Latitudinal profiles of density (a and c) and electron temperature (b and d) distributions at $h = 700$ km for the following time points: 18:00:00 UT (1), 18:10:00 UT (2), 18:20:00 UT (3) and 18:30:00 UT (4)

отсутствии пробоя ионосферы воздействие целесообразно проводить на нижней рабочей частоте станда $f_0 = 4,3$ МГц.

Для действующих параметров станда размер области нагрева на высоте отражения волны накачки 260 км составляет $\Delta\theta = 0,27^\circ$, а после проведения модернизации при увеличении мощности излучения передатчиков с 700 кВт до $P_{0_pr} = 2400$ кВт характерный поперечный размер зоны воздействия $\Delta\theta = 0,23^\circ$.

На рис. 3 и 4 представлены полученные при моделировании распределения плотности N_e и температуры T_e электронов для различных моментов времени (кривая (1) – непосредственно перед включением источника нагрева 18:00:00 UT, кривая (2) – 18:10:00 UT, кривая (3) – выключения нагрева 18:20:00 UT, кривая (4) – спустя 10 мин после выключения источника нагрева 18:30:00 UT) во внешней ионосфере Земли на высотах 700 и 1500 км. В левом столбце рис. 3 и 4, а и б представлены результаты моделирования для действующих параметров нагрева, а в правом столбце (в и г) – для параметров после проведения модернизации станда, аналогично как и для рис. 1 и 2.

В соответствии с представленными на рис. 3 и 4 данными видно, что уровень возмущений как для действующих параметров станда, так и после

проведения модернизации значительно вырос по сравнению с дневными часами.

Для высоты 700 км возмущения плотности и температуры электронов наблюдаются в течение всего времени нагрева в виде локализованной структуры (дакта) с повышенными относительно фонового уровня значениями N_e и T_e . Максимальные значения за время воздействия (для $T = 18:20:00$ UT) относительных возмущений плотности и температуры электронов на высоте 700 км составляют для действующих параметров станда (см. рис. 3): $\delta N_{e_max_700} = 19\%$ и $\delta T_{e_max_700} = 27\%$. Характерный поперечный размер дакта плотности плазмы на высоте 700 км также вырос по сравнению с дневными часами (видимо, из-за увеличения размера источника нагрева в F_2 -области ионосферы) и составляет порядка 130 км.

После реализации перспективных уровней мощности излучения станда «Сура» расчетные значения возмущений для той же высоты и момента времени составят: $\delta N_{e_max_700_pr} = 23\%$ и $\delta T_{e_max_700_pr} = 55\%$, а ширина дакта 140 км. Таким образом, модернизация нагревного станда приводит к двукратному возрастанию возмущений температуры электронов в области искусственного дакта плотности на данной высоте. В то же время увеличение уровня относительных

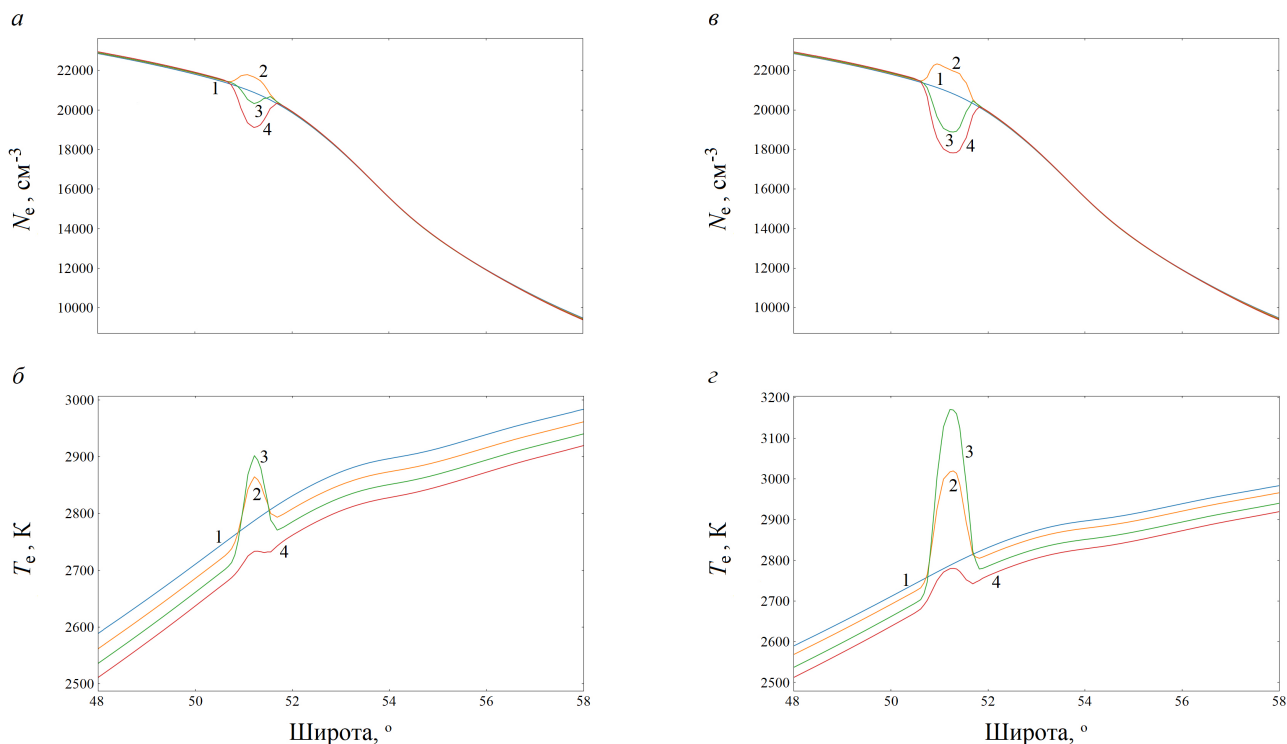


Рис. 4. Широтные профили распределений плотности (а и в) и температуры электронов (б и г) на $h = 1500$ км для тех же моментов времени, что и на рис. 3

Fig. 4. Latitudinal profiles of density (a and c) and electron temperature (b and d) distributions at $h = 1500$ km for the same time points as in Fig. 3

возмущений плотности электронов не столь значительное и составляет не более 20 % относительно действующих характеристик стэнда.

Для больших значений высот во внешней ионосфере Земли возмущения плотности плазмы продолжают наблюдаться в виде локализованного дакта, однако со структурой, изменяющейся в течение времени нагрева и носящей более сложный характер.

В верхней части внешней ионосферы на высоте 1500 км в первой фазе нагрева (длительностью порядка 10 мин) за счет вытеснения плазмы из области аномального поглощения волны накачки в F_2 -области ионосферы возмущения плотности N_e наблюдаются в виде дакта с повышенными относительно фонового уровня значениями. Максимальные значения относительных возмущений плотности и температуры электронов составляют для действующих параметров стэнда: $\delta N_{e_max_1500} = 3\%$ и $\delta T_{e_max_1500} = 4\%$, а после проведения модернизации: $\delta N_{e_max_1500_pr} = 5\%$ и $\delta T_{e_max_1500_pr} = 9\%$.

Далее, вероятно, из-за того, что на данных высотах основной вклад в плотность плазмы вносят ионы H^+ и He^+ , вытеснение этих ионов из возмущенной области за счет возрастания температуры электронов уже не компенсируется более тяжелы-

ми компонентами O^+ и NO^+ , приходящими с более низких высот ионосферы. В результате это приводит к формированию на данных высотах области с пониженной плотностью плазмы. К моменту окончания нагрева для $T = 18:20:00$ UT величина относительного уровня понижения плотности электронов составляет для действующих параметров стэнда $\delta N_{e_max_1500_2} = -4\%$, а после проведения модернизации $\delta N_{e_max_1500_pr_2} = -11\%$. При этом в возмущенной области наблюдается рост температуры электронов, достигающий 6 % для действующих и 15 % для перспективных параметров нагревного стэнда «Сура».

Локализованные в области данной силовой трубки геомагнитного поля возмущения плотности и температуры плазмы распространяются далее и на большие высоты в ионосфере и магнитосфере Земли, формируя таким образом крупномасштабную плазменно-волновую неоднородную структуру, существенным образом влияющую на трансionoсферное прохождение низкочастотных волн, возбуждаемых наземными (передатчиками) или атмосферными (грозами) источниками [18; 19].

Заклучение

По результатам численного моделирования исследованы параметры крупномасштабных тепло-

вых возмущений околосемной плазмы, индуцируемых мощным коротковолновым радиоизлучением нагревного стенда «Сура» в околосемной плазме при проведении его модернизации и реализации перспективных уровней мощности. С целью проведения сравнительного анализа моделирование выполнено также и для действующих характеристик стенда.

Численное моделирование тепловых возмущений проводилось с помощью двухмерной ионосферной модели SAMI2, дополненной модифицированной моделью источника нагрева.

Рассмотрены эффекты воздействия как в дневные часы, так и в условиях, соответствующих позднему вечернему времени.

Для дневных условий показано, что увеличение мощности передатчиков нагревного стенда «Сура» более чем в 3 раза влечет практически двукратное возрастание возмущений плотности и температуры электронов в области искусственного дакта на

высотах внешней ионосферы Земли. Однако данные параметры возмущений, вероятно, будет уже возможно зарегистрировать при проведении непосредственных *in situ* измерений с помощью высокочувствительной аппаратуры искусственных спутников.

Моделирование для условий позднего вечернего времени показало, что осуществление модернизации нагревного стенда приводит также к двукратному возрастанию возмущений температуры электронов. При этом увеличение уровня относительных возмущений плотности электронов не столь значительное и составляет не более 20 % относительно действующих характеристик стенда.

Финансирование

Работа выполнена в рамках научной программы Национального центра физики и математики (направление «Ядерная и радиационная физика», этап 2023–2025).

Список литературы

1. Мизонова В.Г., Дегтерев Е.Г., Соколова Г.М. Влияние возмущений плотности ионосферной плазмы на условия распространения свистовых волн в ионосфере // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2024. Т. 27, № 3. С. 7–16. DOI: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2024.27.3.7-16>
2. Белов А.С. Особенности генерации и распространения сверхнизкочастотных волн, возбуждаемых в ионосфере Земли, при воздействии мощного КВ-радиоизлучения // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2021. Т. 24, № 4. С. 53–62. DOI: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2021.24.4.53-62>
3. Стенд «Сура»: исследования атмосферы и космического пространства (обзор) / В.В. Беликович [и др.] // Известия высших учебных заведений. Радиофизика. 2007. Т. 50, № 7. С. 545–576. URL: <https://www.elibrary.ru/iciqaz>
4. Fejer B.G. The equatorial ionospheric electric fields: A review // Journal of Atmospheric and Solar-Terrestrial Physics. 1981. Vol. 43, no. 5-6. P. 377–386. DOI: [https://doi.org/10.1016/0021-9169\(81\)90101-x](https://doi.org/10.1016/0021-9169(81)90101-x)
5. Tsunoda R.T. High-latitude F region irregularities: a review and synthesis // Reviews of Geophysics. 1988. Vol. 26, no. 4. P. 719–760. DOI: <https://doi.org/10.1029/RG026i004p00719>
6. Creation of artificial ionospheric layers using high-power HF waves / T. Pedersen [et al.] // Geophysical Research Letters. 2010. Vol. 37, no. 2. P. L02106. DOI: <https://doi.org/10.1029/2009GL041895>
7. DEMETER observations of an intense upgoing column of ELF/VLF radiation excited by the HAARP HF heater / D. Piddychiy [et al.] // Journal of Geophysical Research. 2008. Vol. 113, no. A10. P. A10308. DOI: <https://doi.org/10.1029/2008JA013208>
8. Концепция ФГБНУ НИРФИ по модернизации стенда СУРА / С.Д. Снегирев [и др.]. Препринт № 548. Нижний Новгород: ФГБНУ НИРФИ, 2013. 25 с.
9. An interhemispheric model of artificial ionospheric ducts / R.P. Perrine [et al.] // Radio Science. 2006. Vol. 41, no. 4. P. RS4002. DOI: <https://doi.org/10.1029/2005RS003371>
10. Model for artificial ionospheric duct formation due to HF heating / G.M. Milikh [et al.] // Geophysical Research Letters. 2010. Vol. 37, no. 7. P. L07803. DOI: <https://doi.org/10.1029/2010GL042684>
11. A new model for formation of artificial ducts due to ionospheric HF-heating / G.M. Milikh [et al.] // Geophysical Research Letters. 2012. Vol. 39, no. 10. P. L10102. DOI: <https://doi.org/10.1029/2012GL051718>
12. Демехов А.Г. Формирование крупномасштабных возмущений при высокочастотном нагреве ионосферы: зависимость характеристик возмущений от частоты и мощности высокочастотного излучения // Известия высших учебных заведений. Радиофизика. 2022. Т. 65, № 2. С. 79–95. DOI: <https://doi.org/10.52452/00213462-2022-65-02-79>
13. Sami2 is another model of the ionosphere (SAMI2): A new low-latitude ionosphere model / J.D. Huba [et al.] // Journal of Geophysical Research. 2000. Vol. 105, no. A10. P. 23035–23053. DOI: <https://doi.org/10.1029/2000JA000035>
14. Белов А.С. Моделирование крупномасштабных возмущений околосемной плазмы при воздействии мощного коротковолнового радиоизлучения нагревного стенда «Сура» // Известия высших учебных заведений. Радиофизика. 2021. Т. 64, № 6. С. 430–444. DOI: <https://doi.org/10.52452/00213462-2021-64-06-430>
15. Васильков В.В., Рябова Н.А. К вопросу об аномальном поглощении радиоволн на вытянутых вдоль магнитного поля мелкомасштабных неоднородностях // Известия высших учебных заведений. Радиофизика. 2005. Т. 48, № 3. С. 181–197. URL: <https://www.elibrary.ru/hmrgdt>

16. Создание дактов плотности при нагреве ионосферы Земли мощным коротковолновым радиоизлучением / В.Л. Фролов [и др.] // Письма в ЖЭТФ. 2008. Т. 88, № 12. С. 908–913. URL: <https://www.elibrary.ru/mtyksv>
17. Характеристики электромагнитных и плазменных возмущений, индуцируемых на высотах внешней ионосферы Земли при модификации F2-области мощным радиоизлучением стенда «Сура» / В.Л. Фролов [и др.] // Известия высших учебных заведений. Радиофизика. 2016. Т. 59, № 3. С. 198–222. URL: <https://www.elibrary.ru/whenif>
18. VLF electromagnetic field structures in ionosphere disturbed by Sura RF heating facility / V.O. Rapoport [et al.] // Journal of Geophysical Research. 2010. Vol. 115, no. A10. P. A10322. DOI: <https://doi.org/10.1029/2010JA015484>
19. Whistler propagation in ionospheric density ducts: simulations and DEMETER observations / J.R. Woodroffe [et al.] // Journal of Geophysical Research. 2013. Vol. 118, no. 11. P. 7011–7018. DOI: <https://doi.org/10.1002/2013JA019445>

Информация об авторе

Белов Алексей Сергеевич, кандидат физико-математических наук, заместитель начальника научно-исследовательского отделения – начальник научно-исследовательского отдела филиала РФЯЦ-ВНИИЭФ «НИИИС имени Ю.Е. Седакова», г. Нижний Новгород, Россия.

Область научных интересов: радиофизика, прикладная электродинамика, активные воздействия на околоземную плазму.

E-mail: alexis-belov@yandex.ru

ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-0533-3771>

Physics of Wave Processes and Radio Systems 2025, vol. 28, no. 3, pp. 80–88

DOI [10.18469/1810-3189.2025.28.3.80-88](https://doi.org/10.18469/1810-3189.2025.28.3.80-88)
UDC 533.951
Original Research

Received 2 April 2025
Accepted 5 May 2025
Published 30 September 2025

Parameters of large-scale thermal disturbances of near-Earth plasma during implementation of promising power levels of the Sura mid-latitude heating facility

Alexey S. Belov 

Branch of FSUE RFNC-VNIIEF «NIIS named after Yu.E. Sedakov»
47, Tropinin Street,
Nizhny Novgorod, 603137, Russia

Abstract – Background. The generation and development of experimental facilities for research in the field of near-Earth plasma physics is an extremely urgent task. The Sura short-wave heating stand is the only operating mid-latitude research facility in the world on the active effect on the Earth's ionosphere. The new physical results obtained at the HAARP, which has a higher transmitter radiation power, stimulate work to assess the possibilities of upgrade and determine the achievable parameters of near-Earth plasma perturbations for other facilities including the Sura stand. **Aim.** Numerical simulation and analysis of achievable parameters of large-scale thermal disturbances of near-Earth plasma during facility upgrading and promising power levels implementation of the Sura stand. **Methods.** The simulation was conducted using open source SAMI2 code supplemented by an upgraded heating source model using direct calculation of the abnormal absorption coefficient to approximate the cold plasma at the Gaussian spectrum of elongated inhomogeneities. **Results.** Exposure results for both daytime and late evening hours were investigated. For daytime conditions it was obtained that the promising power levels implementation at the Sura facility results in an almost twofold increase of the density and electrons temperature perturbations in the artificial duct region at the Earth's outer ionosphere heights. For late evening conditions it is obtained that the upgrade of the heating facility also results in a twofold increase of electron temperature perturbations. At the same time, the increase of the electron density relative perturbations level is not so significant and at most 20% relative to the actual facility characteristics. **Conclusion.** It has been shown that the generated thermal perturbation parameters are non-linearly dependent on the radiation power of the pump wave and their growth is saturated due to the plasma redistribution in the abnormal absorption region.

Keywords – ionosphere modeling; near-Earth's plasma heating; thermal disturbances; large-scale irregularities.

✉ alexis-belov@yandex.ru (Alexey S. Belov)

 © Alexey S. Belov, 2025

References

1. V. G. Mizonova, E. G. Degterev, and G. M. Sokolova, “Influence of density variations of ionosphere plasma on the conditions of electromagnetic whistler waves propagation in the ionosphere,” *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 27, no. 3, pp. 7–16, 2024, doi: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2024.27.3.7-16>. (In Russ.)
2. A. S. Belov, “Features of generation and propagation of the extremely low frequency waves excited in the ionosphere under the powerful HF radioemission influence,” *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 24, no. 4, pp. 53–62, 2021, doi: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2021.24.4.53-62>. (In Russ.)

3. V. V. Belikov et al., "The "Sura" facility: Study of the atmosphere and space (a review)," *Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedeniy. Radiofizika*, vol. 50, no. 7, pp. 545–576, 2007, url: <https://www.elibrary.ru/iciqaz>. (In Russ.)
4. B. G. Fejer, "The equatorial ionospheric electric fields: A review," *Journal of Atmospheric and Solar-Terrestrial Physics*, vol. 43, no. 5, pp. 377–386, 1981, doi: [https://doi.org/10.1016/0021-9169\(81\)90101-x](https://doi.org/10.1016/0021-9169(81)90101-x).
5. R. T. Tsunoda, "High-latitude F region irregularities: a review and synthesis," *Reviews of Geophysics*, vol. 26, no. 4, pp. 719–760, 1988, doi: <https://doi.org/10.1029/RG026i004p00719>.
6. T. Pedersen et al., "Creation of artificial ionospheric layers using high-power HF waves," *Geophysical Research Letters*, vol. 37, no. 2, p. L02106, 2010, doi: <https://doi.org/10.1029/2009GL041895>.
7. D. Piddychiy et al., "DEMETER observations of an intense upgoing column of ELF/VLF radiation excited by the HAARP HF heater," *Journal of Geophysical Research*, vol. 113, no. A10, p. A10308, 2008, doi: <https://doi.org/10.1029/2008JA013208>.
8. S. D. Snegirev et al., "The concept of the FGBNU NIRFI to modernize the Sura stand, preprint no. 548. Nizhny Novgorod: FGBNU NIRFI, 2013. (In Russ.)
9. R. P. Perrine et al., "An interhemispheric model of artificial ionospheric ducts," *Radio Science*, vol. 41, no. 4, p. RS4002, 2006, doi: <https://doi.org/10.1029/2005RS003371>.
10. G. M. Milikh et al., "Model for artificial ionospheric duct formation due to HF heating," *Geophysical Research Letters*, vol. 37, no. 7, p. L07803, 2010, doi: <https://doi.org/10.1029/2010GL042684>.
11. G. M. Milikh et al., "A new model for formation of artificial ducts due to ionospheric HF-heating," *Geophysical Research Letters*, vol. 39, no. 10, p. L10102, 2012, doi: <https://doi.org/10.1029/2012GL051718>.
12. A. G. Demekhov, "The formation of large-scale disturbances with high-frequency heating of the ionosphere: The dependence of the characteristics of disturbances on the frequency and power of high-frequency radiation," *Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedeniy. Radiofizika*, vol. 65, no. 2, pp. 79–95, 2022, doi: <https://doi.org/10.52452/00213462-2022-65-02-79>. (In Russ.)
13. J. D. Huba et al., "Sami2 is another model of the ionosphere (SAMI2): A new low-latitude ionosphere model," *Journal of Geophysical Research*, vol. 105, no. A10, pp. 23035–23053, 2000, doi: <https://doi.org/10.1029/2000JA000035>.
14. A. S. Belov, "Modeling large-scale disturbances of near-Earth plasma when exposed to powerful short -wave radio radiation of the heating stand "Sura"," *Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedeniy. Radiofizika*, vol. 64, no. 6, pp. 430–444, 2021, doi: <https://doi.org/10.52452/00213462-2021-64-06-430>. (In Russ.)
15. V. V. Vas'kov and N. A. Ryabova, "Anomalous absorption of radio waves by small-scale magnetic-field-aligned irregularities," *Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedeniy. Radiofizika*, vol. 48, no. 3, pp. 181–197, 2005, url: <https://www.elibrary.ru/hmrgdt>. (In Russ.)
16. V. L. Frolov et al., "Density ducts formed by heating the Earth's ionosphere with high-power HF radio waves," *Pis'ma v ZhETF*, vol. 88, no. 12, pp. 908–913, 2008, url: <https://www.elibrary.ru/mtyksv>. (In Russ.)
17. V. L. Frolov et al., "Features of the electromagnetic and plasma disturbances induced at the altitudes of the Earth's outer ionosphere by modification of the ionospheric F_2 region using high-power radio waves radiated by the SURA heating facility," *Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedeniy. Radiofizika*, vol. 59, no. 3, pp. 198–222, 2016, url: <https://www.elibrary.ru/whenif>. (In Russ.)
18. V. O. Rapoport et al., "VLF electromagnetic field structures in ionosphere disturbed by Sura RF heating facility," *Journal of Geophysical Research*, vol. 115, no. A10, p. A10322, 2010, doi: <https://doi.org/10.1029/2010JA015484>.
19. J. R. Woodroffe et al., "Whistler propagation in ionospheric density ducts: simulations and DEMETER observations," *Journal of Geophysical Research*, vol. 118, no. 11, pp. 7011–7018, 2013, doi: <https://doi.org/10.1002/2013JA019445>.

Information about the Author

Alexey S. Belov, Candidate of Physical and Mathematical Sciences, deputy head of the Research Division – Head of the Research Department, Branch of FSUE RFNC-VNIIEF «NIIIS named after Yu.E. Sedakov», Nizhny Novgorod, Russia.

Research interests: radiophysics, applied electrodynamics, active impacts on the near-earth plasma.

E-mail: alexis-belov@yandex.ru

ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-0533-3771>

Определение порогового решения «улучшенного» энергетического детектора в релеевском канале зондирования спектра

С.Н. Елисеев¹, Н.В. Степанова²

¹ Московский технический университет связи и информатики
111024, Россия, г. Москва,
ул. Авиамоторная, 8а

² Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики
443010, Россия, г. Самара,
ул. Л. Толстого, 23

Аннотация – Обоснование. Классическая схема энергетического детектора широко используется в составе систем зондирования спектра. Простота реализации энергетического детектора и требуемый минимум априорных данных – главные его достоинства. Развитием этих схем, не требующих усложнения алгоритма работы или дополнительных данных, является «улучшенный» энергетический детектор, сближающий его по характеристикам с когерентными видами детекторов, активно рассматриваемых в последнее десятилетие. **Цель.** В статье исследуется проблема определения важнейшего параметра – порога детектирования (обнаружения) лицензированного пользователя по критерию минимума суммарной вероятности ошибок 1-го и 2-го рода, легко обобщаемого на критерий минимума среднего риска, более подходящего во многих практических случаях обнаружения ситуаций занятости спектра для когнитивных пользователей. **Оптимизация порога** рассматривается на примере известного и хорошо изученного канала с релеевскими замираниями. **Методы.** Значение порога определяется на основе решения дифференциального уравнения для суммы вероятностей ошибок. **Результаты.** Полученное решение в форме нормированного порога является функцией одной переменной: среднего отношения сигнал/шум. **Заключение.** Результаты позволяют соотнести характеристики усовершенствованного детектора энергии с характеристиками классического энергетического детектора, а также детектора CFAR, удовлетворяющего заданным техническим требованиям по уровню ложной тревоги. А также подтверждают важность для любого типа энергетического детектора показателей качества оценки мощности шума в канале, таких как интервал возможных значений этой мощности и диапазон достоверных результатов зондирования.

Ключевые слова – зондирование спектра; релеевские замирания; «улучшенный» энергетический детектор; нормализованный порог решения; оптимизация суммарной вероятности ошибки обнаружения; критерий минимума среднего риска.

Введение

Улучшенный или усовершенствованный детектор энергии (Improved Energy Detector), используемый при зондировании спектра в сетях когнитивного радио, получается из схемы обычного энергетического детектора модификацией последнего путем замены операции возведения в квадрат амплитуды принимаемого сигнала в обычном энергетическом детекторе (ЭД) на произвольную положительную степень p .

В классической постановке задача зондирования спектра формулируется как задача обнаружения сигнала первичного пользователя (ПП) по сигналам, наблюдаемым вторичными пользователями (ВП), что, в свою очередь, представляет для каждого i -го ВП задачу статистической теории проверки бинарных гипотез [1; 2]:

$$y_i(t) = \begin{cases} w_i(t) & \text{при } H_0 \\ s_i(t) + w_i(t) & \text{при } H_1 \end{cases}, \quad (1)$$

где $y_i(t)$ – сигнал, принимаемый i -м ВП на интервале зондирования T ; $w_i(t)$ – сигнал помехи типа белый гауссов шум (БГШ) с параметрами $(0, \sigma_n^2)$; $s_i(t)$ – сигнал ПП, принимаемый i -м ВП; H_0 – состояние радиоканала в отсутствие сигнала $s(t)$; H_1 – состояние радиоканала при наличии сигнала $s(t)$; $SNR = \sigma_s^2 / \sigma_n^2$ – среднее значение отношения мощностей сигнал/шум.

1. Описание усовершенствованного детектора энергии

В этой статье сети когнитивной радиосвязи принимают решение о присутствии или отсутствии первичного пользователя, используя усовершенствованный детектор энергии, структурная схема которого показана на рис. 1.

Решение выносится сравнением $Y(T)$ – выходного сигнала усовершенствованного детектора энергии (УЭД) – с пороговым значением схемы решения λ . Улучшенный или усовершенствованный

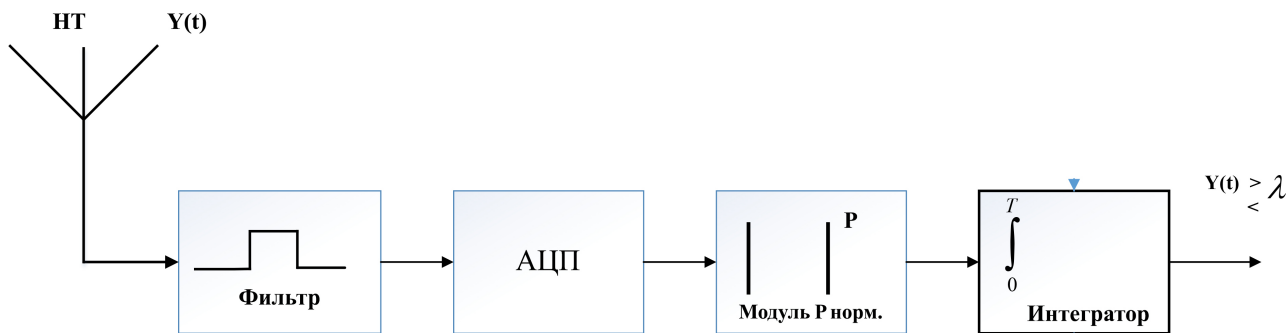


Рис. 1. Структурная схема усовершенствованного детектора энергии
Fig. 1. Block diagram of the improved energy detector

ный детектор энергии (Improved Energy Detector), используемый при зондировании спектра в сетях когнитивного радио, получается из схемы обычного энергетического детектора модификацией последнего путем замены операции возведения в квадрат амплитуды принимаемого сигнала в обычном ЭД на произвольную положительную степень p .

Цель перехода к усовершенствованному детектору энергии – сблизить характеристики некогерентного ЭД с характеристиками когерентного детектора, не требуя при этом каких-либо дополнительных априорных сведений ни о природе источника сигнала, ни о радиоканале [3].

В этом усовершенствованном детекторе энергии вместо возведения полученной выборки $y_i(t)$ в квадрат используется произвольная операция с положительной степенью $p > 1$ модуля этой выборки. По сравнению с обычным детектором положительное влияние нового детектора энергии на характеристики обнаружения может быть вызвано тем фактом, что операция возведения в квадрат в ЭД может привести к занижению составляющей сигнала в выборке при большом SNR и к завышению составляющей сигнала в выборке при малом SNR.

2. Методика расчета оптимизированного значения нормализованного порога

В работе [1] рассмотрено применение УЭД для обнаружения сигнала, удовлетворяющего условиям (1): по обоим вариантам истинности гипотез H_0 и H_1 принимаемый сигнал является гауссовским, и для каждого вторичного отличается только дисперсией: по гипотезе H_0 , дисперсия равна σ_n^2 , а по гипотезе H_1 , дисперсия равняется $\sigma_s^2 + \sigma_n^2$. После некоторых алгебраических преобразований в [1] получены выражения для Y – плотности

случайной величины на выходе УЭД ($Y = |y_i|^p$), по гипотезам H_0 и H_1 , проинтегрировав которые получают согласно [3, (13) и (14)], что соответствует в (2) $P_{лт}$ – вероятности «ложной тревоги» и в (3) $P_{пц}$ – вероятности «пропуска цели»:

$$P_{лт} = \int_{\lambda}^{+\infty} f_{Y|H_0}(y) dy = \frac{\Gamma\left(\frac{1}{2}, \frac{\lambda^{2/p}}{2\sigma_n^2}\right)}{\Gamma\left(\frac{1}{2}\right)}, \quad (2)$$

$$P_{пц} = \int_0^{\lambda} f_{Y|H_1}(y) dy = \frac{\gamma\left(\frac{1}{2}, \frac{\lambda^{2/p}}{2(\sigma_s^2 + \sigma_n^2)}\right)}{\Gamma\left(\frac{1}{2}\right)}, \quad (3)$$

где $\Gamma(\cdot, \cdot)$ – неполная верхняя гамма-функция [4, с. 60–62]; $\gamma(\cdot, \cdot)$ – неполная нижняя гамма-функция [3, с. 60–62].

В литературе по специальным функциям, и частности в [4, с. 70], показана связь неполной гамма-функции с функцией ошибок, именуемой также $erf(x)$:

$$erf(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-t^2} dt = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \gamma\left(\frac{1}{2}, x^2\right). \quad (4)$$

В соотношении (4) и далее учтено, что $\Gamma(1/2) = \sqrt{\pi}$.

Если ввести в рассмотрение дополнительную функцию ошибок

$$erfc(x) = 1 - erf(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} e^{-t^2} dt, \quad (5)$$

а также учесть, что, согласно [3]:

$$erf(x) = 1 - \frac{\Gamma\left(\frac{1}{2}, x^2\right)}{\sqrt{\pi}} \quad (6)$$

и

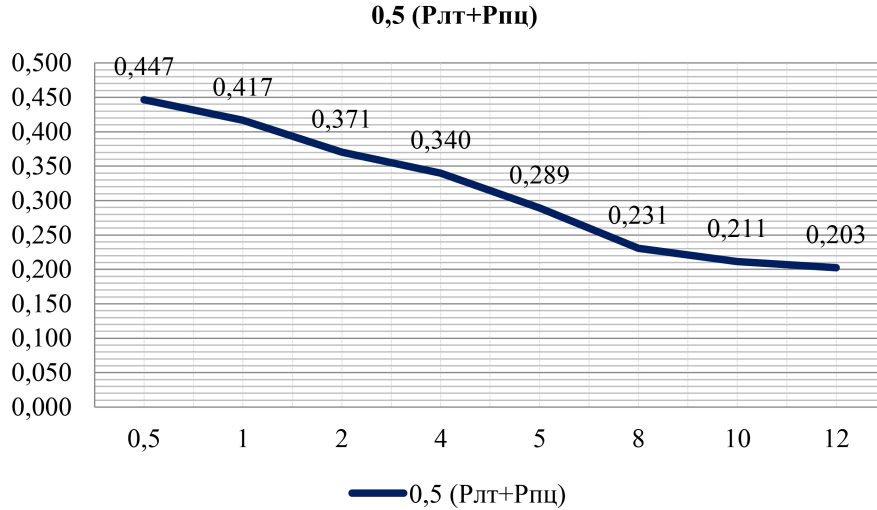


Рис. 2. График зависимости суммарной вероятности ошибки обнаружения от SNR
Fig. 2. Graph of the dependence of the total probability of detection error on SNR

$$\frac{1}{\sqrt{\pi}} \gamma\left(\frac{1}{2}, x^2\right) + \frac{1}{\sqrt{\pi}} \Gamma\left(\frac{1}{2}, x^2\right) = 1, \quad (7)$$

в конечном итоге получаем для вероятностей (2) и (3) расчетные формулы:

$$P_{\text{лт}}(x) = 1 - \text{erf}(x), \quad (8)$$

$$P_{\text{пц}} = \text{erf}\left(\frac{x}{m}\right), \quad (9)$$

где

$$x = \frac{\lambda^{1/\rho}}{\sqrt{2}} \frac{1}{\sigma_n}; \quad m = \sqrt{\frac{\sigma_s^2}{\sigma_n^2}} + 1 = \sqrt{\text{SNR} + 1}. \quad (9a)$$

Результирующая величина ошибочного обнаружения сигнала PU равна:

$$P_e = P(H_0)P_{\text{лт}}(x) + P(H_1)P_{\text{пц}}(x). \quad (10)$$

Поскольку вероятности событий $P(H_0) + P(H_1) = 1$ и эти вероятности не имеют обоснованных предпосылок задания их численных значений, зададим $P(H_0) = P(H_1) = 0,5$.

Тогда (10) может быть записана как

$$P_e(x) = 0,5 \left[1 - \left(\text{erf}(x) - \text{erf}\left(\frac{x}{m}\right) \right) \right]. \quad (11)$$

Для поиска оптимального значения переменной x приравняем к нулю значение первой производной (11):

$$\frac{dP_e(x)}{dx} = 0,5 \left[-\frac{2}{\sqrt{\pi}} e^{-x^2} + \frac{2}{\sqrt{\pi}} e^{-\frac{x^2}{m^2}} \frac{1}{m} \right] = 0. \quad (12)$$

Решая уравнение (12) относительно переменной x^2 , после логарифмирования получаем:

$$x^2 = \frac{m}{m-1} \ln \sqrt{m}. \quad (13)$$

После подстановки (9a) в (13) имеем:

$$\frac{\lambda^{2/\rho}}{2\sigma_n^2} = \frac{\text{SNR} + 1}{\text{SNR}} \ln \sqrt{\text{SNR} + 1}. \quad (14)$$

По своей природе системы когнитивного радио с динамическим доступом к ресурсам радиочастотного спектра предполагают неравную стоимость или значимость ошибок обнаружения: цена ошибки 2-го рода, т. е. необнаружение первичного пользователя, должна быть выше, чем ошибка ложной тревоги. В этом случае в оптимизируемое выражение, которое интерпретируется как значение среднего риска обнаружения [5; 8], вводятся весовые коэффициенты ошибок: C_1 и C_2 для ошибок первого и второго рода соответственно, учитывающие наряду с вероятностями $P(H_0)$ и $P(H_1)$ показатели цены ошибок (рис.2). Тогда, повторив описанную выше процедуру определения величины порога по критерию минимума среднего риска $R(x)$:

$$R(x) = C_1 P_{\text{лт}}(x) + C_2 P_{\text{пц}}(x), \quad (15)$$

получаем решение для (15) в следующем виде:

$$x^2 = \frac{m}{m-1} \left(\frac{1}{2} \ln m + \ln \frac{C_1}{C_2} \right). \quad (16)$$

Поскольку в большинстве практически важных случаев $C_1 > C_2$, то значение порога имеет смысл только при условии

$$\frac{1}{2} \ln m + \ln \frac{C_1}{C_2} > 0.$$

Заключение

Выражение (14) оптимизированного значения нормализованного порога демонстрирует результаты, идентичные значениям порога решения

$$\lambda_{\text{opt}} = \left[\sigma_n^2(m) \ln(m) / \text{SNR} \right]^{\frac{p}{2}},$$

полученного в [6], как частный случай разнесенного приема с селективным комбинированием в релеевском канале. Положив в (14) $p = 2$ (случай

классического энергетического детектора), имеем хорошее совпадение с результатом в [7]. Графики зависимости суммарной вероятности ошибки обнаружения (11) для оптимизированного значения порога (14) в зависимости от SNR приведены на рис. 2.

Список литературы

1. Chen Y. Improved energy detector for random signals in Gaussian noise // IEEE Transactions on Wireless Communications. 2010. Vol. 9, no. 2. P. 558–563. DOI: <https://doi.org/10.1109/TWC.2010.5403535>
2. Аверина Л.И., Лафицкий А.Ю. Повышение помехоустойчивости OFDM-систем в каналах с замираниями // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2022. Т. 25, № 4. С. 39–45. DOI: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2022.25.4.39-45>
3. Banjade V., Tellambura C., Jiang H. Performance of p-norm detector in AWGN, fading, and diversity reception // IEEE Transactions on Vehicular Technology. 2014. Vol. 63, no. 7. P. 3209–3222. DOI: <https://doi.org/10.1109/TVT.2014.2298395>
4. Справочник по специальным функциям с формулами, графиками и математическими таблицами / под ред. М. Абрамовица, И. Стиган; пер. с англ. М.: Наука, 1979. 834 с.
5. Горячкин О.В., Борисенков А.В., Лифанов А.С. Характеристики обнаружения и особенности обработки сигналов воздушных объектов на радиолокационных изображениях космических радиолокаторов с синтезированной апертурой // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2022. Т. 25, № 4. С. 79–87. DOI: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2022.25.4.79-87>
6. Censoring-based cooperative spectrum sensing with improved energy detectors and multiple antennas in fading channels / S. Nallagonda [et al.] // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 2018. Vol. 54, no. 2. P. 537–553. DOI: <https://doi.org/10.1109/TAES.2017.2732798>
7. Елисеев С.Н., Степанова Н.В. Определение порогового решения для канала с релеевскими замираниями при зондировании спектра когнитивного радио энергетическим детектором // Инфокоммуникационные технологии. 2023. Т. 21, № 1 (81). С. 82–88. URL: <https://ikt.psuti.ru/ru/?p=1115>
8. Трис В. Теория обнаружения, оценок и модуляции. Т. 1: Теория обнаружения, оценок и линейной модуляции / пер. с англ. под ред. В.И. Тихонова. М.: Советское радио, 1972. 744 с.

Информация об авторах

Елисеев Сергей Николаевич, доктор технических наук, профессор кафедры теории электрических цепей Московского технического университета связи и информатики, г. Москва, Россия.

Область научных интересов: когнитивное радио, зондирование спектра, оптимизация суммарной вероятности ошибки обнаружения.

E-mail: fgupnrsnr@yandex.ru

SPIN-код (eLibrary): 7148-4192

AuthorID (eLibrary): 318008

Степанова Наталья Вениаминовна, старший преподаватель кафедры радиоэлектронных систем Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики, г. Самара, Россия.

Область научных интересов: когнитивное радио, зондирование спектра, оптимизация суммарной вероятности ошибки обнаружения.

E-mail: puhleniw@mail.ru

SPIN-код (eLibrary): 1861-2980

AuthorID (eLibrary): 890432

Physics of Wave Processes and Radio Systems

2025, vol. 28, no. 3, pp. 89–93

DOI [10.18469/1810-3189.2025.28.3.89-93](https://doi.org/10.18469/1810-3189.2025.28.3.89-93)

UDC 543.42

Original Research

Received 30 May 2025

Accepted 1 June 2025

Published 30 September 2025

Determination of the threshold solution for an «improved» energy detector in spectrum sensing Rayleigh channel

Sergey N. Eliseev¹, Natalya V. Stepanova²

¹ Moscow Technical University of Communications and Informatics
8a, Aviamotornaya Street,
Moscow, 111024, Russia

² Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics
23, L. Tolstoy Street,
Samara, 443010, Russia

Abstract – Background. The classical scheme of an energy detector is widely used as part of spectrum sensing systems. The simplicity of the energy detector implementation and the required minimum of a priori data are its main advantages. The development of these schemes is an «improved» energy detector, which has been actively considered in the. The development of these schemes, which do not require complicating the algorithm of operation or additional data, is an «improved» energy detector, which brings it closer in characteristics to coherent types of detectors, which has been actively considered in the last decade. **Aim.** The article discusses the problem of determining most important parameter-the threshold for detecting a licensed user by the criterion of the minimum total probability of errors of the 1st and 2nd kind, which can be easily generalized to the criterion of the minimum average risk, it is more suitable in many practical situations for detecting spectrum occupancy situations for cognitive users. Threshold optimization is considered using the example of a well-known and well-studied Rayleigh fading channel. **Methods.** The threshold value is determined based on the solution of the differential equation for the sum of error probabilities. **Results.** The solution in the form of a normalized threshold is a function of one variable: the average signal-to-noise ratio. **Conclusion.** The results obtained make it possible to correlate the characteristics with those of a classical energy detector, as well as a CFAR detector that meets the specified technical requirements for the false alarm level. It also confirms the importance for any type of energy detector of quality indicators for estimating the noise power in a channel, such as the range of possible values of this power and the range of reliable sensing results.

Keywords – spectrum sensing; Rayleigh fading; «improved» energy detector; normalized detection threshold; optimization of the total probability of detection error; the criterion of the minimum average risk.

✉ fgupnrsnr@yandex.ru (Sergey N. Eliseev)

 © Sergey N. Eliseev, Natalya V. Stepanova, 2025

References

1. Y. Chen, “Improved energy detector for random signals in Gaussian noise,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 9, no. 2, pp. 558–563, 2010, doi: <https://doi.org/10.1109/TWC.2010.5403535>.
2. L. I. Averina and A. Yu. Lafickiy, “Increasing of bit error rate performance for OFDM systems over fading channels,” *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 25, no. 4, pp. 39–45, 2022, doi: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2022.25.4.39-45>. (In Russ.)
3. V. Banjade, C. Tellambura, and H. Jiang, “Performance of p-norm detector in AWGN, fading, and diversity reception,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 63, no. 7, pp. 3209–3222, 2014, doi: <https://doi.org/10.1109/TVT.2014.2298395>.
4. M. Abramowitz and I. Stegun, Eds. *Handbook on Special Functions with Formulas, Graphs and Mathematical Tables*, English trans. Moscow: Nauka, 1979. (In Russ.)
5. O. V. Goryachkin, A. V. Borisenkov, and A. S. Lifanov, “Detection characteristics and features of signal processing of aerial objects on images of spachborne synthetic aperture radars,” *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 25, no. 4, pp. 79–87, 2022, doi: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2022.25.4.79-87>. (In Russ.)
6. S. Nallagonda et al., “Censoring-based cooperative spectrum sensing with improved energy detectors and multiple antennas in fading channels,” *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 54, no. 2, pp. 537–553, 2018, doi: <https://doi.org/10.1109/TAES.2017.2732798>.
7. S. N. Eliseev and N. V. Stepanova, “Determining the threshold solution for the channel with relay fading when probing the spectrum of the cognitive radio by an energy detector,” *Infokommunikacionnye tehnologii*, vol. 21, no. 1 (81), pp. 82–88, 2023, url: <https://ikt.psuti.ru/ru/?p=1115>. (In Russ.)
8. V. Tris, *The Theory of Detection, Assessments and Modulations. Vol. 1: The Theory of Detection, Assessments and Linear Modulation*, English trans., V. I. Tikhonov, Ed. Moscow: Sovetskoe radio, 1972. (In Russ.)

Information about the Authors

Sergey N. Eliseev, Doctor of Technical Sciences, professor of the Department of Electric Circuit Theory, Moscow Technical University of Communications and Informatics, Moscow, Russia.

Research interests: cognitive radio, spectrum sensing, optimization of the total probability of detection error.

E-mail: fgupnrsnr@yandex.ru

SPIN-code (eLibrary): 7148-4192

AuthorID (eLibrary): 318008

Natalya V. Stepanova, senior teacher of the Department Radioelectronic Systems, Povolzhskiy State University Telecommunications and Informatics, Samara, Russia.

Research interests: cognitive radio, spectrum sensing, optimization of the total probability of detection error.

E-mail: puhleniw@mail.ru

SPIN-code (eLibrary): 1861-2980

AuthorID (eLibrary): 890432

К сведению авторов

В журнале «Физика волновых процессов и радиотехнические системы – Physics of Wave Processes and Radio Systems» 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».

Статья оформляется в соответствии с правилами, размещенными на сайте <https://journals.ssau.ru/pwp/about/submissions>. Рекомендуем создавать рукопись в предоставленном шаблоне.

Рукопись направляется в редакцию в формате Microsoft Word (иметь расширение *.doc, *.docx, *.rtf). Объем полного текста, в том числе таблиц и списка литературы, не должен превышать 6000 слов и включать не более 10 рисунков.

Текст статьи должен содержать УДК; тип статьи (оригинальное исследование или научный обзор); дату поступления (указывается дата отправки статьи в редакцию); автора, ответственного за переписку; название статьи; авторов; учреждения; аннотацию по структуре IMRAD, т. е. содержать обоснование (background), цель (aim), методы (methods), результаты (results), заключение (conclusion); ключевые слова; список литературы; краткие творческо-биографические справки (указываются ФИО полностью для русской версии и ФИО в формате Ivan I. Ivanov для английской, ученая степень, ученое звание, должность, место работы (включая город и страну), биографическая справка при желании, область научных интересов, e-mail, ORCID при наличии). Перечисленные элементы статьи должны быть обязательно приведены на английском языке.

Содержимое статьи должно быть структурированным по разделам, т. е. содержать «Введение», «1. Первый раздел», «2. Второй раздел» и т. д., «Заключение».

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**. Длина не должна превышать 75 мм при шрифте в 10 пт. Не допускается набор формул в текстовом виде без использования указанного редактора. Следующие за формулами знаки препинания предпочтительнее вносить непосредственно в формулы. Рукопись должна содержать лишь самые необходимые (оригинальные) конечные формулы, без промежуточных математических преобразований и выводов. Номера необходимо присваивать только тем формулам, на которые есть ссылки в тексте статьи.

Нумерация формул проставляется в круглых скобках (1), диапазон формул с использованием среднего тире без пробелов (1)–(3). Формула и номер выносятся на отдельную строку и разделяются горизонтальной табуляцией.

Ссылки на использованные источники обозначаются квадратными скобками [1], диапазон – через точку с запятой для двух источников [2; 3] и средним тире без пробелов внутри скобок для большего количества [1–3], перечисление – через точку с запятой [1; 3; 5], указание на конкретную страницу – через запятую после числового обозначения [1, с. 25].

Ссылки на рисунки в тексте обязательны и должны иметь сокращение «рис. 1». Буквенные обозначения выполняются курсивом, перед буквой необходимо поставить запятую (рис. 1, *a*). Можно указывать диапазоны с помощью среднего тире (рис. 1–3, рис. 2, *a–в*, рис. 2, *г–е*);

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 (размер 8 или 10 пт). В случае большой сложности рисунков допускается представление в виде графических форматов JPEG (с минимальным сжатием) и Windows Bitmap (растровая графика). Все рисунки должны быть приложены в виде отдельных графических файлов (для растровой графики разрешение 600 dpi). Рисунки должны иметь подписочные подписи. Они обозначаются словом «Рис.» и номером рисунка, после которого ставится точка

(Рис. 1. График ..., Рис. 2. Зависимость ... и т. д.). Для англоязычных подписей используется сокращение «Fig.». При наличии в статье только одного рисунка число 1 ставить не нужно.

Список литературы должен быть набран с соблюдением «ГОСТ Р 7.0.5-2008 Библиографическая ссылка. Общие требования и правила составления» для русскоязычного списка (<https://protect.gost.ru/document.aspx?control=7&id=173511>) и по стандарту «IEEE» для англоязычного списка (pdf-документ IEEE Reference Guide на странице <https://journals.ieeeauthorcenter.ieee.org/create-your-ieee-journal-article/create-the-text-of-your-article/ieee-editorial-style-manual/>).

При наличии DOI или URL у источника их упоминание является обязательным. Необходимо предоставлять полный формат DOI, включающий доменное имя (например, <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2023.26.2.9-17>).

– Статьи должны присылаться с указанием авторов, заголовка статьи (перевод для References), полного названия журнала (транслитерация для русскоязычных названий в References), года, тома, номера или выпуска, страниц. Все выходные данные разделяются точками, за исключением тома и номера, между которыми ставится запятая (например, Т. 31, № 7). В качестве разделителя между страницами используется среднее тире без пробелов, например 67–78:

RU: 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.

EN: V. S. Zhitnyuk, G. A. Melkov, and D. A. Solov'ev, "Study of the inclusion of a semiconductor diode in a dielectric resonator," *Izvestiya vuzov. Radioelektronika*, vol. 31, no. 7, pp. 76–79, 1998. (In Russ.)

– Книги должны быть 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.]. Место издания содержит полное название, за исключением Москвы, Нижнего Новгорода и Санкт-Петербурга, которые записываются как М., Н.Новгород и СПб. соответственно. В References место издания указывается полностью:

RU: Марков Г.Т., Петров Б.М., Грудинская Г.П. Электродинамика и распространение радиоволн. М.: Сов. радио, 1979. 374 с.

EN: G. T. Markov, B. M. Petrov, and G. P. Grudinskaya, *Electrodynamics and Propagation of Radio Waves*. Moscow: Sov. Radio, 1979. (In Russ.)

RU: Electromagnetic Waves in Chiral and Bi-Isotropic Media / I.V. Lindell [et al.]. London: Artech House, 1994. 291 p.

EN: I. V. Lindell et al., *Electromagnetic Waves in Chiral and Bi-Isotropic Media*. London: Artech House, 1994.

– Патенты должны присылаться с указанием авторов, названия, номера патента, даты опубликования:

RU: Патент RU 2402812 C1. Мультичастотная радиометка резонансного типа / В.А. Неганов, А.М. Плотников, К. Сеоно; 27.10.2010.

EN: V. A. Neganov, A. M. Plotnikov, and K. Seono "Multi-frequency rfid-tag of resonant type," RU Patent RU 2 402 812 C1, Dec. 27, 2010. (In Russ.)

Материалы, сопровождаемые актом экспертизы о возможности опубликования, сопроводительным письмом (составленным в свободной форме и подписанным всеми авторами) и согласием на обработку и публикацию персональных данных каждого соавтора, представляются в редакцию через форму на сайте журнала или на e-mail: klyuevd@yandex.ru.

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.

Полные требования к оформлению статьи и шаблон
можно найти на сайте <https://journals.ssau.ru/pwp/about/submissions>