

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

ФИЗИКА ВОЛНОВЫХ ПРОЦЕССОВ И РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ

**PHYSICS OF WAVE PROCESSES
AND RADIO SYSTEMS**

2024

**Том 27 | Vol. 27
№ 2 | No. 2**

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

Периодическое печатное издание, журнал
2024. Том 27, № 2 (106)

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

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

Учредители и издатели журнала:

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

Главный редактор:

д.ф.-м.н., проф. *Клюев Д.С.*

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

Зам. главного редактора:

д.ф.-м.н., проф. *Ивахник В.В.*

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

Редакционная коллегия:

д.ф.-м.н., проф. *Бобрешов А.М.*

Воронежский государственный университет (г. Воронеж, Россия)

д.т.н., проф. *Бузов А.Л.*

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

проф. *Ван Лил Э.*

Лёвенский католический университет (г. Лёвен, Бельгия)

д.т.н., проф. *Волобуев А.Н.*

Самарский государственный медицинский университет (г. Самара, Россия)

д.т.н., проф. *Воскресенский Д.И.*

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

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

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

д.т.н., проф. *Дмитриков В.Ф.*

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

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

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

д.т.н., проф. *Кузаев Г.А.*

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

д.т.н., проф. *Мещанов В.П.*

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

д.т.н., проф. *Морозов Г.А.*

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

д.т.н., проф. *Морозов О.Г.*

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

д.ф.-м.н. *Нещерет А.М.*

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

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

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

д.ф.-м.н., доц. *Осипов О.В.*

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

д.т.н., проф. *Пономарев Л.И.*

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

д.ф.-м.н., проф. *Потапов А.А.*

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

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, 2024

© Поволжский государственный университет
телекоммуникаций и информатики, 2024

Подписано в печать 24.06.2024. Дата выхода в свет 29.06.2024

Формат 60 × 84/8. Бумага офсетная. Печать офсетная. Печ. л. 14

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

Отпечатано с готового оригинала-макета в типографии Самарского университета

443086, Российская Федерация, г. Самара, Московское шоссе, 34.

URL: <https://ssau.ru/info/struct/otd/common/edit>

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

Periodical Printed Publication, Journal

2024, vol. 27, no. 2 (106)

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>), ULRICHS Periodical Directory (<http://www.ulrichsweb.com>), RSCI (<https://www.elibrary.ru>), and DOAJ (<https://doaj.org>).

Journal Founders and Publishers

Samara National Research University

Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics

Editor in Chief:

prof. *D.S. Klyuev*

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

Deputy Chief Editor:

prof. *V.V. Ivakhnik*

Samara National Research University (Samara, Russia)

Editorial Board:

prof. *A.M. Bobreshov*

Voronezh State University (Voronezh, Russia)

prof. *A.L. Buzov*

Samara Innovative Business Radio Systems (Samara, Russia)

prof. *M.S. Cherniakov*

University of Birmingham (Birmingham, UK)

prof. *E.V. Chernokozhin*

Tel Aviv University (Tel Aviv, Israel)

prof. *V.F. Dmitrikov*

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

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

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

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

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

prof. *G.A. Kouzaev*

Norwegian University of Science and Technology (Trondheim, Norway)

prof. *V.P. Meshchanov*

Saratov State University (Saratov, Russia)

prof. *G.A. Morozov*

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

prof. *O.G. Morozov*

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

A.M. Neshcheret

Samara Innovative Business Radio Systems (Samara, Russia)

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

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

asst. prof. *O.V. Osipov*

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

prof. *L.I. Ponomarev*

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

prof. *A.A. Potapov*

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

PhD, lecturer *K.A. Sidorov*

Cardiff University (Cardiff, UK)

prof. *E. Van Lil*

KU Leuven (Leuven, Belgium)

prof. *A.N. Volobuev*

Samara State Medical University (Samara, Russia)

prof. *D.I. Voskresensky*

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

Executive Editor:

asst. prof. *D.P. Tabakov*

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

Commissioning Editor: *T.A. Murzinova*

Proofreading: *T.A. Murzinova*

Language Editor: *M.S. Strelnikov*

Typesetting: *I.M. Gradinar*

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

Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatic.

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

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

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

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

Center of Periodical Publications of Samara University.

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

Published since 1998. Frequency 1 time a quarter.

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

Information Technology, and Mass Media – PI N° 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, 2024

© Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics, 2024


Содержание

<i>Д.П. Табаков, Б.М.А. Аль-Нозайли</i> Решение внутренней и внешней задач электродинамики для симметричного вибратора с рефлектором из параллельных прямолинейных проводников.....	7
<i>Д.С. Ключев, А.Н. Волобуев, К.А. Адыширин-Заде, Т.А. Антипова, Н.Н. Александрова</i> Влияние атмосферного ветра на распространение радиоволн	22
<i>Д.Н. Панин, О.В. Осипов</i> Моделирование отражения электромагнитной волны от влажной почвы с учетом дисперсии, гетерогенности и шероховатости поверхности.....	30
<i>В.В. Ивахник, Д.Р. Капизов, В.И. Никонов</i> Удвоенное обращение волнового фронта при шестиволновом взаимодействии на керровской нелинейности в волноводе с бесконечно проводящими поверхностями.....	38
<i>А.С. Лошкарев</i> Формирование панорамного изображения внутренней поверхности трубы	45
<i>А.А. Головков</i> Параметрический синтез различных радиоустройств с заданным количеством каскадов типа «нелинейная часть – резистивный четырехполюсник».....	56
<i>А.А. Демидов, М.Н. Пиганов</i> Методика испытаний бортовой аппаратуры на воздействие электростатических разрядов	69
<i>Р.Р. Диязитдинов</i> Исследование размера рабочей зоны метода итерационного совмещения телевизионных сигналов в измерительных системах технического зрения.....	77
<i>Д.В. Тюрин, С.В. Шишанов, В.В. Казаков</i> Оценка координат беспилотных летательных аппаратов с помощью распределенной системы из базовых станций	85
<i>Ю.Г. Пастернак, В.А. Пендюрин, Д.К. Проскурин, К.С. Сафонов</i> Антенная решетка из волноводных рупоров с Е-плоскостным раскрывом, а также рупоров с раскрывом в Е- и Н-плоскостях.....	91
<i>А.В. Борисенков, О.В. Горячкин, Н.А. Гусев, А.С. Лифанов</i> Оценка пространственного разрешения радиолокатора с синтезированной апертурой антенны VHF-диапазона частот, размещенного на борту беспилотного летательного аппарата по реальной траектории полета.....	100
К сведению авторов	111

Contents

<i>Dmitry P. Tabakov, Bassam Mohammed-Ali Al-Nozaili</i> Solution of the internal and external problems of electrodynamics for a symmetrical vibrator with a reflector made of parallel straight conductors.....	7
<i>Dmitriy S. Klyuev, Andrey N. Volobuev, Kaira A. Adyshirin-Zade, Tatyana A. Antipova, Natalia N. Aleksandrova</i> Influence of atmospheric wind on the propagation of radio waves	22
<i>Dmitry N. Panin, Oleg V. Osipov</i> Modeling of electromagnetic wave reflection from wet soil taken into account of dispersion, heterogeneity and surface roughness	30
<i>Valery V. Ivakhnik, Darkhan R. Kapizov, Vladimir I. Nikonov</i> Double wavefront reversal during six-wave interaction on Kerr nonlinearity in a waveguide with infinitely conducting surfaces.....	38
<i>Alexey S. Loshkarev</i> Formation of a panoramic image of the inner surface of the pipe	45
<i>Alexander A. Golovkov</i> Parametrical synthesis of various radio devices with the set quantity of identical cascades of type «the nonlinear part – the resistive two-port network»	56
<i>Alexey A. Demidov, Mikhail N. Piganov</i> On-board equipment testing procedure for the effects of electrostatic discharges	69
<i>Rinat R. Diyazitdinov</i> Convergence region size research of television signal superposition iteration method for measurement machine vision system.....	77
<i>Dmitry V. Turin, Sergey V. Shishanov, Vyacheslav V. Kazakov</i> Coordinates estimation of the unmanned aerial vehicles by using distributed system of base stations.....	85
<i>Yuri G. Pasternak, Vladimir A. Pendyurin, Dmitry K. Proskurin, Kirill S. Safonov</i> Antenna array of waveguide horns with an E-plane aperture, as well as horns with an aperture in the E- and H-planes	91
<i>Alexey V. Borisenkov, Oleg V. Goryachkin, Nikolay A. Gusev, Alexey S. Lifanov</i> 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	100
Information for authors	111

Решение внутренней и внешней задач электродинамики для симметричного вибратора с рефлектором из параллельных прямолинейных проводников

Д.П. Табаков¹ , Б.М.А. Аль-Нозайли²

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

² Самарский национальный исследовательский университет имени академика С.П. Королева
443086, Россия, г. Самара,
Московское шоссе, 34

Аннотация – Обоснование. Работа направлена на развитие и исследование строгих методов расчета многоэлементных излучающих и переизлучающих структур, состоящих преимущественно из однотипных элементов, а также на исследование протекающих в них физических процессов. Предлагается итерационный подход к решению внутренней задачи, позволяющий минимизировать затраты машинного времени и машинной памяти. **Цель.** В работе с привлечением предлагаемого подхода проводится решение внутренней и внешней задач электродинамики для симметричного вибратора с рефлектором из параллельных прямолинейных проводников. Исследуется сходимость итерационного процесса, осуществляется расчет токов на элементах структуры, ее входного сопротивления и характеристик излучения. **Методы.** В основе исследований лежит строгий электродинамический подход, в рамках которого для указанной структуры в тонкопроволочном приближении формируется интегральное представление электромагнитного поля, сводящееся при рассмотрении на поверхности проводников совместно с граничными условиями к системе интегральных уравнений Фредгольма второго рода, записанных относительно неизвестных распределений тока на проводниках (внутренняя задача). Решение внутренней задачи в рамках метода моментов сводится к решению СЛАУ с блочной матрицей. **Результаты.** Предложена математическая модель излучающей структуры, представляющей собой симметричный вибратор с рефлектором из параллельных прямолинейных проводников. Сформулированы и решены для заданных значений параметров внутренняя и внешняя задачи электродинамики. Предложен эффективный алгоритм расчета блочной матрицы СЛАУ. Даны рекомендации по выбору систем проекционных функций в рамках метода моментов. Исследована сходимость итерационного процесса решения внутренней задачи электродинамики. Определены входное сопротивление структуры и базовые характеристики ее излучения. **Заключение.** Рациональный выбор систем проекционных функций, опирающийся на свойства структуры и входящих в ее состав элементов, позволяет существенно уменьшить размер матрицы СЛАУ и, соответственно, сократить вычислительные затраты. Учет свойств структуры и образующих ее элементов также позволяет строить эффективные алгоритмы расчета матрицы СЛАУ. Показано, что сходимость итерационного процесса может отсутствовать вблизи резонансных частот, поэтому при решении внутренней задачи следует использовать комбинированный подход, предполагающий использование как строгих, так и приближенных методов решения СЛАУ. На нерезонансных частотах итерационный подход демонстрирует свою эффективность. Сделан вывод, что для подобных структур целесообразно выделить резонансные и нерезонансные режимы работы. В нерезонансном режиме токовые функции имеют относительно плавную зависимость от частоты, в резонансном режиме данные зависимости становятся довольно резкими и труднопрогнозируемыми. В этой связи актуальной представляется задача разработки итерационного подхода к решению внутренней задачи электродинамики в резонансных режимах работы.

Ключевые слова – интегральное представление электромагнитного поля; тонкопроволочное приближение; интегральное уравнение Фредгольма; вибраторные антенны; внутренняя задача электродинамики; метод Гаусса – Зейделя.

Введение

Моделирование распределения токов на многоэлементных излучающих структурах имеет особое значение в теории антенн. При проектировании таких излучающих структур необходимо учитывать взаимодействие между их отдельными элементами, что является довольно сложной задачей. Долгое время в инженерной практике для расчета взаимодействия использовался метод наведенных ЭДС. Основные принципы этого метода изложены в работе [1]. Метод наведенных ЭДС позволяет

находить наведенные собственные сопротивления элементов антенны, а также амплитуды и фазы токов в пассивных элементах. Из недостатков метода отметим, что он накладывает определенные ограничения на длину и расстояние между элементами в силу использования приближенных распределений тока.

Сейчас для решения таких задач применяют системы автоматизированного проектирования, использующие в своей основе методы моментов [2], конечных элементов и конечных разностей [3]. К недостаткам такого подхода можно отнести

высокие требования к ЭВМ, большую стоимость программного обеспечения, отсутствие математической модели в явном виде.

Таким образом, разработка универсальных методов расчета межэлементного взаимодействия является актуальной задачей. В [4] рассмотрен итерационный подход к решению интегральных уравнений теории проволочных антенн на основе многошагового метода минимальных невязок. Здесь метод применялся непосредственно к общей матрице системы линейных алгебраических уравнений (СЛАУ). В [5] в качестве основы для расчета взаимодействия было предложено использование модификации метода Гаусса – Зейделя [6] для случая блочной матрицы СЛАУ. Сделан вывод, что предложенный метод может быть эффективен для расчета метаструктур, имеющих конечные размеры [7]. В [8] материалы статьи [5] были дополнены алгоритмами расчета элементов блочной матрицы СЛАУ для случая построения структуры из однотипных элементов, обладающих различными видами симметрий. Показано, что данные алгоритмы позволяют существенно сокращать время расчета.

В [9] рассмотрен вопрос использования метода [5] для расчета распределений токов на директорной антенне [10]. Показано, что для директорной антенны в исследуемом диапазоне частот метод обладает хорошей сходимостью.

В настоящей статье исследуются возможности использования итерационного подхода к решению внутренней задачи для симметричного вибратора с рефлектором из параллельных прямолинейных проводников. Вместе с этим представлен ключевой алгоритм расчета элементов блочной матрицы, имеющий линейную оценку сложности в зависимости от числа элементов рефлектора, даны рекомендации по выбору систем проекционных функций и учету имеющихся у структуры симметрий. Проведено исследование распределений токов, входного сопротивления и характеристик излучения рассматриваемой структуры.

1. Внутренняя электродинамическая задача для многоэлементной структуры

Рассмотрим излучающую либо переизлучающую структуру, образованную совокупностью элементов v_n ($n \in \mathcal{N} : 1..N$, N – число элементов). Внутренняя задача электродинамики для рассматриваемой структуры сводится к операторной системе вида [9]:

$$\sum_{n'} \Psi_{n,n'}(\eta_{n'}) = \zeta_n, \quad n' \in \mathcal{N}. \quad (1)$$

В данной системе $\Psi_{n,n'}$, $n \neq n'$ – операторы взаимодействия элементов v_n и $v_{n'}$; $\Psi_{n,n}$ – собственный оператор элемента v_n ; ζ_n – функции, порождаемые сторонними полями, $\eta_{n'}$ – токовые функции, подлежащие определению. К системе (1) применяется схема метода моментов [2]: с помощью систем базисных $\{\beta\}_{n'} \equiv \{\beta_{q'}\}_{n'}$ и тестовых $\{\tau\}_n \equiv \{\tau_q\}_n$ функций ($q = q_n \in \mathcal{Q} : 1..Q$, $q' = q_{n'} \in \mathcal{Q}' : 1..Q'$) определяется оператор скалярного произведения функций. Искомые функции $\eta_{n'}$ аппроксимируются рядами

$$\eta_{n'} = \sum_{q'} I_{q'}^{(n')} \beta_{n',q'}. \quad (2)$$

Относительно неизвестных коэффициентов $I_{q'}^{(n')}$ формируется система линейных алгебраических уравнений (СЛАУ) вида:

$$\mathbf{Z}\mathbf{I} = \mathbf{E}. \quad (3)$$

Здесь \mathbf{Z} – блочная матрица, \mathbf{I} , \mathbf{E} – блочные векторы неизвестных и правой части соответственно,

$$\mathbf{Z} \supset \mathbf{z}_{n,n'} \supset Z_{q,q'}^{(n,n')} = \langle \tau_{n,q}, \Psi_{n,n'}(\beta_{n',q'}) \rangle, \quad (4)$$

$$\mathbf{I} \supset \mathbf{i}_{n'} \supset I_{q'}^{(n')}, \quad \mathbf{E} \supset \mathbf{e}_n \supset E_q^{(n)} = \langle \tau_{n,q}, \zeta_n \rangle.$$

Здесь скобки $\langle \rangle$ используются для обозначения скалярного произведения. Введем в рассмотрение массив уникальных матриц $\{\mathbf{z}_k\} \equiv \{\mathbf{z}\}$ ($k \in \mathcal{K} : 1..K$). Массив $\{p_{n,n'}^{(z)}\}$ с элементами $p_{n,n'}^{(z)} = k$ будет устанавливать соответствие между парой индексов $n, n' \in \mathcal{N}$ и индексом $k \in \mathcal{K}$. Таким образом, имеем:

$$\mathbf{z}_{n,n'} = \mathbf{z}_k, \quad k = p_{n,n'}^{(z)} \in \{p_{n,n'}^{(z)}\} \equiv \{p^{(z)}\}. \quad (5)$$

В общем случае, когда структура состоит из хаотично расположенных, отличных друг от друга элементов v_n , введение представленных массивов $\{\mathbf{z}\}$ и $\{p^{(z)}\}$ не имеет смысла и лишь несущественно увеличивает затраты машинной памяти и машинного времени. Но в случае, когда в структуре имеются однотипные элементы, а также присутствует регулярность в их взаимном расположении, имеет место неравенство $K < N^2$, и введение указанных массивов становится оправданным, при этом они, по сути, несут в себе базовую часть априорной информации о структуре. В [8] рассмотрены непосредственный и ключевой алгоритмы расчета элементов $\{p^{(z)}\}$ и $\{\mathbf{z}\}$. Указанные алгоритмы, в свою очередь, могут быть строгими и приближенными. Достоинством непосредственного алгоритма является универсальность, а основным недостатком – повышенная вычисли-

тельная сложность, связанная с необходимостью сравнения блоков матрицы \mathbf{Z} . Однако в [8] не было указано, что подобный подход может быть эффективен при расчете на множестве частот, так как процедура расчета применяется однократно.

Более эффективные методы расчета можно построить, опираясь на информативные параметры ι_n и $\iota_{n'}$, n -го и n' -го элементов структуры. Здесь нужно ввести понятие ключа κ , вычисляемого на основе информативных параметров: $\kappa = \kappa(\iota_n, \iota_{n'})$. Ключ κ должен однозначно определять пары взаимодействий. Вектор уникальных ключей обозначим как $\{\kappa\}$. Процедура расчета массивов $\{p^{(z)}\}$ и $\{z\}$ в данном случае состоит из следующих шагов:

- для текущих n, n' на основе информативных параметров ι_i, ι_j соответствующих элементов вычисляется ключ $\kappa = \kappa(\iota_n, \iota_{n'})$;
- выполняется поиск ключа κ в $\{\kappa\}$;
- если ключ κ обнаружен в k -й позиции вектора $\{\kappa\}$, то $p_{n,n'}^{(z)} = k$;
- если ключ κ не обнаружен в $\{\kappa\}$, то вектор $\{\kappa\}$ дополняется ключом κ , вектор $\{z\}$ – матрицей $\mathbf{z}_{n,n'}$, а $p_{n,n'}^{(z)} = K'$, где K' – число элементов дополненного вектора $\{\kappa\}$.

Ключевой алгоритм имеет малую вычислительную сложность, однако процедура формирования ключей существенно зависит от свойств структуры, ее элементов и не имеет однозначного решения.

2. Прямые и итерационные методы решения СЛАУ

Заключительным этапом решения внутренней задачи является решение блочной СЛАУ (3). Решать СЛАУ прямыми методами (методы LU-разложения, вращения, отражения, Гаусса и т. д. [6]) в случае использования базисных и тестовых функций универсального вида может быть нецелесообразным в силу ряда причин. Во-первых, даже для структур, содержащих не более сотни элементов, размерность матрицы будет довольно большой, а сложность решения пропорциональна третьей степени размерности. Также в данном случае будет наблюдаться накопление погрешностей округления [6]. Во-вторых, приведенный ранее алгоритм формирования внутренней задачи предполагает использование методов решения СЛАУ, не приводящих к модификации исходной блочной матрицы в процессе расчета или к выделению дополнительной памяти в размере, необходимом для хранения полной исходной блочной матрицы.

В качестве одного из альтернативных вариантов можно использовать итерационные методы, основанные на расщеплении матрицы (методы типа последовательной верхней релаксации [6]), однако в случае отсутствия диагонального преобладания в матрице \mathbf{Z} они не обеспечивают сходимости итерационного процесса.

Достичь сходимости классических итерационных методов можно, рассматривая именно блочную СЛАУ (3) в предположении, что между элементами структуры отсутствует достаточно сильная связь. Под сильной будем понимать кондуктивную связь, или такую связь по полю, при которой найдется элемент, энергия наведенных полей на котором превышает энергию излучаемого им поля. Сильная связь по полю возможна, например, в резонансных случаях. Практически пригодность метода можно определить по наличию или отсутствию сходимости решения. Также на сходимость итерационного процесса существенным образом влияет выбор систем проекционных функций (СПФ). Оптимальным вариантом в данном случае представляется использование систем собственных функций входящих в структуру элементов или СПФ, близких к собственным функциям [11]. Вычисление собственных функций представляет собой вспомогательную задачу, сложность решения которой определяется числом уникальных объектов и их свойствами.

Применяя процедуру Гаусса – Зейделя [6] к блочной СЛАУ, можно записать следующую форму ее решения:

$$\mathbf{i}_n^{(l+1)} = \mathbf{p}_n \mathbf{e}_n - \sum_{l>i} \mathbf{w}_{n,n'} \mathbf{i}_{n'}^{(l)} - \sum_{l<i} \mathbf{w}_{n,n'} \mathbf{i}_{n'}^{(l+1)}, \quad (6)$$

здесь и далее l – номер шага итерационного процесса,

$$\mathbf{y}_n = \mathbf{z}_{n,n}^{-1}, \quad \mathbf{w}_{n,n'} = \mathbf{p}_n \mathbf{z}_{n,n'} \quad (7)$$

– обращенные собственные матрицы и весовые матрицы соответственно; \mathbf{p}_n выступают в качестве матриц предобуславливателя.

В процедуре (6) можно также использовать более простой вариант

$$\mathbf{p}_n = \text{diag}(\mathbf{z}_{n,n'})^{-1}. \quad (8)$$

Здесь оператор $\text{diag}(\mathbf{z})$ предполагает построение диагональной матрицы, размер которой совпадает с \mathbf{z} , а в качестве диагональных элементов используются элементы $z_{q,q} \in \mathbf{z}$. Если положить во второй сумме (6) $l+1=l$, то формула будет соответствовать методу простой итерации. Критерий оценки сходимости строится в соответствии с неравенством

$$\xi \leq \delta_l = \max_n (|\mathbf{i}_n^{(l+1)} - \mathbf{i}_n^{(l)}| / |\mathbf{i}_n^{(l+1)}|), \quad (9)$$

где ξ – сколь угодно малое наперед заданное число.

3. Интегральные представления электромагнитного поля тонкопроводочной многоэлементной структуры

Многоэлементная тонкопроводочная структура L представляет собой совокупность N тонких проводников L_1, L_2, \dots, L_N произвольной формы, расположенных в свободном пространстве с волновым сопротивлением W_m . Для простоты предположим, что радиус всех проводников одинаков и равен ε . Каждый проводник можно описать векторным уравнением, зависящим от натурального параметра l :

$$\mathbf{r}_n(l) = \mathbf{x}X_n(l) + \mathbf{y}Y_n(l) + \mathbf{z}Z_n(l),$$

$$l \in [L_{n,\min}, L_{n,\max}],$$

где $X_n(l), Y_n(l), Z_n(l)$ – гладкие функции. Под $L_n = L_{n,\max} - L_{n,\min}$ также будем понимать длину n -го проводника. Интегральное представление электромагнитного поля (ИП ЭМП) такой структуры можно записать в виде [12]:

$$\mathbf{F}(\mathbf{r}) = \sum_{n'=1}^N \int_{L_{n'}} I_{n'}(l') \mathbf{K}^{(F)}(\mathbf{r}, \mathbf{r}_{n'}(l')) dl', \quad F \equiv E, H; \quad (10)$$

здесь $I_{n'}(l')$ – распределение полного тока по образующей $L_{n'}$;

$$\mathbf{K}^{(E)} = \frac{W_m}{ik} \left[k^2 \mathbf{I}' G dl - \frac{\partial}{\partial l} ((\mathbf{r} - \mathbf{r}') B) \right],$$

$$\mathbf{K}^{(H)} = \mathbf{I}' \times (\mathbf{r} - \mathbf{r}') B$$

– ядра ИП ЭМП; $\mathbf{r}' = \mathbf{r}_{n'}(l')$ – векторное уравнение образующей $L_{n'}$; $\mathbf{I}' = \mathbf{I}_{n'}(l') = d\mathbf{r}_{n'}(l')/dl'$ – единичный вектор касательной, определенный в точке l' на образующей $L_{n'}$;

$$G = \frac{\exp(-ikR)}{4\pi R}, \quad B = \frac{1}{R} \frac{\partial G}{\partial R} = -\frac{ikR+1}{R^2} G,$$

$$R = \sqrt{|\mathbf{r} - \mathbf{r}'|^2 + \varepsilon^2}$$

– функция Грина для свободного пространства и ее производная соответственно; R – расстояние, регуляризованное радиусом проводников ε .

Для $I_{n'}(l')$ целесообразно представление в виде рядов типа (2). Исходное ИП ЭМП (10) при этом приобретает вид

$$\mathbf{F}(\mathbf{r}) = \sum_{n'} \sum_q I_{q'}^{(n')} \int_{L_{n'}} \beta_{n',q'}(l') \mathbf{K}^{(F)}(\mathbf{r}, \mathbf{r}_{n'}(l')) dl', \quad (11)$$

$$F \equiv E, H;$$

На каждой образующей справедливо граничное условие для идеального проводника:

$$(\mathbf{E}^{(\text{ext})}(\mathbf{r}_n(l)) + \mathbf{E}(\mathbf{r}_n(l))) \cdot \mathbf{I}_n(l) = 0. \quad (12)$$

Умножая поочередно (12) на тестовые функции $\tau_{n,q}(l)$ и интегрируя по l , получаем СЛАУ для вычисления $I_{q'}^{(n)}$, по форме совпадающую с (3), в которой:

$$Z_{q,q'}^{(n,n')} = \int_{L_n} \int_{L_{n'}} \tau_{n,q}(l) \beta_{n',q'}(l') \mu^{(n,n')}(l,l') dl' dl, \quad (13)$$

$$E_q^{(n)} = \int_{L_n} \tau_{n,q}(l) v^{(n)}(l) dl;$$

$$\mu^{(n,n')}(l,l') = \mathbf{I}_n(l) \cdot \mathbf{K}^{(E)}(\mathbf{r}_n(l), \mathbf{r}_{n'}(l')), \quad (14)$$

$$v^{(n)}(l) = \mathbf{I}_n(l) \cdot \mathbf{E}^{(\text{ext})}(\mathbf{r}_n(l)).$$

Конкретизируем способ вычисления интегралов в (13) с помощью процедуры сегментации проводников, предполагающей представление n -го проводника в виде совокупности $M+1$ узлов $L_n^{(M)}$: $\mathbf{r}_{n,1}, \mathbf{r}_{n,2}, \dots, \mathbf{r}_{n,M+1}$. Между узлами с номерами m и $m+1$ находится m -й сегмент $\mathbf{r}_{n,m}(l)$, уравнение которого может быть записано в следующем виде:

$$\mathbf{r}_{n,m}(l) = \dot{\mathbf{r}}_{n,m} + \mathbf{I}_{n,m} l, \quad l \in [-\Delta_{n,m}/2, \Delta_{n,m}/2].$$

Здесь $\dot{\mathbf{r}}_{n,m} = (\mathbf{r}_{n,m} + \mathbf{r}_{n,m+1})/2$ – центр сегмента; $\Delta_{n,m} = |\mathbf{r}_{n,m+1} - \mathbf{r}_{n,m}|$ – длина сегмента; $\mathbf{I}_{n,m} = (\mathbf{r}_{n,m+1} - \mathbf{r}_{n,m})/\Delta_{n,m}$ – единичный вектор касательной на сегменте. Здесь и далее индексы $m \in \mathcal{M}: 1 \dots M$ и $m' \in \mathcal{M}': 1 \dots M'$ будем ассоциировать с сегментами на n -м и n' -м элементе структуры соответственно.

В качестве базисных будем использовать взвешенные суммы функций, кусочно-постоянных в пределах каждого сегмента:

$$\beta_{n,q}^{(M)}(l) = \sum_m \beta_{n,q}(\dot{i}_{n,m}) \sigma(l, \dot{i}_{n,m}, \Delta_{n,m}), \quad (15)$$

где $\dot{i}_{n,m}$ – значение натурального параметра на сегментированной образующей $L_n^{(M)}$, соответствующее центру сегмента с индексом m ; $\sigma(l, \dot{i}, \Delta)$ – функция, описывающая прямоугольный единичный импульс, имеющий центр в точке \dot{i} и ширину Δ .

В качестве тестовых будем использовать взвешенные суммы дельта-функций Дирака

$$\tau_{n,q}^{(M)}(l) = \sum_m \tau_{n,q}(\dot{i}_{n,m}) \delta(l - \dot{i}_{n,m}). \quad (16)$$

Такой подход можно рассматривать как обобщенный метод коллокаций [13]. Из представленных выражений видно, что в случае (15) роль ве-

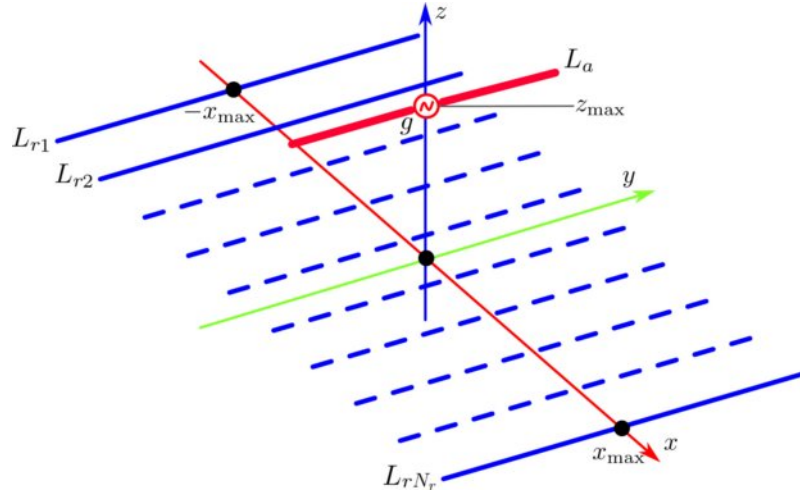


Рис. 1. Геометрия исследуемой структуры
Fig. 1. Geometry of the structure under study

совых коэффициентов играют значения функций $\beta_{n,q}(l)$, вычисленные в точках коллокации $\dot{l}_{n,m}$, а в случае (16) аналогичная роль принадлежит функциям $\tau_{n,q}(l)$.

Применяя приведенные выражения в (13) с учетом свойств дельта-функции, получаем формулы для расчета матричных коэффициентов и коэффициентов правой части СЛАУ с помощью конечных сумм:

$$Z_{q,q'}^{(n,n')} \approx \sum_m \sum_{m'} \tau_{n,q}(\dot{l}_{n,m}) \beta_{n',q'}(\dot{l}_{n',m'}) \mu_{m,m'}^{(n,n')}, \quad (17)$$

$$E_q^{(n)} \approx \sum_m \tau_{n,q}(\dot{l}_{n,m}) v_m^{(n)},$$

здесь:

$$\mu_{m,m'}^{(n,n')} = \int_{\Delta_{n',m'}} \mu^{(n,n')}(\dot{l}_{n,m}, l') dl', \quad (18)$$

$$v_m^{(n)} = v^{(n)}(\dot{l}_{n,m}).$$

Традиционному методу коллокаций соответствует выбор:

$$\beta_{n,q}(l) = \delta_{l, \dot{l}_{n,q}}, \quad \tau_{n,q}(l) = \delta_{l, \dot{l}_{n,q}}, \quad (19)$$

где $\delta_{x,y}$ – дельта Кронекера. Корректное решение СЛАУ в рамках метода коллокаций достигается при выполнении условия [14] для любого сегмента: $2\epsilon \leq \Delta \leq 12\epsilon$. (20)

4. Анализируемая излучающая структура

Рассматриваемая в статье структура является одним из вариантов панельной антенны, представляющей собой активный вибратор $L_a \equiv L_1$, расположенный на высоте z_{\max} над решеткой однотипных пассивных вибраторов (рефлекторов)

$L_{r,r} \equiv L_{r+1}$ ($r = 1 \dots N_r$). Геометрия структуры приведена на рис. 1. Все вибраторы являются тонкими и идеально проводящими, имеют одинаковый диаметр $2\epsilon \ll \lambda$ и расположены симметрично относительно плоскости zOx . Также исследуемая структура обладает симметрией относительно плоскости yOz . Длину активного вибратора далее будем обозначать как L_a , длину рефлекторов – как L_r . Распределения токов обозначим в соответствии с обозначениями самих вибраторов как $I_n(l)$ ($n \in \mathcal{N} : 1 \dots N = N_r + 1$). Размер рефлектора вдоль оси Ox равен $2x_{\max}$, таким образом, общий размер рефлектора равен $2x_{\max} \times L_r$.

В центре активного вибратора L_a имеется разрыв длиной $b \ll \lambda$, в который помещен генератор сторонней ЭДС g . Под действием генератора сторонней ЭДС, имеющего амплитуду, равную U В, на активном вибраторе возникает касательная компонента стороннего электрического поля $E^{(\text{ext})}(l)$, равная нулю всюду за исключением области зазора, где она равна U/b . Эта компонента создает на активном вибраторе распределение тока $I_1(l)$, который, в свою очередь, создает токи на пассивных элементах антенны.

Образующая любого проводника структуры может быть описана выражением:

$$L_n : \mathbf{r}(l) = x\mathbf{x}_n + y\mathbf{l} + z\mathbf{z}_n, \quad l \in [-L_n/2; L_n/2], \quad (21)$$

здесь x_n , z_n – координаты точки перечесения n -го проводника с плоскостью xOz ; для активного вибратора $x_1 = 0$, $z_1 = z_{\max}$; для проводников рефлектора $x_r = 2x_{\max}(r-1)/(N_r-1) - x_{\max}$, $z_r = 0$, r – номер проводников рефлектора.

Используем ключевой алгоритм расчета массивов $\{\underline{z}\}$ и $\{p^{(z)}\}$, описанный в первом разделе. В данном случае нам необходимо дополнить его

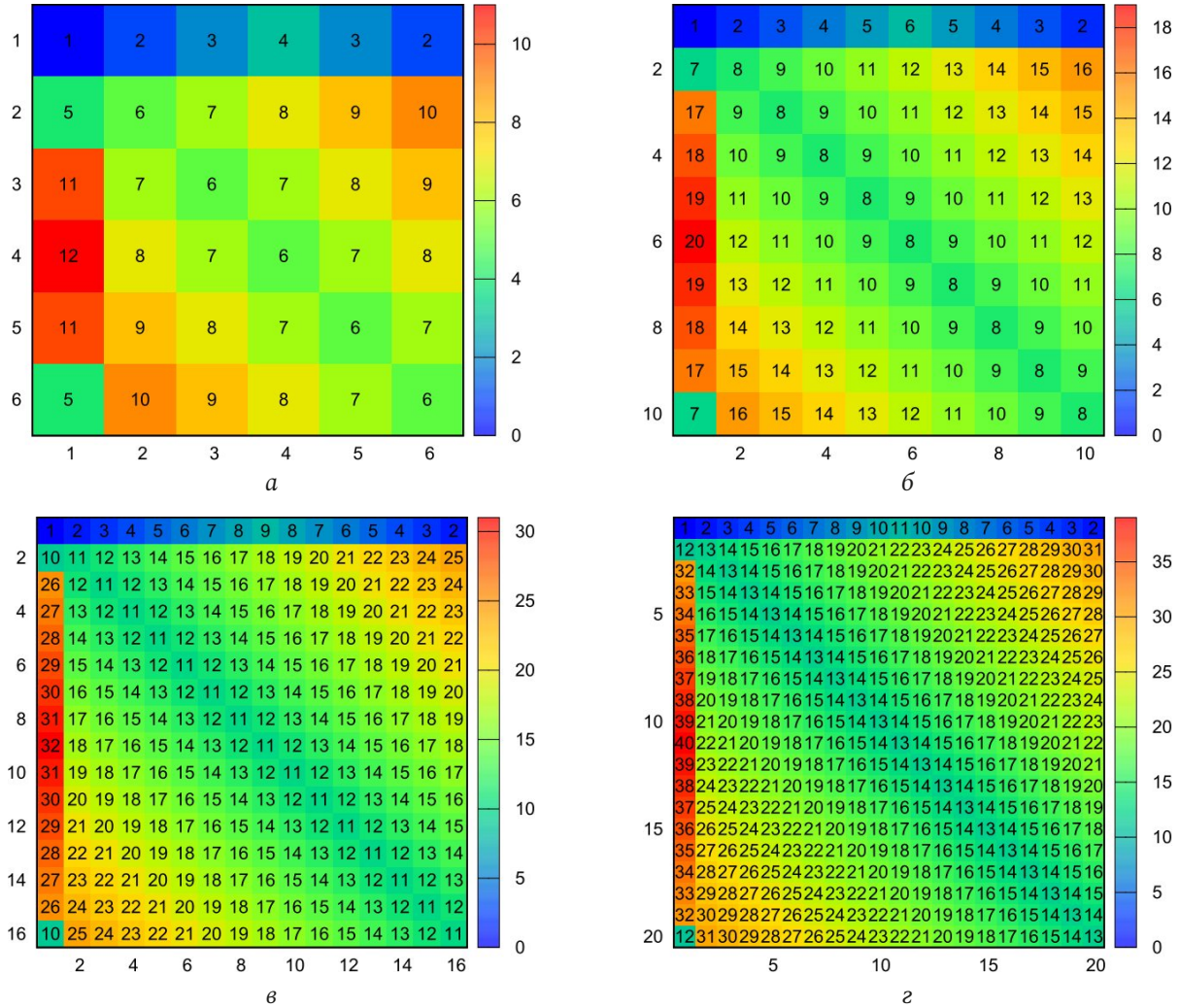


Рис. 2. Структура блочных матриц в случае 5 (а), 9 (б), 15 (в) и 19 (г) элементов рефлектора; в центре блока обозначен номер вектора существенных элементов, оси абсцисс – индексы столбцов матриц, оси ординат – индексы строк матриц; на цветовой шкале отложены номер вектора существенных элементов
 Fig. 2. Structure of block matrices in the case of 5 (a), 9 (b), 15 (c) and 19 (d) reflector elements; in the center of the block the number of the vector of essential elements is indicated, the abscissa axes are the indices of the matrix columns, the ordinate axes are the indices of the matrix rows; the number of the vector of essential elements is shown on the color scale

правилами выбора информативных параметров ι_n , расчета ключей и сравнения ключей к. Рассматриваемая структура имеет плоскость xOz в качестве плоскости симметрии, а входящие в нее элементы создают азимутально-независимые электромагнитные поля, могут отличаться только длиной (L_a или L_r) и координатами x_n, z_n . Таким образом, информативные параметры n -го элемента представляют собой массив $\iota_n = \{L_n, x_n, z_n\}$. Ключ к для элементов n и n' может быть вычислен следующим образом:

$$k = \{L_n, L_{n'}, d\}, \quad d = \sqrt{(x_n - x_{n'})^2 + (z_n - z_{n'})^2}. \quad (22)$$

После сегментации такой структуры к ней в полной мере становятся применимы выражения (3) и (17). Длины проводников подберем так, чтобы они состояли из равных сегментов длиной

$\Delta_a = L_a / M_a, \Delta_r = L_r / M_r$, здесь M_a и M_r – число сегментов активного вибратора и число сегментов рефлекторов соответственно. Длина сегмента выбирается в соответствии с (20). С учетом симметрии структуры относительно плоскости zOx целесообразным является четное число сегментов на элементе: $M = 2\tilde{M}$. В этом случае конец сегмента с индексом \tilde{M} будет началом сегмента с индексом $\tilde{M} + 1$, а соответствующая точка будет принадлежать плоскости симметрии. Ширину зазора b , в который помещается генератор g , после сегментации можно принять равной 2Δ . Далее при моделировании будем использовать СПФ, построенные на основе (18) и соответствующие различным вариантам метода коллокаций.

1. СПФ первого типа, учитывающие симметрию и способ возбуждения структуры:

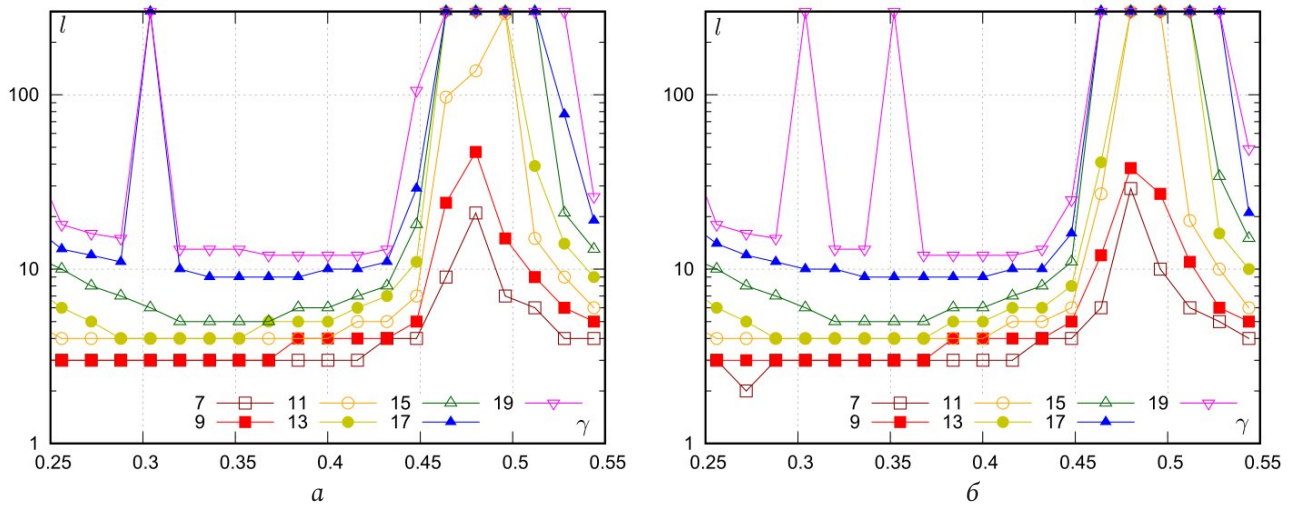


Рис. 3. Исследование сходимости итерационного процесса решения внутренней задачи для СПФ первого (а) и второго (б) типа; номер кривой соответствует числу элементов рефлектора
Fig. 3. Study of the convergence of the iterative process of solving the internal problem for SPF of the first (a) and second (b) types; the number of the curve corresponds to the number of elements

$$\beta_{n,q}(l) = \delta_{l,i_{n,q}} + \delta_{l,i_{n,\tilde{q}}}, \quad (23)$$

$$\tau_{n,q}(l) = \beta_{n,q}(l), \quad q \in \mathcal{Q}: 1 \dots Q = \tilde{M};$$

Выражения (17) при этом приобретают вид:

$$Z_{q,q'}^{(n,n')} = \mu_{q,q'}^{(n,n')} + \mu_{q,\tilde{q}}^{(n,n')} + \mu_{\tilde{q},q'}^{(n,n')} + \mu_{q,\tilde{q}}^{(n,n')}, \quad (24)$$

$$E_q^{(n)} = v_q^{(n)} + v_{\tilde{q}}^{(n)}.$$

В выражениях (23) и (24) $\tilde{q} = 2\tilde{M} + 1 - q$, $\tilde{q}' = 2\tilde{M}' + 1 - q'$.

2. СПФ второго типа, учитывающие симметрию и способ возбуждения структуры, а также вид собственных функций на ее отдельных элементах [11]:

$$\beta_{n,q}(l) = \sqrt{2} \cos((2q-1)\pi l / (2L_n)), \quad \tau_{n,q}(l) = \beta_{n,q}(l). \quad (25)$$

5. Результаты численного моделирования

При проведении численного моделирования в качестве главного параметра, нормируемого к длине волны, была выбрана длина активного вибратора L_a , отношение L_a / λ в дальнейшем будем обозначать как γ . Геометрия исследуемой структуры определялась следующими нормированными соотношениями: $z_{\max} / L_a = 0,78125$, $L_r / L_a = 2x_{\max} / L_a = 3,125$, $\varepsilon / L_a = 1,875 \cdot 10^{-3}$. Половинное число сегментов на активном вибраторе и элементах рефлектора предполагалось равным $\tilde{M}_a = 116$, $\tilde{M}_r = 119$ соответственно. Число проекционных функций для второго варианта СПФ было равно 12 на активном вибраторе и 5 на элементах рефлектора. Амплитуда U генератора ЭДС полагалась равной 1 В. Моделирование проводилось в диапазоне $\gamma = 0,25 \dots 0,55$. Отметим, что нормированная

ширина зазора d / L_a оказалась равной $1/116$. При исследовании сходимости итерационных процессов в (9) предполагалось, что $\xi = 10^{-3}$. Исследования проводились для различного числа элементов рефлектора N_r – от 5 до 19, которые предполагались нечетными. При $N_r = 19$ в случае СПФ первого типа матрица \mathbf{Z} имела размер 2377×2377 элементов, в случае СПФ второго типа – 107×107 элементов. Очевидно, что в последнем случае решение СЛАУ прямыми методами не представляет особых проблем с точки зрения затрат машинной памяти и машинного времени.

На рис. 2 представлена визуализация структуры блочных матриц для различного числа элементов рефлектора. В центре каждого блока обозначено значение $p_{n,n'}^{(z)}$, оси абсцисс представляют собой индексы столбцов матрицы \mathbf{Z} , оси ординат – индексы строк матрицы \mathbf{Z} . На цветовой шкале отложены индексы вектора $\{\mathbf{k}\}$. Из представленного рисунка видно, что число элементов вектора $\{\mathbf{k}\}$ существенно меньше, чем N^2 . Анализ для рефлекторов с нечетным числом элементов показал, что $K = 2N$, то есть сложность расчета блочной матрицы с учетом представленного алгоритма, имеет оценку $O(N)$, а не $O(N^2)$, что справедливо в случае непосредственного расчета блочной матрицы. Таким образом, предложенный алгоритм расчета матричных элементов демонстрирует свою эффективность. В частных случаях можно практически в два раза уменьшить K . Так, в случае, когда у элементов рефлектора и активного вибратора сегменты равной длины, справедливо тождество $\mathbf{z}_{n,n'} = \mathbf{z}_{n',n}^T$, которое можно использо-

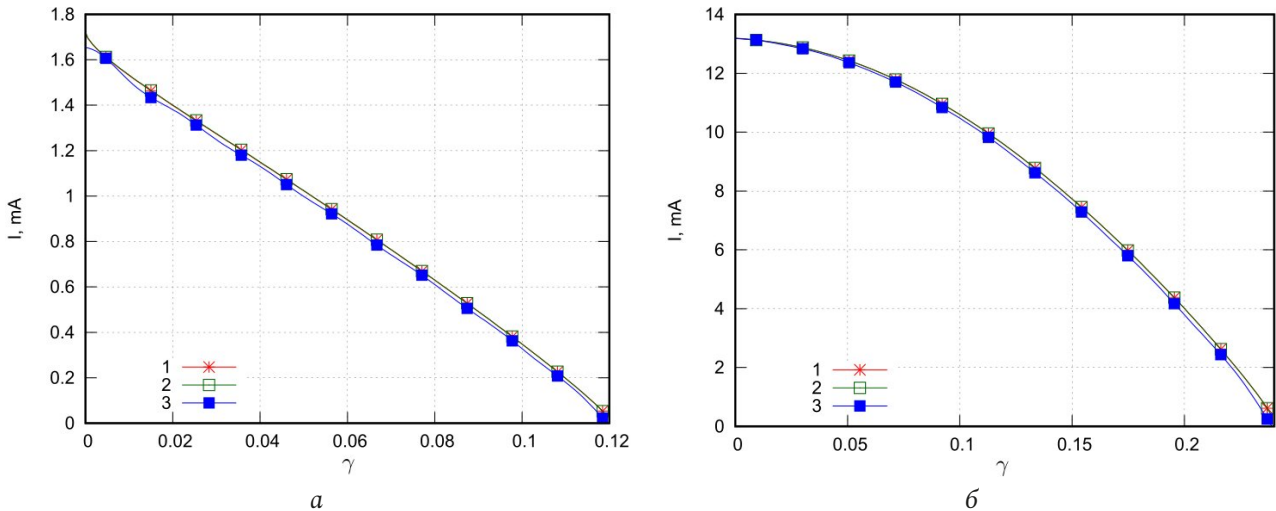


Рис. 4. Сравнение амплитудных распределений тока на правом плече активного вибратора, полученных различными методами для $\gamma = 0,24$ (а) и $\gamma = 0,48$ (б): 1 – строгий метод, СПФ первого типа; 2 – итерационный метод, СПФ первого типа; 3 – итерационный метод, СПФ второго типа; $N_r = 9$

Fig. 4. Comparison of amplitude current distributions on the right arm of the active vibrator, obtained by various methods for $\gamma = 0,24$ (a) and $\gamma = 0,48$ (b): 1 – strict method, SPF of the first type; 2 – iterative method, SPF of the first type; 3 – iterative method, SPF second type; $N_r = 9$

вать при формировании алгоритма расчета элементов матрицы \mathbf{Z} .

На рис. 3 показаны результаты исследования зависимости сходимости итерационного процесса (б) от γ при различном числе элементов рефлектора (указаны в обозначениях линий) для СПФ первого (а) и второго (б) типа. Как можно видеть из представленных графиков, итерационный процесс расходится для обеих СПФ при $N_r > 9$ в окрестности $\gamma \approx 0,47$, отсутствие сходимости также наблюдается в окрестности $\gamma \approx 0,3$ при $N_r > 15$ для СПФ первого типа и при $N_r > 17$ для СПФ второго типа. Отметим, что $\gamma \approx 0,3$ соответствует второму резонансу одиночного проводника рефлектора, а $\gamma \approx 0,47$ – первому резонансу активного вибратора. Также здесь можно видеть, что при $N_r \geq 13$ происходит ухудшение сходимости итерационного процесса при малых значениях γ , связанное с приближением к точке первого резонанса проводников рефлектора ($\gamma \approx 0,15$). Для директорной антенны, рассмотренной в [9], сходимость итерационного процесса наблюдалась при любых значениях γ . Таким образом, можно сделать вывод, что отсутствие сходимости итерационного процесса для рассматриваемой структуры возникает при очень близком расположении элементов рефлектора, приводящем к усилению межэлементного взаимодействия. Резонансные явления в проводниках лишь усугубляют эту проблему. В нерезонансных случаях итерационный подход остается эффективным и позволяет за 3–30 итераций получить решение требуемой точности, что в вы-

числительном плане существенно проще прямого решения СЛАУ, которое можно использовать в резонансных случаях для гарантированного получения решения. В дальнейшем решение проблемы сходимости для рассматриваемой структуры авторы связывают с введением в итерационный алгоритм предобуславливающей матрицы, учитывающей резонансные эффекты.

На рис. 4 представлено сравнение амплитудных распределений тока на активном вибраторе, полученных при $N_r = 9$ с помощью прямой и итерационной процедуры с использованием СПФ первого и второго типов. Из графиков можно видеть, что распределения тока имеют лишь незначительные визуальные отличия, что подтверждает корректность выбора числа проекционных функций в рамках СПФ второго типа.

На рис. 5 представлены зависимости нормированных максимальных амплитуд токов $A = \lg(I_{\max,j}/I_{\max,a})$ от γ на элементах структуры для случаев $N_r = 9$ и $N_r = 19$. Индекс a на графиках и в формуле для A соответствует активному вибратору, числовой индекс – номеру элемента рефлектора. На рисунках приведены кривые не для всех элементов рефлектора в силу симметрии структуры относительно плоскости yOz . В случае $N_r = 9$ под активным вибратором расположен пятый элемент рефлектора, а в случае $N_r = 19$ – десятый элемент. Как видно из представленных графиков, резонансы элементов рефлектора никак себя не проявляют, в отличие от первого резонанса на активном вибраторе ($\gamma = 0,47$). Амплитуды токов

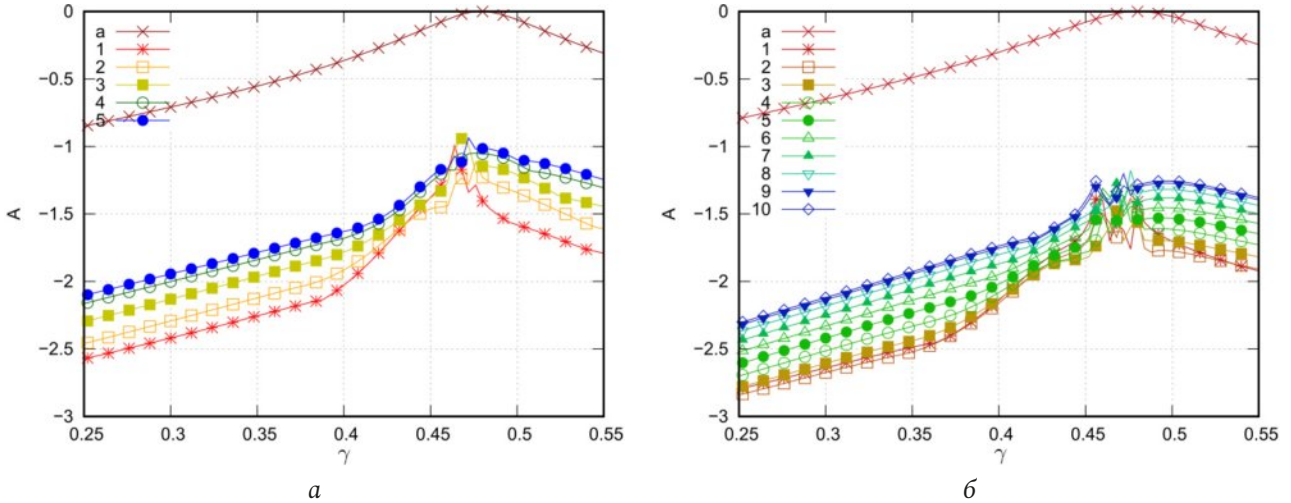


Рис. 5. Зависимость нормированных максимальных амплитуд токов на активном вибраторе (кривая «а») и элементах рефлектора (кривые 1–5, 1–10) от γ для рефлектора, содержащего 9 (а) и 19 (б) элементов
 Fig. 5. Dependence of the normalized maximum amplitude of currents on the active vibrator (curve «a») and reflector elements (curves 1–5, 1–10) on γ for a reflector containing 9 (a) and 19 (b) elements

на рефлекторах меньше амплитуды тока на активном вибраторе более чем на порядок.

Наибольшую амплитуду тока в нерезонансном случае имеет элемент рефлектора, расположенный непосредственно под активным вибратором, а наименьшую – крайние элементы рефлектора, однако в резонансном случае разница между максимальными амплитудами элементов рефлектора заметно уменьшается и уже не имеет прямой зависимости от расстояния до активного вибратора.

На рис. 6, а приведен анализ зависимости корреляции форм амплитудных распределений тока на соседних элементах рефлектора от γ , выполненный по формуле

$$\zeta_r = \frac{\int_{L_r} |I_r(l)| |I_{r+1}(l)| dl}{\sqrt{\int_{L_r} |I_r(l)|^2 dl} \sqrt{\int_{L_r} |I_{r+1}(l)|^2 dl}}, \quad r = 1 \dots N_r, \quad (26)$$

здесь r – номер элемента рефлектора. Исходя их представленного графика, можно сделать вывод о высокой степени схожести амплитудных распределений тока, которая существенно падает в резонансном случае для элементов рефлектора, находящихся ближе к его краю. Картина становится более контрастной в случае оценки невязки амплитудных распределений тока на соседних элементах рефлектора, оцениваемой с помощью формулы

$$\rho_r = 2 \frac{\int_{L_r} (||I_r(l)| - |I_{r+1}(l)||) dl}{\int_{L_r} (|I_r(l)| + |I_{r+1}(l)|) dl}, \quad r = 1 \dots N_r. \quad (27)$$

Соответствующие зависимости показаны на рис. 6, б. Здесь видно, что в нерезонансном случае наименьшую разницу амплитуд имеют соседние элементы рефлектора, расположенные под активным вибратором, при этом в резонансном случае рассматриваемая разница существенно увеличивается. В целом по результатам анализа графиков, представленных на рис. 5 и рис. 6, можно сделать вывод о гладкости рассмотренных зависимостей от γ в нерезонансных случаях, которая нарушается в случае приближения к резонансу.

На рис. 7 приведена зависимость входного сопротивления активного вибратора от γ , рассчитанная при различных значениях N_r . Графики показывают, что наличие рефлектора в данном случае практически не влияет на входное сопротивление, которое практически полностью совпадает с аналогичными зависимостями для одиночного тонкого симметричного вибратора. Резонанс достигается при $\gamma \approx 0,47$, при этом значение входного сопротивления становится чисто активным и равным примерно 73 Ом.

Далее рассмотрим характеристики излучения структуры. Отметим, что представленная модель во многом является тестовой и изначально предназначалась для исследования сходимости итерационных процессов при решении внутренней электродинамической задачи. С практической точки зрения рефлектор должен минимизировать излучение структуры в нижнем полупространстве (обратное излучение). Однако в этом случае необходимо подбирать параметры структуры оптимальным образом, что не входило в задачи исслед-

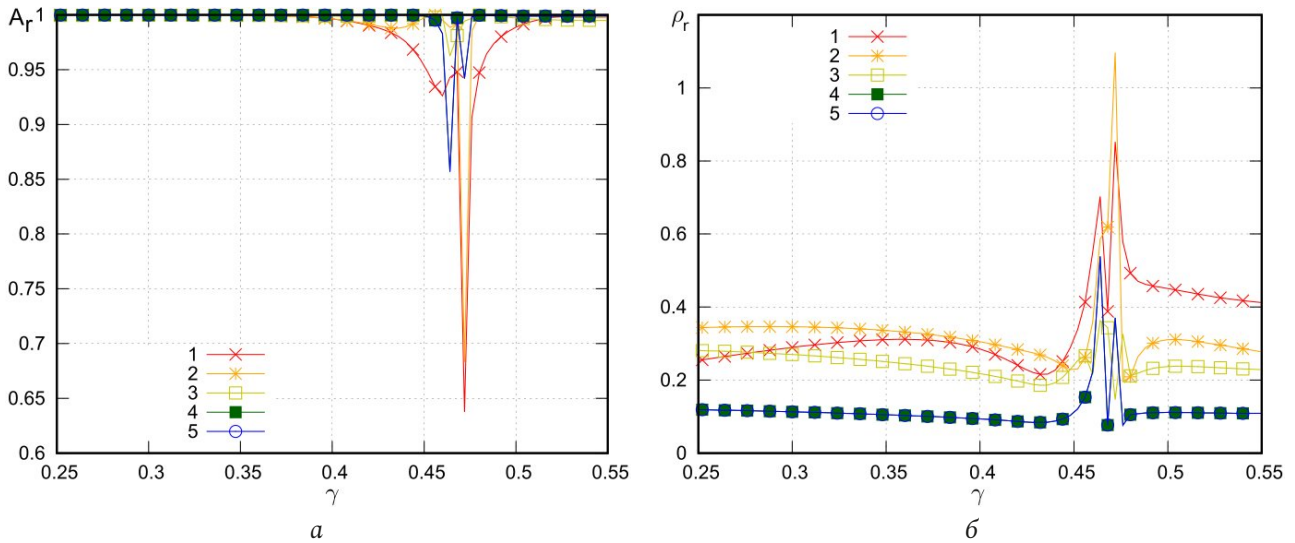


Рис. 6. Зависимость степени корреляции ζ_r (а) и относительной невязки амплитуд ρ_r (б) на соседних проводниках рефлектора от γ ; рефлектор содержит 9 элементов, значение r соответствует номеру кривой
 Fig. 6. Dependence of the degree of correlation ζ_r (a) and the relative discrepancy of amplitudes ρ_r (b) on adjacent conductors of the reflector on γ ; reflector contains 9 elements, the value corresponds to the curve number

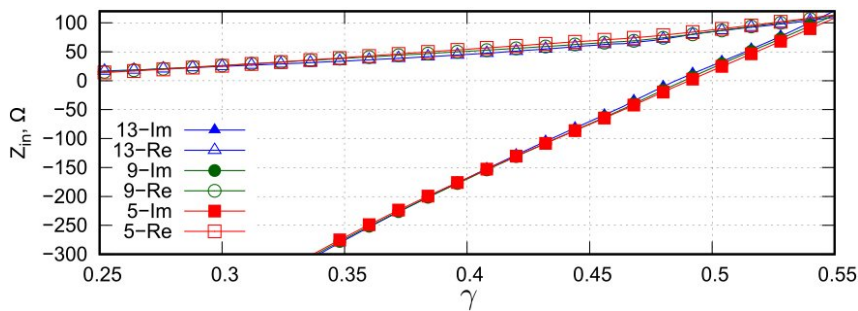


Рис. 7. Зависимость действительной и мнимой части входного сопротивления активного вибратора при различном числе элементов рефлектора, число элементов и компонента входного сопротивления указаны в обозначении кривых
 Fig. 7. Dependence of the real and imaginary parts of the input resistance of the active vibrator for different numbers of reflector elements, the number of elements and the input resistance component are indicated in the designation of the curves

дования. В нашем (общем) случае можно говорить о задаче дифракции на рефлекторе, возбуждаемом электромагнитным полем тонкого электрического вибратора. При этом сам рефлектор следует рассматривать как дифракционную решетку конечных размеров, обладающую резонансными свойствами вследствие конечной длины входящих в его состав элементов.

На рис. 8 представлены результаты сравнения нормированных меридианных диаграмм направленности (ДН), полученных различными методами для $\gamma = 0,24$ (а), $\gamma = 0,32$ (б), и $\gamma = 0,48$ (в). Число элементов рефлектора было равно девяти. Во-первых, здесь можно увидеть, что результаты, полученные различными методами, практически не имеют визуальных отличий. Во-вторых, при $\gamma < 0,32$ рефлектор выполняет свою функцию, блокируя значительную часть излучения в нижнее полупространство. При $\gamma = 0,48$ данное свойство

рефлектора теряется и происходит формирование лепестка обратного излучения.

На рис. 9 представлены результаты расчета нормированных меридианных ДН при тех же значениях γ для структур с рефлекторами, имеющими различное число элементов. Здесь видно, что увеличение числа элементов рефлектора при используемых параметрах моделирования ведет к существенному снижению лепестка обратного излучения, при этом в случае $\gamma = 0,48$ вместе с уменьшением уровня обратного лепестка происходит его сужение. Также здесь можно заметить, что с ростом γ скорость падения амплитуды обратного лепестка при увеличении числа элементов рефлектора уменьшается.

Заключение

В статье рассмотрен строгий подход к решению внутренней электродинамической задачи

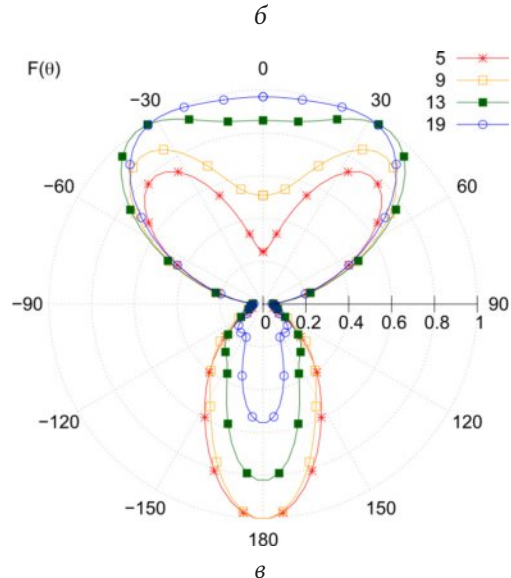
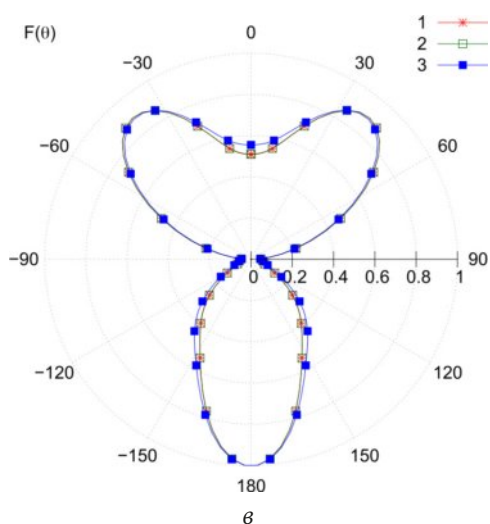
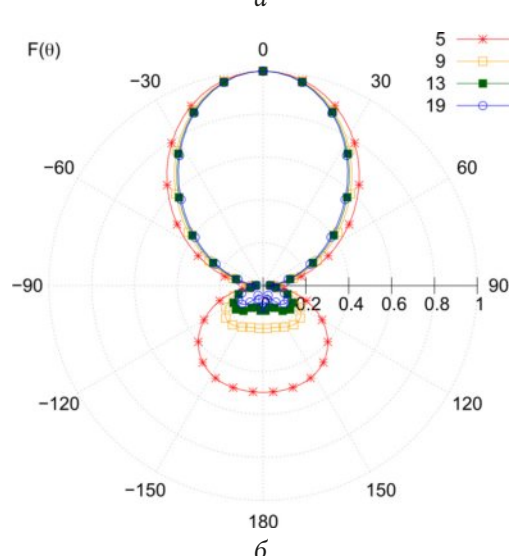
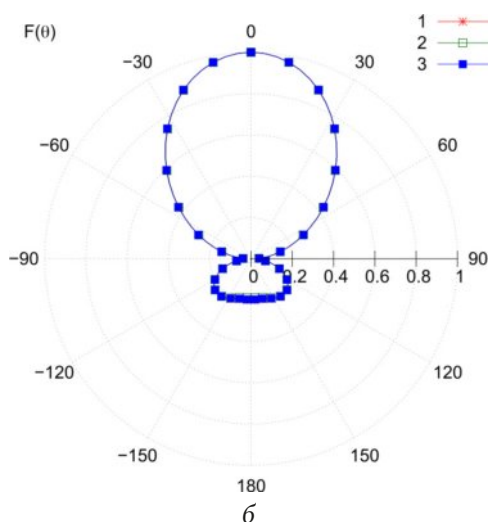
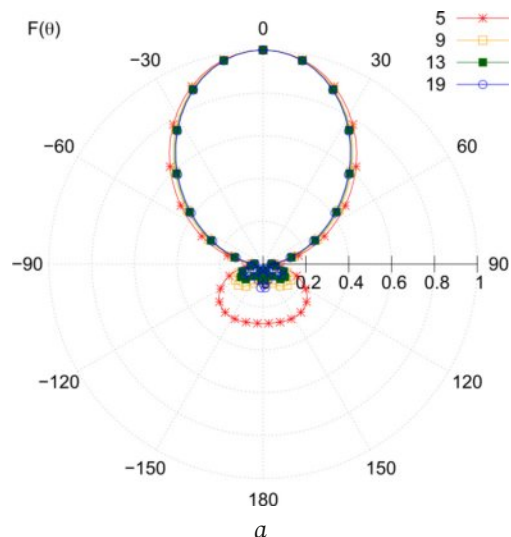
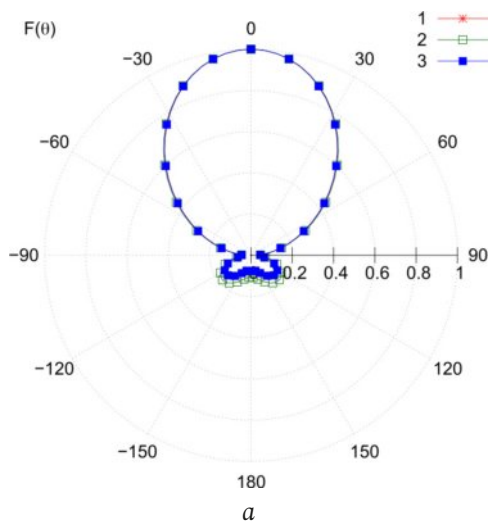


Рис. 8. Сравнение нормированных амплитудных меридианных ДН ($\varphi=0$), полученных различными методами для $\gamma=0,24$ (а), $\gamma=0,32$ (б), и $\gamma=0,48$ (в): 1 – строгий метод, СПФ первого типа; 2 – итерационный метод, СПФ первого типа; 3 – итерационный метод, СПФ второго типа; $N_r = 9$

Fig. 8. Comparison of normalized amplitude meridian patterns ($\varphi=0$) obtained by various methods for $\gamma=0,24$ (a), $\gamma=0,32$ (b), and $\gamma=0,48$ (c): 1 – strict method, SPF of the first type; 2 – iterative method, SPF of the first type; 3 – iterative method, SPF of the second type; $N_r = 9$

Рис. 9. Сравнение нормированных амплитудных меридианных ДН ($\varphi=0$) для $\gamma=0,24$ (а), $\gamma=0,32$ (б) и $\gamma=0,48$ (в), рассчитанных для различного числа элементов рефлектора (указаны в обозначении кривых)

Fig. 9. Comparison of normalized amplitude meridian patterns ($\varphi=0$) for $\gamma=0,24$ (a), $\gamma=0,32$ (b), and $\gamma=0,48$ (c), calculated for different numbers of reflector elements (indicated in the captions to the curves)

для многоэлементных структур, состоящих из однотипных элементов. В рамках подхода задача сводится к решению СЛАУ с блочной матрицей. Показано, что в силу геометрических особенностей рассматриваемых структур расчет блочной матрицы может быть существенно упрощен, так как она содержит множество одинаковых элементов. Рациональный выбор систем проекционных функций позволяет значительно сократить размер матрицы СЛАУ и, соответственно, вычислительные затраты на ее решение.

Предложенный подход применен для электродинамического анализа тестовой структуры, являющейся одним из вариантов панельной антенны, представляющей собой тонкий симметричный электрический вибратор, расположенный над рефлектором, образованным совокупностью тонких прямолинейных эквидистантно расположенных проводников. Приведен конкретный вариант реализации ключевого алгоритма расчета блочной матрицы. Показано, что расчет блочной матрицы с применением приведенного алгоритма имеет линейную, а не квадратичную оценку сложности, характерную для непосредственного расчета, что крайне важно в случае большого числа элементов рефлектора.

Учет симметрии структуры и выбор системы проекционных функций, близких к собственным функциям тонкого электрического вибратора, позволяет существенно сократить размер блоков матрицы СЛАУ, снижая сложность ее решения прямыми методами.

Для рассмотренной структуры с помощью различных алгоритмов осуществлено решение внутренней электродинамической задачи, проведен анализ распределений токов на элементах структуры, исследована сходимость итерационных процессов, построена частотная зависимость входного сопротивления и рассчитаны нормированные диаграммы направленности.

Показано, что, в отличие от исследованной ранее директорной антенны [9], итерационный процесс может расходиться вблизи частот, на которых наблюдаются резонансные явления в элементах структуры. Наиболее ярко этот момент проявляется вблизи частоты первого резонанса активного вибратора, а также вблизи частот первого и второго собственных резонансов элементов рефлектора. На остальных частотах сходимость итерационного процесса можно считать очень хорошей, а итерационный подход к решению внутренней задачи – эффективным. Таким образом,

для рассматриваемой структуры наиболее рациональным представляется использование итерационного подхода к решению СЛАУ в нерезонансных случаях и прямого подхода – в резонансных. В дальнейшем решение проблемы сходимости для подобных структур авторы связывают с введением в итерационный алгоритм преобуславливающей матрицы, учитывающей резонансные эффекты.

Для полученных распределений тока был проведен анализ: корреляции форм амплитудных распределений тока на соседних элементах рефлектора, невязок амплитудных распределений тока на соседних элементах рефлектора, соотношений максимальных амплитуд тока на элементах структуры. Выявлено, что в нерезонансных случаях указанные характеристики довольно плавно зависят от γ , а в резонансных случаях изменения становятся довольно резкими и непредсказуемыми.

Анализ зависимости входного сопротивления активного вибратора от γ показал, что наличие рефлектора в данном случае практически не влияет на входное сопротивление, которое практически полностью совпадает с аналогичными зависимостями для одиночного тонкого симметричного вибратора.

Исследование характеристик излучения рассмотренной структуры выявило, что увеличение числа элементов рефлектора при используемых параметрах моделирования ведет к существенному снижению лепестка обратного излучения с одновременным сужением последнего, однако с ростом γ скорость падения амплитуды обратного лепестка при увеличении числа элементов рефлектора уменьшается. Также представленную модель излучающей структуры можно использовать в качестве оптимизационной для получения соотношений параметров, позволяющих минимизировать уровень обратного лепестка излучения.

Подводя итог, отметим, что с практической точки зрения для структур, подобных рассмотренным, наибольший интерес представляют именно резонансные случаи, когда многие характеристики структур имеют неустойчивое поведение в частотной области, а общий итерационный подход к решению внутренней задачи не всегда обеспечивает сходимость к результату. Здесь актуальным представляется получение эффективных алгоритмов решения внутренней задачи с учетом физики происходящих в структурах процессов и проведением углубленного исследования поведения оператора соответствующей задачи в окрестности резонансных точек.

Список литературы

1. Schelkunoff S.A., Friis H.T. Antennas Theory and Practice. New York: Wiley, 1952. 672 p.
2. Harrington R.F. Field Computation by Moment Method. New York: Macmillan, 1968. 150 p.
3. Gallagher R.H. Finite Element Analysis: Fundamentals. Hoboken: Prentice-Hall, 1974. 420 p.
4. Ильинский А.С., Перфилов О.Ю., Самохин А.Б. Итерационный метод решения интегральных уравнений теории проволочных антенн // Математическое моделирование. 1994. Т. 6, № 3. С. 52–59. URL: <https://www.mathnet.ru/rus/mm1848>
5. Неганов В.А., Марсаков И.Ю., Табаков Д.П. Расчет взаимодействия элементов метаструктуры на основе метода Гаусса – Зейделя // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2013. Т. 16, № 3. С. 6–16. URL: <https://elibrary.ru/item.asp?id=21007651>
6. Бахвалов Н.С., Жидков Н.П., Кобельков Г.М. Численные методы. М.: Лаборатория базовых знаний, 2000. 624 с.
7. Веселаго В.Г. Электродинамика веществ с одновременно отрицательными значениями ϵ и μ // Успехи физических наук. 1967. Т. 92, № 3. С. 517–526. DOI: <https://doi.org/10.3367/UFNr.0092.196707d.0517>
8. Табаков Д.П. Применение итерационных процедур к электродинамическому анализу метаматериалов // Радиотехника. 2015. № 7. С. 86–94.
9. Табаков Д.П., Аль-Нозайли Б.М.А. Расчет токов на многоэлементных излучающих структурах итерационным методом // Радиотехника и электроника. 2022. Т. 67, № 7. С. 651–659. URL: <https://elibrary.ru/item.asp?id=48867815>
10. Дрaбкин А.Л., Зузенко В.Л., Кислов А.Г. Антенно-фидерные устройства. 2-е изд., доп. и перераб. М.: Сов. радио, 1974. 536 с.
11. Табаков Д.П., Майоров А.Г. Аппроксимация решения внутренней электродинамической задачи для тонкого трубчатого вибратора методом собственных функций // Труды учебных заведений связи. 2019. Т. 5, № 4. С. 58–64. DOI: <https://doi.org/10.31854/1813-324X-2019-5-4-58-64>
12. Интегральное представление электромагнитного поля геометрически киральной структуры / В.А. Капитонов [и др.] // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2012. Т. 15, № 4. С. 6–13. URL: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=19001844>
13. Вычислительные методы в электродинамике / под ред. Р. Митры; пер с англ. под ред. Э.Л. Бурштейна. М.: Мир, 1977. 487 с.
14. Стрижков В.А. Математическое моделирование электродинамических процессов в сложных антенных системах // Математическое моделирование. 1989. Т. 1, № 8. С. 127–138. URL: <https://www.mathnet.ru/rus/mm2614>

Информация об авторах

Табаков 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

Аль-Нозайли Бассам Мохаммед-Али, аспирант Самарского национального исследовательского университета имени академика С.П. Королева, ассистент кафедры физики Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики, г. Самара, Россия.

Область научных интересов: электродинамика, устройства СВЧ и антенны.

E-mail: bassam_91@mail.ru

SPIN-код (eLibrary): 7368-7223

AuthorID (eLibrary): 1204671

Physics of Wave Processes and Radio Systems

2024, vol. 27, no. 2, pp. 7–21

DOI [10.18469/1810-3189.2024.27.2.7-21](https://doi.org/10.18469/1810-3189.2024.27.2.7-21)

UDC 537.862

Original Research

Received 30 March 2024

Accepted 2 May 2024

Published 29 June 2024

Solution of the internal and external problems of electrodynamics for a symmetrical vibrator with a reflector made of parallel straight conductors

Dmitry P. Tabakov¹ , Bassam Mohammed-Ali Al-Nozaili²

¹ Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics
 23, L. Tolstoy Street,
 Samara, 443010, Russia

² Samara National Research University
 34, Moskovskoye shosse,
 Samara, 443086, Russia

Abstract – Background. The work is aimed at the development and research of rigorous methods for calculating multi-element emitting and re-emitting structures, consisting mainly of the same type of elements, as well as studying the physical processes occurring in them. An iterative approach to solving the internal problem is proposed, which allows minimizing the cost of computer time and computer memory. **Aim.** In this work, using the proposed approach, we solve the internal and external problems of electrostatics for a symmetrical vibrator with a reflector made of parallel straight conductors. The convergence of the iterative process is studied, the currents on the elements of the structure, its input resistance and radiation characteristics are calculated. **Methods.** The research is based on a strict electrostatic approach, within the framework of which, for the specified structure in the thin-wire approximation, an integral representation of the electromagnetic field is formed, which, when considered on the surface of conductors together with boundary conditions, is reduced to a system of Fredholm integral equations of the second kind, written relative to unknown current distributions on conductors (internal task). The solution of the internal problem within the framework of the method of moments is reduced to solving a SLAE with a block matrix. **Results.** A mathematical model of a radiating structure is proposed, which is a symmetrical vibrator with a reflector made of parallel straight conductors. The internal and external problems of electrostatics are formulated and solved for given parameter values. An effective algorithm for calculating the block matrix of SLAEs is proposed. Recommendations are given for the selection of systems of projection functions within the framework of the method of moments. The convergence of the iterative process for solving an internal problem of electrostatics has been studied. The input resistance of the structure and the basic characteristics of its radiation are determined. **Conclusion.** A rational choice of systems of projection functions, based on the properties of the structure and its constituent elements, makes it possible to significantly reduce the size of the SLAE matrix and, accordingly, reduce computational costs. Taking into account the properties of the structure and its constituent elements also makes it possible to construct effective algorithms for calculating the SLAE matrix. It is shown that the convergence of the iterative process may be absent near resonant frequencies, therefore, when solving the internal problem, a combined approach should be used, which involves the use of both rigorous and approximate methods for solving SLAEs. At non-resonant frequencies, the iterative approach demonstrates its effectiveness. It is concluded that for such structures it is advisable to distinguish between resonant and non-resonant operating modes. In the non-resonant mode, the current functions have a fairly smooth dependence on frequency; in the resonant mode, these dependences become quite sharp and difficult to predict. In this regard, the task of developing an iterative approach to solving the internal problem of electrostatics in resonant operating modes seems relevant.

Keywords – integral representation of the electromagnetic field; fine-wire approximation; Fredholm integral equation; vibrator antennas; internal problem of electrostatics; Gauss-Seidel method.

References

1. S. A. Schelkunoff and H. T. Friis, *Antennas Theory and Practice*. New York: Wiley, 1952.
2. R. F. Harrington, *Field Computation by Moment Method*. New York: Macmillan, 1968.
3. R. H. Gallagher, *Finite Element Analysis: Fundamentals*. Hoboken: Prentice-Hall, 1974.
4. A. S. Il'inskiy, O. Yu. Perfilov, and A. B. Samokhin, "Iterative method for solving integral equations of the theory of wire antennas," *Matematicheskoe modelirovanie*, vol. 6, no. 3, pp. 52–59, 1994, url: <https://www.mathnet.ru/rus/mm1848>. (In Russ.)
5. V. A. Neganov, I. Yu. Marsakov, and D. P. Tabakov, "The calculation of the interaction of elements metastructures based on the Gauss – Seidel method," *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 16, no. 3, pp. 6–16, 2013, url: <https://elibrary.ru/item.asp?id=21007651>. (In Russ.)
6. N. S. Bakhvalov, N. P. Zhidkov, and G. M. Kobel'kov, *Numerical Methods*. Moscow: Laboratoriya bazovyykh znaniy, 2000. (In Russ.)
7. V. G. Veselago, "Electrodynamics of substances with simultaneously negative values of ϵ and μ ," *Uspekhi fizicheskikh nauk*, vol. 92, no. 3, pp. 517–526, 1967, doi: <https://doi.org/10.3367/UFNr.0092.196707d.0517>. (In Russ.)
8. D. P. Tabakov, "Application of iterative procedures to electrodynamic analysis of metamaterials," *Radiotekhnika*, no. 7, pp. 86–94, 2015. (In Russ.)
9. D. P. Tabakov and B. M. A. Al-Nozaili, "Calculation of currents on multi-element radiating structures using the iterative method," *Radiotekhnika i elektronika*, vol. 67, no. 7, pp. 651–659, 2022, url: <https://elibrary.ru/item.asp?id=48867815>. (In Russ.)
10. A. L. Drabkin, V. L. Zuzenko, and A. G. Kislov, *Antenna-Feeder Devices*; 2nd ed., add. and rework. Moscow: Sov. radio, 1974. (In Russ.)
11. D. P. Tabakov and A. G. Mayorov, "Approximation of the solution to the internal electrodynamic problem for a thin tubular vibrator using the eigenfunction method," *Trudy uchebnykh zavedeniy svyazi*, vol. 5, no. 4, pp. 58–64, 2019, doi: <https://doi.org/10.31854/1813-324X-2019-5-4-58-64>. (In Russ.)
12. V. A. Kapitonov et al., "Integral representation of the electromagnetic field geometrically chiral structure," *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 15, no. 4, pp. 6–13, 2012, url: <https://elibrary.ru/item.asp?id=19001844>. (In Russ.)
13. R. Mittra, Ed. *Computational Methods in Electrodynamics*; transl. E. L. Burshteyn, Ed. Moscow: Mir, 1977. (In Russ.)
14. V. A. Strizhkov, "Mathematical modeling of electrodynamic processes in complex antenna systems," *Matematicheskoe modelirovanie*, vol. 1, no. 8, pp. 127–138, 1989, url: <https://www.mathnet.ru/rus/mm2614>. (In Russ.)

Information about the Authors

Dmitry 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

Bassam Mohammed-Ali Al-Nozaili, graduate student of Samara National Research University, assistant professor of the Department of Physics, Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics, Samara, Russia.






Research interests: electrodynamics, microwave devices and antennas.

E-mail: bassam_91@mail.ru

SPIN-код (eLibrary): 7368-7223

AuthorID (eLibrary): 1204671

Влияние атмосферного ветра на распространение радиоволн

Д.С. Ключев¹ , А.Н. Волобуев² , К.А. Адыширин-Заде² ,
Т.А. Антипова² , Н.Н. Александрова² 

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

² Самарский государственный медицинский университет
443099, Россия, г. Самара,
ул. Чапаевская, 89

Аннотация – Обоснование. Показана необходимость исследования влияния физических характеристик атмосферы, в частности ветра, на атмосферную турбулентность и, следовательно, на характеристики радиосигнала. **Цель.** Найдена зависимость временной спектральной функции потока энергии радиосигнала от скорости ветра в тропосфере в плоскости антенны. **Методы.** Разработан метод перехода от декартовой системы координат в плоскости антенны к полярной системе координат волновых чисел. На основе этого метода прослежена связь между Фурье спектральной функцией корреляционного момента и представлением функции Бесселя. Для Фурье спектральной функции корреляционного момента использовано ранее полученное решение дифференциального уравнения для флуктуаций амплитуды эйконала электромагнитной волны в турбулентной атмосфере на фронте электромагнитной волны на координате приемной антенны. С помощью обратного преобразования Фурье найдена связь между временной спектральной функцией потока энергии радиосигнала и временной корреляционной функцией этого потока. **Результаты.** На основе исследования временной корреляционной функции потока энергии радиосигнала выявлена ее связь с двухточечным корреляционным моментом, характеризующим флуктуации амплитуды эйконала радиосигнала. Для анализа влияния ветра применена модель турбулентности, отражающая инерционную область турбулентности, в которой поток энергии от более крупных турбулентных вихрей к более мелким вихрям определяется вязкой диссипацией самых мелких вихрей. **Заключение.** Численный расчет показал, что ветер в плоскости антенны сдувает турбулентные вихри в этой плоскости, улучшая качество принимаемого радиосигнала.

Ключевые слова – радиосигнал; атмосферная турбулентность; атмосферный ветер; временная корреляционная функция; система координат волновых чисел; Фурье спектральные функции.

Введение

Распространение радиосигнала от излучателя до приемной антенны зависит от физических характеристик атмосферы, через которую проходит радиосигнал. В частности, на распространение радиосигнала в турбулентной атмосфере оказывают влияние флуктуации атмосферного давления, температуры, влажности, время суток и т. д.

Перечисленные характеристики влияют на коэффициент преломления среды. Мы ограничимся анализом распространения радиоволн в тропосфере, рассматривая эту среду как неэлектропроводящую газовую смесь с относительной магнитной проницаемостью, равной единице, так что $n = \sqrt{\epsilon}$, где ϵ – относительная диэлектрическая проницаемость среды. Особое внимание обратим на движение среды, создаваемое атмосферным ветром, для чего рассмотрим две координаты в тропосфере X_1 и X_2 , рис. 1. На рис. 1 показано также направление радиосигнала вдоль координаты X .

Существует множество эмпирических формул, описывающих зависимость показателя прелом-

ления от характеристик атмосферы. Например, в [1] для сантиметровых радиоволн используется формула

$$n = 1 + 10^{-6} \frac{79p}{T} \left(1 + \frac{7800\vartheta}{T} \right), \quad (1)$$

где p – давление в миллибарах; T – абсолютная температура; ϑ – удельная влажность (отношение плотности водяного пара к плотности влажного воздуха).

1. Временная корреляционная функция потока энергии радиосигнала

Поток энергии радиосигнала, рис. 1, падающий на антенну, можно найти по формуле [2]:

$$P(\mathbf{X}, t) = \int_{\Sigma} I(\mathbf{X}, t) dX = I(0) \int_{\Sigma} e^{2\chi(\mathbf{X}, t)} d\mathbf{X}, \quad (2)$$

где $I(\mathbf{X}, t)$ – интенсивность радиосигнала, зависящая от координаты \mathbf{X} и времени t вследствие турбулентности атмосферы, $I(\mathbf{X}, t) = I(0)e^{2\chi(\mathbf{X}, t)}$; $I(0)$ – постоянная составляющая интенсивности радиосигнала на координате $\mathbf{X} = 0$, где турбулент-

ность отсутствует. Функция $\chi'(\mathbf{X}, t)$ – характеризует флуктуации амплитуды эйконала радиосигнала [3] на координате \mathbf{X} за счет турбулентности атмосферы. Коэффициент 2 использован, т. к. интенсивность радиосигнала (или модуль вектора Пойнтинга) пропорциональна квадрату напряженностей электрического и магнитного полей в электромагнитной волне, Σ – площадь круговой приемной антенны на координате $X = L$, рис. 1.

Ограничимся малыми флуктуациями, так что формула (2) приводится к виду

$$P(\mathbf{X}, t) = I(0) \int_{\Sigma} (1 + 2\chi'(\mathbf{X}, t)) d\mathbf{X} = \quad (3)$$

$$= P(\mathbf{X}, 0) + I(0) \int_{\Sigma} 2\chi'(\mathbf{X}, t) d\mathbf{X}.$$

Временную корреляционную функцию потока энергии радиосигнала на координатах \mathbf{X}_1 и \mathbf{X}_2 запишем в виде

$$R_{PP}(\tau) = \left\langle \left(P(\mathbf{X}_1, t) - \langle P(\mathbf{X}_1, 0) \rangle \right) \times \right. \quad (4)$$

$$\left. \times \left(P(\mathbf{X}_2, t + \tau) - \langle P(\mathbf{X}_2, 0) \rangle \right) \right\rangle / \langle P_0 \rangle^2 =$$

$$= \left\langle \left(I(0) \int_{\Sigma} 2\chi'(\mathbf{X}_1, t) d\mathbf{X}_1 \right) \times \right.$$

$$\left. \times \left(I(0) \int_{\Sigma} 2\chi'(\mathbf{X}_2, t + \tau) d\mathbf{X}_2 \right) \right\rangle / I^2(0) \Sigma^2 =$$

$$= \frac{4}{\Sigma^2} \iint_{\Sigma \Sigma} \langle \chi'(\mathbf{X}_1, t) \chi'(\mathbf{X}_2, t + \tau) \rangle d\mathbf{X}_1 d\mathbf{X}_2 =$$

$$= \frac{4}{\Sigma^2} \iint_{\Sigma \Sigma} B_{\chi\chi} d\mathbf{X}_1 d\mathbf{X}_2,$$

где $P_0 = I(0)\Sigma$ – поток энергии радиосигнала (мощность радиосигнала) в невозмущенной атмосфере; τ – время распространения пульсаций радиосигнала за счет турбулентности (но не самого радиосигнала) на расстояние между координатами \mathbf{X}_1 и \mathbf{X}_2 , равное времени распространения турбулентных пульсаций.

Рассмотрим спектральное представление корреляционного момента $B_{\chi\chi}$ в виде интеграла Фурье:

$$B_{\chi\chi} = \langle \chi'(\mathbf{X}_1, t) \chi'(\mathbf{X}_2, t + \tau) \rangle = \quad (5)$$

$$= \int e^{-i\mathbf{k}'(\mathbf{X}_1 - \mathbf{X}_2)} F_{\chi\chi}(\mathbf{k}', \tau) d\mathbf{k}',$$

где \mathbf{k}' – волновой вектор электромагнитных флуктуаций (волновой вектор, характеризующий флуктуации амплитуды эйконала радиосигнала за счет

турбулентности); $F_{\chi\chi}(\mathbf{k}', \tau)$ – спектральная функция корреляционного момента $B_{\chi\chi}$.

Подставляя (5) в (4), найдем Фурье-интеграл временной корреляционной функции потока энергии радиосигнала:

$$R_{PP}(\tau) = \frac{4}{\Sigma^2} \iint_{\Sigma \Sigma} \int e^{-i\mathbf{k}'(\mathbf{X}_1 - \mathbf{X}_2)} \times \quad (6)$$

$$\times F_{\chi\chi}(\mathbf{k}', \tau) d\mathbf{k}' d\mathbf{X}_1 d\mathbf{X}_2.$$

2. Переход от декартовой системы координат в плоскости антенны к полярной системе координат волновых чисел

Рассмотрим интеграл $\int_{\Sigma} e^{i\mathbf{k}\mathbf{X}} d\mathbf{X}$ в плоскости антенны. При нахождении данного интеграла для упрощения обозначений заменим \mathbf{k}' на \mathbf{k} :

$$\int_{\Sigma} e^{i\mathbf{k}\mathbf{X}} d\mathbf{X} = \iint_{\Sigma} e^{i(k_2 Y + k_3 Z)} d\mathbf{X}. \quad (7)$$

Величину $\mathbf{k}\mathbf{X}$ в плоскости антенны можно представить в виде скалярного произведения $\mathbf{k}\mathbf{X} = k_2 Y + k_3 Z$.

Для нахождения интеграла (7) в плоскости антенны при $X = L$ нужно рассматривать две взаимосвязанные системы координат: декартову систему координат $\mathbf{X}(X = L, Y, Z)$ и систему координат волновых чисел $\mathbf{k}_0(k_1, k_2, k_3) = \mathbf{k}_0(k_1, k)$.

Перейдем в (7) к полярным координатам в системе координат волновых чисел. Модуль дуги в плоскости антенны:

$$|d\mathbf{X}| = \sqrt{dY^2 + dZ^2} = \beta \sqrt{k_3^2 d\varphi^2 + k_2^2 d\varphi^2} = \beta k d\varphi, \quad (8)$$

где обозначено $k = \sqrt{k_3^2 + k_2^2}$ – полярный радиус в системе координат волновых чисел (общий суммарный вектор \mathbf{k}_0 в данном анализе участия не принимает); $d\varphi$ – дифференциал угловой полярной координаты в этой системе координат; β – размерный коэффициент перехода от декартовых координат к системе координат волновых чисел $[\beta] = \text{м}^2$. В соответствии с рис. 1 связь дифференциалов в декартовой системе координат и полярной системе координат волновых чисел имеет вид $dY = \beta k_3 d\varphi$ и $dZ = \beta k_2 d\varphi$.

Интеграл $\int_{\Sigma} e^{i\mathbf{k}\mathbf{X}} d\mathbf{X}$ можно найти как интеграл по контуру окружности радиуса R в полярной системе координат волновых чисел. При этом $\Sigma = \pi R^2$.

Перейдем от полярной системы координат волновых чисел к радиусу антенны R в декартовой системе координат. Учитывая в полярных координатах

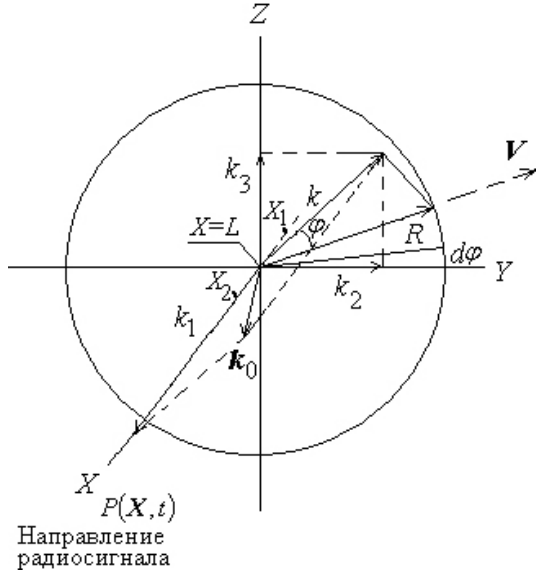


Рис. 1. Связь декартовой системы координат и системы координат волновых чисел в плоскости антенны
Fig. 1. Relationship between the Cartesian coordinate system and the wave number coordinate system in the antenna plane

тах $\beta k = R \cos \varphi$, рис. 1, в соответствии с (8) имеем $\mathbf{k}d\mathbf{X} = kR \cos \varphi d\varphi$ и $\mathbf{k}\mathbf{X} = kR \cos \varphi$.

Таким образом, найдем:

$$\int_{\Sigma} e^{i\mathbf{k}\mathbf{X}} d\mathbf{X} = \mathbf{n} \int_0^{2\pi} e^{ikR \cos \varphi} R \cos \varphi d\varphi = \quad (9)$$

$$= \mathbf{n} R \int_0^{2\pi} e^{ikR \cos \varphi} \cos \varphi d\varphi,$$

где \mathbf{n} – единичный вектор в направлении координаты \mathbf{X} . Проведена замена пределов интегрирования от декартовых координат к полярной системе координат волновых чисел.

В формуле (9) используем известное представление функции Бесселя [4]:

$$J_m(Z) = \frac{(-i)^m}{\pi} \int_0^{\pi} e^{iZ \cos t} \cos m t dt. \quad (10)$$

Следовательно, для интеграла (9) при $m=1$ запишем:

$$\int_{\Sigma} e^{i\mathbf{k}\mathbf{X}} d\mathbf{X} = \mathbf{n} R \frac{2\pi}{-i} J_1(kR) = \quad (11)$$

$$= -\mathbf{n} \frac{2\pi R^2}{iR} J_1(kR) = -\mathbf{n} \frac{2\Sigma}{iR} J_1(kR).$$

Таким образом, двойной интеграл равен

$$\iint_{\Sigma \Sigma} e^{-i\mathbf{k}(\mathbf{X}_1 - \mathbf{X}_2)} d\mathbf{X}_1 d\mathbf{X}_2 = \left(\frac{2}{R} J_1(kR) \right)^2 \Sigma^2. \quad (12)$$

Применяя обратное преобразование Фурье по времени τ к формуле (6) и возвращаясь к прежним

обозначениям \mathbf{k}' , найдем временную спектральную функцию потока энергии радиосигнала:

$$F_{PP}(\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} e^{i\omega\tau} R_{PP}(\tau) d\tau = \quad (13)$$

$$= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} e^{i\omega\tau} \frac{4}{\Sigma^2} \iint_{\Sigma \Sigma} \int e^{-i\mathbf{k}'(\mathbf{X}_1 - \mathbf{X}_2)} \times$$

$$\times F_{\chi\chi}(\mathbf{k}', \tau) d\mathbf{k}' d\mathbf{X}_1 d\mathbf{X}_2 d\tau =$$

$$= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} e^{i\omega\tau} \frac{4}{\Sigma^2} \int \left(\frac{2}{R} J_1(k'R) \right)^2 \Sigma^2 F_{\chi\chi}(\mathbf{k}', \tau) d\mathbf{k}' d\tau =$$

$$= \frac{2}{\pi} \int \left(\frac{2}{R} J_1(k'R) \right)^2 d\mathbf{k}' \int_{-\infty}^{+\infty} e^{i\omega\tau} F_{\chi\chi}(\mathbf{k}', \tau) d\tau,$$

где ω – частота турбулентных пульсаций, равная частоте пульсаций радиосигнала.

Функцию $F_{\chi\chi}(\mathbf{k}', \tau)$ можно получить, используя решение дифференциального уравнения для флуктуаций амплитуды эйконала χ' электромагнитной волны в турбулентной атмосфере [3]:

$$F_{\chi\chi}(\mathbf{k}') = \mu \zeta^4 \int_0^L \int_0^L \sin \frac{k'^2(L-\nu)}{2k} \times \quad (14)$$

$$\times \sin \frac{k'^2(L-\xi)}{2k} F_{nn}(\mathbf{k}', \nu, \xi) d\nu d\xi,$$

где ζ – волновой вектор турбулентных пульсаций; μ – постоянный масштабный коэффициент пропорциональности между корреляционным моментом показателя преломления и корреляционным моментом флуктуаций амплитуды эйконала радиосигнала $B_{nn} = \mu B_{\chi\chi}$ (где двухточечные корреляционные функции $B_{nn} = \langle n_1(X_1) n_1(X_2) \rangle$ и $B_{\chi\chi} = \langle \chi'(X_1) \chi'(X_2) \rangle$); ν и ξ – координаты двухточечного источника воздействия турбулентности на электромагнитную волну; $F_{nn}(\mathbf{k}', \nu, \xi)$ – спектральная функция пульсаций показателя преломления; \mathbf{k} – волновой вектор электромагнитной волны; \mathbf{k}' – волновой вектор, характеризующий флуктуации амплитуды эйконала радиосигнала.

Формула (14) записана на фронте электромагнитной волны при $X = X_1 = X_2 = L$, т. е. на координате приемной антенны. Используем также единую координату источника воздействия турбулентности на электромагнитную волну $\nu = \xi$. В этом случае формула (14) упрощается:

$$F_{\chi\chi}(\mathbf{k}') = \mu \zeta^2 \int_0^L \sin^2 \frac{k'^2(L-\xi)}{2k} F_{nn}(\mathbf{k}', \xi) d\xi, \quad (15)$$

где $F_{nn}(\mathbf{k}', \xi)$ – трехмерная спектральная функция поля флуктуаций показателя преломления $n'(\mathbf{X})$.

3. Влияние атмосферного ветра на пульсационные корреляционные соотношения параметров атмосферы

Введем в анализ процесса распространения радиосигнала атмосферный ветер и исследуем его влияние на параметры тропосферы, которые определяют влияние на этот процесс распространения.

Рассмотрим корреляционную функцию пульсаций показателей преломления при наличии ветра:

$$B_{nn}(\mathbf{X}_1 - \mathbf{X}_2 + \mathbf{V}\tau) = \langle n'(\mathbf{X}_1, t)n'(\mathbf{X}_2, t + \tau) \rangle = \langle n'(\mathbf{X}_1, t)n'(\mathbf{X}_2 - \mathbf{V}\tau, t) \rangle, \quad (16)$$

где \mathbf{V} – компонента скорости ветра в плоскости, перпендикулярной координатам векторов \mathbf{X}_1 и \mathbf{X}_2 . Для определенности анализа предполагаем, что координатные точки X_1 и X_2 лежат в плоскости антенны, рис. 1, так что $X = X_1 = X_2 = L$. Следовательно, вектор скорости \mathbf{V} также лежит в плоскости антенны, рис. 1, т. е. ветер направлен перпендикулярно направлению распространения радиосигнала.

Чтобы ввести скорость воздуха в атмосфере в формулу (15) нужно учесть, что сдвиг в аргументе корреляционной функции (16) на $\mathbf{V}\tau$ соответствует умножению в спектральной функции на $e^{-i\mathbf{k}'\mathbf{V}\tau}$.

Следовательно, формула (15) приобретает вид

$$F_{\chi\chi}(\mathbf{k}', \tau) = \mu\zeta^2 \int_0^L \sin^2 \frac{k'^2(L-\xi)}{2k} F_{nn}(\mathbf{k}', \xi) e^{-i\mathbf{k}'\mathbf{V}\tau} d\xi. \quad (17)$$

Подставим формулу (17) в (13):

$$F_{PP}(\omega) = \frac{2}{\pi} \int \left(\frac{2}{R} J_1(k'R) \right)^2 d\mathbf{k}' \times \int_{-\infty}^{+\infty} e^{i\omega\tau} F_{\chi\chi}(\mathbf{k}', \tau) d\tau = \frac{8\mu\zeta^2}{\Sigma} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_0^L \left(J_1(k'R) \sin \frac{k'^2(L-\xi)}{2k} \right)^2 \times F_{nn}(\mathbf{k}', \xi) e^{i(\omega - \mathbf{k}'\mathbf{V})\tau} d\mathbf{k}' d\xi d\tau, \quad (18)$$

где интегрирование по ξ идет по всей длине воздействия турбулентности на радиосигнал от 0 до L .

Проведем в формуле (18) интегрирование по τ , используя формулу представления δ -функции Дирака [5]:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} e^{i(\omega - \mathbf{k}'\mathbf{V})\tau} d\tau = 2\pi\delta(\omega - \mathbf{k}'\mathbf{V}). \quad (19)$$

В результате имеем:

$$F_{PP}(\omega) = \frac{16\mu\zeta^2}{\Sigma} \int_0^L \left(J_1(k'R) \sin \frac{k'^2(L-\xi)}{2k} \right)^2 \times F_{nn}(\mathbf{k}', \xi) \delta(\omega - \mathbf{k}'\mathbf{V}) d\mathbf{k}' d\xi. \quad (20)$$

Далее, используя свойства δ -функции, исключим ее из выражения (20).

Заменим дифференциал $d\mathbf{k}' = \mathbf{n} dk' d\varphi$, где φ – угол между векторами \mathbf{k}' и \mathbf{V} , рис. 1, а \mathbf{n} – в данном случае единичный вектор в направлении вектора \mathbf{k}' . Следовательно, формула (20) преобразуется к виду

$$F_{PP}(\omega) = \frac{16\mu\zeta^2}{\Sigma} \int_0^L \left(J_1(k'R) \sin \frac{k'^2(L-\xi)}{2k} \right)^2 \times F_{nn}(\mathbf{k}', \xi) \mathbf{n} dk' d\xi \int_{-\pi}^{\pi} \delta(\omega - \mathbf{k}'\mathbf{V}) d\varphi. \quad (21)$$

Используя свойство δ -функции

$$\int_a^b f(Z) \delta(Z) dZ = f(0)$$

при $a < 0 < b$ и интегрируя по углу φ , найдем:

$$\int_{-\pi}^{\pi} \delta(\omega - \mathbf{k}'\mathbf{V}) d\varphi = \int_{-\pi}^{\pi} \delta(\omega - k'V \cos \varphi) d\varphi = \int_{-\pi}^{\pi} \delta(Z) \frac{dZ}{\sqrt{(k'V)^2 - (\omega - Z)^2}} = \frac{1}{\sqrt{(k'V)^2 - \omega^2}}, \quad (22)$$

где обозначено $Z = \omega - k'V \cos \varphi$.

Следовательно, формула (21) принимает вид

$$F_{PP}(\omega) = \frac{16\mu\zeta^2}{\Sigma} \times \int_0^L \left(J_1(k'R) \sin \frac{k'^2(L-\xi)}{2k} \right)^2 \frac{F_{nn}(\mathbf{k}', \xi) dk' d\xi}{\sqrt{(k'V)^2 - \omega^2}}. \quad (23)$$

Так как в выражении (23) отсутствуют векторные сомножители, единичный вектор \mathbf{n} опускаем.

4. Модель турбулентности атмосферы

Дальнейшие преобразования (23) связаны с принятием определенной модели турбулентности.

Будем считать, что пульсации волнового числа радиосигнала пропорциональны турбулентным пульсациям $\zeta \sim \mathbf{k}'$. Для простоты вычислений по-

ложим $\zeta = \mathbf{k}'$. В этом случае спектральная функция пульсаций волнового числа электромагнитной волны $F_{nn}(\mathbf{k}', \xi) \sim F(\zeta)$. Кроме того, как и в [2], принимаем $F(\zeta) \approx \beta \zeta^{1/3}$, где постоянная величина β не зависит от волнового числа турбулентности ζ . Данный закон в основном отражает турбулентную инерционную область [3]. Турбулентность в этой области находится в статистическом равновесии: поток энергии от более крупных турбулентных вихрей к более мелким определяется вязкой диссипацией самых мелких вихрей.

В этом случае формула (23) преобразуется к виду

$$F_{PP}(\omega) = \frac{16\pi\mu\beta\zeta^2}{\Sigma} \int_0^{\zeta} (J_1(\zeta R))^2 \times \quad (24)$$

$$\times \frac{\zeta^3}{\sqrt{(\zeta V)^2 - \omega^2}} d\zeta \int_0^L \sin^2 \frac{\zeta^2(L-\xi)}{2k} d\xi.$$

Последний интеграл в (24) легко вычисляется:

$$\int_0^L \sin^2 \frac{\zeta^2(L-\xi)}{2k} d\xi = \quad (25)$$

$$= \frac{L}{2} - \frac{1}{2} \int_0^L \left(\cos \frac{\zeta^2(L-\xi)}{k} \right) d\xi =$$

$$= \frac{k}{2\zeta^2} \left(\frac{\zeta^2 L}{k} - \left(\sin \frac{\zeta^2 L}{k} \right) \right) \approx$$

$$\approx \frac{k}{12\zeta^2} \left(\frac{\zeta^2 L}{k} \right)^3 = \frac{1}{12} \left(\frac{\zeta^2}{k} \right)^2 L^3.$$

При вычислении интеграла (25) использована приближенная формула

$$\sin Z \approx Z - \frac{Z^3}{6}$$

Таким образом, формула (24) принимает вид

$$F_{PP}(\omega) = \frac{4\pi\mu\beta\zeta^2 L^3}{3\Sigma k^2} \int_0^{\zeta} \frac{\zeta^3 (J_1(\zeta R))^2}{\sqrt{(\zeta V)^2 - \omega^2}} d\zeta = \quad (26)$$

$$= \frac{4\pi\mu\beta\zeta^2 L^3}{3\Sigma k^2 V} \int_0^{\zeta} \frac{\zeta^3 (J_1(\zeta R))^2}{\sqrt{\zeta^2 - \left(\frac{\omega}{V}\right)^2}} d\zeta.$$

Аналогично [2], где использовалась относительная характеристика мерцания принимаемого радиосигнала, введем относительную спектральную функцию потока энергии радиосигнала:

$$U_{PP} = \frac{\omega F_{PP}(\omega)}{4\langle \chi'^2 \rangle} = \frac{\gamma \zeta^2 \Omega}{\Sigma k^2} \int_0^{\zeta} \frac{\zeta^3 (J_1(\zeta R))^2}{\sqrt{\zeta^2 - \Omega^2}} d\zeta, \quad (27)$$

где обозначено $\Omega = \omega/V$, а также γ – постоянная величина. Принято также $\langle \chi'^2 \rangle \sim L^3$ [1].

Как уже указывалось ранее, величина $\omega = \zeta u' = \zeta \sqrt{\frac{2}{3} E}$ – частота турбулентных пульсаций, где u' – скорость турбулентных пульсаций; $E = \frac{3}{2} \langle u'^2 \rangle$ – энергия турбулентности, приходящаяся на единицу массы среды (атмосферы) [6]. Все координатные компоненты пульсационной скорости приняты одинаковыми. Таким образом, величина

$$\Omega = \frac{\omega}{V} = \zeta \frac{u'}{V} = \zeta \frac{\sqrt{\frac{2}{3} E}}{V} \approx C \frac{\zeta^6}{V},$$

где C – постоянная величина.

Чтобы не усложнять формулы, использовали колмогоровский закон для энергии изотропной турбулентности $E(\zeta) \sim \zeta^{-5/3}$ [3]. Подставляя выражение для Ω в формулу (27), найдем:

$$U_{PP} = \frac{C_1 \zeta^{\frac{13}{6}}}{\Sigma k^2 V} \int_0^{\zeta} \frac{\zeta^3 (J_1(\zeta R))^2}{\sqrt{\zeta^2 - \frac{C^2 \zeta^3}{V^2}}} d\zeta = \quad (28)$$

$$= \frac{C_1 \zeta^{\frac{13}{6}}}{\Sigma k^2} \int_0^{\zeta} \frac{\zeta^{\frac{25}{6}} (J_1(\zeta R))^2}{\sqrt{V^2 \zeta^{\frac{5}{3}} - C^2}} d\zeta,$$

где C_1 – постоянная величина

Рассмотрим реальную ситуацию, которая может возникнуть в тропосфере и стратосфере для средних и коротких волн [2]. Пусть длина радиоволны и масштаб турбулентных пульсации равны между собой $\lambda \approx 10$ м. Следовательно, волновые числа радиосигнала и турбулентных пульсаций $k = \zeta = 0,628 \text{ м}^{-1}$. В этом случае:

$$U_{PP} = \frac{C_1 \zeta^{\frac{1}{6}}}{\pi R^2} \int_0^{\zeta} \frac{\zeta^{\frac{25}{6}} (J_1(\zeta R))^2}{\sqrt{V^2 \zeta^{\frac{5}{3}} - C^2}} d\zeta. \quad (29)$$

На рис. 2 показана зависимость относительной спектральной функции $U_{PP}(V)$. Для расчета принимались следующие значения постоянных: $C = 0,01 \text{ м}^{1/6}/\text{с}$, $C_1 = 100$, радиус антенны $R = 1$ м. Размерность C_1 определяется тем, что

относительная спектральная функция $U_{PP}(V)$ – безразмерная величина.

Как видно из графика, с увеличением скорости атмосферного ветра в плоскости антенны значение спектральной функции $U_{PP}(V)$, а следовательно, и влияние турбулентности на радиосигнал падает. Это связано с тем, что ветер сдувает турбулентные пульсации в плоскости антенны, уменьшая их влияние на принимаемый радиосигнал.

Заключение

Исследование временной корреляционной функции $R_{PP}(\tau)$ потока энергии радиосигнала на координатах X_1 и X_2 , рис. 1, позволило установить ее связь с двухточечным корреляционным моментом, характеризующим флуктуации амплитуды эйконала радиосигнала $B_{\chi\chi}$. С помощью перехода от декартовой системы координат в плоскости антенны к полярной системе координат волновых чисел найдена связь между Фурье спектральной функцией корреляционного момента $F_{\chi\chi}(\mathbf{k}', \tau)$ и представлением функции Бесселя. При этом для Фурье спектральной функции корреляционного момента использовано ранее полученное решение дифференциального уравнения для флуктуаций амплитуды эйконала χ' электромагнитной волны в турбулентной атмосфере на фронте электромагнитной волны на координате приемной антенны.

Применяя обратное преобразование Фурье, прослежена связь между временной спектральной функцией $F_{PP}(\omega)$ и временной корреляционной функцией потока энергии радиосигнала.

Путем исследования корреляционной функции пульсаций показателей преломления при наличии

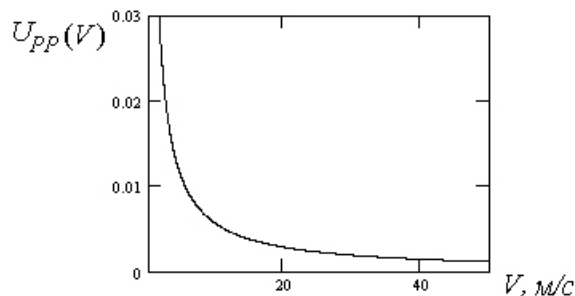


Рис. 2. Зависимость относительной корреляционной функции флуктуаций потока энергии радиосигнала от скорости ветра в атмосфере

Fig. 2. Dependence of the relative correlation function of fluctuations in the radio signal energy flux on wind speed in the atmosphere

ветра B_{nn} выявлена зависимость временной спектральной функции потока энергии радиосигнала $F_{PP}(\omega)$ и скорости ветра в тропосфере в плоскости антенны.

Для Фурье спектральной функции пульсаций волнового числа электромагнитной волны (или трехмерной спектральной функции поля флуктуаций показателя преломления) $F_{nn}(\mathbf{k}', \xi) \sim F(\xi)$ использована модель турбулентности, отражающая инерционную область турбулентности, в которой поток энергии от более крупных турбулентных вихрей к более мелким определяется вязкой диссипацией самых мелких вихрей. Это позволило найти зависимость относительной спектральной функции потока энергии радиосигнала $U_{PP}(V)$ от скорости ветра, имеющего направление в плоскости антенны, т. е. поперек направления радиосигнала. Расчет показывает, что такой ветер сдувает турбулентные вихри в плоскости антенны, улучшая качество принимаемого радиосигнала.

Список литературы

1. Монин А.С., Яглом А.М. Статистическая гидромеханика. Т. 2. М.: Наука, 1967. 720 с.
2. Мерцание радиосигнала за счет турбулентности атмосферы / Д.С. Ключев [и др.] // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2023. Т. 26, № 3. С. 11–19. DOI: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2023.26.3.11-19>
3. 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>
4. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров. М.: Наука, 1970. С. 667.
5. Левич В.Г. Курс теоретической физики. Т. 1. М.: Физматгиз, 1962. С. 681.
6. Хинце И.О. Турбулентность. Ее механизм и теория. М.: Изд-во физмат. литературы, 1963. С. 89.

Информация об авторах

Ключев Дмитрий Сергеевич, доктор физико-математических наук, профессор, заведующий кафедрой радиоэлектронных систем Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики, г. Самара, Россия. Автор более 250 научных работ.

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

E-mail: klyuevd@yandex.ru

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

Волобуев Андрей Николаевич, доктор технических наук, профессор кафедры медицинской физики, математики и информатики Самарского государственного медицинского университета, г. Самара, Россия. Автор более 400 научных работ.

Область научных интересов: биофизика, радиофизика.

E-mail: volobuev47@yandex.ru

ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-8624-6981>

Адыширин-Заде Каира Алимовна, кандидат педагогических наук, доцент кафедры медицинской физики, математики и информатики Самарского государственного медицинского университета, г. Самара, Россия. Автор более 50 научных работ.

Область научных интересов: биофизика, радиофизика.

E-mail: adysirinzade67@gmail.com

ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-3641-3678>

Антипова Татьяна Александровна, кандидат физико-математических наук, доцент кафедры медицинской физики, математики и информатики Самарского государственного медицинского университета, г. Самара, Россия. Автор более 50 научных работ.

Область научных интересов: биофизика, радиофизика.

E-mail: antipovata81@gmail.com

ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-5499-2170>

Александрова Наталья Николаевна, старший преподаватель кафедры медицинской физики, математики и информатики Самарского государственного медицинского университета, г. Самара, Россия. Автор более 15 научных работ.

Область научных интересов: биофизика, радиофизика.

E-mail: grecova71@mail.ru

ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-5958-3851>

Physics of Wave Processes and Radio Systems

2027, vol. 27, no. 2, pp. 22–29

DOI 10.18469/1810-3189.2024.27.2.22-29

UDC 532.537

Original Research

Received 18 October 2023

Accepted 20 November 2023

Published 29 June 2024

Influence of atmospheric wind on the propagation of radio waves

Dmitriy S. Klyuev¹ , Andrey N. Volobuev² , Kaira A. Adyshirin-Zade² ,
Tatyana A. Antipova² , Natalia N. Aleksandrova² 

¹ Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics

23, L. Tolstoy Street,

Samara, 443010, Russia

² Samara State Medical University

89, Chapayevskaya Street,

Samara, 443099, Russia

Abstract – Background. It is necessary to study the influence of the physical characteristics of the atmosphere, in particular, wind on atmospheric turbulence and, consequently, on the characteristics of the radio signal it is shown. **Aim.** The dependence of the time-spectral function of the radio signal energy flux on the wind speed in the troposphere in the antenna plane is found. **Methods.** A method of transition from the Cartesian coordinate system in the antenna plane to the polar coordinate system of wave numbers has been developed. Based on this method the relationship between the Fourier spectral function of the correlation moment and the representation of the Bessel function is found. For the Fourier spectral function of the correlation moment, the previously obtained solution of the differential equation for the fluctuations of the eikonal amplitude of electromagnetic wave in a turbulent atmosphere at the front of the electromagnetic wave at the coordinate of the receiving antenna is used. Using the inverse Fourier transform the relationship between the time-spectral function of the radio signal energy flux and the time-correlation function of this flux is found. **Results.** Based on the study of the time-correlation function of the radio signal energy flow its relationship with the two-point correlation moment characterizing the fluctuations of the eikonal amplitude of the radio signal is found. To analyze the effect of wind, a turbulence model was used, reflecting the inertial turbulence interval, in which the energy flow from larger turbulent vortices to smaller vortices is determined by the viscous dissipation of the smallest vortices. **Conclusion.** Numerical calculations have shown that such a wind in the antenna plane blows away turbulent vortices in this plane, bettering the quality of the received radio signal.

Keywords – radio signal; atmospheric turbulence; atmospheric wind; time-correlation function; coordinate system of wave numbers; Fourier-spectral functions.

References

1. A. S. Monin and A. M. Yaglom, *Statistical Hydromechanics*, vol. 2. Moscow: Nauka, 1967. (In Russ.)
2. D. S. Klyuev et al., “Flickering of a radio-signal due to an atmospheric turbulence,” *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 26, no. 3, pp. 11–19, 2023, doi: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2023.26.3.11-19>. (In Russ.)
3. D. S. Klyuev et al., “Occurrence of fluctuations in the amplitude and phase of the radio signal 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.)
4. G. Korn and T. Korn, *Handbook of Mathematics for Scientists and Engineers*. Moscow: Nauka, 1970. (In Russ.)
5. V. G. Levich, *Course of Theoretical Physics*, vol. 1. Moscow: Fizmatgiz, 1962. (In Russ.)
6. I. O. Khintse, *Turbulence. Its Mechanism and Theory*. Moscow: Izd-vo fizmat. literatury, 1963. (In Russ.)

Information about the Authors

Dmitriy S. Klyuev, Doctor of Physical and Mathematical Sciences, head of the Department of Radioelectronic Systems, Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics, Samara, Russia. Author of over 250 scientific papers.

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

E-mail: klyuevd@yandex.ru

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

Andrey N. Volobuev, Doctor of Technical Sciences, professor of the Department of Medical Physics, Mathematics and Informatics, Samara State Medical University, Samara, Russia. Author of over 400 scientific papers.

Research interests: biophysics, radiophysics.

E-mail: volobuev47@yandex.ru

ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-8624-6981>

Kaira A. Adyshirin-Zade, Candidate of Pedagogical Sciences, associate professor of the Department of Medical Physics, Mathematics and Informatics, Samara State Medical University, Samara, Russia. Author of over 50 scientific papers.

Research interests: biophysics, radiophysics.

E-mail: adysirinzade67@gmail.com

ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-3641-3678>

Tatyana A. Antipova, Candidate of Physics and Mathematics Sciences, associate professor of the Department of Medical Physics, Mathematics and Informatics, Samara State Medical University, Samara, Russia. Author of over 50 scientific papers.

Research interests: physics, radiophysics.

E-mail: antipovata81@gmail.com

ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-5499-2170>

Natalia N. Aleksandrova, senior lecturer of the Department of Medical Physics Mathematics and Informatics, Samara State Medical University, Samara, Russia. Author of over 15 scientific papers.

Research interests: biophysics, radiophysics.

E-mail: grecova71@mail.ru

ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-5958-3851>

Моделирование отражения электромагнитной волны от влажной почвы с учетом дисперсии, гетерогенности и шероховатости поверхности

Д.Н. Панин , О.В. Осипов 

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

Аннотация – Обоснование. Учет температуры, состава почвы, шероховатости поверхности и зависимость эффективной диэлектрической проницаемости от частоты позволяет более точно оценивать влажность почвы и другие важные параметры, что может быть использовано в различных областях, таких как сельское хозяйство, геология, экология и гидрология. **Цель.** В данной работе проводится расчет отражения электромагнитной волны линейной поляризации от влажной почвы с учетом физических факторов: гетерогенности структуры почвы, шероховатости поверхности и дисперсии. **Методы.** На основе гетерогенной математической модели влажной почвы, учитывающей дисперсию диэлектрической проницаемости воды и шероховатость поверхности, выводятся выражения для комплексных коэффициентов отражения электромагнитной волны вертикальной и горизонтальной поляризации. **Результаты.** В качестве объекта исследования выбрана модель рыхлой влажной почвы со среднеквадратичным отклонением шероховатостей на поверхности. Проведен анализ частотных, угловых характеристик модулей коэффициентов отражения при фиксированном уровне влажности почвы. **Заключение.** Полученные в результате расчетов данные являются ценным инструментом для дальнейшего улучшения методов дистанционного зондирования Земли и способствуют развитию новых технологий мониторинга почвенных параметров с использованием беспилотных летательных аппаратов, что открывает перспективы для более точного и эффективного анализа состояния земельных ресурсов и экосистем.

Ключевые слова – метаматериал; электромагнитная волна; влажность почвы; коэффициент отражения; гетерогенная модель; дистанционное зондирование Земли; шероховатость поверхности; дисперсия.

Введение

В связи с ускоренным ростом технологических процессов производства сельскохозяйственной индустрии появляется необходимость в измерении влажности почвы дистанционным способом в режиме реального времени [1; 2]. Существующие методы определения влажности почвы в основном являются контактными и имеют различную трудоемкость и погрешность [3]. Для дистанционных оценок влажности почвы широко используются данные радиолокаторов с синтезированной апертурой, которые позволяют оценить влагосодержание в почве [4; 5]. Однако такие оценки могут сталкиваться с трудностями из-за различных факторов, таких как неоднородный состав почвы, влияние температуры и растительного покрова. Для улучшения точности и достоверности оценок влажности почвы предлагается новый подход, основанный на математической модели влажной почвы с использованием концепции искусственных метаматериалов [6–8]. В данной работе рассматривается адаптация модели метаматериала на влажную почву, где сухая почва выступает контейнером, а включения – областями с неизвест-

ной влажностью. Целью построения такой математической модели является анализ отражения электромагнитной волны от влажной почвы с учетом дисперсии и шероховатости поверхности. Для этого применена гетерогенная модель Максвелла-Гарнетта [9], учитывающая дисперсию диэлектрической проницаемости воды в почве. Использование подобных математических моделей может значительно улучшить эффективность дистанционного зондирования влажности почвы и предоставить более точные данные для сельскохозяйственных процессов.

1. Гетерогенная математическая модель комплексной диэлектрической проницаемости влажной почвы с учетом дисперсии

Влажная почва рассматривается как гетерогенная среда, состоящая из твердой матрицы (сухая почва) с порами, заполненными водой (рис. 1). Комплексная диэлектрическая проницаемость (КДП) сухой почвы ϵ_c может быть рассмотрена как проницаемость твердой матрицы, которая является постоянной для определенного типа по-

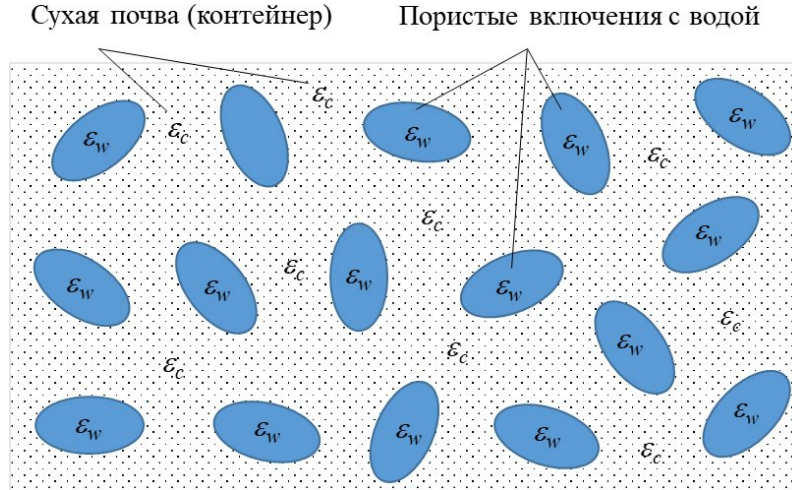


Рис. 1. Влажная почва как двухкомпонентная гетерогенная система
Fig. 1. Wet soil as a two-component heterogeneous system

чвы. КДП чистой воды ϵ_w , однако, зависит как от частоты f , так и от температуры T .

Выражение для эффективной КДП влажной почвы на основе гетерогенной модели Максвелла Гарнетта можно записать в следующем виде:

$$\epsilon_{эфф}(f, T, W) = \epsilon_c \frac{1 + 2\alpha(W)\epsilon_x(f, T)}{1 - \alpha(W)\epsilon_x(f, T)}; \quad (1)$$

$$\epsilon_x(f, T) = \frac{\epsilon_w(f, T) - \epsilon_c}{\epsilon_w(f, T) + 2\epsilon_c},$$

где $\alpha = W\rho_{dw}$ – концентрация влажных компонент в почве; W – влажность почвы; ρ_{dw} – нормированная плотность сухой почвы.

КДП чистой воды в общем виде описывается выражением

$$\epsilon_w(f, T) = \epsilon'_w(f, T) - j\epsilon''_w(f, T), \quad (2)$$

где $\epsilon'_w(f, T)$ – вещественная часть КДП воды; $\epsilon''_w(f, T)$ – мнимая часть КДП воды; j – мнимая единица.

Далее для компактности записи формул будем использовать упрощенные обозначения вещественной и мнимой частей КДП, полагая их зависимость от частоты и температуры: ϵ'_w , ϵ''_w .

Явный вид выражений для вещественной и мнимой части КДП чистой воды приведен в рекомендациях МСЭ [10] и записывается как

$$\epsilon'_w = \frac{\epsilon_s - \epsilon_1}{1 + \Omega_1^2} + \frac{\epsilon_1 - \epsilon_\infty}{1 + \Omega_2^2} + \epsilon_\infty; \quad (3)$$

$$\epsilon''_w = \frac{\Omega_1(\epsilon_s - \epsilon_1)}{1 + \Omega_1^2} + \frac{\Omega_2(\epsilon_1 - \epsilon_\infty)}{1 + \Omega_2^2}, \quad (4)$$

где

$$\Omega_1 = f/f_1; \quad \Omega_2 = f/f_2; \quad \epsilon_s = 77,66 + 103,3\beta;$$

$$\epsilon_1 = 0,0671\epsilon_s; \quad \epsilon_\infty = 3,52 - 7,52\beta;$$

$$\beta = 300/(T + 273,15) - 1,$$

а f_1 и f_2 – частоты релаксации Дебая, ГГц:

$$f_1 = 20,20 - 146,4\beta + 316\beta^2; \quad f_2 = 39,8f_1. \quad (5)$$

2. Отражение плоской электромагнитной волны от границы раздела «воздух – почва» при учете шероховатости поверхности

Рассмотрим задачу о наклонном падении плоской электромагнитной волны линейной поляризации на границу раздела «воздух – почва» с учетом шероховатости поверхности. Геометрия задачи приведена на рис. 2. Волна падает на границу раздела под углом θ . Область 1 представляет собой вакуум с проницаемостями $\epsilon_1 = 1$, $\mu_1 = 1$. Влажная почва (область 2) описывается материальными параметрами $\epsilon_{эфф}(f, T, W)$ и $\mu_2 = 1$. Для простоты обозначим эффективную диэлектрическую проницаемость влажной почвы как $\epsilon_{эфф}$.

Для учета шероховатости поверхности почвы была использована модель, предложенная в [11], в соответствии с которой коэффициенты отражения для волн горизонтальной R_e и вертикальной R_h поляризации вычисляются по формулам:

$$R_e = \frac{\cos\theta - \sqrt{\epsilon_{эфф} - \sin^2(\theta)}}{\cos\theta + \sqrt{\epsilon_{эфф} - \sin^2(\theta)}} \Psi(h, \theta); \quad (6)$$

$$R_h = \frac{\epsilon_{эфф} \cos\theta - \sqrt{\epsilon_{эфф} - \sin^2(\theta)}}{\epsilon_{эфф} \cos\theta + \sqrt{\epsilon_{эфф} - \sin^2(\theta)}} \Psi(h, \theta), \quad (7)$$

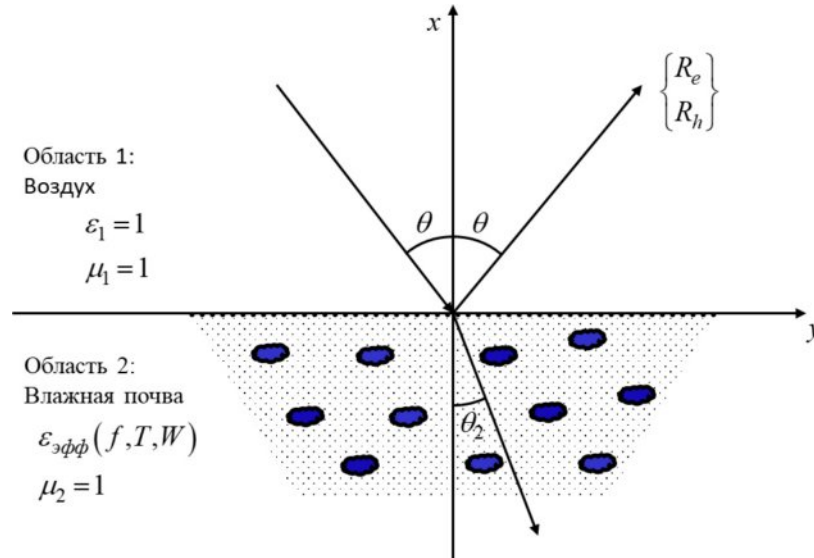


Рис. 2. Геометрия задачи
Fig. 2. Geometry of the problem

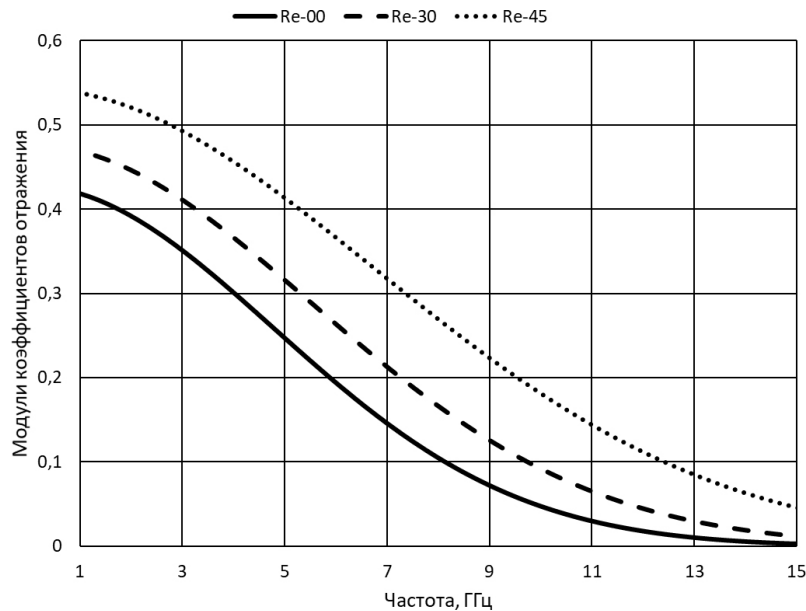


Рис. 3. Зависимости модулей коэффициентов отражения электромагнитной волны горизонтальной поляризации от частоты при различных углах падения
Fig. 3. Dependences of the absolute values of the reflection coefficients of an electromagnetic wave of horizontal polarization on frequency at different angles of incidence

где $\Psi(h, \theta) = \exp\left(-\frac{1}{2}h \cos^2 \theta\right)$.

В формулах (6) и (7), h – параметр шероховатости, который определяется следующим образом:

$$h = 4\sigma^2 \left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)^2, \quad (8)$$

где λ – длина электромагнитной волны; σ – среднеквадратичное отклонение шероховатостей на поверхности почвы.

Согласно [12], принимается: для слабо шероховатой поверхности $\sigma < 0,2$ см, для поверхности со

средней шероховатостью $0,2 \text{ см} \leq \sigma \leq 1 \text{ см}$, а для сильно шероховатой поверхности $\sigma > 1 \text{ см}$. Рассчитанные по формулам (6) и (7) значения коэффициентов отражения электромагнитной волны от почвы сравнивались с экспериментальными результатами, приведенными в работах [13; 14]. Существует хорошее соответствие теоретических зависимостей и экспериментальных значений коэффициентов отражений влажных и мерзлых почв на разных частотах, при различных влажностях почвы.

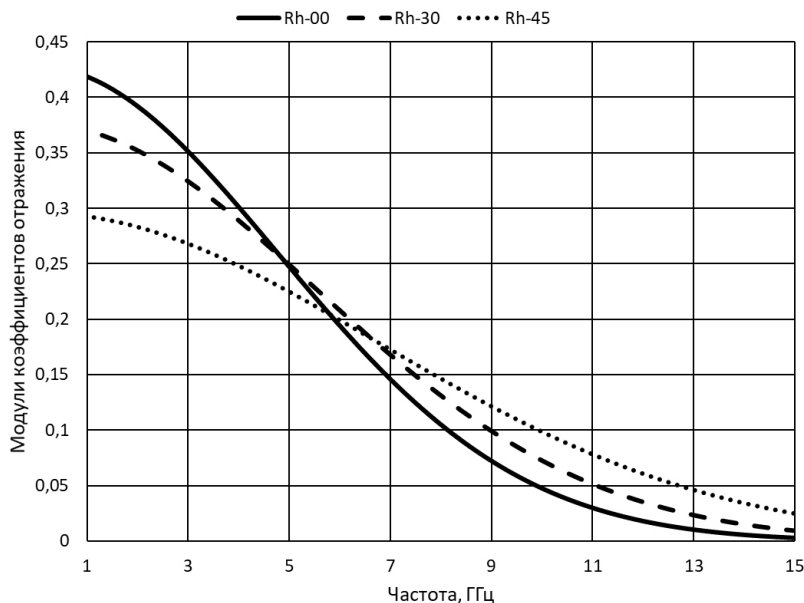


Рис. 4. Зависимости модулей коэффициентов отражения электромагнитной волны вертикальной поляризации от частоты при различных углах падения
 Fig. 4. Dependences of the modules of the reflection coefficients of an electromagnetic wave of vertical polarization on frequency at different angles of incidence

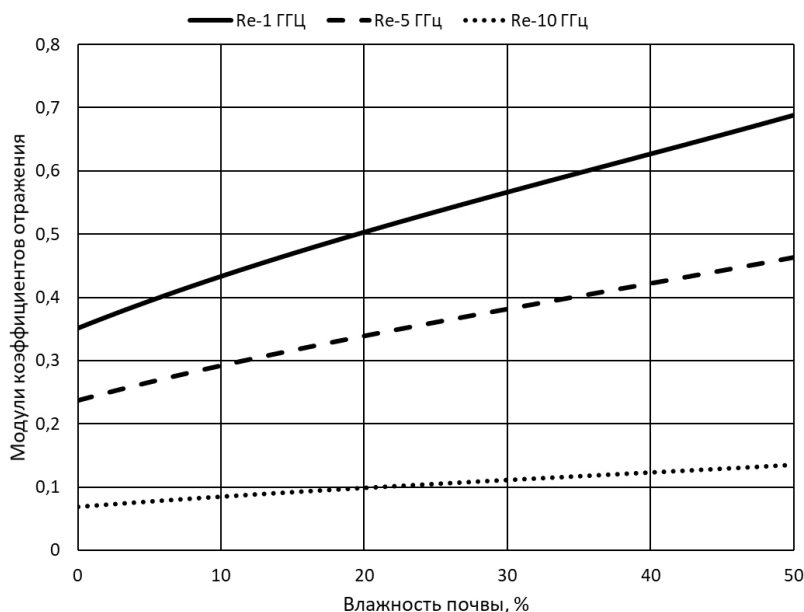


Рис. 5. Зависимости модулей коэффициентов отражения электромагнитной волны горизонтальной поляризации от влажности почвы на различных частотах
 Fig. 5. Dependences of the modules of the reflection coefficients of an electromagnetic wave of horizontal polarization on soil moisture at various frequencies

3. Результаты расчетов

В ходе расчетов рассмотрена модель рыхлой почвы $\rho_{dw} = 1,5$ (илистый суглинок) со средне-квадратичным отклонением шероховатостей на поверхности почвы $\sigma > 0,5$ см и температурой $T = 20$ °С. КДП проницаемость сухой почвы $\epsilon_c = 3,556 - j0,361$. На рис. 3 и 4 представлены графики расчетов модулей коэффициентов отражения плоской электромагнитной волны горизонталь-

ной и вертикальной поляризации в зависимости от частоты зондирующего излучения при фиксированном значении влажности почвы $W = 15$ % и углах падения: $\theta = 0^\circ$ – сплошная линия, $\theta = 30^\circ$ – пунктирная линия, $\theta = 45^\circ$ – точечная линия. Расчеты проведены в диапазоне частот от 1 до 15 ГГц.

Из графика на рис. 3 видно, что уровень отражения в случае горизонтальной поляризации растет с увеличением угла падения. Однако для случая

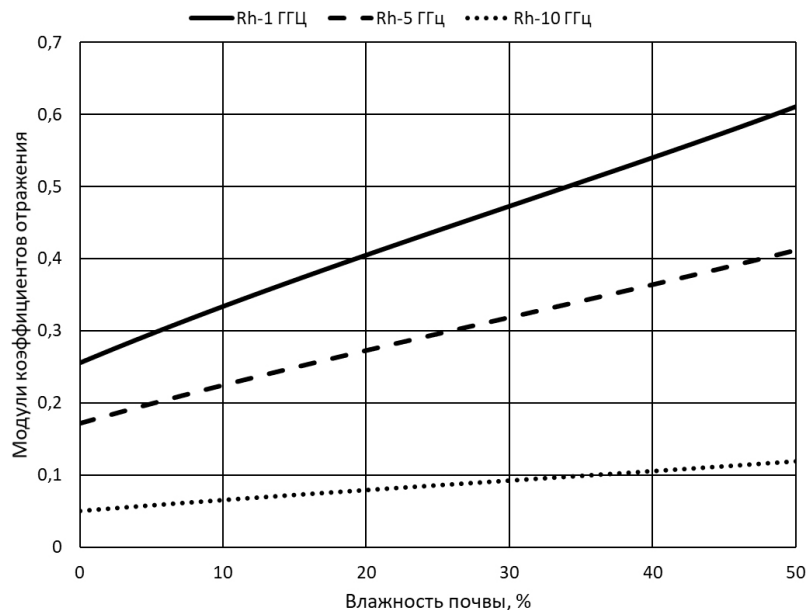


Рис. 6. Зависимости модулей коэффициентов отражения электромагнитной волны вертикальной поляризации от влажности почвы на различных частотах

Fig. 6. Dependences of the modules of the reflection coefficients of an electromagnetic wave of vertical polarization on soil moisture at various frequencies

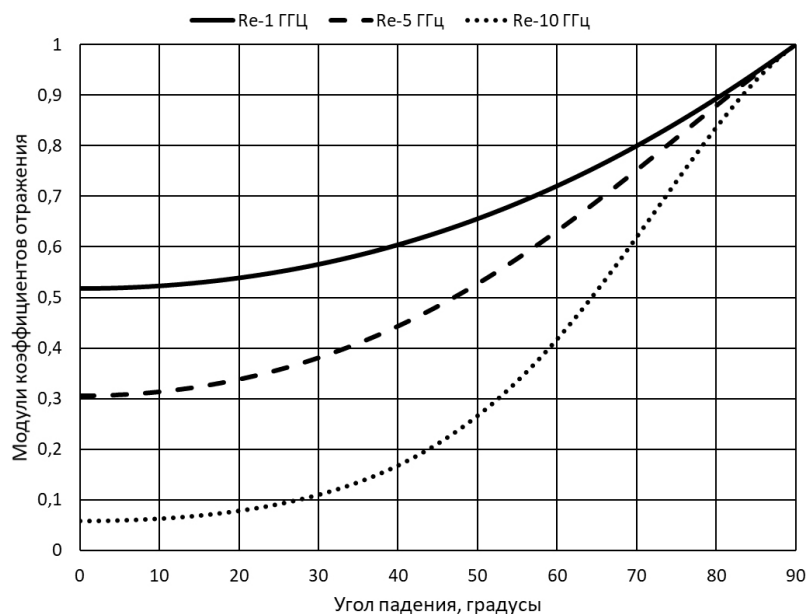


Рис. 7. Зависимости модулей коэффициентов отражения электромагнитной волны горизонтальной поляризации от угла падения на различных частотах

Fig. 7. Dependences of the absolute values of the reflection coefficients of an electromagnetic wave of horizontal polarization on the angle of incidence at various frequencies

вертикальной поляризации в интересующем нас диапазоне частот от 1 до 6 ГГц уровень отражения с увеличением угла падения убывает.

На рис. 5 и 6 представлены графики расчетов модулей коэффициентов отражения плоской электромагнитной волны горизонтальной и вертикальной поляризации в зависимости от влажности почвы при фиксированном значении угла падения $\theta = 30^\circ$ и частотах: 1 ГГц – сплошная ли-

ния, 5 ГГц – пунктирная линия, 10 ГГц – точечная линия.

Расчеты проведены в диапазоне изменения влажности почвы до 50 %. Из графиков, представленных на рис. 5, 6, видно, что с увеличением влажности почвы уровень отражения плавно возрастает.

На рис. 7 и 8 представлены графики расчетов модулей коэффициентов отражения плоской

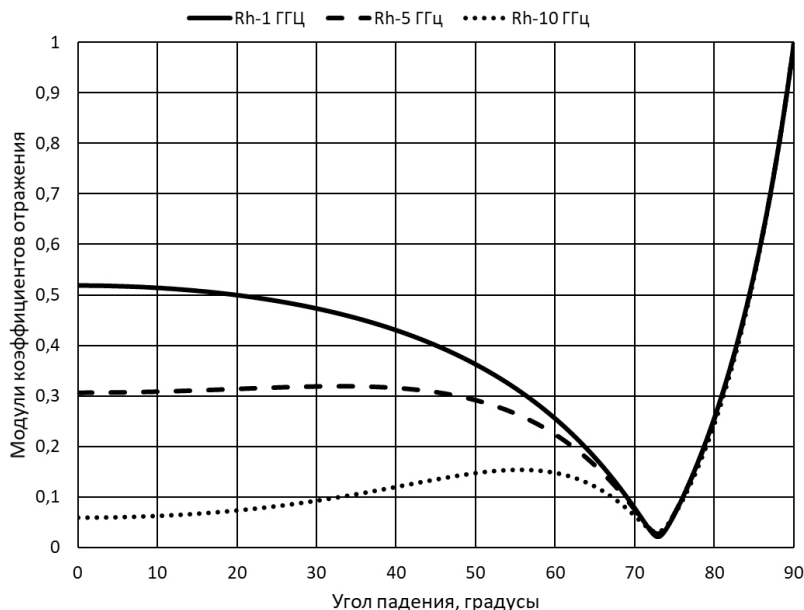


Рис. 8. Зависимости модулей коэффициентов отражения электромагнитной волны вертикальной поляризации от угла падения на различных частотах
Fig. 8. Dependences of the modules of the reflection coefficients of an electromagnetic wave of vertical polarization on the angle of incidence at various frequencies

электромагнитной волны горизонтальной и вертикальной поляризации в зависимости от угла падения при фиксированном значении влажности почвы $W = 30\%$ и частотах: 1 ГГц – сплошная линия, 5 ГГц – пунктирная линия, 10 ГГц – точечная линия.

Из графиков, представленных на рис. 7, 8, видно, что в случае горизонтальной поляризации с увеличением угла падения наблюдается рост уровня отражения электромагнитной волны, а в случае вертикальной поляризации отчетливо видно явление Брюстера при угле падения 74° .

Заключение

Полученные в работе результаты расчетов коэффициентов отражения электромагнитной волны от влажной почвы являются ценной информацией

для различных областей науки и промышленности. Они могут быть использованы для определения оптимального режима полива растений, контроля за водоотводными системами, разработки систем автоматизированного управления влажностью почвы в тепличном хозяйстве. Кроме того, эти данные могут быть полезны для экологов при изучении влияния влажности почвы на растительный покров и животный мир, а также для геологов при исследовании состава и структуры грунта. Результаты расчетов также могут быть применены для дистанционного зондирования земной поверхности с помощью беспилотных летательных аппаратов (БПЛА). Это открывает новые возможности для проведения мониторинга исследований почв и влажности земельных участков, а также оценки состояния экосистем.

Список литературы

1. Soil moisture retrieval from remote sensing measurements: Current knowledge and directions for the future / Z.-L. Li [et al.] // *Earth-Science Reviews*. 2021. Vol. 218. P. 103673. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.earscirev.2021.103673>
2. A global near-real-time soil moisture index monitor for food security using integrated SMOS and SMAP / S. Sadri [et al.] // *Remote Sensing of Environment*. 2020. Vol. 246. P. 111864. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.rse.2020.111864>
3. Walker J.P., Willgoose G.R., Kalma J.D. In situ measurement of soil moisture: a comparison of techniques // *Journal of Hydrology*. 2004. Vol. 293, no. 1. P. 85–99. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.jhydrol.2004.01.008>
4. Surface soil moisture estimation at high spatial resolution by fusing synthetic aperture radar and optical remote sensing data / N. Chen [et al.] // *Journal of Applied Remote Sensing*. 2020. Vol. 14, no. 2. P. 024508. DOI: <https://doi.org/10.1117/1.JRS.14.024508>
5. Saline soil moisture mapping using Sentinel-1A synthetic aperture radar data and machine learning algorithms in humid region of China's east coast / J. Wang [et al.] // *Catena*. 2022. Vol. 213. P. 106189. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.catena.2022.106189>
6. Панин Д.Н., Осипов О.В., Безлюдников К.О. Расчет отражений плоской электромагнитной волны линейной поляризации от границы раздела «воздух – влажная почва» на основе гетерогенных моделей Максвелла-Гарнетта и Бруггемана //

- Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2022. Т. 25, № 2. С. 22–27. DOI: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2022.25.2.22-27>
7. Разработка математической модели кирального метаматериала на основе цилиндрических спиральных элементов с учетом дисперсии и концентрации / И.Ю. Бучнев [и др.] // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2023. Т. 26, № 2. С. 36–47. DOI: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2023.26.2.36-47>
 8. Исследование антенных комплексов с использованием киральных метаматериалов и фрактальной геометрии излучателей для систем МИМО / А.Н. Беспалов [и др.] // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2020. Т. 23, № 4. С. 97–110. DOI: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2020.23.4.97-110>
 9. Scattering of electromagnetic waves by helices and application to the modelling of chiral composites. II. Maxwell Garnett treatment / F. Guerin [et al.] // Journal of Physics D: Applied Physics. 1995. Vol. 28, no. 4. P. 643. DOI: <https://doi.org/10.1088/0022-3727/28/4/005>
 10. Рекомендация МСЭ-Р P.527-4 от 06/2017. Электрические характеристики земной поверхности. Серия Р. Распространение радиоволн. 2017.
 11. Effect of surface roughness on the microwave emission from soils / B.J. Choudhury [et al.] // Journal of Geophysical Research: Oceans. 1979. Vol. 84, no. C9. P. 5699–5706. DOI: <https://doi.org/10.1029/JC084iC09p05699>
 12. Schmugge T.J. Effect of texture on microwave emission from soils // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing. 1980. Vol. GE-18, no. 4. P. 353–361. DOI: <https://doi.org/10.1109/TGRS.1980.350313>
 13. Jackson T.J., O'neill P.E. Salinity effects on the microwave emission of soils // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing. 1987. Vol. GE-25, no. 2. P. 214–220. DOI: <https://doi.org/10.1109/TGRS.1987.289820>
 14. Влияние влажности и засоленности на радиоизлучение мерзлых почв в СВЧ-диапазоне / С.А. Комаров [и др.] // Исследование Земли из космоса. 1995. № 2. С. 22–30. URL: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=12753101>

Информация об авторах

Панин Дмитрий Николаевич, кандидат физико-математических наук, заведующий кафедрой теоретических основ радиотехники и связи Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики, г. Самара, Россия
Область научных интересов: теория волновых процессов и компьютерное моделирование в радиофизике.

E-mail: d.panin@psuti.ru

ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-0598-8591>

SPIN-код (eLibrary): 9999-0844

AuthorID (eLibrary): 649577

ResearcherID (WoS): AAT-1882-2020

Осипов Олег Владимирович, доктор физико-математических наук, заведующий кафедрой высшей математики Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики, г. Самара, Россия.

Область научных интересов: электродинамика метаматериалов, антенны и устройства СВЧ, нелинейная оптика.

E-mail: o.osipov@psuti.ru

ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-2125-9228>

SPIN-код (eLibrary): 2741-3794

AuthorID (eLibrary): 34872

ResearcherID (WoS): B-7134-2018

Physics of Wave Processes and Radio Systems

2027, vol. 27, no. 2, pp. 30–37

DOI [10.18469/1810-3189.2024.27.2.30-37](https://doi.org/10.18469/1810-3189.2024.27.2.30-37)

UDC 532.537

Original Research

Received 1 March 2024

Accepted 2 April 2024

Published 29 June 2024

Modeling of electromagnetic wave reflection from wet soil taken into account of dispersion, heterogeneity and surface roughness

Dmitry N. Panin , Oleg V. Osipov 


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

Abstract – Background. Taking into account temperature, soil composition, surface roughness and the dependence of effective dielectric constant on frequency allows a more accurate assessment of soil moisture and other important parameters, which can be used in various fields such as agriculture, geology, ecology and hydrology. **Aim.** In this work, we calculate the reflection of a linearly polarized electromagnetic wave from wet soil, taking into account such physical factors as heterogeneity of soil structure, surface roughness and dispersion. **Methods.** Based on a heterogeneous mathematical model of wet soil, taking

into account the dispersion of the dielectric constant of water and surface roughness, expressions are derived for the complex reflection coefficients of electromagnetic waves of vertical and horizontal polarization. **Results.** The model of loose wet soil with the standard deviation of roughness on the surface was chosen as the object of study. An analysis of the frequency and angular characteristics of the modules of the reflection coefficients was carried out at a fixed level of soil moisture. **Conclusion.** The data obtained as a result of the calculations is a valuable tool for further improving methods of remote sensing of the Earth and contributes to the development of new technologies for monitoring soil parameters using unmanned aerial vehicles, which opens up prospects for more accurate and efficient analysis of the state of land resources and ecosystems.

Keywords – metamaterial; electromagnetic wave; soil moisture; reflection coefficient; heterogeneous model; Earth remote sensing; surface roughness; dispersion.

✉ d.panin@psuti.ru (Dmitry N. Panin)

 © Dmitry N. Panin, Oleg V. Osipov, 2024

References

1. Z.-L. Li et al., “Soil moisture retrieval from remote sensing measurements: Current knowledge and directions for the future,” *Earth-Science Reviews*, vol. 218, p. 103673, 2021, doi: <https://doi.org/10.1016/j.earscirev.2021.103673>.
2. S. Sadri et al., “A global near-real-time soil moisture index monitor for food security using integrated SMOS and SMAP,” *Remote Sensing of Environment*, vol. 246, p. 111864, 2020, doi: <https://doi.org/10.1016/j.rse.2020.111864>.
3. J. P. Walker, G. R. Willgoose, and J. D. Kalma, “In situ measurement of soil moisture: a comparison of techniques,” *Journal of Hydrology*, vol. 293, no. 1, pp. 85–99, 2004, doi: <https://doi.org/10.1016/j.jhydrol.2004.01.008>.
4. N. Chen et al., “Surface soil moisture estimation at high spatial resolution by fusing synthetic aperture radar and optical remote sensing data,” *Journal of Applied Remote Sensing*, vol. 14, no. 2, p. 024508, 2020, doi: <https://doi.org/10.1117/1.JRS.14.024508>.
5. J. Wang et al., “Saline soil moisture mapping using Sentinel-1A synthetic aperture radar data and machine learning algorithms in humid region of China’s east coast,” *Catena*, vol. 213, p. 106189, 2022, doi: <https://doi.org/10.1016/j.catena.2022.106189>.
6. D. N. Panin, O. V. Osipov, and K. O. Bezlyudnikov, “The calculation of reflections of linear polarization plane electromagnetic wave from the boundary of the «air – wet soil» based on heterogeneous Maxwell Garnett and Brugheman models,” *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 25, no. 2, pp. 22–27, 2022, doi: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2022.25.2.22-27>. (In Russ.)
7. I. Yu. Buchnev et al., “Development of a mathematical model of a chiral metamaterial based on a cylindrical helical elements accounting for the dispersion and concentration of elements,” *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 26, no. 2, pp. 36–47, 2023, doi: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2023.26.2.36-47>. (In Russ.)
8. A. N. Bespalov et al., “Research of antenna complexes using chiral metamaterials and fractal geometry of radiators for MIMO systems,” *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 23, no. 4, pp. 97–110, 2020, doi: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2020.23.4.97-110>. (In Russ.)
9. F. Guerin et al., “Scattering of electromagnetic waves by helices and application to the modelling of chiral composites. II. Maxwell Garnett treatment,” *Journal of Physics D: Applied Physics*, vol. 28, no. 4, p. 643, 1995, doi: <https://doi.org/10.1088/0022-3727/28/4/005>.
10. Recommendation ITU-R P.527-4 dated 06/2017. Electrical characteristics of the earth’s surface. Series R. Radio wave propagation, 2017. (In Russ.)
11. B. J. Choudhury et al., “Effect of surface roughness on the microwave emission from soils,” *Journal of Geophysical Research: Oceans*, vol. 84, no. C9, pp. 5699–5706, 1979, doi: <https://doi.org/10.1029/JC084iC09p05699>.
12. T. J. Schmugge, “Effect of texture on microwave emission from soils,” *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. GE-18, no. 4, pp. 353–361, 1980, doi: <https://doi.org/10.1109/TGRS.1980.350313>.
13. T. J. Jackson and P. E. O’neill, “Salinity effects on the microwave emission of soils,” *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. GE-25, no. 2, pp. 214–220, 1987, doi: <https://doi.org/10.1109/TGRS.1987.289820>.
14. S. A. Komarov et al., “The influence of humidity and salinity on radio emission of frozen soils in the microwave range,” *Issledovanie Zemli iz kosmosa*, no. 2, pp. 22–30, 1995, url: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=12753101>. (In Russ.)

Information about the Authors

Dmitry N. Panin, Candidate of Physical and Mathematical Sciences, head of the Department of Theoretical Foundations of Radio Engineering and Communication, Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics, Samara, Russia.

Research interests: theory of wave processes and computer modeling in radiophysics.

E-mail: d.panin@psuti.ru

ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-0598-8591>

SPIN-code (eLibrary): 9999-0844

AuthorID (eLibrary): 649577

ResearcherID (WoS): AAT-1882-2020

Oleg V. Osipov, Doctor of Physical and Mathematical Sciences, head of the Department of Higher Mathematics, Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics, Samara, Russia.

Research interests: electrodynamics of metamaterials, antennas and microwave devices, nonlinear optics.

E-mail: o.osipov@psuti.ru

ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-2125-9228>

SPIN-code (eLibrary): 2741-3794

AuthorID (eLibrary): 34872

ResearcherID (WoS): B-7134-2018

Удвоенное обращение волнового фронта при шестиволновом взаимодействии на керровской нелинейности в волноводе с бесконечно проводящими поверхностями

В.В. Ивахник, Д.Р. Капизов, В.И. Никонов

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

Аннотация – Обоснование. Генерация волны с удвоенным обращенным волновым фронтом в многомодовых волноводах повышает эффективность шестиволновых преобразователей излучения, расширяет возможности их использования в задачах адаптивной оптики, преобразования сложных пространственно неоднородных волн. **Цель.** Проанализировано качество удвоенного обращения волнового фронта при шестиволновом взаимодействии в волноводе с бесконечно проводящими поверхностями с керровской нелинейностью при отношении волновых чисел волн накачки, равном 2 и 0,5, и условии, что одна из волн накачки возбуждает нулевую моду волновода, а распределение амплитуды другой волны накачки на грани волновода описывается гауссовой функцией. **Методы.** Численными методами изучено влияние параметров волн накачки на полуширину и контраст модуля амплитуды объектной волны. В качестве сигнальной использована волна от точечного источника, расположенного на передней грани волновода. **Результаты.** Получены зависимости полуширины и контраста модуля амплитуды объектной волны от соотношения между шириной волновода и шириной гауссовой волны накачки. **Заключение.** Показано, что максимальное изменение характеристик волны с удвоенным обращенным волновым фронтом наблюдается при изменении ширины гауссовых волн накачки в диапазоне от 0,3 до 2 полуширин волновода.

Ключевые слова – шестиволновой преобразователь излучения; удвоенное обращение волнового фронта; керровская нелинейность.

Введение

Наличие в среде нелинейной восприимчивости пятого порядка позволяет при реализации шестиволнового взаимодействия вида $\omega_1 + \omega_1 - \omega_1 - \omega_1 + \omega_2 = \omega_2$ получить волну, комплексная амплитуда которой пропорциональна квадрату комплексно сопряженной амплитуды сигнальной волны (волны с удвоенным обращенным волновым фронтом (УОВФ)) [1–2]. Генерация волны с УОВФ расширяет возможности использования шестиволновых преобразователей излучения в задачах коррекции фазовых искажений, преобразования сложных пространственно неоднородных волн и т. д. [3].

С целью увеличения эффективности многоволновых преобразователей целесообразно от рассмотрения взаимодействия в неограниченных по поперечным размерам средах перейти к исследованию взаимодействия в волноводах [4–6]. При этом, когда речь идет о преобразовании сложных пространственно неоднородных полей, всегда встает вопрос о качестве преобразования, то есть о соответствии комплексных амплитуд сигнальной волны и волны с удвоенным обращенным волновым фронтом [7–8].

В настоящей работе анализируется влияние на качество УОВФ при шестиволновом взаимодействии в волноводе с бесконечно проводящими поверхностями, заполненном средой с керровской нелинейностью, пространственной структуры волн накачки при условии, что отношение волновых чисел волн накачки кратно целому или полуцелому числам.

1. Основная часть

Пусть в волноводе, расположенном между плоскостями, навстречу друг другу распространяются две волны накачки с комплексными амплитудами A_1 и A_2 , частотами ω_1 и ω_2 , сигнальная волна с комплексной амплитудой A_3 на частоте ω_1 . В среде наводится нелинейная поляризация $(A_1 A_3^*)^2 A_2$, являющаяся источником объектной волны с комплексной амплитудой A_6 на частоте ω_2 . Фаза объектной волны пропорциональна взятой со знаком минус удвоенной фазе сигнальной волны (волны с удвоенным обращенным волновым фронтом).

В приближении заданного поля по волнам накачки при малом коэффициенте преобразования без учета изменения показателя преломления из-

за самовоздействия волн накачки амплитуда объектной волны с УОВФ на передней грани волновода есть [9]:

$$A_6(x, z = 0) = \sum_{r=0}^{N_2} a_{6r} \tilde{f}_r(x, \omega_2) = \quad (1)$$

$$= -i \frac{g\ell}{2} \sum_{r=0}^{N_2} \frac{\tilde{f}_r(x, \omega_2)}{\beta_r} \sum_{p=0}^{N_1} \sum_{p'=0}^{N_1} \sum_{m=0}^{N_2} \sum_{s=0}^{N_1} \sum_{s'=0}^{N_1} a_{1p}^{(0)} a_{1p'}^{(0)} \times$$

$$\times a_{2m}^{(0)} a_{3s}^{(0)*} a_{3s'}^{(0)*} \gamma_{pp'mss'r} \sin \left(\frac{\Delta_{pp'mss'r} \ell}{2} \right) \times$$

$$\times \exp \left(-i \frac{\Delta_{pp'mss'r} \ell}{2} \right).$$

Здесь $g = \frac{30\pi\omega_2^2}{c^2} \chi^{(5)}$; $\chi^{(5)}$ – нелинейная восприимчивость пятого порядка; $a_{1p}^{(0)}$, $a_{3s}^{(0)}$ – коэффициенты в разложении амплитуд первой волны накачки, сигнальной волны на передней грани по модам волновода; $a_{2m}^{(0)}$ – коэффициенты в разложении амплитуды второй волны накачки на задней грани по модам волновода; $\tilde{f}_r(x, \omega_{1,2})$ и $\beta_r(\omega_{1,2})$ – поперечная составляющая и постоянная распространения r -й моды волновода; N_1 и N_2 – число мод волновода на частотах ω_1 и ω_2 , учитываемых при расчете амплитуды волны с УОВФ;

$\Delta_{pp'mss'r} = \beta_p + \beta_{p'} - \beta_m - \beta_s^* - \beta_{s'}^* + \beta_r$
– волновая расстройка;

$$\gamma_{pp'mss'r} = \int \tilde{f}_p(x, \omega_1) \tilde{f}_{p'}(x, \omega_1) \tilde{f}_m(x, \omega_2) \times$$

$$\times \tilde{f}_s(x, \omega_1) \tilde{f}_{s'}(x, \omega_1) \tilde{f}_r(x, \omega_2) dx$$

– интеграл перекрытия.

Для сигнальной волны от точечного источника ($A_3(x, z = 0) = \delta(x - x_0)$, x_0 – координата, определяющая смещение точечного источника относительно оси волновода) в случае длинных волнопроводов, то есть считаем выполняется условие $\text{Re}(\Delta_{pp'mss'r})\ell \gg \gg 1$, если $\text{Re}(\Delta_{pp'mss'r}) \neq 0$, выражение для амплитуды объектной волны примет вид

$$G(x, x_0, z = 0) = -i \frac{g\ell}{2} \sum_{r=0}^{N_2} \frac{\tilde{f}_r(x, \omega_2)}{\beta_r} \times \quad (2)$$

$$\times \sum_{p=0}^{N_1} \sum_{p'=0}^{N_1} \sum_{m=0}^{N_2} \sum_{s=0}^{N_1} a_{1p}^{(0)} a_{1p'}^{(0)} a_{2m}^{(0)} \tilde{f}_s(x_0, \omega_1) \times$$

$$\times \tilde{f}_{s'}(x_0, \omega_1) \gamma_{pp'mss'r}.$$

Как и в случае рассмотрения качества обращения волнового фронта при четырехволновом взаимодействии [10–11], функцию $G(x, x_0, z = 0)$ будем называть функцией размытия точки (ФРТ).

Заметим, что если при четырехволновом взаимодействии знание ФРТ полностью описывает точность ОВФ, то нелинейный характер связи между комплексной амплитудой объектной волны и комплексной амплитудой сигнальной волны позволяет с использованием ФРТ говорить лишь качественно о точности УОВФ.

В качестве волновода рассмотрим двумерный волновод с бесконечно проводящими поверхностями, расположенными на расстоянии $2a$ друг от друга, он заполнен средой с показателем преломления n_1 . Модами такого волновода являются функции [12]:

$$\tilde{f}_r(x) = \frac{1}{\sqrt{a}} \sin \left[\frac{\pi(r+1)}{2a} (x+a) \right]. \quad (3)$$

Для приосевых мод волновода постоянная распространения r -й моды есть

$$\beta_r(\omega_{1,2}) \approx k_{1,2} - \frac{1}{2k_{1,2}} \left[\frac{\pi(r+1)}{2a} \right]^2, \quad (4)$$

где $k_{1,2} = \frac{\omega_{1,2}}{c} n_1(\omega_{1,2})$ – волновое число.

Условие шестиволнового взаимодействия с УОВФ в длинном волноводе с бесконечно проводящими поверхностями запишется следующим образом:

$$h \left[(p+1)^2 + (p'+1)^2 - (s+1)^2 - (s'+1)^2 \right] - \quad (5)$$

$$- \left[(m+1)^2 - (r+1)^2 \right] = 0.$$

Здесь $h = k_2 / k_1$.

В случае когда отношение волновых чисел волн накачки не равно целому или отношению целых чисел, условие (5) выполняется, только когда номер моды объектной волны совпадает с номером моды второй волны накачки ($r = m$). Это уменьшает количество комбинаций мод волновода, участвующих в формировании волны с УОВФ.

На рис. 1 приведены характерные нормированные графики зависимости модулей функций размытия точки, расположенной на оси волно-

да ($\tilde{G} = \left| \frac{G(x, x_0 = 0, z = 0)}{G_{\max}} \right|$, G_{\max} – максимальное

значение функции), от нормированной поперечной координаты при условии, что первая волна накачки одномодовая с номером моды $p = 0$, а амплитуда второй волны накачки на задней грани волновода описывается гауссовой функцией

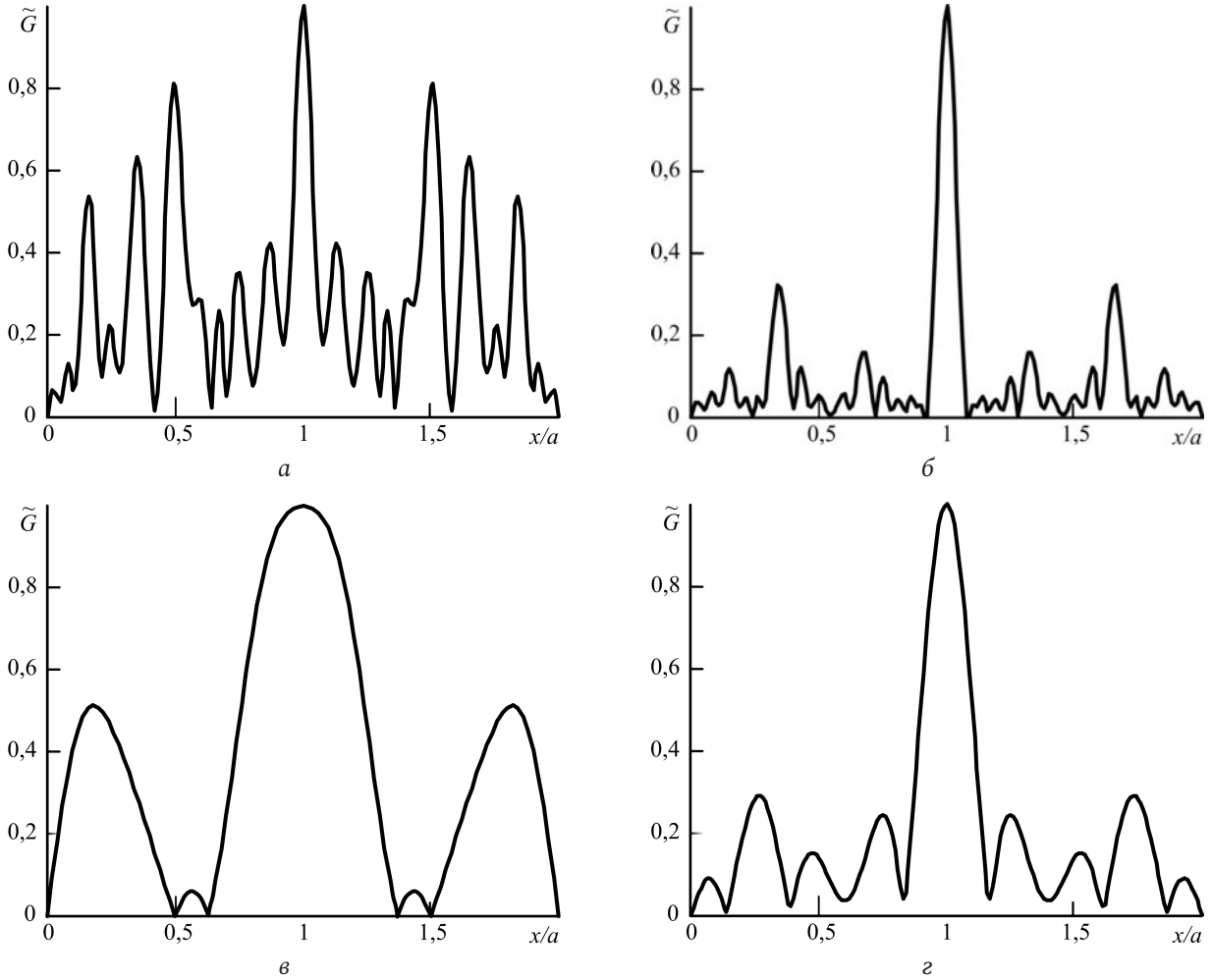


Рис. 1. Зависимость модуля ФРТ от поперечной координаты при $h=2$ (а, б), 0,5 (в, г): первая волна накачки одномодовая с номером моды $p=0$, амплитуда второй волны накачки меняется по гауссову закону, $a/b=1$ (а, в), 8 (б, г)
Fig. 1. Dependence of the PSF modulus on the transverse coordinate at $h=2$ (a, б), 0,5 (c, d): the first pump wave is single-mode with the mode number $p=0$, the amplitude of the second pump wave changes according to the Gaussian law, $a/b=1$ (a, c), 8 (b, d)

$A_2(x, z = \ell) = \exp(-x^2/b^2)$. Здесь b – ширина волны накачки.

Аналогичные графики зависимости модулей функций размытия точки наблюдаются, когда одномодовой с номером моды $m=0$ является вторая волна накачки, а амплитуда первой волны накачки на передней грани волновода описывается гауссовой функцией $A_1(x, z=0) = \exp(-x^2/b^2)$.

При расчете модуля ФРТ учитывали 20 мод сигнальной волны, первой волны накачки, и $20h$ мод объектной волны, второй волны накачки.

Как при учете гауссовой структуры первой волны накачки, так и при учете гауссовой структуры второй волны накачки модуль ФРТ состоит из центрального и боковых максимумов. При фиксированной частоте первой волны накачки увеличение частоты второй волны накачки повышает число побочных максимумов, уменьшает ширину центрального максимума. Изменение ширины га-

уссовой волны накачки меняет соотношение между центральным и боковыми максимумами, влияет на ширину центрального максимума.

В качестве количественных параметров, характеризующих качество УОВФ, могут выступать полуширина центрального максимума модуля ФРТ (Δx), определяемая из решения уравнения

$$\begin{aligned} |G(x = \Delta x, x_0 = 0, z = 0)| &= \\ &= \frac{1}{2} |G(x = a, x_0 = 0, z = 0)|, \end{aligned} \quad (6)$$

и контраст модуля ФРТ, определяемый как отношение значения центрального максимума к наибольшему значению одного из побочных максимумов (K).

Очевидно, что использование для анализа качества УОВФ полуширины центрального максимума модуля ФРТ предполагает наличие ярко выраженного центрального максимума. В противном случае, который наблюдается, например,

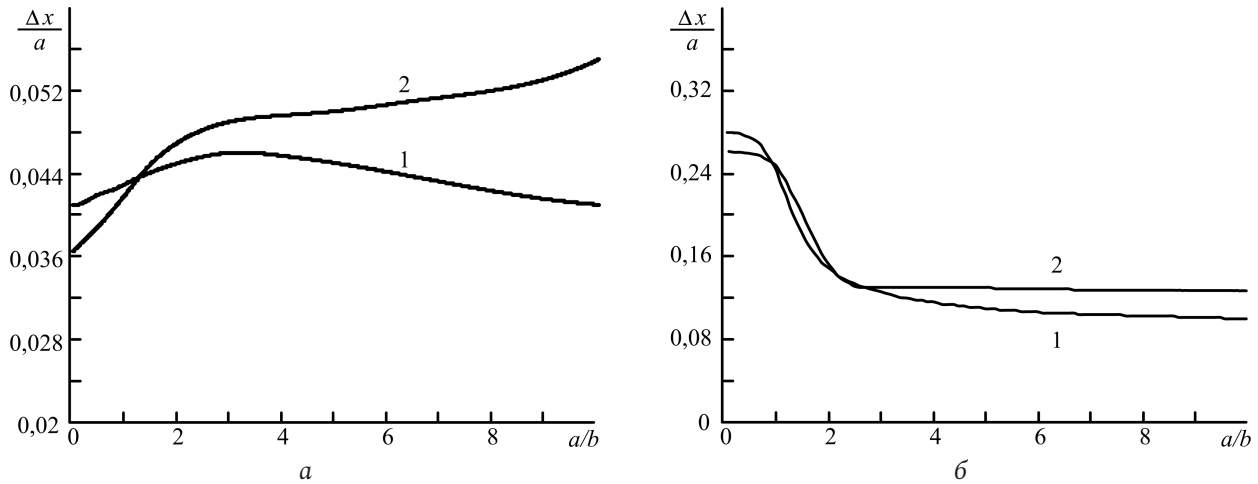


Рис. 2. Зависимость полуширины центрального максимума модуля ФРТ от ширины гауссовой волны накачки: вторая волна накачки гауссова, первая волна накачки одномодовая (1); первая волна накачки гауссова, вторая волна накачки одномодовая (2) при $h = 2$ (а), 0,5 (б)

Fig. 2. Dependence of the half-width of the central maximum of the PSF module on the width of the Gaussian pump wave: the second pump wave is Gaussian, the first pump wave is single-mode (1); the first pump wave is Gaussian, the second pump wave is single-mode (2) at $h = 2$ (a), 0,5 (b)

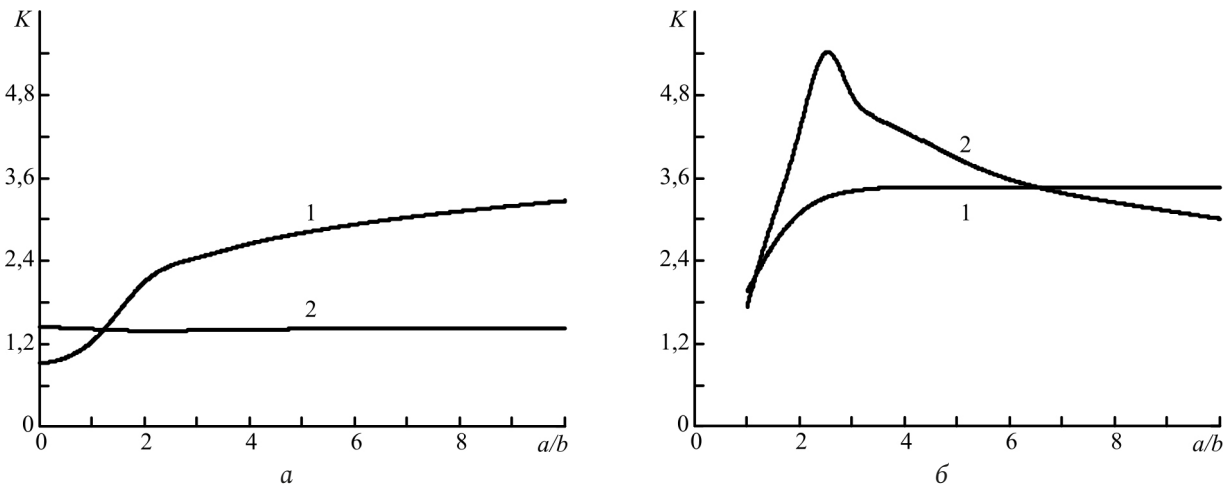


Рис. 3. Зависимость контраста модуля ФРТ от ширины гауссовой волны накачки: вторая волна накачки гауссова, первая волна накачки одномодовая (1); первая волна накачки гауссова, вторая волна накачки одномодовая (2) при $h = 2$ (а), 0,5 (б)

Fig. 3. Dependence of the contrast of the PSF module on the width of the Gaussian pump wave: the second pump wave is Gaussian, the first pump wave is single-mode (1); the first pump wave is Gaussian, the second pump wave is single-mode (2) at $h = 2$ (a), 0,5 (b)

при $h = 0,5$ и $b > a$, использовать этот параметр для анализа качества УОВФ не представляется возможным.

Улучшение качества УОВФ предполагает как сужение центрального максимума, так и увеличение контраста модуля ФРТ.

В случае $h = 2$ при уменьшении ширины второй гауссовой волны накачки при условии одномодовой первой волны накачки с номером моды $p = 0$ полуширина центрального максимума модуля ФРТ меняется слабо и монотонно увеличивается при уменьшении полуширины первой гауссовой волны накачки при условии одномодовой второй волны накачки с номером моды $m = 0$ (рис. 2, а). В диапазоне изменения ширины второй гауссовой

волны накачки от $b = 0,125a$ до $b = 1,25a$ полуширина центрального максимума модуля ФРТ меняется от $0,043a$ до $0,047a$, а при изменении в этом диапазоне ширины первой волны накачки увеличивается от $0,041a$ до $0,052a$.

Контраст модуля ФРТ с уменьшением ширины второй гауссовой волны накачки при условии одномодовой первой волны накачки возрастает и слабо меняется с изменением ширины первой гауссовой волны накачки при условии одномодовой второй волны накачки (рис. 3, а).

В случае $h = 0,5$ при уменьшении ширины либо первой, либо второй гауссовых волн накачки полуширина центрального максимума модуля ФРТ уменьшается (рис. 2, б). В диапазоне изменения

b от $0,125a$ до $1,25a$ полуширина центрального максимума модуля ФРТ уменьшается от $0,26a$ до $0,13a$ при условии, что амплитуда первой волны накачки меняется по гауссову закону, от $0,26a$ до $0,10a$ – при условии, что амплитуда второй волны накачки меняется по гауссову закону

Контраст модуля ФРТ в диапазоне изменения b от $0,125a$ до $1,25a$ при уменьшении ширины второй гауссовой волны накачки, увеличиваясь, выходит на постоянное значение, равное 3,46. При уменьшении ширины первой гауссовой волны накачки контраст модуля ФРТ вначале увеличивается, достигает максимального значения, равного 5,41, а затем медленно уменьшается (рис. 3, б).

Максимальное значение скорости изменения контраста, полуширины центрального максимума модуля ФРТ как для $h = 2$, так и для $h = 0,5$ наблюдается в диапазоне изменения ширины гауссовых волн накачки от $b = 0,3a$ до $b = 2a$. При дальнейшем уменьшении ширины гауссовой волны накачки скорости изменения как полуширины центрального максимума, так и контраста модуля ФРТ значительно снижаются и в ряде случаев стремятся к нулю. Таким образом, основное влияние ширины гауссовой волны накачки на качество УОВФ наблюдается в диапазоне ширин волн накачки от $b = 0,3a$ до $b = 2a$.

Заключение

При отношении волновых чисел второй и первой волн накачки, равном 2 и 0,5, проанализировано качество удвоенного обращения волнового фронта сигнальной волны от точечного источника при шестиволновом взаимодействии на керровской нелинейности в волноводе с бесконечно проводящими стенками.

Показано, что максимальное изменение характеристик волны с УОВФ наблюдается при изменении ширины гауссовых волн накачки от $b = 0,3a$ до $b = 2a$. В этом диапазоне при $h = 0,5$ уменьшение ширины гауссовых волн накачки приводит как к сокращению полуширины центрального максимума, так и к увеличению контраста модуля ФРТ. При $h = 2$ уменьшение ширины первой гауссовой волны накачки при условии одномодовой второй волны накачки увеличивает полуширину центрального максимума и слабо влияет на контраст модуля ФРТ. Качество удвоенного обращения волнового фронта сигнальной волны от точечного источника, расположенного на передней грани волновода, с уменьшением ширины первой гауссовой волны накачки ухудшается.

Список литературы

1. Карпук С.М., Рубанов А.С., Толстик А.Л. Удвоенное фазовое сопряжение при квадратичной записи динамических голограмм в резонансных средах // Оптика и спектроскопия. 1996. Т. 80, № 2. С. 313–318. URL: <https://elibrary.ru/item.asp?id=29196117>
2. Ивахник В.В., Никонов В.И., Савельев М.В. Удвоенное обращение волнового фронта при шестиволновом взаимодействии на тепловой нелинейности // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2015. Т. 18, № 1. С. 13–17. URL: <https://journals.ssau.ru/pwp/article/view/7205>
3. Романов О.Г., Горбач Д.В., Толстик А.Л. Частотное преобразование оптических вихрей при невырожденном многоволновом взаимодействии в растворах красителей // Оптика и спектроскопия. 2010. Т. 108, № 5. С. 812–817. URL: <https://elibr.bsu.by/bitstream/123456789/211782/1/14-A%20Opt-Spectr-2010-rus.pdf>
4. Gupta R., Kaler R.S. Nonlinear Kerr and intermodal four-wave mixing effect in mode-division multiplexed multimode fiber link // Optical Engineering. 2019. Vol. 58, no. 3. P. 036108. DOI: <https://doi.org/10.1117/1.OE.58.3.036108>
5. Spatially multiplexed picosecond pulse-train generation in a 6 LP mode fiber based on multiple four-wave mixings / H. Zhang [et al.] // Applied Optics. 2019. Vol. 58, no. 31. P. 8570–8576. DOI: <https://doi.org/10.1364/AO.58.008570>
6. Six-wave mixing induced by free-carrier plasma in silicon nanowire waveguides / H. Zhou1 [et al.] // Laser Photonics Reviews. 2016. Vol. 10, no. 6. P. 1054–1061. DOI: <https://doi.org/10.1002/lpor.201600124>
7. Ивахник В.В., Никонов В.И. Удвоенное сопряжение волнового фронта при невырожденном шестифотонном взаимодействии // Оптика и спектроскопия. 1993. Т. 75, № 2. С. 385–390. URL: <https://elibrary.ru/item.asp?id=37622858>
8. Ивахник В.В., Никонов В.И. Шестиволновое взаимодействие с удвоенным обращением волнового фронта на тепловой нелинейности в среде с нелинейным коэффициентом поглощения // Компьютерная оптика. 2017. Т. 41, № 3. С. 315–321. DOI: <https://doi.org/10.18287/2412-6179-2017-41-3-315-321>
9. Ивахник В.В., Капизов Д.Р., Никонов В.И. Шестиволновое взаимодействие с удвоенным обращением волнового фронта в многомодовых волноводах с керровской, тепловой нелинейностями // Компьютерная оптика. 2023. Т. 47, № 5. С. 702–709. DOI: <https://doi.org/10.18287/2412-6179-СО-1313>
10. Воронин Э.С., Петникова В.М., Шувалов В.В. Использование вырожденных параметрических процессов для коррекции волновых фронтов (обзор) // Квантовая электроника. 1981. Т. 8, № 5. С. 917–935. URL: <https://www.mathnet.ru/rus/qe/v8/i5/p917>
11. Функция размытия точки четырехволнового преобразователя излучения в многомодовом волноводе с керровской нелинейностью / Е.В. Воробьева [и др.] // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2021. Т. 24, № 1. С. 15–21. DOI: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2021.24.1.15-21>
12. Маркузе Д. Оптические волноводы. М.: Мир, 1974. 576 с.

Информация об авторах

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

Область научных интересов: нелинейная оптика, динамическая голография.

E-mail: ivakhnik@ssau.ru

SPIN-код (eLibrary): 2791-2471

AuthorID (eLibrary): 20229

ResearcherID (WoS): AАН-3584-2019

Капизов Дархан Рахметулович, аспирант 4-го года обучения кафедры оптики и спектроскопии Самарского национального исследовательского университета имени академика С.П. Королева, г. Самара, Россия.

Область научных интересов: нелинейная оптика, динамическая голография.

E-mail: darkhankapizov@gmail.com

SPIN-код (eLibrary): 6771-2032

AuthorID (eLibrary): 1109458

Никонов Владимир Иванович, кандидат физико-математических наук, доцент кафедры оптики и спектроскопии Самарского национального исследовательского университета имени академика С.П. Королева.

Область научных интересов: нелинейная оптика, динамическая голография.

E-mail: nikon5919@mail.ru

SPIN-код (eLibrary): 1965-3523

AuthorID (eLibrary): 191191

ResearcherID (WoS): S-8516-2016

Physics of Wave Processes and Radio Systems

2027, vol. 27, no. 2, pp. 38–44

DOI 10.18469/1810-3189.2024.27.2.38-44

UDC 535.1

Original Research

Received 18 December 2023

Accepted 19 January 2024

Published 29 June 2024

Double wavefront reversal during six-wave interaction on Kerr nonlinearity in a waveguide with infinitely conducting surfaces

Valery V. Ivakhnik, Darkhan R. Kapizov, Vladimir I. Nikonov

Samara National Research University

34, Moskovskoye shosse,

Samara, 443086, Russia

Abstract – Background. Generation of a wave with a double reversed wavefront in multimode waveguides increases the efficiency of six-wave radiation converters and expands the possibilities of its use in adaptive optics problems and the conversion of complex spatially inhomogeneous waves. **Aim.** The quality of double wavefront reversal during six-wave interaction in a waveguide with infinitely conducting surfaces with Kerr nonlinearity is analyzed for the ratio of the wave numbers of the pump waves equal to 2 and 0,5, and the condition that one of the pump waves excites the zero mode of the waveguide, and the amplitude distribution of the other pump wave excites the edges of the waveguide are described by a Gaussian function. **Methods.** The influence of pump wave parameters on the half-width and contrast of the amplitude modulus of the object wave was studied using numerical methods. A wave from a point source located on the front face of the waveguide was used as a signal wave. **Results.** The dependences of the half-width and contrast of the amplitude modulus of the object wave on the ratio between the width of the waveguide and the width of the Gaussian pump wave are obtained. **Conclusion.** It is shown that the maximum change in the characteristics of a wave with a double reversed wavefront is observed when the width of the Gaussian pump waves changes in the range from 0,3 to 2 half-widths of the waveguide.

Keywords – six-wave radiation converter; double wavefront reversal; Kerr nonlinearity.

✉ nikon5919@mail.ru (Vladimir I. Nikonov)



© Valery V. Ivakhnik, Darkhan R. Kapizov, Vladimir I. Nikonov, 2024

References

1. S. M. Karpuk, A. S. Rubanov, and A. L. Tolstik, “Double phase conjugation in quadratic recording of dynamic holograms in resonant media,” *Optika i spektroskopiya*, vol. 80, no. 2, pp. 313–318, 1996, url: <https://elibrary.ru/item.asp?id=29196117>. (In Russ.)
2. V. V. Ivakhnik, V. I. Nikonov, and M. V. Savelyev, “Double wavefront reversal at six-wave interaction on the thermal nonlinearity,” *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 18, no. 1, pp. 13–17, 2015, url: <https://journals.ssau.ru/pwp/article/view/7205>. (In Russ.)

3. O. G. Romanov, D. V. Gorbach, and A. L. Tolstik, "Frequency transformation of optical vortices during nondegenerate multi-wave interaction in dye solutions," *Optika i spektroskopiya*, vol. 108, no. 5, pp. 812–817, 2010, url: <https://elib.bsu.by/bitstream/123456789/211782/1/14-A%20Opt-Spectr-2010-rus.pdf>. (In Russ.)
4. R. Gupta and R. S. Kaler, "Nonlinear Kerr and intermodal four-wave mixing effect in mode-division multiplexed multimode fiber link," *Optical Engineering*, vol. 58, no. 3, p. 036108, 2019, doi: <https://doi.org/10.1117/1.OE.58.3.036108>.
5. H. Zhang et al., "Spatially multiplexed picosecond pulse-train generation in a 6 LP mode fiber based on multiple four-wave mixings," *Applied Optics*, vol. 58, no. 31, pp. 8570–8576, 2019, doi: <https://doi.org/10.1364/AO.58.008570>.
6. H. Zhou1 et al., "Six-wave mixing ind," *Laser Photonics Reviews*, vol. 10, no. 6, pp. 1054–1061, 2016, doi: <https://doi.org/10.1002/lpor.201600124>.
7. V. V. Ivakhnik and V. I. Nikonov, "Doubled wavefront conjugation for non-degenerate six-photon interaction," *Optika i spektroskopiya*, vol. 75, no. 2, pp. 385–390, 1993, url: <https://elibrary.ru/item.asp?id=37622858>. (In Russ.)
8. V. V. Ivakhnik and V. I. Nikonov, "Six-wave interaction with double wavefront reversal on thermal nonlinearity in a medium with a nonlinear absorption coefficient," *Komp'yuternaya optika*, vol. 41, no. 3, pp. 315–321, 2017, doi: <https://doi.org/10.18287/2412-6179-2017-41-3-315-321>. (In Russ.)
9. V. V. Ivakhnik, D. R. Kapizov, and V. I. Nikonov, "Six-wave interaction with double wavefront reversal in multimode waveguides with Kerr and thermal nonlinearities," *Komp'yuternaya optika*, vol. 47, no. 5, pp. 702–709, 2023, doi: <https://doi.org/10.18287/2412-6179-CO-1313>. (In Russ.)
10. E. S. Voronin, V. M. Petnikova, and V. V. Shuvalov, "Using degenerate parametric processes for wavefront correction (review)," *Kvantovaya elektronika*, vol. 8, no. 5, pp. 917–935, 1981, url: <https://www.mathnet.ru/rus/qe/v8/i5/p917>. (In Russ.)
11. E. V. Vorob'eva et al., "Point spread function of a four-wave radiation converter in a multimode waveguide with Kerr nonlinearity," *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 24, no. 1, pp. 15–21, 2021, doi: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2021.24.1.15-21>. (In Russ.)
12. D. Markuze, *Optical Waveguides*. Moscow: Mir, 1974. (In Russ.)

Information about the Authors

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

Research interests: nonlinear optics, dynamic holography.

E-mail: ivakhnik@ssau.ru

SPIN code (eLibrary): 2791-2471

AuthorID (eLibrary): 20229

ResearcherID (WoS): AAH-3584-2019

Darkhan R. Kapizov, 4th year postgraduate of the Department of Optics and Spectroscopy, Samara National Research University, Samara, Russia.

Research interests: nonlinear optics, dynamic holography.

E-mail: darkhankapizov@gmail.com

SPIN code (eLibrary): 6771-2032

AuthorID (eLibrary): 1109458

Vladimir I. Nikonov, Candidate of Physical and Mathematical Sciences, associate professor of the Department of Optics and Spectroscopy, Samara National Research University, Samara, Russia.

Research interests: nonlinear optics, dynamic holography.


E-mail: nikon5919@mail.ru

SPIN code (eLibrary): 1965-3523

AuthorID (eLibrary): 191191

ResearcherID (WoS): S-8516-2016

Формирование панорамного изображения внутренней поверхности трубы

А.С. Лошкарев 

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

Аннотация – Обоснование. Визуальный неразрушающий контроль внутренней поверхности труб является важным аспектом при их производстве и эксплуатации. Вовремя обнаруженный и устраненный дефект может существенно сократить количество брака при производстве и предотвратить различные чрезвычайные происшествия при эксплуатации. Формирование полного панорамного изображения внутренней поверхности труб, пригодных для анализа качества, является актуальной и востребованной задачей, которая может быть решена с помощью систем компьютерного зрения. **Цель.** Исследование и разработка телевизионных методов формирования полного панорамного изображения внутренней поверхности трубы, которое можно анализировать для поиска дефектов. **Методы.** Для формирования цилиндрического панорамного изображения использованы математические модели формирования эквидистантной проекции сферических изображений, полученных с помощью объектива Fisheye. Для качественной сшивки полученных кадров использовались методы цифровой обработки изображений, включающие преобразования яркости и контраста, поиск особых точек алгоритмом MSER. Теоретические результаты проверены методом натурального моделирования. **Результаты.** Результатом данной работы является алгоритм сшивки кадров видеопоследовательности, сформированной телевизионной камерой с оптической системой типа Fisheye, равномерно перемещаемой вдоль продольной оси трубы, в единое панорамное изображение внутренней поверхности. **Заключение.** Алгоритм обеспечивает формирование качественного изображения полной панорамы внутренней поверхности труб с отсутствием ярких артефактов.

Ключевые слова – телевизионная камера; видеопоследовательность; объектив Fisheye; панорамное изображение; особые точки; внутренняя поверхность трубы; алгоритм MSER.

Введение

При производстве, ремонте и инспекции труб в различных областях народного хозяйства контроль внутренней поверхности, как правило, выполняет специально обученный оператор, который производит визуальный контроль каждой трубы с целью поиска дефектов. При подозрении на наличие дефекта в трубу вводится видеоэндоскоп, и на экране видеоконтрольного устройства детально просматривается подозрительный участок. Исключить субъективные факторы и автоматизировать операцию контроля качества можно с помощью системы компьютерного зрения, которая представляет собой аппаратно-программный комплекс с высокоразрешающей ТВ-камерой, оснащенной сверхширокоугольным объективом и равномерно перемещаемой внутри трубы. Для удобства анализа получаемой видеоинформации ее целесообразно представлять в виде цилиндрической панорамы внутренней поверхности, изображение которой может являться паспортом качества трубы. Формирование такой панорамы является одной из главных задач системы компьютерного зрения.

Для формализации алгоритма построения панорамного изображения внутренней поверхности рассмотрим модель, показанную на рис. 1. Модель включает видеокамеру, находящуюся внутри цилиндрического объекта (трубы), оптическая ось которой совмещена с продольной осью симметрии трубы.

В модели используется несколько систем координат.

1. Трехмерная система координат камеры $X_C Y_C Z_C$, начало которой O совпадает с оптическим центром объектива, а ось глубины Z_C – с продольной осью симметрии трубы. На расстоянии OF по оси Z_C , которое равно фокусному расстоянию объектива f , находится поверхность светочувствительного сенсора, на которой формируется оптическое изображение объектов, находящихся в поле зрения.

2. С поверхностью сенсора совмещена система вещественных координат изображений $X_I Y_I$, которая является двумерной. Ее начало находится в точке F камеры, а оси X_I и Y_I параллельны осям X_C и Y_C камерной системы.

3. Формируемое камерой изображение анализируется на экране монитора в системе двумер-

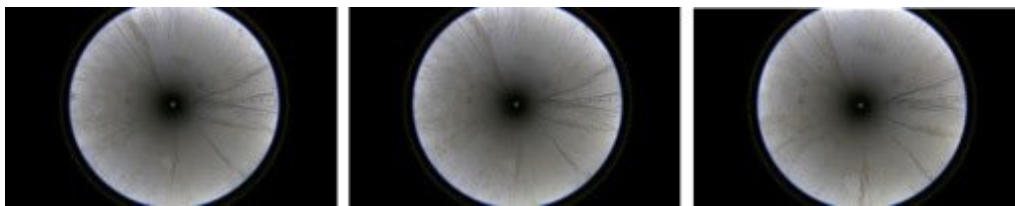


Рис. 2. Последовательность из трех кадров круговой панорамы внутренней поверхности
Fig. 2. Sequence of three frames of a circular panorama of the inner surface

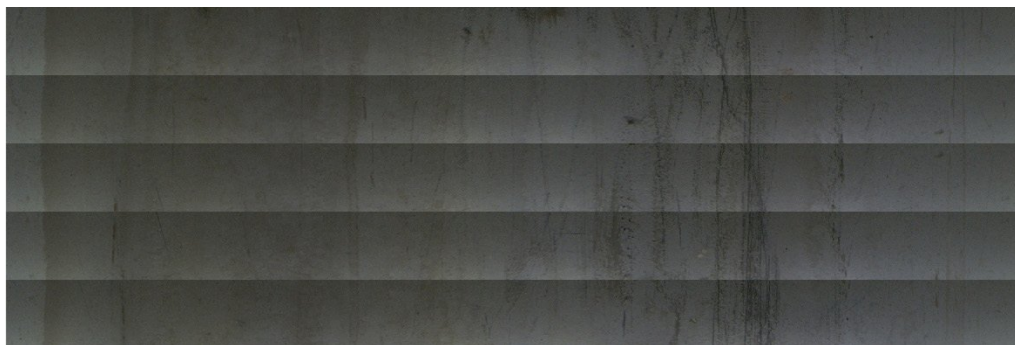


Рис. 3. Пять кадров цилиндрической панорамы внутренней поверхности трубы, подлежащие сшивке
Fig. 3. Five frames of a cylindrical panorama of the inner surface of the pipe, subject to stitching

3) Сшивка кадров цилиндрической панорамы для получения полного панорамного изображения внутренней поверхности.

Этап 1 реализован с помощью аппаратно-программного комплекса, изготовленного в лаборатории Научно-прикладного телевидения и компьютерного зрения ПГУТИ (см. раздел 2) в соответствии с описанным выше алгоритмом. Этап 2 достаточно подробно изложен в работе [3], написанной с участием автора. Для реализации этапа 3 необходимо решить ряд задач, обусловленных спецификой формирования изображения внутренней поверхности:

- компенсации вариаций яркости и контраста изображений, возникающих из-за неравномерного освещения внутренней поверхности и особенностей характеристик оптической системы Fisheye;
- оптимизации процесса поиска особенностей на сшиваемых кадрах;
- выравнивания яркости и контраста изображений в области перекрытия сшиваемых кадров.

Задача компенсации вариаций яркости и контраста изображений по полю порождена особенностями оптической системы, которая приводит к снижению освещенности на краях поля изображения, и неравномерностью освещенности на внутренней поверхности трубы, создаваемой светодиодным осветителем. Наличие вариаций яркости и контраста ведет к сильному ухудшению качества сшитого панорамного изображения. Это иллю-

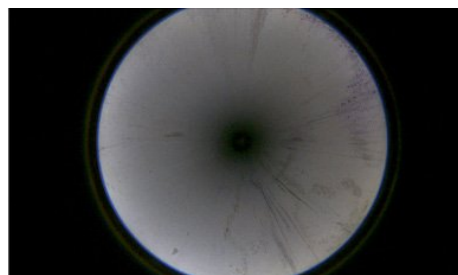


Рис. 4. Кадр круговой панорамы, снимаемый с выхода ТВ-камеры
Fig. 4. A frame of a circular panorama taken from the output of a TV camera

стрируется рис. 3, на котором представлены пять кадров цилиндрической панорамы, подлежащие сшивке. Анализ показывает, что использование таких изображений приводит к неприемлемой заметности сшивки.

Еще одной причиной необходимости компенсации вариаций яркости и контраста является поиск соответственных особых точек в области перекрытия соседних кадров, которые применяются для сшивки панорамы. Если пары соответственных особых точек, находящихся в области перекрытия, будут различаться яркостью, это затруднит процесс их поиска и сопоставления.

Компенсацию вариаций яркости и контраста можно осуществить разными способами. Для снижения вычислительных затрат ее целесообразно выполнять на изображениях круговых панорам, снимаемых с видеокамеры. Один кадр такого изображения показан на рис. 4.

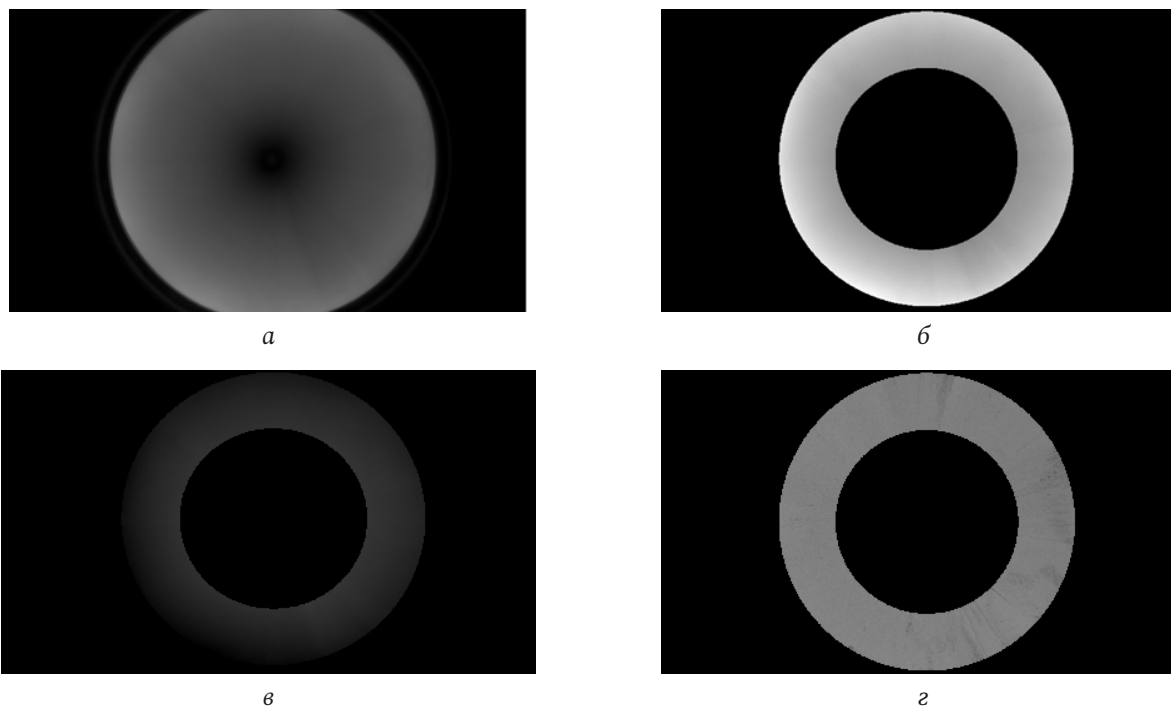


Рис. 5. Шаги компенсации изменений яркости по полю изображения
Fig. 5. Steps to compensate for brightness changes across the image field

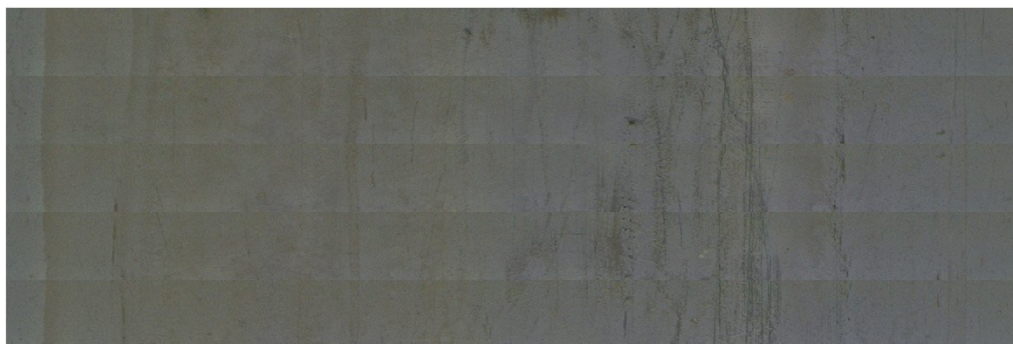


Рис. 6. Пять кадров цилиндрической панорамы после коррекции неравномерности фона
Fig. 6. Five frames of a cylindrical panorama after background unevenness correction

Компенсация указанных вариаций происходит выполнением следующих действий.

1. Кадры исходного цветного *RGB* изображения преобразуются в цветовое пространство *HSI*, в котором выделяется компонента яркости *I*.

2. Полученная яркостная компонента подвергается низкочастотной фильтрации фильтром большого размера с целью выделения фона. Результат такой фильтрации показан на рис. 5, а. Видно, что низкочастотная фильтрация позволила отделить низкочастотную фоновую составляющую от информативных элементов на внутренней поверхности трубы.

3. Из усредненной яркостной компоненты вырезается кольцевая область, которая будет использоваться для формирования цилиндрической панорамы (рис. 5, б), и из нее путем привязки ми-

нимального значения яркости к нулю и инверсии формируется матрица коррекции (рис. 5, в).

4. Коррекция путем добавления инвертированной матрицы коррекции к кольцевой яркостной компоненте. Скорректированная компонента яркости представлена на рис. 5, г.

5. В изображении *HSI* компонента яркости заменяется на скорректированную, затем скорректированное *HSI* изображение преобразуется в цветовую систему *RGB*, которое используется для формирования цилиндрической панорамы, кадры которой приведены на рис. 6.

Для выполнения сшивки соседних кадров цилиндрической панорамы, на которых скомпенсирована неравномерность фона (рис. 6), нужно произвести поиск особых точек в области перекрытия и установить их соответствие. В результате экс-

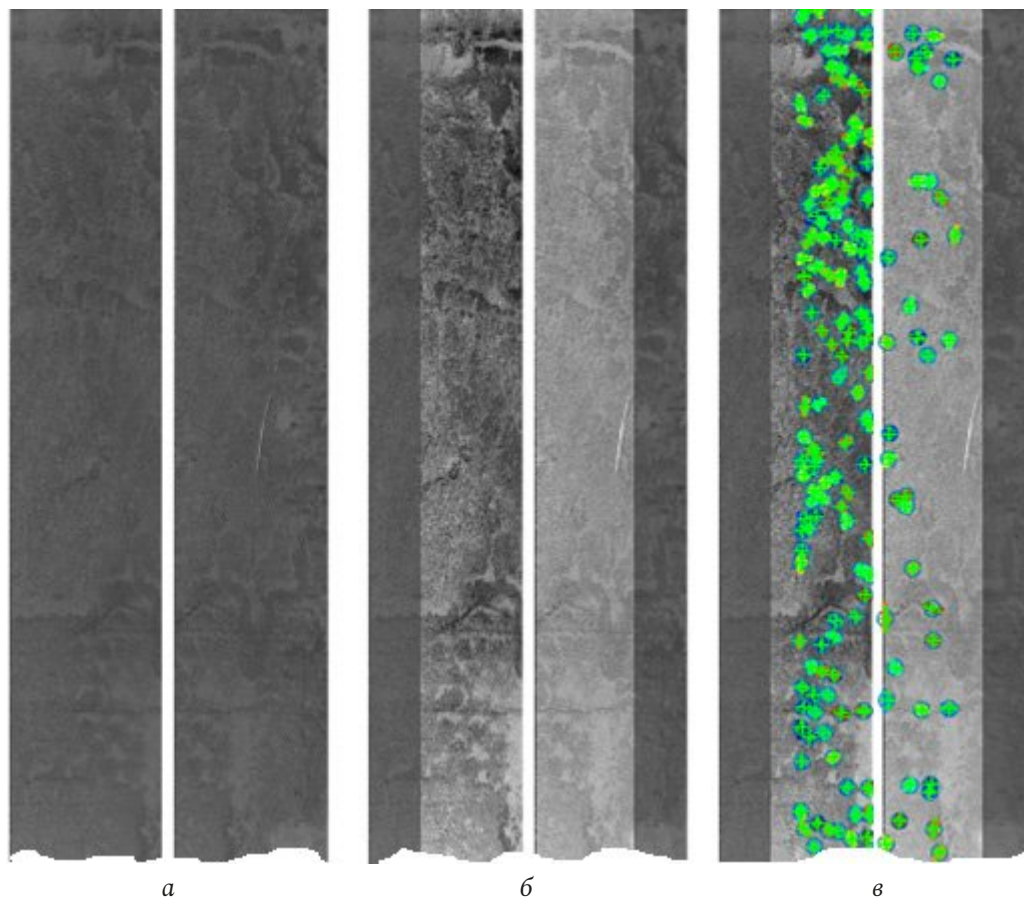


Рис. 7. Иллюстрация процесса шивки двух соседних кадров: *a* – два соседних кадра формируемой панорамы; *б* – два соседних кадра после контрастирования в областях перекрытия; *в* – два соседних кадра с обнаруженными регионами MSER
 Fig. 7. Illustration of the process of stitching two adjacent frames: *a* – two adjacent frames of the generated panorama; *b* – two adjacent frames after contrasting in areas of overlap; *c* – two adjacent frames with detected MSER regions

периментальных исследований было установлено, что наиболее подходящим методом поиска особых точек является метод обнаружения максимально устойчивых экстремальных областей – MSER (Maximally Stable Extremal Region) [5; 6]. Метод MSER использует монохромное изображение и производит поиск регионов с экстремальными свойствами функции интенсивности (яркости) внутри региона и на его внешней границе. Метод решает проблемы инвариантности при изменении масштаба, что является весьма важным. Существующие программные реализации алгоритма MSER включены в библиотеки MATLAB и OpenCV [7].

Использование функции `detectMSERFeatur`s в системе MATLAB с синтаксисом

```
regions = detectMSERFeatur(I)
```

возвращает дескрипторы найденных в изображении *I* регионов MSER в виде структуры, состоящей из пяти полей:

- *Count* – скаляр *nr*, равный числу обнаруженных регионов;

- *Location* – матрица $nr \times 2$, включающая координаты центров обнаруженных регионов;
- *Axes* – матрица $nr \times 2$, содержащая длины большой и малой осей эллипсов, описанных вокруг обнаруженных регионов;
- *Orientation* – матрица $nr \times 1$, показывающая векторы ориентации описанных эллипсов в виде угла диапазона $[-\pi/2 \dots \pi/2]$;
- *PixelList* – матрица $nr \times 2$, содержащая координаты каждого пиксела обнаруженных регионов.

Использование дескрипторов координат центров регионов (*Location*) позволяет установить соответствия между обнаруженными особыми точками и вычислить взаимные смещения изображений соседних кадров для их шивки. Это реализуется выполнением последовательности следующих операций и иллюстрируется рис. 7.

1. Цветные RGB кадры цилиндрической панорамы преобразуются в монохромные, поскольку для работы алгоритма MSER требуется только компонента яркости изображения (рис. 7, *a*).



Рис. 8. Пять кадров цилиндрической панорамы, сшитых методом обрезки перекрывающихся областей
 Fig. 8. Five frames of a cylindrical panorama, stitched using the method of cropping overlapping areas

2. Область предполагаемого перекрытия соседних кадров контрастируется с целью повышения вероятности обнаружения особых точек на малоконтрастном изображении (рис. 7, б).

3. Детектор MSER обнаруживает особые точки и формирует их дескрипторы. Эти особые точки на рис. 7, в выделены зелеными окружностями.

4. Установка соответствий особых точек происходит сопоставлением дескрипторов центров соседних кадров, исходя из условий: точки считаются соответствующими, если модуль разности их вертикальных координат не превышает две строки:

$$\begin{aligned} & \text{abs}(\text{Location_gf_1}(i,2) - \\ & - \text{Location_gf_2}(k,2)) \leq 2 \end{aligned}$$

и разность горизонтальных координат не превышает допустимого шага перемещения камеры:

$$\begin{aligned} & dD_{\min} < n - \text{Location_gf_2}(k,1) + \\ & + \text{Location_gf_1}(i,1) < dD_{\max}, \end{aligned}$$

где gf_1, gf_2 – изображения текущего и следующего кадров; n – размер изображения по горизонтали; dD_{\min}, dD_{\max} – минимальный и максимальный шаг перемещения камеры.

Горизонтальные координаты особых точек, соответствие которых установлено, записываются в таблицу.

5. Вычисление взаимных смещений изображений соседних кадров производится по формуле

$$\begin{aligned} DX &= n - \text{Location_gf_2}(k,1) + \\ & + \text{Location_gf_1}(i,1), \end{aligned}$$

причем если в сформированной таблице координат оказались записанными горизонтальные координаты нескольких пар особых точек, то значение смещения DX вычисляется как среднее арифметическое.

6. После вычисления величины взаимных смещений DX выполняется сшивка соседних кадров. Это можно сделать двумя способами.

Способ 1 предполагает обрезку одного из кадров (рис. 7, а) слева или справа на величину перекрытия DX и выполнение конкатенации матриц изображений по горизонтали. Результат такой сшивки для пяти кадров, которые для наглядности расположены горизонтально, показан на рис. 8.

Из анализа результата (рис. 8) видно, что, несмотря на выполненную коррекцию неравномерности освещенности, на изображении наблюдаются места сшивки отдельных кадров. Это объясняется тем, что зрение очень чувствительно к ступенчатым изменениям яркости (эффекту «полос Маха»). Поэтому выполненной коррекции неравномерности недостаточно для получения качественного сшитого изображения.

Способ 2 предполагает совмещение соседних кадров без обрезки перекрывающихся областей, а путем их наложения и суммирования. При этом в областях перекрытия сшиваемых кадров яркость изображений должна изменяться линейно, но с градиентами, направления которых противоположны. Это иллюстрируется рис. 9, а и б. А на рис. 9, в содержится результат такого совмещения для двух кадров из которого видно, что граница сшивки визуально незаметна.

Это подтверждается и результатом сшивки девяти кадров, которые расположены горизонтально и приведены на рис. 10.

2. Результаты экспериментальных исследований

Экспериментальные исследования предлагаемого алгоритма выполнялись на макете аппаратно-программного комплекса телевизионного контроля внутренней поверхности труб, созданного с участием автора [8; 9]. В аппаратную часть комплекса входят: высокоскоростная IP-видеокамера со сверхширокоугольным объективом типа Fisheye с угловым полем 180 градусов; светодиодный осветитель, размещенный на камере и блок



Рис. 9. Сшивка кадров способом наложения перекрывающихся областей: *а* – следующий кадр с линейным градиентом в области перекрытия; *б* – текущий кадр с линейным градиентом в области перекрытия; *в* – результат совмещения двух кадров
Fig. 9. Stitching frames by overlapping overlapping areas: *a* – next frame with a linear gradient in the overlap area; *b* – current frame with a linear gradient in the overlap area; *c* – the result of combining two frames



Рис. 10. Результат сшивки девяти кадров способом наложения перекрывающихся областей
Fig. 10. The result of stitching nine frames using the method of overlapping overlapping areas

линейного перемещения камеры внутри трубы. В качестве камеры используется видеочкамаера для машинного зрения Basler a2F1920-51gmBAS с интерфейсом GigE, CMOS-матрицей IMX392. Камера формирует изображения с максимальной частотой 51 кадр/с с числом элементов 2,3 Мрх.

За счет синхронизации затвора камеры с блоком линейного перемещения формирование кадров происходит с фиксированным шагом, который выбирается из условий частичного перекрытия соседних кадров, что необходимо для формирования общей панорамы внутренней поверхности. Кадры видеопоследовательности представляют

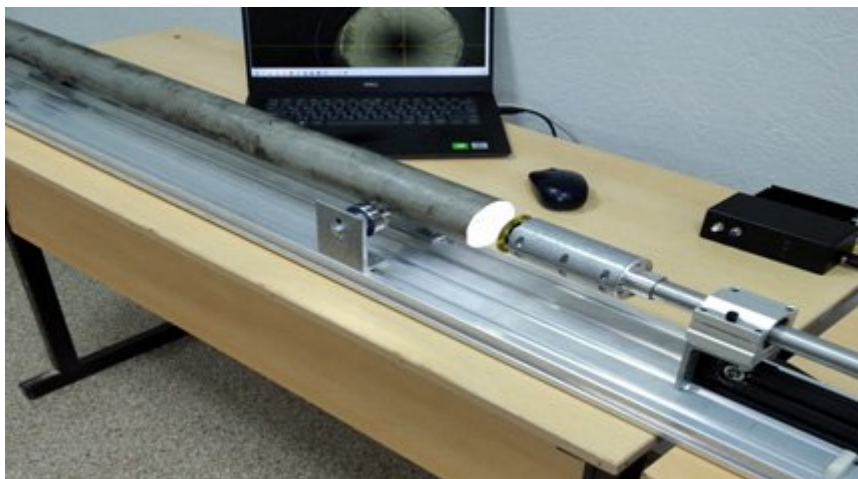


Рис. 11. Аппаратно-программный комплекс для телевизионного контроля внутренней поверхности труб
 Fig. 11. Hardware and software complex for television monitoring of the internal surface of pipes

собой круговые изображения объектов, которые попадают в полусферу поля зрения камеры с разрешением 1980×1200 px (см. рис. 2).

Программная часть комплекса включает специально разработанное программное обеспечение [10–12] для обработки кадров видеопоследовательности, снимаемой с видеокамеры, развернутое на ноутбуке Dell с характеристиками:

- ОС: Windows 11 для образовательных учреждений, x64;
- Процессор Intel(R) Core™ i7-11370H, 3,30 ГГц;
- ОЗУ: 32 Гб, 3200 МГц;
- Видеокарта: Nvidia GeForce MX450, 2 Гб.

Внешний вид аппаратно-программного комплекса показан на рис. 11.

Комплекс позволяет проводить эксперименты с трубами внутренним диаметром от 50 до 160 мм и длиной до 1000 мм.

Построение панорамного изображения выполняется с помощью разработанного программного обеспечения. Программное обеспечение производит ввод изображения от видеокамеры и его отображение на дисплее. Выводиться на дисплей может как исходное изображение, в том числе статический кадр, так и полученное панорамное изображение в различных режимах отображения.

Программное обеспечение разработано на языке Python, имеет стандартный оконный интерфейс пользователя, содержащий главное меню для доступа ко всем основным функциям и окно отображения видеoinформации. В программном обеспечении широко используются библиотеки языка Python, в частности библиотека обработки изображений и компьютерного зрения OpenCV.

Разработанная версия программы предоставляет пользователю следующие возможности:

- ввод изображения от видеокамеры со сверхширокоугольным объективом, перемещающейся внутри трубопровода;
- фиксацию кадров и их отображение в окне дисплея оператора контрольно-измерительной установки;
- построение панорамного изображения для каждого кадра и коррекцию геометрических искажений;
- компоновку единого изображения внутренней поверхности трубопровода из полученных панорам;
- управление направлением и скоростью перемещения камеры внутри трубопровода;
- включение освещения.

Кроме перечисленных выше функций поддерживаются вспомогательные операции:

- калибровка геометрических преобразований;
- установка режимов работы программы;
- сохранение и считывание файлов неподвижных кадров, видеопоследовательностей, панорам, таблиц геометрических преобразований, настроек программы.

Практическая реализация рассмотренного алгоритма показывает, что принятые решения позволяют обеспечить высокое качество изображения полной панорамы внутренней поверхности труб. Пример панорамного изображения для трубы с внутренним диаметром 50 мм показан на рис. 12. Оно состоит из 100 сшитых кадров и имеет размер 3487×11849 px. Такое изображение можно использовать как «паспорт качества» трубы.



Рис. 12. Сформированное панорамное изображение внутренней поверхности трубы из 100 последовательных кадров
Fig. 12. Generated panoramic image of the inner surface of a pipe from 100 consecutive frames

Заключение

Представленный в статье алгоритм и его экспериментальное исследование показали эффективность принятых решений. В результате на сформированном панорамном изображении отсутствуют визуально заметные яркостные артефакты, которые могут приводить к ошибкам обнаружения дефектов на внутренней поверхности.

Для обнаружения и классификации дефектов можно использовать различные детекторы, на-

пример семейство YOLO. Однако это целый комплекс крупных по объему и сложности задач – необходим анализ возможных архитектурных решений, формирование обучающего датасета, правильное и корректное обучение детектора. Эти задачи требуют полноценного исследования в отдельной статье.

Финансирование

Исследования проводились при поддержке гранта Российского научного фонда № 23-21-10075.

Список литературы

1. Заказнов Н.П., Кирюшин С.И., Кузичев В.Н. Теория оптических систем. М.: Машиностроение, 1992. 448 с.
2. Bettonvil F. Imaging: Fisheye lenses // WGN. International Meteor Organization. 2005. Vol. 33, no. 1. P. 9–14.
3. Reconstruction of images in video analytics systems with ultra-wide angle optics / O.L. Kulyas [et al.] // Optical Technologies for Telecommunications. 2019. Vol. 11516. P. 115161C. DOI: <https://doi.org/10.1117/12.2566125>
4. Измерение характеристик и оценка возможностей видеокамер со сверхширокоугольной оптикой / О.Л. Куляс [и др.] // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2020. Т. 23, № 1. С. 89–99. DOI: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2020.23.1.89-99>
5. Region-based convolutional networks for accurate object detection and segmentation / R. Girshick [et al.] // IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence. 2014. Vol. 38, no. 1. P. 142–158. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPAMI.2015.2437384>
6. Zhan Y., Wang Y., Yu X. Semisupervised hyperspectral image classification based on generative adversarial networks and spectral angle distance // Scientific Reports. 2023. Vol. 13, no. 1. P. 22019. DOI: <https://doi.org/10.1038/s41598-023-49239-2>
7. Gonzalez C., Woods R.E., Steven L.E. Digital Image Processing Using MATLAB. Philadelphia: Gatesmark Publishing, 2020. 1009 p.
8. Проблемы визуального контроля / О.Л. Куляс [и др.] // Проблемы техники и технологии телекоммуникаций: мат. XXIV Международной научно-технической конференции. Уфа, 2022. С. 485–486.
9. Куляс О.Л., Лошкарев А.С. Мониторинг продольного положения видеокамеры при телевизионном контроле внутренней поверхности труб // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. 2024. № 1. С. 10–18. DOI: <https://doi.org/10.25791/pribor.1.2024.1465>
10. Свидетельство о регистрации программы для ЭВМ RU 2021681918. Программа телевизионного контроля внутренней поверхности трубопроводов / О.Л. Куляс, А.С. Лошкарев, К.А. Никитин, П.А. Назаренко, О.И. Захарова; 27.12.2023.
11. Свидетельство регистрации программы для ЭВМ RU 2023688742. Программа формирования полного панорамного изображения внутренней поверхности труб / О.Л. Куляс, А.С. Лошкарев, К.А. Никитин, П.А. Назаренко, О.И. Захарова; 25.12.2023.
12. Программное обеспечение контроля внутренней поверхности трубопроводов / О.Л. Куляс [и др.] // Физика и технические приложения волновых процессов (ФитПВП-2021): мат. XIX Международной научно-технической конференции. 2021. С. 78–79.

Информация об авторе

Лошкарев Алексей Сергеевич, старший преподаватель кафедры информационных систем и технологий Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики, г. Самара, Россия.

Область научных интересов: обработка изображений, компьютерное зрение, виртуальная реальность.

E-mail: lozhkarev-as@mail.ru

ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-8598-8908>
SPIN-код (eLibrary): 1743-0740
AuthorID (eLibrary): 1169315
ResearcherID (WoS): L-1597-2018

Physics of Wave Processes and Radio Systems

2027, vol. 27, no. 2, pp. 45–55

DOI [10.18469/1810-3189.2024.27.2.45-55](https://doi.org/10.18469/1810-3189.2024.27.2.45-55)
UDC 621.397: 004.932
Original Research

Received 28 March 2024
Accepted 29 April 2024
Published 29 June 2024

Formation of a panoramic image of the inner surface of the pipe

Alexey S. Loshkarev 

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

Abstract – Background. Visual non-destructive testing of the inner surface of pipes is an important aspect in their production and operation. A defect detected and corrected in a timely manner can significantly reduce the number of defects in production and prevent various emergency incidents during operation. Formation of a complete panoramic image of the inner surface of pipes suitable for quality analysis is an urgent and sought-after task that can be solved using computer vision systems. **Aim.** This work is the research and development of television methods for forming a complete panoramic image of the inner surface of a pipe, which can be analyzed to search for defects. **Methods.** To form a cylindrical panoramic image, mathematical models for the formation of an equidistant projection of spherical images obtained using a fisheye lens were used. For high-quality stitching of the resulting frames, digital image processing methods were used, including brightness and contrast transformations, and searching for special points using the MSER algorithm. Theoretical results are verified by full-scale modeling. **Results.** The result of this work is an algorithm for stitching frames of a video sequence generated by a television camera with a fisheye optical system, uniformly moved along the longitudinal axis of the pipe, into a single panoramic image of the internal surface. **Conclusion.** The algorithm ensures the formation of a high-quality image of a full panorama of the inner surface of the pipes with the absence of brightness artifacts.

Keywords – television camera; video sequence; «fisheye» lens; panoramic image; singular points; inner surface of the pipe; MSER algorithm.

✉ lozhkarev-as@mail.ru (Alexey S. Loshkarev)

 © Alexey S. Loshkarev, 2024

References

1. N. P. Zakaznov, S. I. Kiryushin, and V. N. Kuzichev, *Theory of Optical Systems*. Moscow: Mashinostroenie, 1992. (In Russ.)
2. F. Bettonvil, “Imaging: Fisheye lenses,” *WGN. International Meteor Organization*, vol. 33, no. 1, pp. 9–14, 2005.
3. O. L. Kulyas et al., “Reconstruction of images in video analytics systems with ultra-wide angle optics,” *Optical Technologies for Telecommunications*, vol. 11516, p. 115161C, 2019, doi: <https://doi.org/10.1117/12.2566125>.
4. O. L. Kulyas et al., “Measurement of characteristics and assessment of the capabilities of cameras with ultra-wide angle optics,” *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 23, no. 1, pp. 89–99, 2020, doi: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2020.23.1.89-99>. (In Russ.)
5. R. Girshick et al., “Region-based convolutional networks for accurate object detection and segmentation,” *IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence*, vol. 38, no. 1, pp. 142–158, 2014, doi: <https://doi.org/10.1109/TPAMI.2015.2437384>.
6. Y. Zhan, Y. Wang, and X. Yu, “Semisupervised hyperspectral image classification based on generative adversarial networks and spectral angle distance,” *Scientific Reports*, vol. 13, no. 1, pp. 22019, 2023, doi: <https://doi.org/10.1038/s41598-023-49239-2>.
7. C. Gonzalez, R. E. Woods, and L. E. Steven, *Digital Image Processing Using MATLAB*. Philadelphia: Gatesmark Publishing, 2020.
8. O. L. Kulyas et al., “Visual inspection problems,” *Problemy tekhniki i tekhnologii telekommunikatsiy: mat. XXIV Mezhdunarodnoy nauchno-tekhnicheskoy konferentsii*, Ufa, pp. 485–486, 2022. (In Russ.)
9. O. L. Kulyas and A. S. Loshkarev, “Monitoring the longitudinal position of a video camera during television inspection of the internal surface of pipes,” *Pribory i sistemy. Upravlenie, kontrol', diagnostika*, no. 1, pp. 10–18, 2024, doi: <https://doi.org/10.25791/pribor.1.2024.1465>. (In Russ.)
10. O. L. Kulyas, A. S. Loshkarev, K. A. Nikitin, P. A. Nazarenko, and O. I. Zakharova “Program for television monitoring of the internal surface of pipelines,” Certificate of registration of the computer program RU 2021681918, Dec. 25, 2023. (In Russ.)

11. O. L. Kulyas, A. S. Loshkarev, K. A. Nikitin, P. A. Nazarenko, and O. I. Zakharova “Program for forming a complete panoramic image of the inner surface of pipes,” Certificate of registration of the computer program RU 2023688742, Dec. 25, 2023. (In Russ.)
12. O. L. Kulyas et al., “Pipe internal surface inspection software,” *Fizika i tekhnicheskie prilozheniya volnovykh protsessov (FiTPVP-2021): mat. XIX Mezhdunarodnoy nauchno-tekhnicheskoy konferentsii*, pp. 78–79, 2021. (In Russ.)

Information about the Author

Alexey S. Loshkarev, senior lecturer of the Department of Information Systems and Technologies, Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics, Samara, Russia.

Research interests: image processing, computer vision, virtual reality.

E-mail: lozhkarev-as@mail.ru

ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-8598-8908>

SPIN-код (eLibrary): 1743-0740

AuthorID (eLibrary): 1169315

ResearcherID (WoS): L-1597-2018

Параметрический синтез различных радиоустройств с заданным количеством каскадов типа «нелинейная часть – резистивный четырехполюсник»

А.А. Головков 

Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия»
394064, Россия, г. Воронеж,
ул. Старых Большевиков, 54а

Аннотация – Обоснование. Наличие возможности аналитического определения части параметров различных радиоустройств, оптимальных по критерию обеспечения заданных значений модулей и фаз передаточных функций на необходимом количестве частот, значительно уменьшает время численной оптимизации остальной части параметров по критерию формирования требуемых АЧХ и ФЧХ в полосе частот. До настоящего времени такие задачи решались в отношении радиоустройств только с одним каскадом типа «нелинейная часть – согласующее устройство» или «согласующее устройство – нелинейная часть». В качестве согласующего устройства использовались реактивные, резистивные, комплексные или смешанные четырехполюсники. Решена также задача многокаскадных радиоустройств с реактивными четырехполюсниками. Изменение базиса для согласующих четырехполюсников и места включения нелинейной части приводит к изменению области физической реализуемости. **Цель.** Разработка алгоритмов параметрического синтеза радиоустройств с произвольным количеством одинаковых и неодинаковых каскадов типа «нелинейная часть – согласующий резистивный четырехполюсник» по критерию обеспечения заданных частотных характеристик. Нелинейные части представлены в виде нелинейного элемента и параллельной или последовательной по току или напряжению обратной связи. **Методы.** Теория четырехполюсников, матричная алгебра, метод декомпозиции, метод синтеза управляющих устройств СВЧ, численные методы оптимизации. **Результаты.** В интересах достижения указанной цели сформированы и решены системы алгебраических уравнений. Получены модели оптимальных резистивных четырехполюсников в виде математических выражений для определения взаимосвязей между элементами их классической матрицы передачи и для отыскания зависимостей сопротивлений двухполюсников от частоты. Показано, что при определенных соотношениях между количеством одинаковых каскадов и значениями сопротивлений источника сигнала и нагрузки однокаскадного радиоустройства частотные характеристики однокаскадного и многокаскадного радиоустройств оказываются идентичными или подобными. Такие схемы названы эквивалентными. Использование неодинаковых каскадов приводит к значительному увеличению рабочей полосы частот. **Заключение.** Сравнительный анализ теоретических результатов (АЧХ- и ФЧХ-радиоустройств, значения параметров), полученных путем математического моделирования в системе MathCad, и экспериментальных результатов, полученных путем схемотехнического моделирования в системах OrCad и MicroCap, показывает их удовлетворительное совпадение.

Ключевые слова – параметрический синтез резистивных четырехполюсников; заданные частотные характеристики многокаскадных радиоустройств.

Введение

В работе [1] предложены алгоритмы параметрического синтеза плоско-слоистых сред (ПСС), содержащих заданное количество управляемых и неуправляемых слоев, по критерию обеспечения заданной амплитудно-фазовой модуляции рассеянного сигнала. Управляемые слои – это двумерно-периодические решетки проводящих стержней или полосок, в разрывы которых включены нелинейные элементы, управляемые низкочастотным сигналом. Неуправляемые слои (НС) – это однородные диэлектрические слои без потерь или двумерно-периодические решетки стержней или полосок. В общем случае ПСС функционирует в смешанном режиме – присутствует как отраженная, так и проходящая волна. Если один из НС, расположенный последним по направлению

падающей волны, выполнен в виде проводящего экрана, то ПСС является отражающей. В этом случае ПСС может быть использована в качестве основы для построения перспективной курсоглиссальной системы [2]. Суть алгоритмов состоит в формировании систем алгебраических уравнений, отвечающих требованиям к системным операторам (коэффициентам отражения и передаточным функциям) в заданном количестве состояний, удовлетворяющих заданным уровням низкочастотного сигнала. Результатом решения этих уравнений является система взаимосвязей между элементами классической матрицы передачи некоторых НС, отнесенных к неуправляемой части. Оставшаяся часть НС отнесена к управляемой части ПСС. Система взаимосвязей – это исходная система уравнений для отыскания параметров НС.

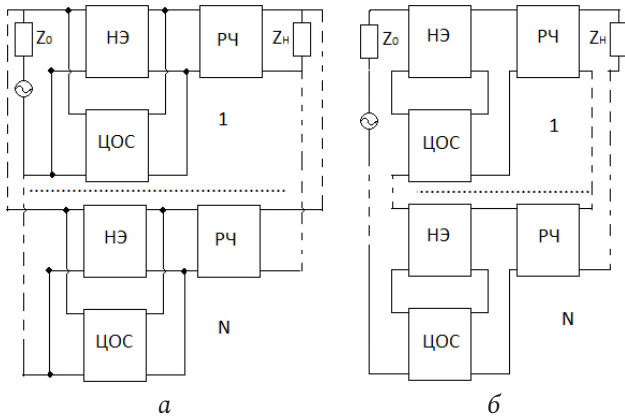


Рис. 1. Структурные схемы многокаскадных радиоустройств с параллельной по напряжению (а) и последовательной по току (б) цепями обратной связи, включенными между источником сигнала и РЧ

Fig. 1. Block diagrams of multi-stage radio devices with voltage-parallel (a) and current-series (b) feedback circuits connected between the signal source and RF

Разработанные алгоритмы могут быть использованы практически в любом диапазоне радиочастот. Отличие состоит лишь в реализации элементов классической матрицы передачи НС. В соответствующих диапазонах частот это могут быть элементы либо с распределенными [1; 2], либо с сосредоточенными параметрами [3–7]. Для реализации геометрических размеров неуправляемых и управляемых решеток ПСС [1; 2] необходимо привлечение результатов решения задач дифракции электромагнитных волн на различных проводящих телах [8].

Наиболее полно метод решения задач параметрического синтеза различных радиоустройств (за исключением многокаскадных) с обоими типами элементов изложен в работе [9].

В данной работе предлагается рассмотреть особенности этих алгоритмов с учетом наличия каскадов типа «нелинейная часть (НЧ) – резистивный четырехполюсник (РЧ)». Эти каскады включены между источником сигнала с сопротивлением $z_0 = r_0 + jx_0$ и нагрузкой $z_n = r_n + jx_n$ (рис. 1, 2). При этом учитывалось, что НЧ состоит из трехполюсного нелинейного элемента (НЭ) и охватывающей его цепи обратной связи (ЦОС – параллельной или последовательной по току или напряжению).

Оптимизация параметров двухполюсников, не входящих в КЧ, осуществляется с помощью известных численных методов [10] по критерию обеспечения заданной рабочей полосы частот. Все обозначения неопределенных величин в данной статье соответствуют принятым в [9].

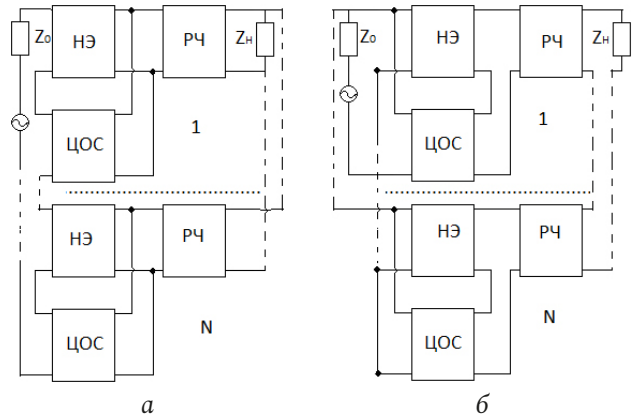


Рис. 2. Структурные схемы многокаскадных радиоустройств с последовательной по напряжению (а) и параллельной по току (б) цепями обратной связи, включенными между источником сигнала и РЧ

Fig. 2. Block diagrams of multistage radio devices with voltage-sequential (a) and current-parallel (b) feedback circuits connected between the signal source and RF

Алгоритм синтеза многокаскадных радиоустройств с учетом наличия каскадов типа «НЧ – РЧ» приведен в работе [11].

1. Результаты параметрического синтеза

Здесь в качестве примера приводятся некоторые из решений, полученных для типовых схем РЧ при использовании параллельной по напряжению обратной связи (рис. 1, а) и алгоритма синтеза [1–3] с учетом указанных изменений. Этот вид обратной связи допускает применение РЧ практически любой сложности. Если необходимо синтезировать радиоустройство с одинаковыми каскадами типа «НЧ – РЧ», а в качестве РЧ используется Г-образное соединение двух сопротивлений $R_{1,2}$ (рис. 3, а), то зависимости этих сопротивлений от частоты определяются следующим образом (аргументы опущены):

$$R_1 = -\frac{c_x + R_2 d_x}{d_x + e_x + R_2 b_x}; \quad (1)$$

$$R_2 = \frac{-B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4A_2 C_2}}{2A_2},$$

где

$$A_2 = b_x d_r - b_r d_x;$$

$$B_2 = d_x(1 - e_r) + b_x c_r - b_r c_x + d_r e_x;$$

$$C_2 = e_r(d_x + e_x) - c_x(d_r + e_r - 1).$$

Обратное Г-образное соединение двух сопротивлений $R_{1,2}$ (рис. 3, б):

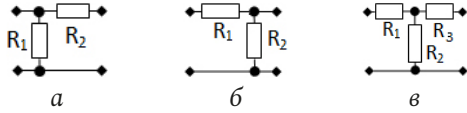


Рис. 3. Синтезированные РЧ
Fig. 3. Synthesized RF

$$R_1 = \frac{c_r + R_2(d_r + e_r - 1)}{1 - R_2 b_r}; \quad (2)$$

$$R_2 = \frac{-B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4A_2 C_2}}{2A_2},$$

где

$$A_2 = (d_r + e_r - 1)b_x - b_r(d_x + e_x);$$

$$B_2 = d_x + e_x - b_r c_x + b_x c_r; \quad C_2 = c_x.$$

Т-образное соединение трех сопротивлений $R_{1,2,3}$ (рис. 3, в):

$$R_1 = \frac{c_r + R_2(d_r + e_r + R_3 b_r - 1) + R_3 d_r}{1 - b_r(R_2 + R_3)}; \quad (3)$$

$$R_2 = \frac{-B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4A_2 C_2}}{2A_2},$$

где

$$A_2 = (d_r + e_r - 1)b_x - b_r(d_x + e_x);$$

$$B_2 = d_x + e_x - b_r c_x + b_x c_r -$$

$$- R_3[(2d_x + e_x)b_r - b_x(2d_r + e_r)];$$

$$C_2 = (b_x d_r - b_r d_x)R_3^2 + (d_x - b_r c_x + b_x c_r)R_3 + c_x.$$

$$R_1 = \frac{c_r + R_2(d_r + e_r + R_3 b_r - 1) + R_3 d_r}{1 - b_r(R_2 + R_3)}; \quad (4)$$

$$R_3 = \frac{-B_3 \pm \sqrt{B_3^2 - 4A_3 C_3}}{2A_3},$$

где

$$A_3 = b_x d_r - b_r d_x;$$

$$B_3 = d_x - R_2[(2d_x + e_x)b_r - b_x(2d_r + e_r)] - b_r c_x + b_x c_r;$$

$$C_3 = [(d_r + e_r - 1)b_x - b_r(d_x + e_x)]R_2^2 +$$

$$+ (d_x + e_x - b_r c_x + b_x c_r)R_2 + c_x.$$

$$R_2 = \frac{(1 - R_3 b_r)R_1 - c_r - R_3 d_r}{(R_1 + R_3)b_r + d_r + e_r - 1}; \quad (5)$$

$$R_3 = \frac{-B_3 \pm \sqrt{B_3^2 - 4A_3 C_3}}{2A_3},$$

где

$$A_3 = b_r d_x - b_x d_r;$$

$$B_3 = b_r c_x - b_x c_r - R_1(b_r e_x - b_x e_r) - d_x - d_r e_x + d_x e_r;$$

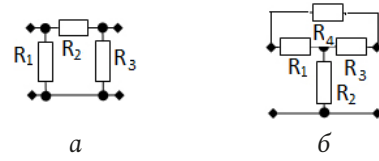


Рис. 4. Синтезированные РЧ (продолжение)
Fig. 4. Synthesized RF (continued)

$$C_3 = b_x R_1^2 + (d_x + e_x + b_r c_x - b_x c_r)R_1 +$$

$$+ (d_r + e_r - 1)c_x - c_r(d_x + e_x).$$

П-образное соединение трех сопротивлений $R_{1,2,3}$ (рис. 4, а):

$$R_1 = \frac{(c_r + R_2 d_r)R_3 + R_2 c_r}{R_2 - c_r - R_3(d_r + e_r + R_2 b_r - 1)}; \quad (6)$$

$$R_2 = \frac{-B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4A_2 C_2}}{2A_2},$$

где

$$A_2 = (b_x d_r - b_r d_x)R_3^2 + (d_x - b_r c_x + b_x c_r)R_3 + c_x;$$

$$B_2 = (d_x - b_r c_x + b_x c_r + d_r e_x - d_x e_r)R_3^2 +$$

$$+ (2c_x + c_r e_x - c_x e_r)R_3;$$

$$C_2 = R_3^2[(d_x + e_x)c_r - c_x(d_r + e_r - 1)].$$

$$R_1 = \frac{(c_r + R_2 d_r)R_3 + R_2 c_r}{R_2 - c_r - R_3(d_r + e_r + R_2 b_r - 1)}; \quad (7)$$

$$R_3 = \frac{-B_3 \pm \sqrt{B_3^2 - 4A_3 C_3}}{2A_3},$$

где

$$A_3 = (b_x d_r - b_r d_x)R_2^2 + (d_x + e_x)c_r - c_x(d_r + e_r - 1) +$$

$$+ (d_x - b_r c_x + b_x c_r + d_r e_x - d_x e_r)R_2;$$

$$C_3 = R_2^2 c_x;$$

$$B_3 = (d_x - b_r c_x + b_x c_r)R_2^2 + (2c_x + c_r e_x - c_x e_r)R_2.$$

$$R_2 = \frac{R_1(1 - d_r - e_r) - c_r(R_1 + R_3)}{c_r - R_1 + R_3(d_r + R_1 b_r)}; \quad (8)$$

$$R_3 = \frac{-B_3 \pm \sqrt{B_3^2 - 4A_3 C_3}}{2A_3},$$

где

$$A_3 = (b_x + b_r d_x - b_x d_r + b_r e_x - b_x e_r)R_1^2 - c_r d_x + c_x d_r +$$

$$+ (d_x + b_r c_x - b_x c_r + d_r e_x - d_x e_r)R_1;$$

$$C_3 = -R_1^2 c_x;$$

$$B_3 = R_1(c_r e_x - c_x e_r) - R_1^2(d_x + e_x - b_r c_x + b_x c_r).$$

Перекрытое Т-образное соединение четырех сопротивлений $R_{1,2,3,4}$ (рис. 4, б):

$$R_1 = \frac{[R_2(1-d_r-e_r)-c_r](R_3+R_4)-R_3R_4(d_r+b_rR_2)}{c_r-R_4+(R_2+R_3)(d_r+e_r+b_rR_4-1)}; \quad (9)$$

$$R_2 = \frac{-B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4A_2C_2}}{2A_2},$$

где

$$\begin{aligned} A_2 &= [(d_r+e_r-1)b_x - b_r(d_x+e_x)]R_4^2; \\ B_2 &= [d_x+e_x - b_r c_x + b_x c_r + R_3 B_0]R_4^2 + \\ &+ R_3 R_4 [(d_r+1)e_x - d_x(e_r-2)]; \\ B_0 &= b_x(2d_r+e_r) - b_r(2d_x+e_x); \\ C_2 &= c_x R_4 (2R_3+R_4) + \\ &+ R_3(R_3+R_4)[(d_x-b_r c_x + b_x c_r)R_4 + c_r e_x - c_x e_r] + \\ &+ R_3^2 [(b_x d_r - b_r d_x)R_4^2 + \\ &+ (d_r e_x - d_x e_r)R_4 + c_x + c_r d_x - c_x d_r]. \end{aligned}$$

$$R_1 = \{[R_2(1-d_r-e_r)-c_r](R_3+R_4) - R_3R_4(d_r+b_rR_2)\} / \{c_r-R_4 + (R_2+R_3)(d_r+e_r+b_rR_4-1)\};$$

$$R_3 = \frac{-B_3 \pm \sqrt{B_3^2 - 4A_3C_3}}{2A_3},$$

где

$$\begin{aligned} A_3 &= (b_x d_r - b_r d_x)R_4^2 + c_x(1-d_r-e_r) + c_r(d_x+e_x) + \\ &+ (d_x - b_r c_x + b_x c_r + d_r e_x - d_x e_r)R_4; \\ B_3 &= (d_x - b_r c_x + b_x c_r)R_4^2 + (2c_x + c_r e_x - c_x e_r)R_4 - \\ &- \{R_2[R_4^2[(2d_x+e_x)b_r - b_x(2d_r+e_r)] - B_0]\}; \\ B_0 &= R_4[(d_r+1)e_x - d_x(e_r-2)]; \\ C_3 &= \{[b_x(d_r+e_r-1) - b_r(d_x+e_x)]R_2^2 + C_0 + c_x\}R_4^2; \\ C_0 &= (d_x+e_x - b_r c_x + b_x c_r)R_2. \end{aligned}$$

$$R_1 = \{[R_2(1-d_r-e_r)-c_r](R_3+R_4) - R_3R_4(d_r+b_rR_2)\} / \{c_r-R_4 + (R_2+R_3)(d_r+e_r+b_rR_4-1)\};$$

$$R_4 = \frac{-B_4 \pm \sqrt{B_4^2 - 4A_4C_4}}{2A_4},$$

где

$$\begin{aligned} A_4 &= (b_x d_r - b_r d_x)(R_2+R_3)^2 + (d_x+e_x)R_2 - b_x R_2^2 + \\ &+ c_x + d_x R_3 + [b_x c_r - b_r c_x - R_2(b_r e_x - b_x e_r)](R_2+R_3); \\ B_4 &= (d_x - b_r c_x + b_x c_r)R_3^2 + [2c_x + c_r e_x - c_x e_r + B_0]R_3; \\ B_0 &= R_2(2d_x+e_x) + (d_r e_x - d_x e_r)(R_2+R_3); \\ C_4 &= [c_x(1-d_r-e_r) + c_r(d_x+e_x)]R_3^2; \end{aligned}$$

$$R_2 = \{(R_3+R_4)(R_1-c_r) - [c_r + R_3(d_r+e_r)]R_1 -$$

$$- R_3R_4(d_r+b_rR_1)\} / \{(R_1+R_3+R_4)(d_r+e_r-1) + b_rR_4(R_1+R_3)\};$$

$$R_3 = \frac{-B_3 \pm \sqrt{B_3^2 - 4A_3C_3}}{2A_3},$$

где

$$\begin{aligned} A_3 &= (b_x d_r - b_r d_x)R_4^2 + c_x(1-d_r-e_r) + c_r(d_x+e_x) + \\ &+ (d_x - b_r c_x + b_x c_r + d_r e_x - d_x e_r)R_4; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} B_3 &= (R_1+R_4)[R_4(d_r e_x - d_x e_r) - \\ &- 2c_x(d_r+e_r-1) + 2c_r(d_x+e_x)] + \\ &+ [d_x + R_1(b_r e_x - b_x e_r)]R_4^2 - \end{aligned}$$

$$- R_4[(R_4-2R_1)(b_r c_x - b_x c_r) - e_x R_1];$$

$$C_3 = (R_1+R_4)^2 [(d_x+e_x)c_r - c_x(d_r+e_r-1)] - b_x R_1^2 R_4^2 - R_1 R_4 (R_1+R_4)(d_x+e_x+b_r c_x - b_x c_r);$$

$$\begin{aligned} R_2 &= \{(R_3+R_4)(R_1-c_r) - [c_r + R_3(d_r+e_r)]R_1 - \\ &- R_3R_4(d_r+b_rR_1)\} / \{(R_1+R_3+R_4)(d_r+e_r-1) + b_rR_4(R_1+R_3)\}; \end{aligned} \quad (10)$$

$$R_4 = \frac{-B_4 \pm \sqrt{B_4^2 - 4A_4C_4}}{2A_4},$$

где

$$\begin{aligned} A_4 &= (c_r - R_1)(d_x+e_x) + \\ &+ c_x(1-d_r-e_r) - R_3^2(b_r d_x - b_x d_r) - \\ &- b_x R_1^2 + R_3[d_x + R_1(b_r e_x - b_x e_r) + d_r e_x - d_x e_r] - \\ &- (b_r c_x - b_x c_r)(R_1+R_3); \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} B_4 &= (b_x c_r - b_r c_x)(R_1+R_3)^2 + \\ &+ [R_3(d_r e_x - d_x e_r) - 2c_x(d_r+e_r-1) + 2c_r(d_x+e_x) - \\ &- e_x R_1](R_1+R_3) + (R_3^2 - R_1^2)d_x; \end{aligned}$$

$$C_4 = (R_1+R_3)^2 [(1-e_r-d_r)c_x + c_r(d_x+e_x)].$$

$$\begin{aligned} R_3 &= \{(1-d_r-e_r)R_2 - c_r\}(R_1+R_4) - \\ &- R_1 R_4 (b_r R_2 - 1) / \{c_r + d_r R_4 + (R_1+R_2)(d_r+e_r+b_r R_4 - 1)\}; \end{aligned} \quad (14)$$

$$R_4 = \frac{-B_4 \pm \sqrt{B_4^2 - 4A_4C_4}}{2A_4},$$

где

$$\begin{aligned} A_4 &= b_x(R_1+R_2)^2 - c_r d_x + c_x d_r + R_2^2(b_r d_x - b_x d_r) + \\ &+ (R_1+R_2)[d_x + R_2(b_r e_x - b_x e_r) + b_r c_x - b_x c_r] + \\ &+ R_2(d_r e_x - d_x e_r); \end{aligned}$$

$$B_4 = R_1^2(d_x+e_x+b_r c_x - b_x c_r) -$$

(12)

$$-R_1[2c_r d_x - 2c_x d_r + c_r e_x - c_x e_r - \\ -R_2(2d_x + e_x + d_r e_x - d_x e_r)]; \\ C_4 = [(d_r + e_r - 1)c_x - c_r(d_x + e_x)]R_1^2.$$

Пусть теперь требуется синтезировать радиоустройство с неодинаковыми каскадами типа «НЧ- РЧ». Если в качестве РЧ используется Г-образное соединение двух сопротивлений $R_{1,2}$ (рис. 3, а), то зависимости этих сопротивлений от частоты определяются следующим образом:

$$R_1 = \frac{c_{2r} + R_2 d_{1r}}{c_{1r} - c_r + d_r - d_{1r} - R_2 b_r}; \quad (15)$$

$$R_2 = \frac{-B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4A_2 C_2}}{2A_2},$$

где

$$A_2 = b_r d_{1x} - b_x d_{1r};$$

$$B_2 = (c_r - c_{1r} - d_r) d_{1x} + \\ + d_{1r}(c_{1x} - c_x + d_x) + b_r c_{2x} - b_x c_{2r};$$

$$C_2 = C_d c_{2x} - c_{2r} D_c;$$

$$C_d = c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r};$$

$$D_c = c_x - c_{1x} - d_x + d_{1x}.$$

Обратное Г-образное соединение двух сопротивлений $R_{1,2}$ (рис. 3, б):

$$R_1 = \frac{c_{2r} + R_2 C_d}{d_r - R_2 b_r}; \quad (16)$$

$$R_2 = \frac{-B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4A_2 C_2}}{2A_2},$$

где

$$A_2 = b_r D_c - b_x C_d;$$

$$B_2 = (c_{1x} - c_x - d_{1x}) d_r + \\ + d_x(c_r - c_{1r} + d_{1r}) + b_r c_{2x} - b_x c_{2r};$$

$$C_2 = c_{2r} d_x - c_{2x} d_r.$$

Т-образное соединение трех сопротивлений $R_{1,2,3}$ (рис. 3, в):

$$R_1 = \frac{c_{2r} + R_3 d_{1r} + R_2(C_d + R_3 b_r)}{d_r - (R_2 + R_3) b_r}; \quad (17)$$

$$R_2 = \frac{-B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4A_2 C_2}}{2A_2},$$

где

$$A_2 = b_x C_d - b_r D_c;$$

$$B_2 = b_x c_{2r} - b_r c_{2x} + [b_x(c_r - c_{1r} + 2d_{1r}) -$$

$$- b_r(c_x - c_{1x} + 2d_{1x})] R_3 + \\ + (c_x - c_{1x} + d_{1x}) d_r - d_x(c_r - c_{1r} + d_{1r});$$

$$C_2 = (b_x d_{1r} - b_r d_{1x}) R_3^2 + \\ + (b_x c_{2r} - b_r c_{2x} + d_r d_{1x} - d_x d_{1r}) R_3 - c_{2r} d_x + c_{2x} d_r.$$

$$R_1 = \frac{c_{2r} + R_3 d_{1r} + R_2(C_d + R_3 b_r)}{d_r - (R_2 + R_3) b_r}; \quad (18)$$

$$R_3 = \frac{-B_3 \pm \sqrt{B_3^2 - 4A_3 C_3}}{2A_3},$$

где

$$A_3 = b_r d_{1x} - b_x d_{1r};$$

$$B_3 = b_r c_{2x} - b_x c_{2r} + R_2[(c_x - c_{1x} + 2d_{1x}) b_r - \\ - b_x(c_r - c_{1r} + 2d_{1r})] + d_x d_{1r} - d_r d_{1x};$$

$$C_3 = (D_c b_r - b_x C_d) R_2^2 + [(c_{1x} - c_x - d_{1x}) d_r + \\ + d_x(c_r - c_{1r} + d_{1r}) + b_r c_{2x} - b_x c_{2r}] R_2 + \\ + c_{2r} d_x - c_{2x} d_r.$$

$$R_2 = \frac{(d_r - R_3 b_r) R_1 - c_{2r} - R_3 d_{1r}}{(R_1 + R_3) b_r + C_d}; \quad (19)$$

$$R_3 = \frac{-B_3 \pm \sqrt{B_3^2 - 4A_3 C_3}}{2A_3},$$

где

$$A_3 = b_r d_{1x} - b_x d_{1r};$$

$$B_3 = b_r c_{2x} - b_x c_{2r} - R_1[(c_x - c_{1x}) b_r - \\ - b_x(c_r - c_{1r})] + (c_r - c_{1r} - d_r) d_{1x} + d_{1r}(c_{1x} - c_x + d_x);$$

$$C_3 = (b_x d_r - b_r d_x) R_1^2 + C_d c_{2x} - D_c c_{2r} + [b_r c_{2x} - \\ - b_x c_{2r} + (c_x - c_{1x} + d_{1x}) d_r - d_x(c_r - c_{1r} + d_{1r})] R_1.$$

П-образное соединение трех сопротивлений $R_{1,2,3}$ (рис. 4, а):

$$R_1 = \frac{(R_2 + R_3) c_{2r} + R_2 R_3 d_{1r}}{R_2 d_r - c_{2r} - (C_d + R_2 b_r) R_3}; \quad (20)$$

$$R_2 = \frac{-B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4A_2 C_2}}{2A_2},$$

где

$$A_2 = (b_r d_{1x} - b_x d_{1r}) R_3^2 + (b_r c_{2x} - b_x c_{2r} - \\ - d_r d_{1x} + d_x d_{1r}) R_3 + c_{2x} C_d - c_{2r} D_c;$$

$$A_0 = [(c_{1x} - c_x + 2d_x) c_{2r} - c_{2x}(c_{1r} - c_r + 2d_r)] R_3;$$

$$B_2 = [b_r c_{2x} - b_x c_{2r} + B_0] R_3^2 +$$

$$+ [(c_{1x} - c_x + 2d_x) c_{2r} - c_{2x}(c_{1r} - c_r + 2d_r)] R_3;$$

$$B_0 = (c_r - c_{1r} - d_r) d_{1x} + d_{1r}(c_{1x} - c_x + d_x);$$

$$C_2 = (c_{2x}C_d - c_{2r}D_c)R_3^2.$$

$$R_1 = \frac{(R_2 + R_3)c_{2r} + R_2R_3d_{1r}}{R_2d_r - c_{2r} - (C_d + R_2b_r)R_3};$$

$$R_3 = \frac{-B_3 \pm \sqrt{B_3^2 - 4A_3C_3}}{2A_3},$$

где

$$A_3 = (b_r d_{1x} - b_x d_{1r})R_2^2 + (b_r c_{2x} - b_x c_{2r} + A_0)R_2 + c_{2x}C_d - c_{2r}D_c;$$

$$A_0 = (c_r - c_{1r} - d_r)d_{1x} + d_{1r}(c_{1x} - c_x + d_x);$$

$$B_3 = [b_r c_{2x} - b_x c_{2r} - d_r d_{1x} + d_x d_{1r}]R_2^2 + [(c_{1x} - c_x + 2d_x)c_{2r} - c_{2x}(c_{1r} - c_r + 2d_r)]R_2;$$

$$C_3 = (c_{2r}d_x - c_{2x}d_r)R_2^2.$$

$$R_2 = \frac{(R_1 + R_3)c_{2r} + R_1R_3C_d}{(d_r - R_3b_r)R_1 - c_{2r} - R_3d_{1r}};$$

$$R_3 = \frac{-B_3 \pm \sqrt{B_3^2 - 4A_3C_3}}{2A_3},$$

где

$$A_3 = (D_c b_r - b_x C_d)R_1^2 + (b_r c_{2x} - b_x c_{2r} + A_0)R_1 - c_{2r}d_{1x} + c_{2x}d_{1r};$$

$$A_0 = (c_{1r} - c_r + d_r)d_{1x} - d_{1r}(c_{1x} - c_x + d_x);$$

$$B_3 = R_1^2 [b_r c_{2x} - b_x c_{2r} + (c_{1x} - c_x - d_{1x})d_r + d_x(c_r - c_{1r} + d_{1r})] - R_1 [(c_r - c_{1r})c_{2x} - c_{2r}(c_x - c_{1x})];$$

$$C_3 = (c_{2r}d_x - c_{2x}d_r)R_1^2.$$

Перекрытое Т-образное соединение четырех со-
противлений $R_{1,2,3,4}$ (рис. 4, б):

$$R_1 = \frac{(C_d R_2 + c_{2r})(R_3 + R_4) + R_3 R_4 (d_{1r} + R_2 b_r)}{R_4 d_r - c_{2r} - (C_d + R_4 b_r)(R_2 + R_3)};$$

$$R_2 = \frac{-B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4A_2C_2}}{2A_2},$$

где

$$A_2 = (b_x C_d - b_r D_c)R_4^2;$$

$$B_2 = (b_x c_{2r} - b_r c_{2x} + B_0)R_4^2 - R_3 R_4 [(c_r - c_{1r})(d_x + d_{1x}) - (c_x - c_{1x})(d_r + d_{1r}) + 2(d_x d_{1r} - d_r d_{1x})];$$

$$B_0 = (R_3 b_x - d_x)(c_r - c_{1r} + d_{1r}) + (d_r - R_3 b_r)(c_x - c_{1x} + d_{1x}) - R_3 (b_r d_{1x} - b_x d_{1r});$$

$$C_2 = \{(b_x d_{1r} - b_r d_{1x})R_4^2 + [(c_x - c_{1x})d_{1r} - d_{1x}(c_r - c_{1r})]R_4 + c_{2r}d_{1x} - c_{2x}d_{1r}\}R_3^2 -$$

$$- (c_{2r}d_x - c_{2x}d_r)(R_3 + R_4)^2 -$$

$$- (R_3 + R_4)[R_4(b_r c_{2x} - b_x c_{2r} - d_r d_{1x} + d_x d_{1r}) + C_0]R_3;$$

$$C_0 = (c_r - c_{1r})c_{2x} - c_{2r}(c_x - c_{1x});$$

$$C_d = c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r};$$

$$D_c = c_x - c_{1x} - d_x + d_{1x}.$$

$$R_1 = \frac{(C_d R_2 + c_{2r})(R_3 + R_4) + R_3 R_4 (d_{1r} + R_2 b_r)}{R_4 d_r - c_{2r} - (C_d + R_4 b_r)(R_2 + R_3)};$$

$$R_3 = \frac{-B_3 \pm \sqrt{B_3^2 - 4A_3C_3}}{2A_3},$$

где

$$A_3 = (c_{2r} + R_4 d_{1r})(c_x - c_{1x}) - (c_r - c_{1r})(c_{2x} + R_4 d_{1x}) -$$

$$- (b_r d_{1x} - b_x d_{1r})R_4^2 + R_4 (b_r c_{2x} - b_x c_{2r} - d_r d_{1x} + d_x d_{1r}) + c_{2x}(d_r - d_{1r}) - c_{2r}(d_x - d_{1x});$$

$$B_3 = B_0 - 2R_4 (c_{2r}d_x - c_{2x}d_r) -$$

$$- [2R_2 (b_r d_{1x} - b_x d_{1r}) + b_r c_{2x} - b_x c_{2r}]R_4^2;$$

$$B_0 = [(2R_2 + R_4)(d_r d_{1x} - d_x d_{1r}) + B_{01}]R_4;$$

$$B_{01} = (c_x - c_{1x})[c_{2r} + R_2(d_r + d_{1r} - R_4 b_r)] -$$

$$- (c_r - c_{1r})[c_{2x} + R_2(d_x + d_{1x} - R_4 b_x)];$$

$$C_3 = \{[C_0 + (d_r - R_2 b_r)(c_x - c_{1x} + d_{1x})]R_2 +$$

$$+ (b_r d_x - b_x d_r)R_2^2 + c_{2x}d_r - c_{2r}d_x\}R_4^2;$$

$$C_0 = b_x c_{2r} - b_r c_{2x} - (d_x - R_2 b_x)(c_r - c_{1r} + d_{1r}).$$

$$R_1 = \frac{(C_d R_2 + c_{2r})(R_3 + R_4) + R_3 R_4 (d_{1r} + R_2 b_r)}{R_4 d_r - c_{2r} - (C_d + R_4 b_r)(R_2 + R_3)};$$

$$R_4 = \frac{-B_4 \pm \sqrt{B_4^2 - 4A_4C_4}}{2A_4},$$

где

$$A_4 = (b_r d_x - b_x d_r)R_2^2 + (d_r d_{1x} - d_x d_{1r})R_3 -$$

$$- R_2 \{[d_x - b_x(R_2 + R_3)](c_r - c_{1r} + d_{1r}) - A_0\} -$$

$$- (R_2 + R_3)[R_3(b_r d_{1x} - b_x d_{1r}) + b_r c_{2x} -$$

$$- b_x c_{2r}] - c_{2r}d_x + c_{2x}d_r;$$

$$A_0 = [d_r - b_r(R_2 + R_3)](c_x - c_{1x} + d_{1x});$$

$$B_4 = [B_0 - 2(c_{2r}d_x - c_{2x}d_r)]R_3 - R_3^2 (b_r c_{2x} - b_x c_{2r});$$

$$B_0 = [(2R_2 + R_3)(d_r d_{1x} - d_x d_{1r}) +$$

$$+ (c_x - c_{1x})[c_{2r} + (R_2 + R_3)d_{1r} + R_2 d_r]] -$$

$$\begin{aligned}
& -(c_r - c_{1r})[c_{2x} + d_{1x}(R_2 + R_3) + R_2 d_x]; \\
C_4 &= (c_{2r} D_c - c_{2x} C_d) R_3^2. \\
R_2 &= \{R_4 [R_1 d_r - R_3 (d_{1r} + R_1 b_r)] - \\
& - c_{2r} (R_1 + R_3 + R_4) - C_d R_1 R_3\} / \\
& / \{(R_1 + R_3 + R_4) C_d + R_4 (R_1 + R_3) b_r\}; \\
R_3 &= \frac{-B_3 \pm \sqrt{B_3^2 - 4A_3 C_3}}{2A_3},
\end{aligned} \tag{26}$$

где

$$\begin{aligned}
A_3 &= (c_{2r} + R_4 d_{1r})(c_{1x} - c_x + d_x) + R_4 (b_r c_{2x} - b_x c_{2r}) + \\
& + (b_r d_{1x} - b_x d_{1r}) R_4^2 - c_{2r} d_{1x} + c_{2x} d_{1r} - \\
& - (c_{2x} + R_4 d_{1x})(c_{1r} - c_r + d_r); \\
B_3 &= [R_1 R_4 (d_r - R_4 b_r) - \\
& - (R_1 + R_4)(2c_{2r} + R_4 d_{1r})](c_x - c_{1x}) + \\
& + (c_r - c_{1r})[(2c_{2x} + R_4 d_{1x})(R_1 + R_4) - \\
& - R_1 R_4 (d_x - R_4 b_x)] - (R_1 + R_4)[(2c_{2x} (d_r - d_{1r}) - \\
& - 2c_{2r} (d_x - d_{1x})) - R_4^2 (d_r d_{1x} - d_x d_{1r}) + \\
& + R_4 (2R_1 + R_4)(b_r c_{2x} - b_x c_{2r})]; \\
C_3 &= (c_{2x} C_d - c_{2r} D_c)(R_1 + R_4)^2 + \\
& + R_1 R_4 (R_1 + R_4)[(c_x - c_{1x} + d_{1x}) d_r + C_0] - \\
& - R_1^2 R_4^2 (b_r d_x - b_x d_r); \\
C_0 &= b_r c_{2x} - b_x c_{2r} - d_x (c_r - c_{1r} + d_{1r}). \\
R_2 &= \{R_4 [R_1 d_r - R_3 (d_{1r} + R_1 b_r)] - \\
& - c_{2r} (R_1 + R_3 + R_4) - C_d R_1 R_3\} / \\
& / \{(R_1 + R_3 + R_4) C_d + R_4 (R_1 + R_3) b_r\}; \\
R_4 &= \frac{-B_4 \pm \sqrt{B_4^2 - 4A_4 C_4}}{2A_4},
\end{aligned} \tag{27}$$

где

$$\begin{aligned}
A_4 &= (c_{2x} - R_1 d_x)(c_r - c_{1r} + d_{1r}) + R_1 (b_r c_{2x} - b_x c_{2r}) - \\
& - (b_r d_x - b_x d_r) R_1^2 + (b_r d_{1x} - b_x d_{1r}) R_3^2 + c_{2r} d_x - c_{2x} d_r - \\
& - (c_{2r} - R_1 d_r)(c_x - c_{1x} + d_{1x}) + \\
& + R_3 [(c_{1x} - c_x + d_x) d_{1r} + A_0 + b_r c_{2x} - b_x c_{2r}]; \\
A_0 &= R_1 [b_x (c_r - c_{1r}) - b_r (c_x - c_{1x})] - d_{1x} (c_{1r} - c_r + d_r); \\
B_4 &= \{B_0 - R_3 [d_{1x} (c_{1r} - c_r + d_r) - \\
& - d_{1r} (c_{1x} - c_x + d_x) - b_r c_{2x} + b_x c_{2r}]\} (R_1 + R_3); \\
B_0 &= (2c_{2x} - R_1 d_x)(c_r - c_{1r} + d_{1r}) - \\
& - (2c_{2r} - R_1 d_r)(c_x - c_{1x} + d_{1x}) + \\
& + R_1 (b_r c_{2x} - b_x c_{2r}) + 2(c_{2x} d_r - c_{2r} d_x);
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
C_4 &= (c_{2x} C_d - c_{2r} D_c)(R_1 + R_3)^2. \\
R_3 &= \frac{(d_r - R_2 b_r) R_1 R_4 - (R_1 + R_4)(C_d R_2 + c_{2r})}{(C_d + R_4 b_r)(R_1 + R_2) + c_{2r} + R_4 d_{1r}}; \\
R_4 &= \frac{-B_4 \pm \sqrt{B_4^2 - 4A_4 C_4}}{2A_4},
\end{aligned} \tag{28}$$

где

$$\begin{aligned}
A_4 &= R_2^2 (b_r d_{1x} - b_x d_{1r}) - c_{2r} d_{1x} + c_{2x} d_{1r} + \\
& + \{[d_{1x} + b_x (R_1 + R_2)](c_{1r} - c_r + d_r) - \\
& - A_0 [d_{1r} + b_r (R_1 + R_2)]\} R_2 + R_1 (d_r d_{1x} - d_x d_{1r}) - \\
& - (R_1 + R_2) [R_1 (b_r d_x - b_x d_r) - b_r c_{2x} + b_x c_{2r}]; \\
A_0 &= (c_{1x} - c_x + d_x); \\
B_4 &= \{B_0 - [c_{2r} - d_r (R_1 + R_2)](c_x - c_{1x} + d_{1x})\} R_1 + \\
& + R_1^2 (b_r c_{2x} - b_x c_{2r}); \\
B_0 &= [c_{2x} - d_x (R_1 + R_2)](c_r - c_{1r} + d_{1r}) + \\
& + d_{1r} (c_{2x} - R_2 d_x) - d_{1x} (c_{2r} - R_2 d_r) - \\
& - R_2 [(c_r - c_{1r}) d_{1x} - d_{1r} (c_x - c_{1x})]; \\
C_4 &= (c_{2x} C_d - c_{2r} D_c) R_1^2.
\end{aligned}$$

Оптимизация значений сопротивлений двухполюсников РЧ, входящих в правую часть формул (1)–(28), производится с помощью известных численных методов [10].

2. Математическое и схемотехническое моделирование

На рис. 5–11 для примера показаны принципиальные и эквивалентные схемы однокаскадного и двухкаскадного усилителя, соответствующие исследуемой структурной схеме с параллельной по напряжению связью, представленной на рис. 1, а, а также их теоретические и экспериментальные характеристики. Использован транзистор типа ВFQ17PH (рис. 5, а, б). Схема НЧ выполнена в виде параллельно соединенных транзистора и ЦОС (П-образного соединения трех элементов C_{78} , R_{105} , R_{110}) на однокаскадной схеме (рис. 5, а) и C_{78} , R_{105} , R_{110} , C_{82} , R_{123} , R_{124} на двухкаскадной схеме (рис. 6). Нагрузка и сопротивление источника сигнала выполнены на элементах R_{114} и R_{117} соответственно. Схемы РЧ собраны в виде Г-образных четырехполюсников на элементах R_{118} , R_{119} (рис. 4), R_{118} , R_{119} , R_{127} , R_{128} (рис. 6), параметры которых определялись по формулам (1).

Эквивалентная схема нелинейного элемента выполнена в виде перекрытого Т-образного че-

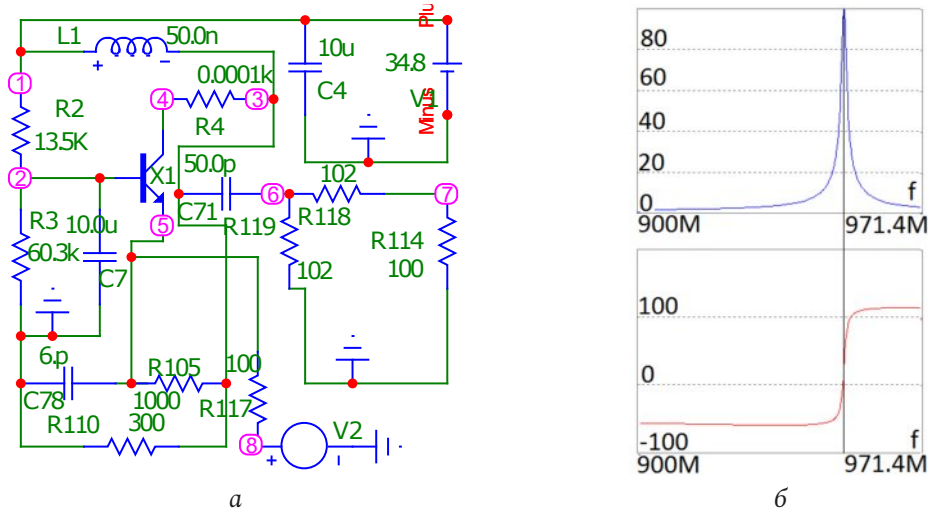


Рис. 5. Принципиальная схема однокаскадного усилителя (а), соответствующая структурной схеме (рис. 1, а), при напряжении $U = 34,8$ В, АЧХ и ФЧХ (б), исследуемые в системе MicroCap
 Fig. 5. Schematic diagram of a single-stage amplifier (a), corresponding to the block diagram (Fig. 1, a), at voltage $U = 34,8$ V, frequency response and phase response (b), studied in the MicroCap system

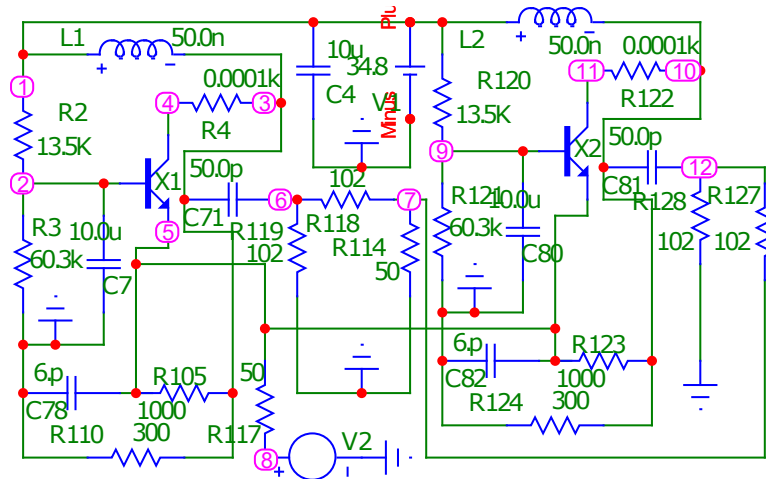


Рис. 6. Принципиальная схема двухкаскадного усилителя с одинаковыми каскадами, соответствующая структурной схеме (рис. 1, а), частотные характеристики (рис. 5, б) которого идентичны соответствующим характеристикам (рис. 5, б) однокаскадного усилителя (рис. 5, а)
 Fig. 6. Schematic diagram of a two-stage amplifier with identical stages, corresponding to the block diagram (Fig. 1, a), the frequency characteristics (Fig. 5, b) of which are identical to the corresponding characteristics (Fig. 5, b) of a single-stage amplifier (Fig. 5, a)

тырехполюсника на элементах R_{10} , L_6 , R_{13} , L_7 , R_{11} , L_9 , R_9 , L_5 (рис. 7). Параметры эквивалентной схемы НЭ выбраны из условия совпадения выходного сопротивления НЧ с выходным сопротивлением НЧ с использованием реального транзистора [9].

Частотные характеристики принципиальных схем, показанные на рис. 5, б (сопротивления источника сигнала и нагрузки равны 100 Ом) и 6 (сопротивления источника сигнала и нагрузки равны 50 Ом), идентичны. Это соответствует выводам, сделанным на основе анализа полученных ранее [1; 3] выражений для передаточных функций

исследуемых многокаскадных структурных схем (рис. 1, а).

Схема НЧ реализована в виде параллельно соединенных эквивалентной схемы нелинейного элемента и цепи обратной связи из П-образного соединения трех элементов – C_8 , R_{19} , R_{22} . Параметры ЦОС заданы произвольно. Схема РЧ собрана на основе Г-образного соединения двух элементов – R_{23} , R_{24} .

Таким образом, при использовании РЧ также наблюдается новое явление, состоящее в том, что при определенных соотношениях между количеством каскадов и значениями сопротивлений

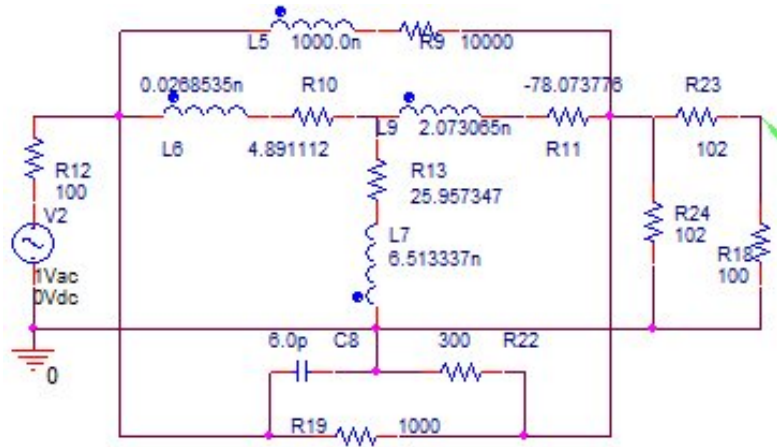


Рис. 7. Эквивалентная схема однокаскадного усилителя (рис. 5, а), соответствующая структурной схеме (рис. 1, а), исследуемая в системе OrCad
 Fig. 7. Equivalent circuit of a single-stage amplifier (Fig. 5, a), corresponding to the structural diagram (Fig. 1, a), studied in the OrCad system

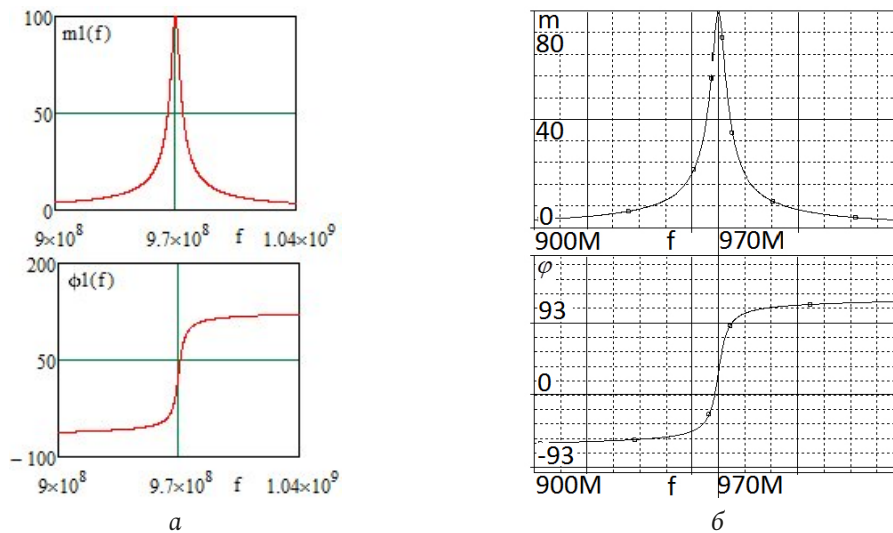


Рис. 8. Частотные характеристики (АЧХ и ФЧХ) эквивалентной схемы (рис. 7), полученные в системе MathCad (а) и OrCad (б)
 Fig. 8. Frequency characteristics (frequency response and phase response) of the equivalent circuit (Fig. 7), obtained in the MathCad (a) and OrCad (b) systems

источника сигнала и нагрузки однокаскадного радиоустройства частотные характеристики однокаскадного и многокаскадного радиоустройств оказываются идентичными или подобными [1]. Такие схемы названы эквивалентными.

Необходимо отметить, что это явление наблюдается при любой сложности каскадов типа «НЧ – РЧ», а также при отсутствии НЧ или РЧ. Указанное явление не зависит от структуры схемы, включенной между источником сигнала и нагрузкой, и значений параметров этой схемы.

Анализ также показывает, что экспериментальные (рис. 5, б) частотные характеристики принципиальной схемы усилителя (рис. 5, а, б) удовлетворительно совпадают с характеристиками эквивалентной схемы (рис. 7) усилителя, получен-

ными расчетным путем (рис. 8, а) и экспериментально (рис. 8, б).

Средняя частота эквивалентной схемы $f \approx 970$ МГц (рис. 8, а и б) незначительно отличается от средней частоты принципиальной схемы $f \approx 971,4$ МГц (рис. 5, б). Значения модулей передаточной функции принципиальной и эквивалентной схем усилителя $m = 100$. Сопротивления РЧ, ЦОС, нагрузки и источника сигнала принципиальных и эквивалентных схем АФМ полностью совпадают.

При использовании неодинаковых каскадов возникает возможность значительно увеличить рабочую полосу частот. Например, для двухкаскадной схемы (рис. 9) произведение коэффициента усиления на полосу частот составляет при-

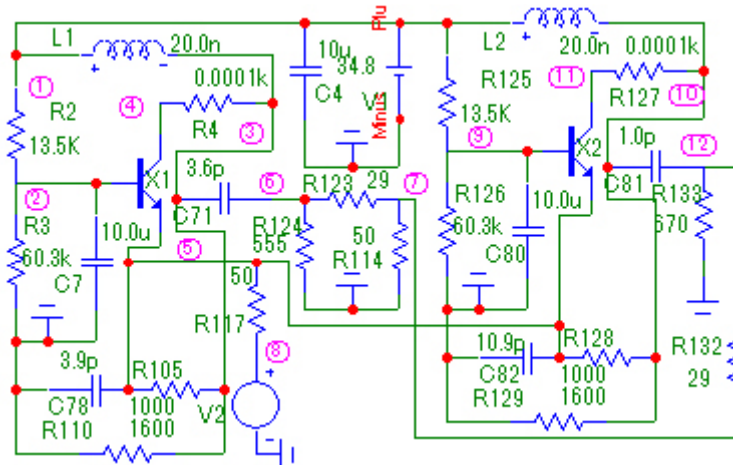


Рис. 9. Принципиальная схема двухкаскадного усилителя с неодинаковыми каскадами, соответствующая структурной схеме (рис. 1, а), частотные характеристики которого, полученные в системе MicroCap, показаны на рис. 11, а
 Fig. 9. Schematic diagram of a two-stage amplifier with unequal stages, corresponding to the block diagram (Fig. 1, a), the frequency characteristics of which, obtained in the MicroCap system, are shown in Fig. 11, a

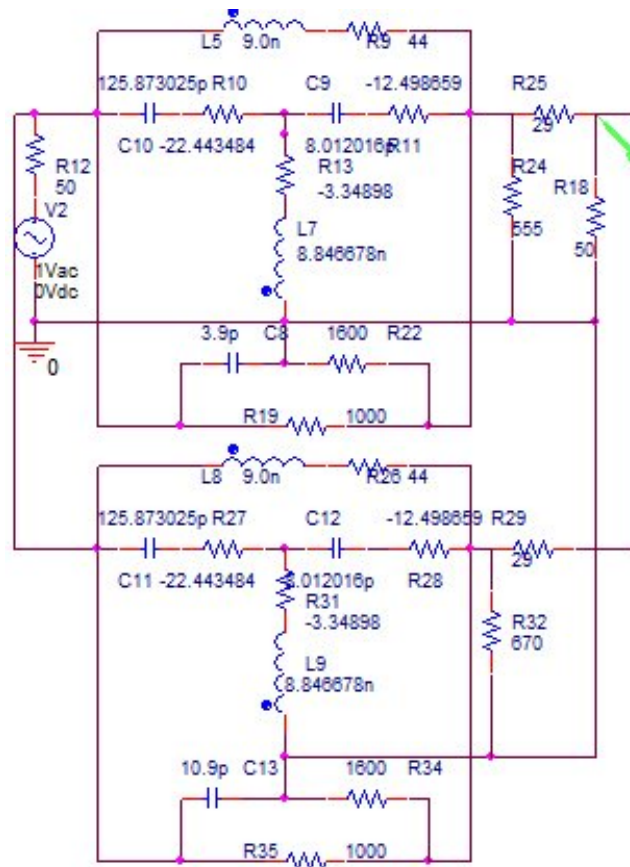


Рис. 10. Эквивалентная схема двухкаскадного усилителя (рис. 9) с неодинаковыми каскадами, соответствующая структурной схеме (рис. 1, а), исследуемая в системе OrCad
 Fig. 10. Equivalent circuit of a two-stage amplifier (Fig. 9) with unequal stages, corresponding to the block diagram (Fig. 1, a), studied in the OrCad system

мерно 450 (рис. 11). Это почти в 3 раз больше, чем произведение коэффициента усиления на полосу частот однокаскадного усилителя или двухкаскадного усилителя с одинаковыми каскадами.

Средняя частота эквивалентной схемы (рис. 10) $f \approx 735$ МГц (рис. 11, б и в) незначительно отлича-

ется от средней частоты принципиальной схемы $f \approx 734$ МГц (рис. 11, а). Значения модулей передаточной функции принципиальной (рис. 10) и эквивалентной (рис. 11) схем усилителя $m = 100$. Формы АЧХ и ФЧХ совпадают удовлетворительно. Сопротивления РЧ, ЦОС, нагрузки и источ-

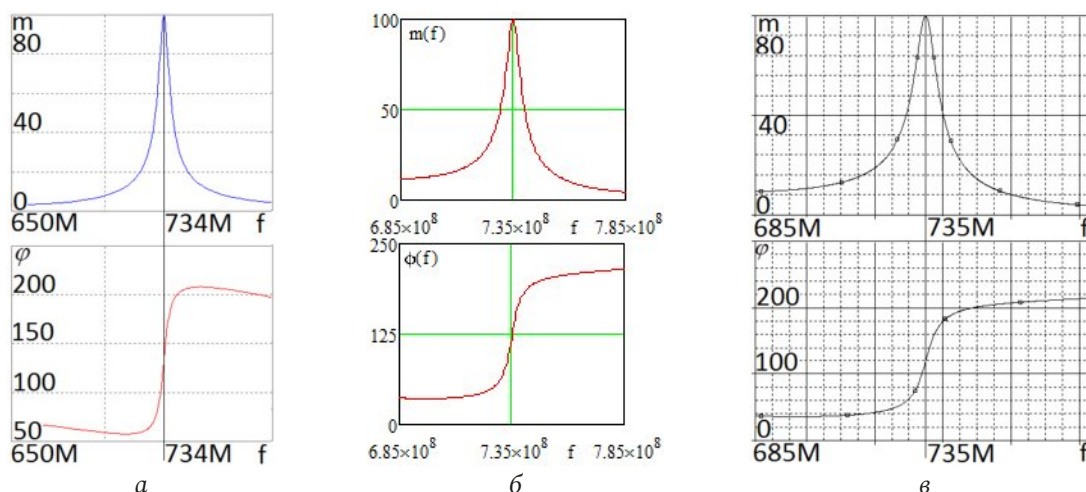


Рис. 11. Частотные характеристики (АЧХ и ФЧХ) принципиальной (рис. 9) эквивалентной (рис. 10) схем, полученные в системе MicroCap (а), MathCad (б) и OrCad (в)

Fig. 11. Frequency characteristics (frequency response and phase response) of the principal (Fig. 9) equivalent (Fig. 10) circuits obtained in the MicroCap (a), MathCad (b) and OrCad (c) system

ника сигнала принципиальных и эквивалентных схем усилителей полностью совпадают.

В работе [12] показано, что результаты схемотехнического моделирования удовлетворительно совпадают с результатами экспериментальных исследований физических макетов радиоустройств.

Заключение

Таким образом, полученные математические модели РЧ типа (1)–(14) могут быть использованы для технического проектирования радиоустройств с одинаковыми каскадами. Возможность изменения величины эквивалентного сопротивления источника сигнала и нагрузки путем включения

произвольного количества каскадов типа «НЧ – РЧ» значительно упрощает решение многих задач радиоэлектроники [13], например задач обеспечения однонаправленности распространения сигнала и независимости процессов, происходящих в предыдущем и последующем динамических звеньях систем автоматического регулирования. Использование полученных математических моделей одного из РЧ (15)–(28) совместно с известными численными методами позволяет ускорить процесс оптимизации радиоустройств с неодинаковыми каскадами по критерию обеспечения максимально возможной рабочей полосы частот в десятки и сотни раз по сравнению с применением только численных методов.

Список литературы

1. Головков А.А., Волобуев А.Г. Алгоритмы синтеза и анализа активных плоско-слоистых сред отражательного и смешанного типов // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2003. Т. 6, № 2. С. 39–43.
2. Головков А.А., Головков В.А. Принципы построения и основные характеристики перспективной курсо-гליссадной системы // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2022. Т. 25, № 1. С. 27–35. DOI: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2022.25.1.27-35>
3. Головков А.А., Фомин А.В. Параметрический синтез радиоустройств с заданным количеством одинаковых каскадов для вариантов включения реактивных четырехполюсников между источником сигнала и нелинейной частью // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2021. Т. 24, № 3. С. 46–55. DOI: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2021.24.3.46-55>
4. Головков А.А., Головков В.А., Фомин А.В. Параметрический синтез радиоустройств с заданным количеством неодинаковых каскадов для вариантов включения реактивных четырехполюсников между нелинейной частью и нагрузкой // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2021. Т. 24, № 3. С. 63–70. DOI: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2021.24.3.63-70>
5. Головков А.А., Головков В.А. Алгоритм параметрического синтеза каскадно-включенных согласующих смешанных четырехполюсников по критерию обеспечения стационарного режима генерации // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2022. Т. 25, № 1. С. 45–54. DOI: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2022.25.1.45-54>
6. Головков А.А., Головков В.А. Параметрический синтез динамических звеньев для вариантов их включения между нелинейной частью и нагрузкой автоматических систем радиопереноса с общей обратной связью // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2022. Т. 25, № 2. С. 40–50. DOI: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2022.25.2.40-50>
7. Головков А.А., Головков В.А. Параметрический синтез комплексных четырехполюсников для вариантов их включения между источником сигнала и нелинейной частью по критерию обеспечения заданных частотных характеристик усилителей с общей

- обратной связью // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2022. Т. 25, № 2. С. 51–59. DOI: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2022.25.2.51-59>
8. Табаков Д.П., Морозов С.В., Ключев Д.С. Применение тонкопроволочного интегрального представления электромагнитного поля к решению задач дифракции электромагнитных волн на проводящих телах // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2022. Т. 25, № 2. С. 7–14. DOI: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2022.25.2.7-14>
 9. Головков А.А., Головков В.А. Параметрический синтез радиотехнических устройств и систем. Воронеж: ВУНЦ ВВС «ВВА», 2018. 588 с.
 10. Полак Э. Численные методы оптимизации. М.: Мир, 1974. 376 с.
 11. Головков А.А. Параметрический синтез различных радиоустройств с заданным количеством каскадов типа «нелинейная часть – комплексный четырехполюсник» // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2023. Т. 26, № 3. С. 40–51. DOI: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2023.26.3.40-51>
 12. Разевиг В.Д. Схемотехническое моделирование с помощью MicroCap-7. М.: Горячая линия – Телеком, 2003. 268 с.
 13. Справочник по радиоэлектронике: в 3 т. / под ред. А.А. Куликовского. М.: Энергия, 1970. Т. 3. 413 с.

Информация об авторе

Головков Александр Афанасьевич, доктор технических наук, профессор, заслуженный изобретатель РФ, профессор кафедры авиационных систем и комплексов радионавигации и радиосвязи Военного учебно-научного центра Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия», г. Воронеж, Россия. Автор 660 научных работ.

Область научных интересов: способы и средства формирования и обработки сигналов, приема, передачи, защиты и разрушения информации.

E-mail: valgol2595@gmail.com

ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-8468-0055>

Physics of Wave Processes and Radio Systems

2027, vol. 27, no. 2, pp. 56–68

DOI [10.18469/1810-3189.2024.27.2.56-68](https://doi.org/10.18469/1810-3189.2024.27.2.56-68)
UDC 621.396.66
Original Research

Received 20 June 2023
Accepted 21 July 2023
Published 29 June 2024

Parametrical synthesis of various radio devices with the set quantity of identical cascades of type «the nonlinear part – the resistive two-port network»

Alexander A. Golovkov 

Military Educational and Scientific Center of the Air Force «Air Force Academy»
54a, Staryh Bolshevikov Street,
Voronezh, 394064, Russia

Abstract – Background. Presence of possibility of analytical definition of a part of parameters of various radio devices, optimum by criterion of maintenance of preset values of modules and phases of transfer functions on necessary quantity of frequencies, considerably reduces time of numerical optimisation of other part of parameters by criterion of formation demanded PFC and FFC in a strip of frequencies. Till now such problems dared concerning radio devices only with one cascade of type «a nonlinear part – the coordination the device» or «the coordination the device – a nonlinear part». In quality согласующего devices were used the jet, resistive, complex or mixed two-port networks. The problem of multicascade radio devices with jet two-port networks is solved also. Change of basis for the coordination two-port networks and a place of inclusion of a nonlinear part leads to change of area of a physical realizability. **Aim.** Working out of algorithms of parametrical synthesis of radio devices with any quantity of identical and unequal cascades of type «a nonlinear part -the coordination the resistive two-port network» by criterion of maintenance of the set frequency characteristics. Nonlinear parts are presented in the form of a nonlinear element and parallel either consecutive on a current or pressure of a feedback. **Methods.** The theory of two-port networks, matrix algebra, a decomposition method, a method of synthesis of actuation devices microwave, numerical methods of optimisation. **Results.** In interests of achievement of the specified purpose systems of the algebraic equations are generated and solved. Models of optimum two-port networks in the form of mathematical expressions for definition of interrelations between elements of their classical matrix of transfer and for search of dependences of resistance of two-poles from frequency are received. It is shown, that at certain parities between quantity of cascades and values of resistance of a source of a signal and loading of the one-cascade radio device frequency characteristics of one-cascade and multicascade radio devices appear identical or similar. Such schemes are named by equivalent. **Conclusion.** The comparative analysis of theoretical results (PFC and FFC radio devices, value of parameters), received by mathematical modelling in system MathCad, and the experimental results received by circuit engineering modelling in systems OrCad and MicroCap, shows their satisfactory coincidence.

Keywords – parametrical synthesis of the resistive two-port networks; the set frequency characteristics of multicascade radio devices.

References

1. A. A. Golovkov and A. G. Volobuev, "Algorithms for the synthesis and analysis of active flat-layered media of reflective and mixed types," *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 6, no. 2, pp. 39–43, 2003. (In Russ.)
2. A. A. Golovkov and V. A. Golovkov, "Principles of construction and basic characteristics of perspective noiseproof course-glide system," *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 25, no. 1, pp. 27–35, 2022, doi: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2022.25.1.27-35>. (In Russ.)
3. A. A. Golovkov and A. V. Fomin, "Parametrical synthesis of radio devices with the set quantity of identical cascades for variants of inclusion of jet two-port networks between a source of a signal and a nonlinear part," *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 24, no. 3, pp. 46–55, 2021, doi: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2021.24.3.46-55>. (In Russ.)
4. A. A. Golovkov, V. A. Golovkov, and A. V. Fomin, "Parametrical synthesis of radio devices with the set quantity of unequal cascades for variants of inclusion of jet two-port networks between a nonlinear part and loading," *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 24, no. 3, pp. 63–70, 2021, doi: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2021.24.3.63-70>. (In Russ.)
5. A. A. Golovkov and V. A. Golovkov, "Algorithm for parametric synthesis of cascade-connected matching mixed quadripoles according to the criterion of ensuring stationary generation mode," *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 25, no. 1, pp. 45–54, 2022, doi: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2022.25.1.45-54>. (In Russ.)
6. A. A. Golovkov and V. A. Golovkov, "Parametrical synthesis of dynamic links for variants of their inclusion between a nonlinear part and loading of automatic systems of radio management with the general feedback," *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 25, no. 2, pp. 40–50, 2022, doi: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2022.25.2.40-50>. (In Russ.)
7. A. A. Golovkov and V. A. Golovkov, "Parametrical synthesis of the complex two-port networks for variants of their inclusion between a source of a signal and a nonlinear part by criterion of maintenance of the set characteristics amplifiers with the general feedback," *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 25, no. 2, pp. 51–59, 2022, doi: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2022.25.2.51-59>. (In Russ.)
8. D. P. Tabakov, S. V. Morozov, and D. S. Klyuev, "Application of the thin-wire integral representation of the electromagnetic field to solving the problem of diffraction of electromagnetic waves on conducting bodies," *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 25, no. 2, pp. 7–14, 2022, doi: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2022.25.2.7-14>. (In Russ.)
9. A. A. Golovkov and V. A. Golovkov, *Parametric Synthesis of Radio Engineering Devices and Systems*. Voronezh: VUNTs VVS «VVA», 2018. (In Russ.)
10. E. Polak, *Numerical Optimization Methods*. Moscow: Mir, 1974. (In Russ.)
11. A. A. Golovkov, "Parametrical synthesis of various radio devices with the set quantity of cascades of type «the nonlinear part – the complex two-port network»," *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 26, no. 3, pp. 40–51, 2023, doi: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2023.26.3.40-51>. (In Russ.)
12. V. D. Razevig, *Circuit Simulation with MicroCap-7*. Moscow: Goryachaya liniya – Telekom, 2003. (In Russ.)
13. A. A. Kulikovskij, Ed. *Handbook of Radio Electronics*; in 3 vols. Moscow: Energiya, 1970. (In Russ.)

Information about the Author

Alexander A. Golovkov, Doctor of Technical Sciences, professor, honored inventor of the Russian Federation, professor of the Department of Aviation Systems and Complexes of Radio Navigation and Radio Communication, Military Educational and Scientific Center of the Air Force «Air Force Academy», Voronezh, Russia.

Research interests: ways and means of generating and processing signals, receiving, transmitting, protecting and destroying information.

E-mail: valgol2595@gmail.com

ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-8468-0055>

Методика испытаний бортовой аппаратуры на воздействие электростатических разрядов

А.А. Демидов, М.Н. Пиганов

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

Аннотация – Обоснование. Актуальность темы данной работы обусловлена необходимостью повышения достоверности и качества оценки устойчивости бортовой радиоэлектронной аппаратуры космических аппаратов к электростатическим разрядам. **Цель.** Исследование возможностей использования электронного потока в вакууме в качестве испытательного воздействия на бортовую радиоэлектронную аппаратуру космических аппаратов при оценке ее стойкости к электростатическим разрядам. **Методы.** Натурный эксперимент, исследовательские лабораторные испытания, моделирование, макетирование, экспертные оценки. В статье рассмотрены условия существования электронного потока в режимах «электронный прожектор» и «сканирование». В качестве объекта испытаний был применен макет радиоэлектронного устройства, который ранее использовался для испытания в атмосфере воздуха. Он был конструктивно доработан с учетом размеров, схемы подключения, оснастки и электрофизических характеристик вакуумной камеры. Доработанный макет представляет собой модуль первого уровня с расположенными внутри корпуса антеннами. В ходе эксперимента использовались измеритель вакуума, киловольтметр, цифровой осциллограф с полосой пропускания 500 МГц, высоковольтный кабель, двухпроводная линия, гермоплита, электронная пушка. Требуемый вакуум создавали с помощью системы автоматизированной откачки. **Результаты.** Экспериментально установлены условия существования электронного потока в вакуумной камере с давлением до 10^{-7} мм рт. ст. Получены результаты исследовательских испытаний радиоэлектронного модуля в режимах «электронный прожектор» и «сканирование». Исследованы основные виды помех от действия электростатических разрядов. Проведен анализ осциллограмм. На основе этих результатов разработана методика испытаний бортовой аппаратуры космических аппаратов на воздействие электростатических разрядов. Предложенная методика обеспечивает проведение испытаний при уровне рабочего разрядного тока до 30 мкА с энергией частиц от 5 до 50 кэВ. **Заключение.** Методика испытаний и средств ее реализации соответствует основным требованиям ГОСТ «Устойчивость к электростатическим разрядам» и может быть использована при наземных испытаниях бортовой аппаратуры КА при четырех степенях их жесткости.

Ключевые слова – электростатический разряд; испытательное воздействие; бортовая аппаратура; «электронный прожектор»; вакуумная камера; помехи.

Введение

В процессе эксплуатации космических аппаратов (КА) под влиянием солнечной радиации и заряженных частиц происходит электризация их поверхностей. При этом индуцируются электростатические заряды и могут возникать электростатические разряды (ЭСР). Это вызывает появление электромагнитных помех, которые могут негативно повлиять на работоспособность бортовой аппаратуры (БА), бортовых кабельных сетей и электронных компонентов. Влиянию этих факторов сильно подвержены КА с длительным сроком активного функционирования. В связи с этим для таких КА и БА на этапах экспериментальной отработки предусмотрены различные виды контроля и испытаний, в том числе на воздействие электростатических разрядов [1–4].

Ранее А.В. Костиним были проведены исследования по влиянию ЭСР на функционирование

БРЭА и бортовых кабельных сетей, а также предложены методика испытания с помощью ГЭР и меры защиты от полей (ЭМП), создаваемых разрядами.

Однако такие испытания не учитывают влияния многих факторов космического пространства, в частности глубокого вакуума. Это снижает достоверность результатов испытания и не позволяет определить реальные параметры электризации космического аппарата КА и бортовой радиоэлектронной аппаратуры (БРЭА). В данной статье предлагается другой вариант испытаний – путем воздействия электронного потока в режимах «электронный прожектор» и «электронное сканирование».

Цель данной работы – исследование возможностей использования электронного потока в вакууме в качестве испытательного воздействия на бортовую радиоэлектронную аппаратуру при оценке ее стойкости к ЭСР.

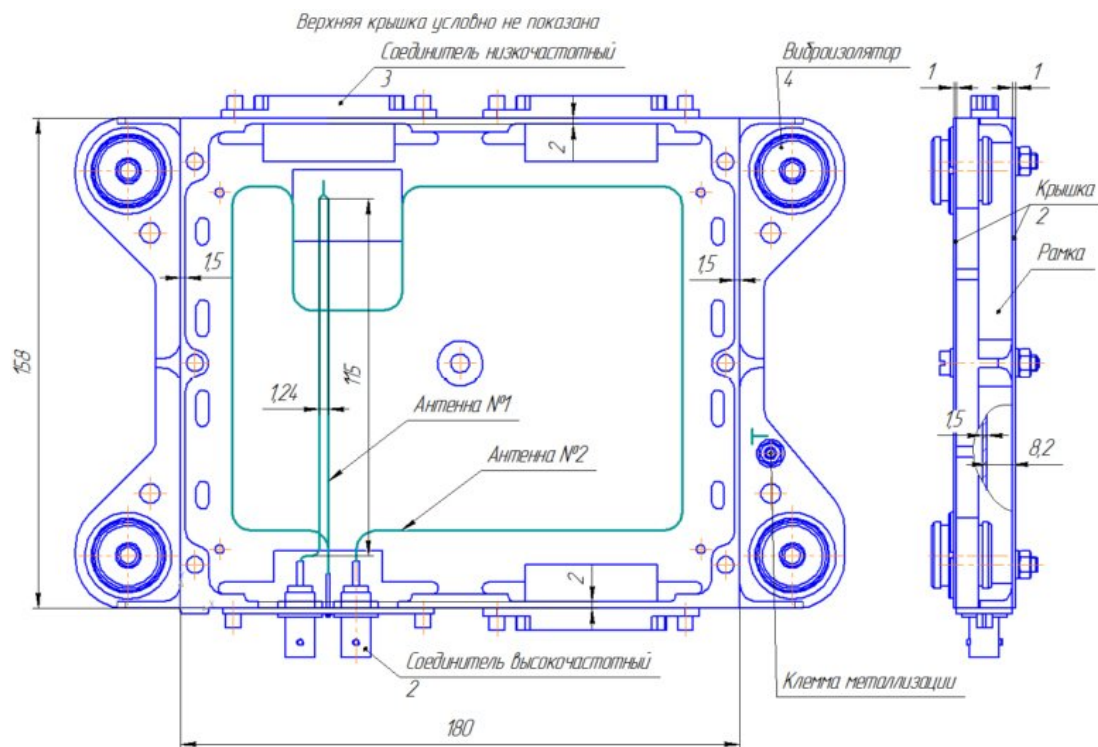


Рис. 1. Макет прибора с указанием расположения антенн № 1 и № 2
Fig. 1. Layout of the device indicating the location of antennas No. 1 and No. 2



Рис. 2. Фотография макета
Fig. 2. Photo of the layout

1. Описание объекта испытаний

В качестве объекта испытаний (ОИ) был использован макет радиоэлектронного устройства, который ранее исследовался на воздействие электростатического разряда с помощью ГЭР в атмосфере воздуха. За основу был взят макет, описанный в [5]. Он был конструктивно доработан с учетом размеров, схемы подключения, оснастки и электрофизических характеристик вакуумной камеры. Доработанный макет представляет собой модуль первого уровня с расположенными внутри корпуса антеннами № 1 и № 2 (рис. 1). На рис. 2 приведена фотография макета.

Антенны подключаются к высокочастотному соединителю со значением волнового сопротивления 50 Ом через коммутатор каждая по отдель-

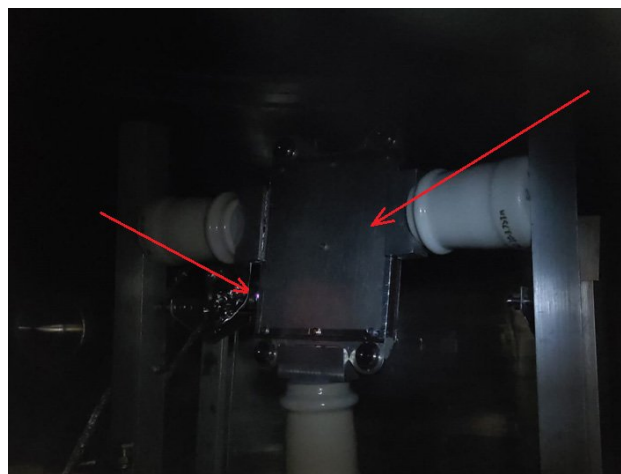


Рис. 3. Облучаемая плоскость образца во время проведения испытаний
Fig. 3. The irradiated plane of the sample during testing

сти. Коммутатор выполнен на основе электромагнитных реле. Через высокочастотный соединитель к антеннам подключен цифровой осциллограф с помощью специального кабеля с волновым сопротивлением 50 Ом. Длина кабеля составляла 1 м.

2. Методика эксперимента

В режиме «электронный прожектор» ОИ устанавливался в стойку на поворотном столе [6]. В вакуумной камере создается пониженное давление величиной до $(5-8) \cdot 10^{-7}$ мм рт. ст. После этого

Таблица 1. Параметры ЭП в режиме «электронный прожектор». Антенна № 1. Эксперимент № 1
 Table 1. Parameters of the EP in the «electronic spotlight» mode. Antenna No. 1. Experiment No. 1

№ п/п	Ускоряющее напряжение ИПЭ, кВ	Факт возникновения ЭСР	Характеристики помехи от ЭСР на осциллографе				Амплитуда напряжения на киловольтметре, кВ	Время саморазряда ОИ при максимальной зарядке, с
			$U_{н.}, В$	$U_{в.}, В$	$t_{ф. \text{имп.}}, мс$	$f_{ЭСР}, Гц$		
1	5	Нет	-	-	-	-	0-5	1
2	6	Нет	-	-	-	-	0-6	1
3	7	Нет	-	-	-	-	0-7	1
4	8	Есть	160	607,6	18	0,005	0-6	1
5	9	Есть	82	538	25	0,02	3-8	2
6	10	Есть	420	18	10	0,1	0-10	2
7	11	Есть	2	26	12	0,27	0-8	1
8	12	Есть	2	62	10	0,47	0-5	1
9	13	Нет	-	-	-	-	0-7	1
10	14	Нет	-	-	-	-	0-6	1
11	15	Нет	-	-	-	-	0-6	1
12	16	Нет	-	-	-	-	0-5	1
13	17	Нет	-	-	-	-	0-7	1
14	18	Нет	-	-	-	-	0-10	2
15	19	Нет	-	-	-	-	0-8	1
16	20	Нет	-	-	-	-	0-7	1

Таблица 2. Параметры ЭП в режиме «электронный прожектор». Антенна № 2. Эксперимент № 1
 Table 2. EP parameters in the «electronic spotlight» mode. Antenna No. 2. Experiment No. 1

№ п/п	Ускоряющее напряжение ИПЭ, кВ	Факт возникновения ЭСР	Характеристики помехи от ЭСР на осциллографе				Амплитуда напряжения на киловольтметре, кВ	Время саморазряда ОИ при максимальной зарядке, с
			$U_{н.}, В$	$U_{в.}, В$	$t_{ф. \text{имп.}}, мс$	$f_{ЭСР}, Гц$		
1	5	Нет	-	-	-	-	0-5	1
2	6	Нет	-	-	-	-	0-6	1
3	7	Нет	-	-	-	-	0-7	1
4	8	Нет	-	-	-	-	0-4	1
5	9	Нет	-	-	-	-	0-5	1
6	10	Нет	-	-	-	-	0-10	2
7	11	Нет	-	-	-	-	0-6	1
8	12	Есть	0,6	0,6	500	0,003	0-5	1
9	13	Нет	-	-	-	-	0-7	1
10	14	Нет	-	-	-	-	0-5	1
11	15	Нет	-	-	-	-	0-6	1
12	16	Нет	-	-	-	-	0-6	1
13	17	Нет	-	-	-	-	0-6	1
14	18	Нет	-	-	-	-	0-12	1
15	19	Нет	-	-	-	-	0-10	2
16	20	Есть	3,6	16,4	100	0,003	0-8	1

устанавливается ускоряющее напряжение от 5 до 20 кВ и ток пучка электронов величиной порядка 30 мкА. Производится облучение заданных поверхностей исследуемого образца. На рис. 3 стрелками показаны облучаемые поверхности. Время воздействия электронного потока при каждом значении ускоряющего напряжения составляло не менее 10 мин. Напряжение измеряли киловольт-

метром. Для измерения поверхностных и наведенных помех использовался цифровой осциллограф с полосой пропускания 500 МГц.

3. Результаты эксперимента

В таблицах 1–4 приведены основные параметры электронного потока (ЭП) в режиме «электронный прожектор» и характеристики помех от ЭСР,

Таблица 3. Параметры ЭП в режиме «электронный прожектор». Антенна № 1. Эксперимент № 2
Table 3. EP parameters in the «electronic spotlight» mode. Antenna No. 1. Experiment No. 2

№ п/п	Ускоряющее напряжение ИПЭ, кВ	Факт возникновения ЭСР	Характеристики помехи от ЭСР на осциллографе			
			$U_{н.}, В$	$U_{в.}, В$	$t_{ф. имп.}, мс$	$f_{ЭСР}, Гц$
1	5	Нет	-	-	-	-
2	6	Нет	-	-	-	-
3	7	Нет	-	-	-	-
4	8	Есть	346	122	100	0,005
5	9	Есть	82	538	50	0,02
6	10	Есть	10	130	7	0,1
7	11	Есть	82	538	30	0,27
8	12	Есть	154	230	40	0,47
9	13	Нет	-	-	-	-
10	14	Нет	-	-	-	-
11	15	Нет	-	-	-	-
12	16	Нет	-	-	-	-
13	17	Нет	-	-	-	-
14	18	Нет	-	-	-	-
15	19	Нет	-	-	-	-
16	20	Нет	-	-	-	-

Таблица 4. Параметры ЭП в режиме «электронный прожектор». Антенна № 2. Эксперимент № 2
Table 4. EP parameters in the «electronic spotlight» mode. Antenna No. 2. Experiment No. 2

№ п/п	Ускоряющее напряжение ИПЭ, кВ	Факт возникновения ЭСР	Характеристики помехи от ЭСР на осциллографе			
			$U_{н.}, В$	$U_{в.}, В$	$t_{ф. имп.}, мс$	$f_{ЭСР}, Гц$
1	5	Нет	-	-	-	-
2	6	Нет	-	-	-	-
3	7	Нет	-	-	-	-
4	8	Нет	-	-	-	-
5	9	Нет	-	-	-	-
6	10	Нет	-	-	-	-
7	11	Нет	-	-	-	-
8	12	Есть	2,3	26,9	100	0,003
9	13	Нет	-	-	-	-
10	14	Нет	-	-	-	-
11	15	Нет	-	-	-	-
12	16	Нет	-	-	-	-
13	17	Нет	-	-	-	-
14	18	Нет	-	-	-	-
15	19	Нет	-	-	-	-
16	20	Есть	1,6	1,6	100	0,003

Таблица 5. Параметры помех в двухпроводной линии
Table 5. Interference parameters in a two-wire line

Напряжение на контактном наконечнике, кВ	Амплитуда напряжения, В	Фронт, нс	Длительность, мкс
5	-28 +30	2,5	1
10	-58 +60	2,5	5
15	-80 +84	2,5	6
20	-104 +114	2,5	6

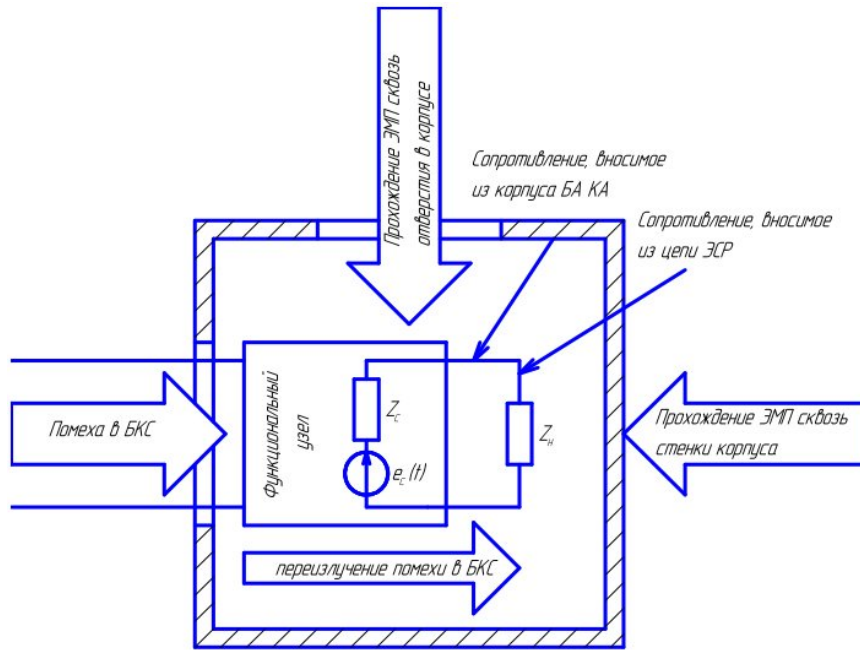


Рис. 4. Схема (физическая модель) формирования помех в цепях бортовой аппаратуры КА
 Fig. 4. Scheme (physical model) of interference generation in circuits of on-board spacecraft equipment

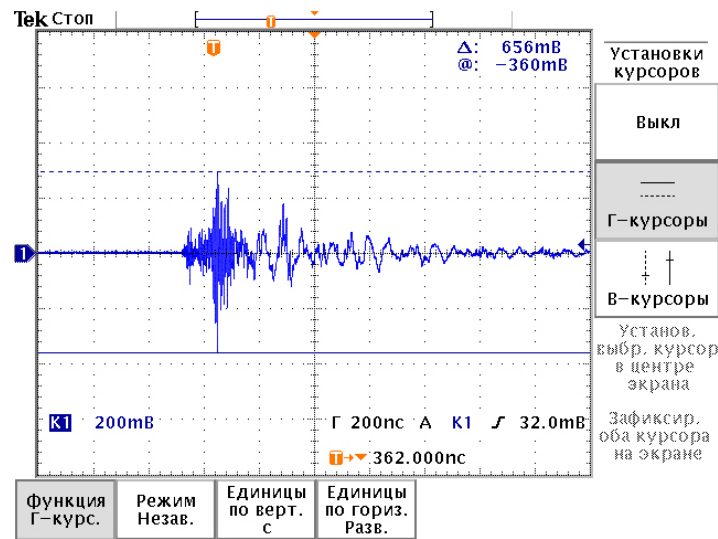


Рис. 5. Осциллограмма импульса помехи
 Fig. 5. Oscillogram of the interference pulse

а в таблице 5 – параметры помех в двухпроводной линии ОИ.

4. Исследование и анализ помех

Была использована схема формирования помех, приведенная на рис. 4 [5]. Расчет помех проводился по методике [7].

Осциллограмма импульса помехи от ИЭП приведена на рис. 5. На рис. 6 показан вид помехи от ГЭР.

Как видно из рис. 5 и 6, вид помехи от ИЭП похож на помеху от ГЭР. Параметры этих помех также близки. Это позволяет для анализа помех

от ИЭП и их расчета использовать в первом приближении математические выражения, которые ранее использовались для описания помех от ГЭР.

Заключение

Таким образом, предложенная методика испытательного воздействия на бортовую радиоэлектронную аппаратуру на базе вакуумной камеры обладает следующими свойствами:

- обеспечивает 4 степени жесткости испытаний;
- имеет удобное рабочее место для проведения испытаний;

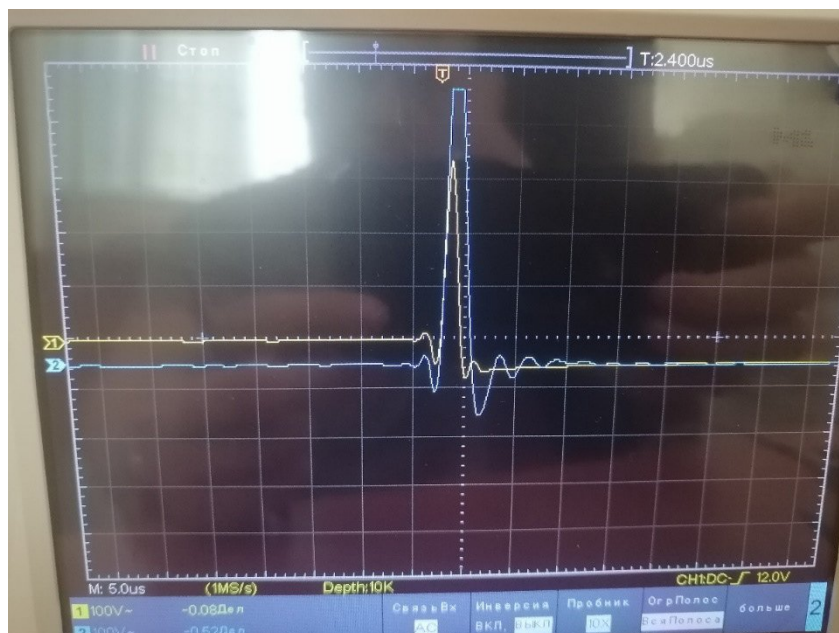


Рис. 6. Вид помехи от ГЭР

Fig. 6. Type of interference from GER

- дает возможность формирования испытательного воздействия в двух режимах: «электронного прожектора» и «сканирования»;
- формирует испытательное напряжение в диапазоне от 5 до 20 кВ; время воздействия на каждом ускоряющем напряжении составляет не менее 10 мин;
- формирует разрядный ток величиной до 30 мкА; энергия частиц электронов изменяется от 5 до 50 кэВ;
- создает рабочее давление в вакуумной камере до 10^{-7} мм рт. ст.;

- методы и средства измерения параметров имитатора соответствуют общепринятым требованиям;

- обеспечивает поворот ОИ на угол от 0 до 270°;

- не оказывает электромагнитного воздействия на оператора и окружающее оборудование.

Методика и средства ее реализации соответствуют основным требованиям ГОСТ Р 51317.42-99 «Устойчивость к электростатическим разрядам» и может быть использована при наземных испытаниях бортовой аппаратуры КА [8].

Список литературы

1. Наседкин А.В., Тюлевин С.В., Пиганов М.Н. Методика производственных испытаний электронных узлов // Вестник Самарского государственного аэрокосмического университета имени академика С.П. Королева (национального исследовательского университета). 2012. Т. 11, № 7 (38). С. 76–84. URL: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=20419629>
2. 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>
3. 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>
4. Костин А.В. Анализ теплового влияния двух внешних параллельных печатных проводников плат, установленных на металлическое основание и работающих в условиях космического вакуума, друг на друга // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2023. Т. 26, № 4. С. 38–47. DOI: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2023.26.4.38-47>
5. Костин А.В., Пиганов М.Н. Методика измерения помехи в цепях бортовой аппаратуры космических аппаратов, вызванных электромагнитным полем электростатического разряда // Известия Самарского научного центра Российской академии наук. 2015. Т. 17, № 2 (4). С. 804–810. URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/metodika-izmereniya-pomeh-v-tsepyah-bortovoy-apparatury-kosmicheskikh-apparatov-vyzvannyh-elektromagnitnym-polem-elektrostaticheskogo-ysclid=lwi348j2ys403509534>
6. Демидов А.А., Кудашов Е.В., Пиганов М.Н. Стенд для испытания бортовой аппаратуры на воздействие заряженных частиц // Актуальные проблемы радиоэлектроники и телекоммуникаций: матер. Всероссийской научно-технической конференции. 2022. С. 95–96. URL: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=48549439>
7. Костин А.В., Пиганов М.Н. Расчет помех в цепях бортовой аппаратуры космических аппаратов, вызванных электростатическим разрядом // Известия Самарского научного центра Российской академии наук. 2012. Т. 14, № 4 (5). С. 1376–1379. URL: http://www.ssc.smr.ru/media/journals/izvestia/2012/2012_4_1376_1379.pdf
8. ГОСТ Р 51317.42-99. Устойчивость к электростатическим разрядам. ИПК Издательство стандартов, 2000. 33 с.

Информация об авторах

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

Область научных интересов: испытания бортовой аппаратуры для космических аппаратов.

E-mail: mlscompany@mail.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: kipres@ssau.ru

Physics of Wave Processes and Radio Systems 2027, vol. 27, no. 2, pp. 69–76

DOI 10.18469/1810-3189.2024.27.2.69-76
UDC 621.396+659
Original Research

Received 29 January 2024
Accepted 1 March 2024
Published 29 June 2024

On-board equipment testing procedure for the effects of electrostatic discharges


Alexey A. Demidov, Mikhail N. Piganov

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 improve the reliability and quality of the assessment of the stability of the onboard electronic equipment of spacecraft to electrostatic discharges. **Aim.** Investigation of the possibilities of using the electron flux in vacuum as a test effect on the spacecraft's on-board radioelectronic equipment in assessing its resistance to electrostatic discharges. **Methods.** Field experiment, research laboratory tests, modeling, mock-up, expert assessments. The article considers the conditions for the existence of an electronic stream in the «electronic spotlight» and «scanning» modes. A mock-up of an electronic device, which was previously used for testing in the atmosphere of air, was used as a test object. It has been structurally modified taking into account the dimensions, wiring diagram, tooling and electrophysical characteristics of the vacuum chamber. The modified layout is a first-level module with antennas located inside the housing. During the experiment, a vacuum meter, a kilovoltmeter, a digital oscilloscope with a bandwidth of 500 MHz, a high-voltage cable, a two-wire line, a hermetic plate, and an electron gun were used. The required vacuum was created using an automated pumping system. **Results.** The conditions for the existence of an electron flow in a vacuum chamber with a pressure of up to 10^{-7} mm Hg have been experimentally established. The results of research tests of the radioelectronic module in the «electronic searchlight» and «scanning» modes have been obtained. The main types of interference from the action of electrostatic discharges are investigated. The analysis of the waveforms was carried out. Based on these results, a methodology has been developed for testing the onboard equipment of spacecraft for the effects of electrostatic discharges. The proposed method provides testing at a level of operating discharge current up to 30 μ A with particle energy from 5 to 50 keV. **Conclusion.** The test procedure and the means of its implementation comply with the basic requirements of GOST «Resistance to electrostatic discharges» and can be used for ground tests of spacecraft onboard equipment at four degrees of rigidity.

Keywords – electrostatic discharge; test exposure; on-board equipment; «electronic spotlight»; vacuum chamber; interference.

✉ kipres@ssau.ru (Mikhail N. Piganov)

 © Alexey A. Demidov, Mikhail N. Piganov, 2024

References

1. A. V. Nasedkin, S. V. Tyulevin, and M. N. Piganov, “Method of production testing of electronic parts,” *Vestnik of Samara University. Aerospace and Mechanical Engineering*, vol. 11, no. 7 (84), pp. 76–84, 2012, doi: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=20419629>. (In Russ.)
2. A. V. Kulikov, “Methods of control and measurements of components of the 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.)
3. A. P. Bykov, “Algorithm for conducting autonomous tests of radio electronic means,” *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.)
4. A. V. Kostin, “Analysis of the thermal effect of two external parallel printed circuit board conductors set on a metal base and operating in a space vacuum on each other,” *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 26, no. 4, pp. 38–47, 2023, doi: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2023.26.4.38-47>. (In Russ.)
5. A. V. Kostin and M. N. Piganov, “Methodology for measuring interference in the circuits of on-board equipment of spacecraft caused by the electromagnetic field of an electrostatic discharge,” *Izvestiya Samarskogo nauchnogo tsentra Rossiyskoy akademii nauk*, vol. 17, no. 2 (4), pp. 804–810, 2015, url: <https://cyberleninka.ru/article/n/metodika-izmereniya-pomeh-v-tsepyah-bortovoy-apparatury-komicheskikh-apparatury-vyzvannyh-elektromagnitnym-polem-elektrostaticheskogo?ysclid=lwi348j2ys403509534>. (In Russ.)

6. A. A. Demidov, E. V. Kudashov, and M. N. Piganov, "Stand for testing on-board equipment for the effects of charged particles," *Aktual'nye problemy radioelektroniki i telekommunikatsiy: mater. Vserossiyskoy nauchno-tekhnicheskoy konferentsii*, pp. 95–96, 2022, url: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=48549439>. (In Russ.)
7. A. V. Kostin and M. N. Piganov, "Calculation of interference in the circuits of on-board equipment of spacecraft caused by electrostatic discharge," *Izvestiya Samarskogo nauchnogo tsentra Rossiyskoy akademii nauk*, vol. 14, no. 4 (5), pp. 1376–1379, 2012, url: http://www.ssc.smr.ru/media/journals/izvestia/2012/2012_4_1376_1379.pdf. (In Russ.)
8. GOST R 51317.42-99. Resistance to electrostatic discharges. IPK Izdatel'stvo standartov, 2000. 33 p. (In Russ.)

Information about the Authors

Alexey A. Demidov, postgraduate student of the Department of Radioelectronic Systems, Samara National Research University, Samara, Russia.

Research interests: testing of on-board equipment for spacecraft.


E-mail: mlscompany@mail.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: kipres@ssau.ru

Исследование размера рабочей зоны метода итерационного совмещения телевизионных сигналов в измерительных системах технического зрения

Р.Р. Диязитдинов 

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

Аннотация – Обоснование. Обработка изображений используется в измерительных системах технического зрения, которые широко распространены в промышленной сфере. Одной из актуальных задач при обработке является совмещение изображения. Методы совмещения должны выполнять два основных требования: удовлетворительное качество совмещения и приемлемое для практики время обработки. Одним из методов, соответствующим этим требованиям, является итерационное совмещение. **Цель.** Исследование размера области (рабочей зоны) для значений параметров первоначального приближения, которое обеспечивает удовлетворительное совмещение. Размер области определяет быстродействие итерационного алгоритма. **Методы.** Определение размера рабочей зоны проводилось экспериментальным путем: корреляционным анализом и статистическим способом. **Результаты.** Эксперименты показали, что при использовании шага прореживания, не превышающего 1/10 от размеров совмещаемого фрагмента изображения, вероятность корректного совмещения практически равняется единице. При превышении этого порога вероятность уменьшается. **Заключение.** Установлен размер рабочей зоны итерационного метода совмещения изображений. На основании полученных результатов можно проводить проектирование алгоритмов обработки и прогнозировать время обработки. Метод совмещения был внедрен в систему технического зрения для распознавания фиксаторов контактных проводов на железной дороге, совмещение изображений в этой системе проводится в режиме реального времени.

Ключевые слова – рабочая зона; совмещение; техническое зрение; итерационный; телевизионный сигнал; изображение; моделирование.

Введение

Обработка изображения представляет собой важную область исследования в современном мире. Она является неотъемлемой частью измерительных систем технического зрения, которые широко распространены в различных промышленных сферах. Например, для беспилотных летательных аппаратов обработка изображений используется при корректировке показаний датчиков пространственного положения. При автоматической конвейерной сборке автомобилей применяются роботизированные системы, оснащенные камерами и профильными датчиками. Управление их механическими манипуляторами происходит благодаря обработке изображений. В авиации обработка изображений используется на этапе посадки воздушных судов, предоставляя пилотам дополнительную визуальную информацию при плохих погодных условиях. На железной дороге обработка изображений осуществляется на диагностических комплексах при определении состоянии инфраструктуры железнодорожных путей.

Одной из актуальных задач при обработке является совмещение изображений. Совмещение может представлять собой самостоятельную задачу (например, для измерения скорости протяженных объектов необходимо совмещать два соседних кадра [1], а для трехмерной реконструкции – найти соответствие между фрагментами изображений [2]), а может являться частью предобработки (например, совмещение для последующего детектирования и распознавания объектов, для восстановления формы сигналов и т. д.).

В системе технического зрения особую важность представляют две характеристики:

- стабильность результатов совмещения;
- приемлемое для практического использования время обработки.

Наибольшей стабильностью обладают методы, основанные на полном переборе, однако они требовательны к вычислительным ресурсам, поэтому их применение сильно ограничено требованием времени обработки. В особенности это актуально для систем, работающих в режиме реального времени.

Поэтому наряду с переборными методами в системах технического зрения стали применяться итерационные методы, обладающие более высокой скоростью обработки. Особенность итерационных методов заключается в выборе параметров первого приближения, которые определяют процесс обработки.

Можно выделить две ситуации.

1. Значения параметров первого приближения находятся в некоторой окрестности искомым параметров, которые обеспечивают удовлетворительное совмещение.

2. Значения параметров первого приближения не принадлежат этой окрестности.

Размер окрестности (рабочей зоны) является важной характеристикой метода, от которой зависит скорость обработки телевизионных сигналов.

1. Исследуемый итерационный метод

В работе [3] описан метод итерационного совмещения телевизионных сигналов. Метод позволяет оценить шесть параметров: смещение вдоль оси абсцисс и ординат, поворот, масштаб, аддитивную и мультипликативную составляющую.

В методе проводится раздельная оценка двух групп параметров:

- смещения вдоль координатных осей с применением декартовой системы координат;
- поворота и масштаба с использованием логарифмически полярной системы координат.

После проведения итерационной обработки оцениваются аддитивная и мультипликативная составляющие.

В основе метода лежит идея, что если известна хотя бы одна реперная точка на изображениях (телевизионных сигналах), то этого будет достаточно для совмещения. Реперная точка на первом изображении соответствует центру, а координаты реперной точки на втором изображении определяются в ходе итерационной обработки. Одновременно с координатами реперной точки оцениваются и параметры совмещения. Для этого метода размер рабочей зоны определяется допустимым отклонением координат реперной точки первого приближения от искомой точки.

Исследованию размера рабочей зоны метода [3] посвящена данная статья.

2. Обзор методов совмещения

Среди методов совмещения изображений можно выделить два основных направления. К первому направлению относятся методы с предвари-

тельным распознаванием точек интереса (особых точек, feature points и т. д.), последующим сопоставлением и расчетом параметров совмещения по двум наборам точек [4–6]. Существующий недостаток, связанный с неверным сопоставлением точек интереса, часто устраняют с помощью метода RANSAC [7]. Основным недостатком методов этого направления заключается в том, что для слабоконтрастных (например, съемки во время тумана) или малоинформативных (например, съемка однородных по яркости объектов изображений) метод характеризуется высокой вероятностью ошибок из-за того, что не определяется достаточного количества точек интереса.

Ко второму направлению относятся итерационные методы. Метод совмещения phase-correlation [8; 9] основан на робастном оценивании угла поворота и масштаба с помощью образа изображения, полученного в результате преобразования Фурье, примененного к логарифмически полярному представлению изображения. Рабочая зона определяется допустимым отклонением координат реперной точки второго изображения, не превышающих 10 % от размера исходного изображения. Однако существенным недостатком является достаточно узкий диапазон оценки масштаба ($\pm 20\%$) и поворота ($\pm 30^\circ$).

Еще одним итерационным методом стало совмещение на основе предварительного разложения обрабатываемых сигналов в ряд Тейлора [10]. Однако этот метод предназначен преимущественно для оценки смещений и в некоторых случаях – для оценки поворота [11]. Рабочая зона определяется 2–3 пикселями по смещению и 5–15° по углу в зависимости от вида изображений.

Несколько иной метод на основе стохастического подхода был предложен в работе [12]. Принцип оценки основан на итерационном приближении параметров совмещений. Однако рабочая зона почти такая же, как и у предыдущего метода. Дополнительно метод позволяет оценивать масштаб в диапазоне $\pm 5\%$.

Оригинальный метод неподвижной точки был описан в работе [13]. Его идея заключается в предварительной оценке неподвижной точки, относительно которой происходит расчет поворота и масштаба. Высокая вычислительная производительность обеспечивается за счет использования проекций (суммирования изображений вдоль строк и столбцов). Рабочая зона по смещению составляет приблизительно 20 % от размера совмещаемого изображения. Масштаб и поворот оценивались с

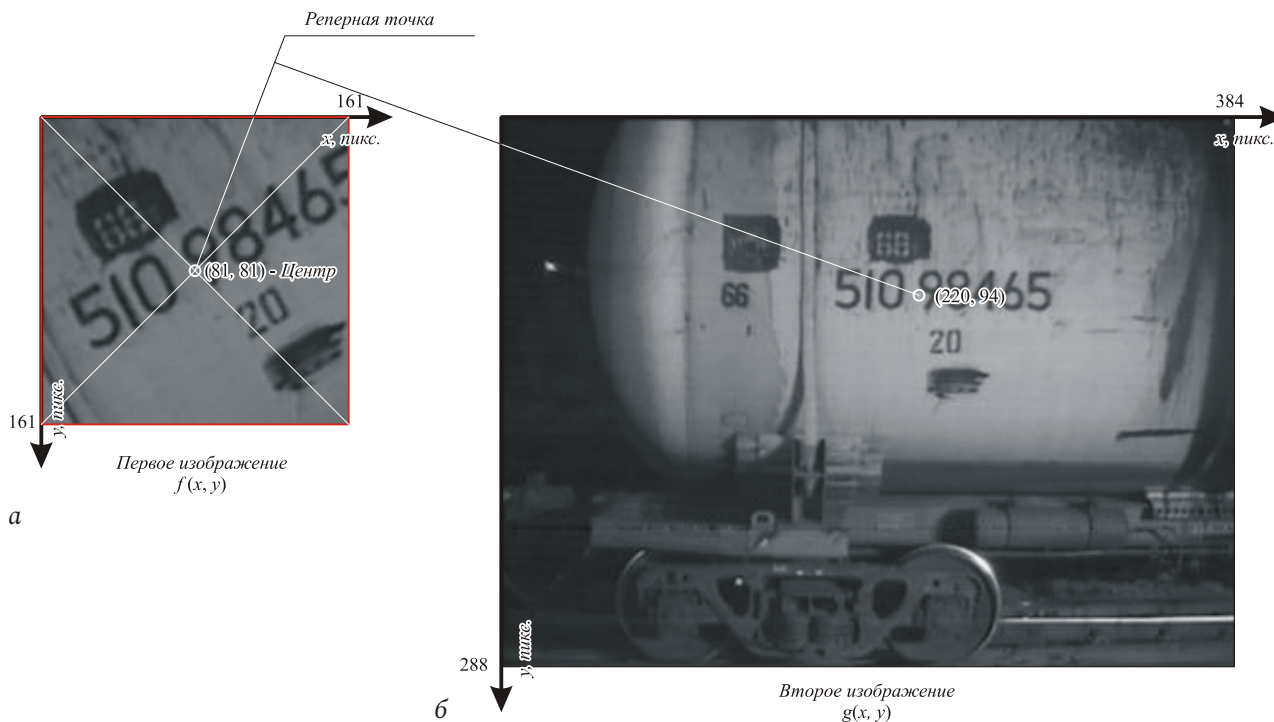


Рис. 1. Формирование совмещаемых изображений
 Fig. 1. Formation of combined images



Рис. 2. Результат совмещения
 Fig. 2. Result of combination

помощью переборных способов. Однако исследования показывают, что метод чувствителен к аддитивным и мультипликативным составляющим. Поэтому предварительно необходимо проводить нормализацию сигналов по среднему значению и среднеквадратичному отклонению.

Для итерационного метода [3] были приведены экспериментальные исследования, чтобы определить размер рабочей зоны.

3. Определение размера рабочей зоны

На рис. 1 показано изображение, полученное от системы технического зрения, контролирующей подвижной состав. Из исходного изображения $g(x, y)$ (см. рис. 1, б) был взят фрагмент и преобразован в соответствии с параметрами:

- масштаб $\alpha = 1,5$;
- угол поворота $\varphi = 30^\circ$;



Рис. 3. Коэффициент корреляции для всех точек $g(x, y)$
Fig. 3. Correlation coefficient for image points $g(x, y)$

Таблица. Значение корреляции в окрестности точки $(x'_0, y'_0) = (220, 94)$
Table. Correlation for point neighborhood $(x'_0, y'_0) = (220, 94)$

№ строки \ № столбца	216	217	218	219	220	221	222	223	224
90	0,322	0,385	0,444	0,530	0,543	0,490	0,363	0,213	0,159
91	0,295	0,385	0,483	0,605	0,642	0,566	0,393	0,202	0,135
92	0,273	0,381	0,520	0,695	0,766	0,680	0,458	0,259	0,175
93	0,265	0,365	0,554	0,801	0,915	0,812	0,558	0,350	0,214
94	0,257	0,369	0,560	0,851	0,990	0,879	0,623	0,425	0,266
95	0,255	0,351	0,520	0,787	0,925	0,834	0,627	0,454	0,334
96	0,258	0,322	0,456	0,653	0,760	0,715	0,593	0,474	0,380
97	0,278	0,291	0,415	0,532	0,593	0,587	0,526	0,474	0,405
98	0,280	0,281	0,391	0,456	0,472	0,462	0,478	0,454	0,402

- смещение по оси абсцисс $h = 275$ пикселей;
- смещение по оси ординат $p = 124$ пикселей;
- мультипликативная составляющая $\lambda = 1,2$;
- аддитивная составляющая $\gamma = 20$ у. е. (примечание: условная единица соответствует 1/255 от максимальной яркости, которую способна зафиксировать видеосистема).

В результате было сформировано изображение $f(x, y)$ (см. рис. 1, а).

На рис. 1 отмечено положение реперных точек. Для телевизионного сигнала $f(x, y)$ реперная точка соответствует центру $(x_0, y_0) = (81, 81)$, для телевизионного сигнала $g(x, y) - (x'_0, y'_0) = (220, 94)$.

Если использовать эти точки для совмещения, то наблюдается практически полное совпадение сигналов (см. рис. 2). Коэффициент корреляции между изображениями равен 0,99.

Для доказательства, что точка $(220, 94)$ является реперной для точки $(81, 81)$, были проверены все точки изображения $g(x, y)$. Для каждой точки оценивались параметры совмещения, а после совмещения рассчитывался коэффициент корреляции.

Результат этих проверок показан на рис. 3 и в таблице. На рис. 3 значение коэффициента корреляции описывается яркостью в предположении, что единичное значение соответствует максимальной яркости (белый цвет), а нулевое значение - минимальной яркости (черный цвет).

Как можно видеть из приведенных результатов, точка $(x'_0, y'_0) = (220, 94)$ обеспечивает максимальное совпадение изображений после совмещения и является единственным глобальным экстремумом. Таким образом, эксперимент подтвердил, что точка $(220, 94)$ является реперной для точки $(81, 81)$.

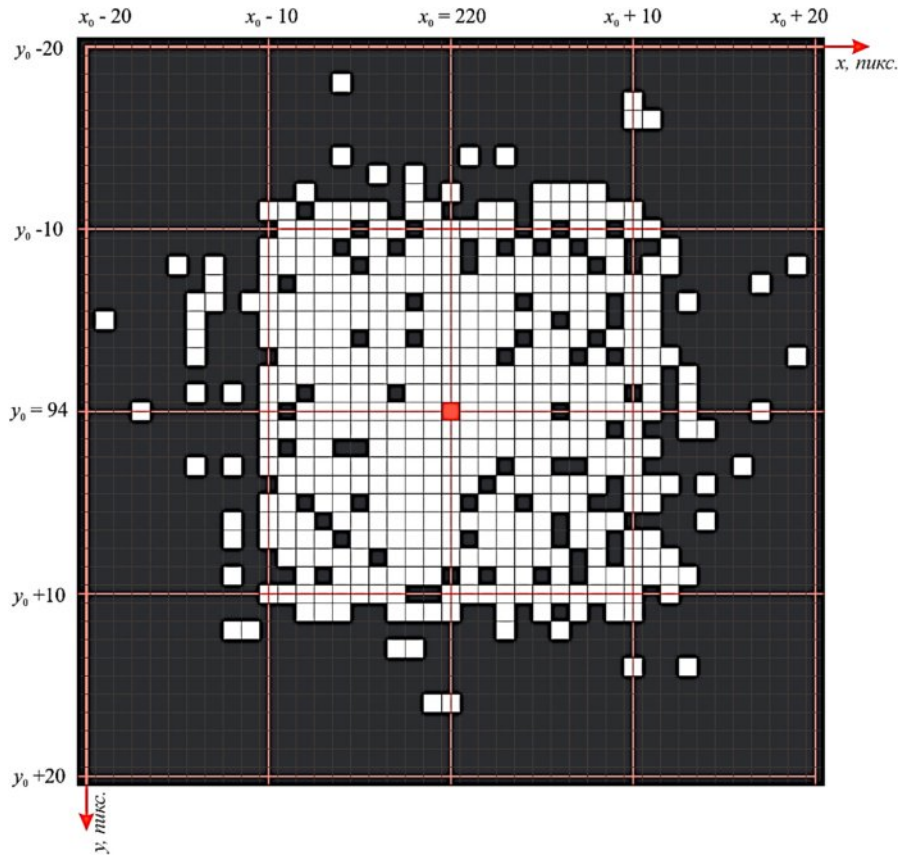


Рис. 4. Эксперимент по определению точек, обеспечивающих корректное совмещение
Fig. 4. Experiment: points of acceptable superposition

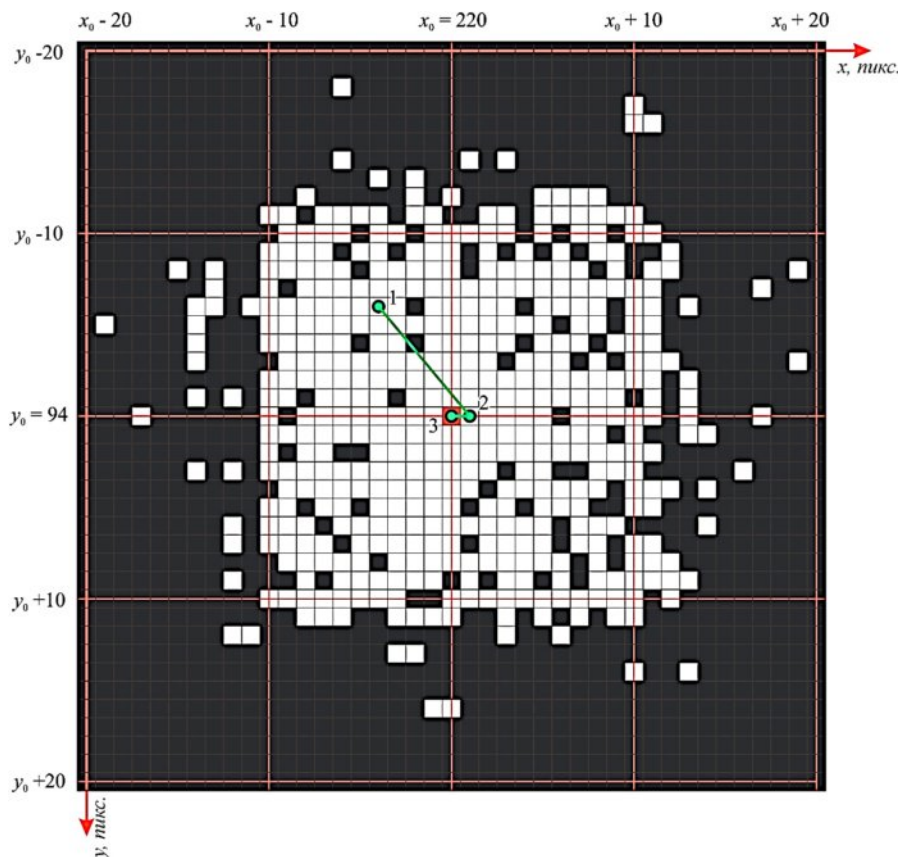


Рис. 5. Пример итерационной оценки положения реперной точки
Fig. 5. Example: iteration estimation of reference point coordinate

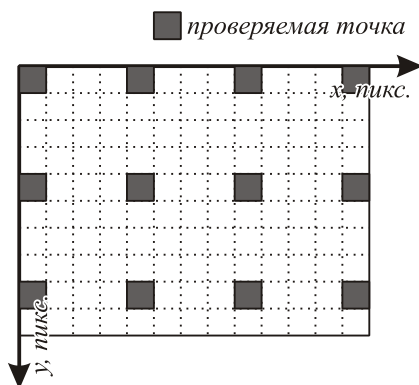


Рис. 6. Выбор реперных точек
Fig. 6. Selecting reference points

Второй эксперимент был проведен с целью определения точек в окрестности (220, 94), которые позволяют корректно совместить телевизионные сигналы в результате обработки по итерационному методу. В эксперименте проверялась окрестность размером ± 20 пикселей (см. рис. 4). Белым цветом были отмечены точки, обеспечивающие корректные совмещения.

Пример траектории измерения реперной точки в ходе итерационной процедуры обработки приведен на рис. 5. Цифрами от 1 до 3 показан номер итерации. Таким образом, для выбранной точки совмещение изображений произошло за три итерации.

Как можно видеть, наибольшее количество точек сосредоточено в квадратной области на расстоянии 10 пикселей от реперной точки. После совмещения фрагмент имеет размеры 107×107 пикселей (примечание: $161/1,5 = 107,3$ пикселей), то есть для этих изображений размер рабочей зоны составил приблизительно $1/10$ от размеров совмещаемого фрагмента.

Подобные эксперименты были проведены еще для 10 изображений. Во всех случаях были полу-

чены практически одинаковые результаты. Однако время обработки достаточно велико. Чтобы проверить итерационный метод на большом количестве изображений (примечание: выборка из 10 000 изображений), использовался статистический способ.

Реперные точки (x'_0, y'_0) выбирались с равномерным шагом прореживания (см. рис. 6).

Чем меньше шаг прореживания, тем выше вероятность, что выбранная точка окажется в окрестности искомой точки, и наоборот. Результаты экспериментов показали, что при использовании шага прореживания, не превышающего $1/10$ от размера совмещаемого фрагмента, вероятность корректного совмещения практически равняется единице. При превышении этого порога вероятность совмещения начинает уменьшаться.

Таким образом, оба эксперимента привели к одним и тем же результатам.

Заключение

В ходе исследования метода итерационного совмещения [3] было установлено, что размеры рабочей зоны составляют приблизительно $1/10$ от размера совмещаемого телевизионного сигнала.

На основании полученных результатов можно проводить проектирование системы технического зрения с программным обеспечением, в котором реализован итерационный метод совмещения.

В частности, метод был внедрен в систему технического зрения для распознавания фиксаторов контактного провода на железной дороге [14], в которой происходит совмещение разномасштабных изображений в режиме реального времени. Оптимизация по скорости обработки проводилась с учетом полученных в статье результатов.

Список литературы

1. Васин Н.Н., Куринский В.Ю. Метод обработки видеосигналов для измерения скорости протяженных объектов // Инфокоммуникационные технологии. 2010. Т. 8, № 2. С. 36–39. URL: <https://elibrary.ru/item.asp?id=15182359>
2. Колякин В.В., Аверченков В.И., Терехов М.В. Методы оценки параметров моделей для решения задачи трехмерной реконструкции сложных моделей реальных объектов // Вестник Брянского государственного технического университета. 2016. № 3 (51). С. 233–242. DOI: <https://doi.org/10.12737/22120>
3. Диязитдинов Р.Р. Итерационный алгоритм оценки смещения, масштаба и поворота для совмещения телевизионных сигналов при влиянии аддитивных и мультипликативных помех // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2022. Т. 25, № 1. С. 36–44. DOI: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2022.25.1.36-44>
4. Lowe D.G. Distinctive image features from scale-invariant keypoints // International Journal Computer Vision. 2004. Vol. 60, no. 2. P. 91–110. DOI: <https://doi.org/10.1023/B:VISI.0000029664.99615.94>
5. Applicability of the SIFT operator to geometric SAR image registration / P. Schwind [et al.] // International Journal Remote Sens. 2010. Vol. 31, no. 8. P. 1959–1980. DOI: <https://doi.org/10.1080/01431160902927622>
6. SURF: Speeded up robust features / H. Bay [et al.] // Computer Vision and Image Understanding. 2008. Vol. 110, no. 3. P. 346–359. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.cviu.2007.09.014>

7. Chum O. Two-view geometry estimation by random sample and consensus: Ph.D. dissertation. Prague, 2005. 100 p. URL: <https://cmp.felk.cvut.cz/~chum/papers/Chum-PhD.pdf>
8. Мясников Е.В. Определение параметров геометрических трансформаций для совмещения портретных изображений // Компьютерная оптика. 2007. Т. 31, № 3. С. 77–82. URL: <https://www.computeroptics.ru/KO/Annot/KO31-3/14.html>
9. Phase correlation based image alignment with subpixel accuracy / A. Alba [et al.] // 11th Mexican International Conference on Artificial Intelligence (MICAI 2012). 2012. Vol. 7629. P. 171–182. DOI: https://doi.org/10.1007/978-3-642-37807-2_15
10. Lucas B.D., Kanade T. An iterative image registration technique with an application to stereo vision // Proceedings of the 7th International Joint Conference on Artificial Intelligence (IJCAI). Vancouver, Canada, 24–28 August 1981. P. 121–130.
11. Диязитдинов Р.Р. Оценка параметров смещения и угла поворота при совмещении видеосигналов // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2019. Т. 22, № 2. С. 57–61. DOI: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2019.22.2.57-61>
12. Ташлинский А.Г., Сафина Г.Л., Коваленко Р.О. Критерий оптимизации алгоритмов оценивания параметров межкадровых геометрических деформаций цифровых изображений по скорости сходимости оценок параметров // DSPA: Вопросы применения цифровой обработки сигналов. 2018. Т. 8, № 3. С. 204–208. URL: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=36430350>
13. Крашенинников В.Р., Кадеев А.Д. Алгоритм оценивания сдвига и поворота изображений на основе метода неподвижной точки // Известия Самарского научного центра Российской академии наук. 2013. Т. 15, № 4. С. 931–935. URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/algoritm-otsenivaniya-sdviga-i-povorota-izobrazheniy-na-osnove-metoda-nepodvizhnoy-tochki?ysclid=lwi4fr69ec414039685>
14. Диязитдинов Р.Р. Совмещение разномасштабных изображений для систем видеонаблюдения железнодорожного применения в режиме реального времени // Электросвязь. 2023. № 11. С. 84–90. DOI: <https://doi.org/10.34832/ELSV.2023.48.11.013>

Информация об авторе

Диязитдинов Ринат Радмирович, кандидат технических наук, доцент кафедры сетей и систем связи Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики, г. Самара, Россия.

Область научных интересов: обработка изображений, компьютерная оптика, триангуляционные системы.

E-mail: rinat.diyazitdinov@gmail.com

ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-6360-0351>

Physics of Wave Processes and Radio Systems

2027, vol. 27, no. 2, pp. 77–84

DOI [10.18469/1810-3189.2024.27.2.77-84](https://doi.org/10.18469/1810-3189.2024.27.2.77-84)
UDC 681.585.5
Original Research

Received 23 January 2024
Accepted 26 February 2024
Published 29 June 2024

Convergence region size research of television signal superposition iteration method for measurement machine vision system

Rinat R. Diyazitdinov 

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

Abstract – Background. Image processing is used in machine vision measurement systems, which are widely used in industrial applications. One of the important tasks in processing is image superposition. Registration methods must fulfill two basic requirements: satisfactory registration quality and practical processing time. One of the methods that meets these requirements is iterative superposition. **Aim.** The aim is to study the size of the area (region of convergence) for the values of the parameters of the initial approximation, which ensures satisfactory superposition. The size of the region determines the performance of the iterative algorithm. **Methods.** The size of the region of convergence was determined experimentally: correlation analysis and statistical simulation. **Results.** Experiments have shown if a sampling step is no more than 1/10 of the size of the image fragment, then the probability of correct registration is almost equal to one. If this threshold is exceeded, then the probability decreases. **Conclusion.** The size of the region of convergence of the iterative image registration method has been established. It is possible to design processing algorithms and predict processing time by obtaining results. The superposition method was introduced into a machine vision system to recognize contact wire clamps on the railway. Image superposition in this system is carried out in real time.

Keywords – region of convergence; superposition; machine vision; iteration; television signal; image; simulation.

References

1. N. N. Vasin and V. Yu. Kurinskiy, "Video signal processing method for measuring the speed of extended objects," *Infokommunikacionnye tehnologii*, vol. 8, no. 2, pp. 36–39, 2010, url: <https://elibrary.ru/item.asp?id=15182359>. (In Russ.)
2. V. V. Kolyakin, V. I. Averchenkov, and M. V. Terekhov, "Methods for estimating model parameters for solving the problem of three-dimensional reconstruction of complex models of real objects," *Vestnik Bryanskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta*, no. 3 (51), pp. 233–242, 2016, doi: <https://doi.org/10.12737/22120>. (In Russ.)
3. R. R. Diyazitdinov, "Iterative algorithm for offsets, scale and rotate estimation for television image superposition with additive and multiplicative noise," *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 25, no. 1, pp. 36–44, 2022, doi: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2022.25.1.36-44>. (In Russ.)
4. D. G. Lowe, "Distinctive image features from scale-invariant keypoints," *International Journal Computer Vision*, vol. 60, no. 2, pp. 91–110, 2004, doi: <https://doi.org/10.1023/B:VISI.0000029664.99615.94>.
5. P. Schwind et al., "Applicability of the SIFT operator to geometric SAR image registration," *International Journal Remote Sens*, vol. 31, no. 8, pp. 1959–1980, 2010, doi: <https://doi.org/10.1080/01431160902927622>.
6. H. Bay et al., "SURF: Speeded up robust features," *Computer Vision and Image Understanding*, vol. 110, no. 3, pp. 346–359, 2008, doi: <https://doi.org/10.1016/j.cviu.2007.09.014>.
7. O. Chum, "Two-view geometry estimation by random sample and consensus," Ph.D. dissertation, Prague, 1993, url: <https://cmp.felk.cvut.cz/~chum/papers/Chum-PhD.pdf>.
8. E. V. Myasnikov, "Determining the parameters of geometric transformations for combining portrait images," *Komp'yuternaya optika*, vol. 31, no. 3, pp. 77–82, 2007, url: <https://www.computeroptics.ru/KO/Annot/KO31-3/14.html>. (In Russ.)
9. A. Alba et al., "Phase correlation based image alignment with subpixel accuracy," *11th Mexican International Conference on Artificial Intelligence (MICAI 2012)*, vol. 7629, pp. 171–182, 2012, doi: https://doi.org/10.1007/978-3-642-37807-2_15.
10. B. D. Lucas and T. Kanade, "An iterative image registration technique with an application to stereo vision," *Proceedings of the 7th International Joint Conference on Artificial Intelligence (IJCAI)*, Vancouver, Canada, 24–28 August, pp. 121–130, 1981.
11. R. R. Diyazitdinov, "Offset and rotate measurement for video signal superposition," *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 22, no. 2, pp. 57–61, 2019, doi: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2019.22.2.57-61>. (In Russ.)
12. A. G. Tashlinskiy, G. L. Safina, and R. O. Kovalenko, "Optimization criterion for algorithms for estimating parameters of interframe geometric deformations of digital images based on the rate of convergence of parameter estimates," *DSPA: Voprosy primeneniya tsifrovoy obrabotki signalov*, vol. 8, no. 3, pp. 204–208, 2018, url: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=36430350>. (In Russ.)
13. V. R. Krashenninikov and A. D. Kadeev, "Algorithm for estimating image shift and rotation based on the fixed point method," *Izvestiya Samarskogo nauchnogo tsentra Rossiyskoy akademii nauk*, vol. 15, no. 4, pp. 931–935, 2013, url: <https://cyberleninka.ru/article/n/algorithm-otsenivaniya-sdviga-i-povorota-izobrazheniy-na-osnove-metoda-nepodvizhnoy-tochki?ysclid=Iwi4fr69ec414039685>. (In Russ.)
14. R. R. Diyazitdinov, "Combination of multi-scale images for video surveillance systems for railway applications in real time," *Elektrosvyaz*, no. 11, pp. 84–90, 2023, doi: <https://doi.org/10.34832/ELSV.2023.48.11.013>. (In Russ.)

Information about the Author

Rinat R. Diyazitdinov, Candidate of Technical Sciences, associate professor of the Department of Networks and Communication Systems, Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics, Samara, Russia.

Research interests: image processing, computer optics, triangulation system.

E-mail: rinat.diyazitdinov@gmail.com

ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-6360-0351>

Оценка координат беспилотных летательных аппаратов с помощью распределенной системы из базовых станций

Д.В. Тюрин , С.В. Шишанов , В.В. Казаков

Волго-Вятский филиал Московского технического университета связи и информатики
603011, Россия, г. Нижний Новгород,
ул. Менделеева, 15

Аннотация – Обоснование. Для позиционирования беспилотных летательных аппаратов обычно используются различные датчики и система глобальной спутниковой навигации GNSS. Однако в случае кратковременного пропадания сигнала, а также повышения точности позиционирования применяются дополнительные методы оценки координат. **Цель.** Анализ методов позиционирования беспилотных летательных аппаратов, основанных на оценке дальностей до базовых станций. **Методы.** Использован метод численного моделирования в сценарии Uta. **Результаты.** В статье рассмотрены методы оценки координат беспилотного летательного аппарата, основанные на оценке дальностей до базовых станций. Методом математического моделирования исследована точность оценки местоположения и вычислительная сложность алгоритмов позиционирования объектов в сценарии плотной городской застройки при различном числе базовых станций. **Заключение.** Результаты анализа показывают, что в сценарии Uta стандартное отклонение ошибки оценки координат составляет приблизительно 1 м.

Ключевые слова – беспилотный летательный аппарат; оценка координат; алгоритм ТОА; метод наименьших квадратов; точность оценки координат.

Введение

В последнее время беспилотные летательные аппараты (БПЛА) нашли применение в гражданских задачах, таких как слежение, управление движением колонны автомобилей, фотосъемка, доставка посылок и т. д. [1]. На данный момент перспективы применения систем достаточно широки.

Для управления БПЛА требуется высокая точность определения местоположения (позиционирования), для достижения которой используют системы, основанные на комбинации глобальной навигационной спутниковой системы (GNSS) и дополнительных датчиков, таких как радары, камеры, инерциальные датчики [1]. Однако, в случаях кратковременного пропадания сигнала GNSS, БПЛА требуют дополнительной информации о собственном местоположении. Для повышения точности и робастности позиционирования предлагается применять сигналы наземных базовых станций (БС) [1].

Известно четыре метода для определения координат БПЛА на основе сигналов, принимаемых от БС [2]:

- метод, использующий время прибытия сигналов (англ. time of arrival, TOA);
- метод, использующий разницу времени прибытия сигналов (англ. time difference of arrival, TDoA);

– метод, использующий углы прибытия сигналов (англ. angle of arrival, AoA);

– метод, использующий мощности принятых сигналов (англ. receive strength signal, RSS).

Каждый из методов имеет свои преимущества и недостатки. Метод AoA имеет высокую точность оценки координат, однако определение угла прибытия требует наличия дорогостоящих систем на основе антенных решеток [3]. Метод RSS, хотя и обладает преимуществами в виде экономичности и простоты реализации, оказывается менее точным при определении координат и более чувствительным к помехам по сравнению с другими методами [2].

Методы, основанные на измерении времени прибытия сигнала, более простые и универсальные, вследствие чего они часто используются для позиционирования в современных БПЛА [2].

1. Алгоритм оценки координат методом ТОА

Метод определения координат ТОА основан на измерении расстояния от нескольких передатчиков до приемника. В качестве передатчиков выступает БС, в качестве приемника – БПЛА. Расстояние вычисляется путем оценки разности

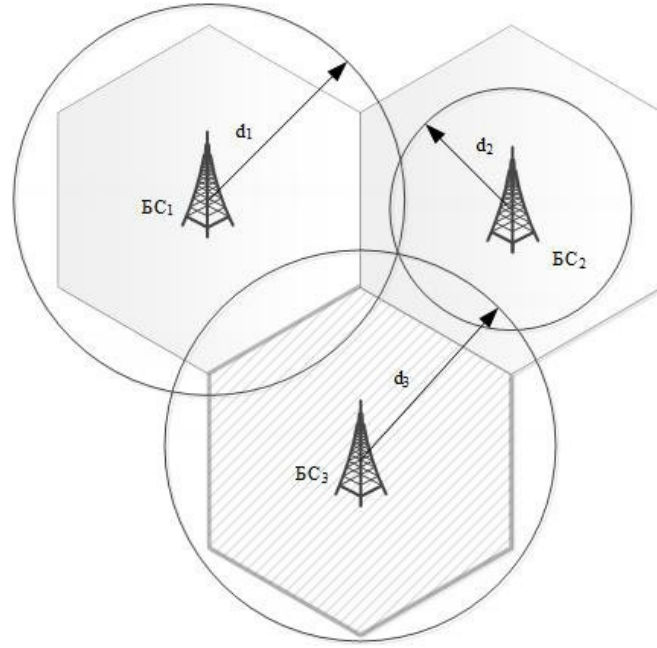


Рис. 1. Геометрия измерения координат методом ТоА
Fig. 1. Geometry of coordinate measurement by ToA method

между временем начала передачи сигнала БС T_0 и временем приема сигнала T_i в БПЛА:

$$d_i = c(T_i - T_0), \quad (1)$$

где d_i – расстояние от БПЛА до i - базовой станции; c – скорость света.

Вектор оценок дальностей d_i определяет точки равного расстояния от БПЛА до БС $_i$. В двумерном случае каждая такая оценка дальности эквивалентна окружности с радиусом d_i и центром в месте расположения БС $_i$. Координаты БПЛА вычисляются как точка пересечения нескольких окружностей.

На рис. 1 изображена геометрия измерения координат методом ТОА.

Используя вектор измерений дальностей от БС до БПЛА, можно записать систему из N нелинейных уравнений:

$$\begin{aligned} \sqrt{(x-x_1)^2 + (y-y_1)^2} &= d_1 + \eta_{1,\text{проп}}, \\ \sqrt{(x-x_2)^2 + (y-y_2)^2} &= d_2 + \eta_{2,\text{проп}}, \\ \dots, \\ \sqrt{(x-x_i)^2 + (y-y_i)^2} &= d_i + \eta_{i,\text{проп}}, \end{aligned} \quad (2)$$

где (x_i, y_i) – координаты i -й БС; $\eta_{i,\text{проп}}$ – независимая гауссова случайная величина с нулевым математическим ожиданием и дисперсией $\{\sigma_{\text{проп}}\}^2$.

Одним из способов решения системы уравнений (2) является преобразование ее в линейную форму с помощью алгоритма ТОА [4].

Для линейризации системы (2) возведем каждое ее уравнение в квадрат:

$$\begin{aligned} (x-x_i)^2 + (y-y_i)^2 &= \\ &= d_i^2 + 2\eta_{i,\text{проп}}d_i + \eta_{i,\text{проп}}^2, \quad i=1, \dots, N. \end{aligned} \quad (3)$$

Раскроем скобки в выражении (3). Тогда уравнение (3) преобразуется к виду

$$\begin{aligned} x^2 - 2xx_i + x_i^2 + y^2 - 2yy_i + y_i^2 &= \\ &= d_i^2 + 2\eta_{i,\text{проп}}d_i + \eta_{i,\text{проп}}^2, \quad i=1, \dots, N. \end{aligned} \quad (4)$$

Введем замену переменных $R^2 = x^2 + y^2$. Тогда выражение (4) можно представить как (5).

$$\begin{aligned} -2xx_i - 2yy_i + R^2 &= \\ &= d_i^2 - x_i^2 - y_i^2 + 2\eta_{i,\text{проп}}d_i + \eta_{i,\text{проп}}^2, \quad i=1, \dots, N. \end{aligned} \quad (5)$$

Используя результат преобразований (5), система уравнений (2) будет:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} x_1 & y_1 & -0,5 \\ x_2 & y_2 & -0,5 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ x_N & y_N & -0,5 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \\ R \end{bmatrix} &= \\ &= -\frac{1}{2} \begin{bmatrix} d_1^2 - x_1^2 - y_1^2 \\ d_2^2 - x_2^2 - y_2^2 \\ \vdots \\ d_N^2 - x_N^2 - y_N^2 \end{bmatrix} - \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 2\eta_{1,\text{проп}}d_1 + \eta_{1,\text{проп}}^2 \\ 2\eta_{2,\text{проп}}d_2 + \eta_{2,\text{проп}}^2 \\ \vdots \\ 2\eta_{N,\text{проп}}d_N + \eta_{N,\text{проп}}^2 \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (6)$$

Другим методом приведения системы уравнений (2) к линейному виду является модифициро-

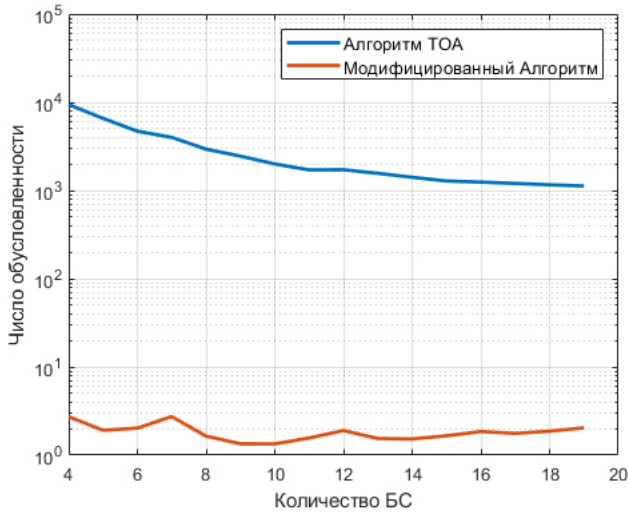


Рис. 2. Сравнение чисел обусловленности для двух методов решения системы уравнений (2)
Fig. 2. Conditionality numbers comparison for two methods of solving a system of equations (2)

ванный вариант алгоритма ТОА [2]. В статье предложено после раскрытия скобок в выражении (3) вычесть первое уравнение из остальных уравнений и после этого перегруппировать переменные:

$$\begin{aligned} -2x(x_i - x_1) - 2y(y_i - y_1) + x_i^2 - x_1^2 + y_i^2 - y_1^2 = & (7) \\ = d_i^2 - d_1^2 + 2\eta_{i,prop}d_i + \eta_{i,prop}^2 - & \\ - 2\eta_{1,prop}d_1 - \eta_{1,prop}^2, \quad i = 2, \dots, N. & \end{aligned}$$

Введем замену переменных $r_i^2 = x_i^2 + y_i^2$. Тогда система уравнений (2) преобразуется в:

$$2 \begin{bmatrix} x_2 - x_1 & y_2 - y_1 \\ x_3 - x_1 & y_3 - y_1 \\ \vdots & \vdots \\ x_N - x_1 & y_N - y_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} r_2^2 - d_2^2 - r_1^2 + d_1^2 \\ r_3^2 - d_3^2 - r_1^2 + d_1^2 \\ \vdots \\ r_N^2 - d_N^2 - r_1^2 + d_1^2 \end{bmatrix} + \quad (8)$$

$$+ \begin{bmatrix} 2\eta_{1,prop}d_1 + \eta_{1,prop}^2 - 2\eta_{2,prop}d_2 - \eta_{2,prop}^2 \\ 2\eta_{1,prop}d_1 + \eta_{1,prop}^2 - 2\eta_{3,prop}d_3 - \eta_{3,prop}^2 \\ \vdots \\ 2\eta_{1,prop}d_1 + \eta_{1,prop}^2 - 2\eta_{N,prop}d_N - \eta_{N,prop}^2 \end{bmatrix}.$$

Система уравнений (8) имеет на одну строку и один столбец меньше, чем в способе (6). В матричном виде выражения (6) и (8) запишем:

$$\mathbf{Ax} = \mathbf{b}, \quad (9)$$

где матрица \mathbf{A} содержит координаты опорных точек, относительно которых происходит позиционирование, вектор \mathbf{b} – измеренные значения дальности до базовых станций, вектор \mathbf{x} – содержит координаты, которые необходимо найти.

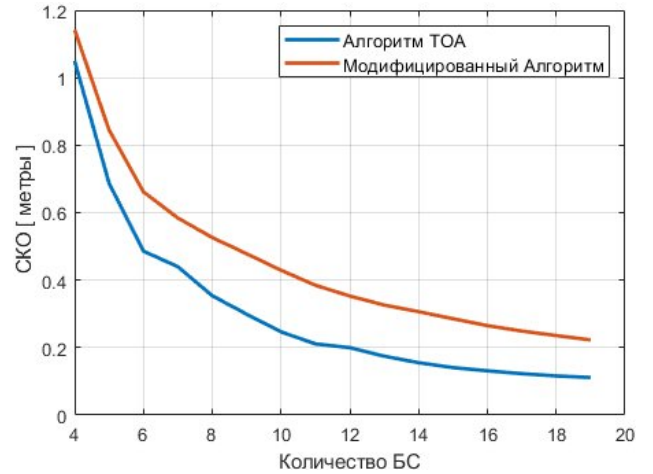


Рис. 3. Точность определения координат БПЛА алгоритмом ТОА и его модифицированной версией в зависимости от количества БС

Fig. 3. Accuracy of the coordinate estimation of the UAV by the TOA algorithm and its modified version, depending on the number of BS

Для решения матричного выражения (9) можно использовать метод наименьших квадратов (МНК).

$$\mathbf{x}_{ls} = (\mathbf{A}^T \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^T \mathbf{b}. \quad (10)$$

2. Чувствительность алгоритмов к ошибкам округления

Для оценки чувствительности алгоритмов (11) и (13) к ошибкам округления проанализируем число обусловленности матрицы \mathbf{A} , которое можно определить как произведение нормы матрицы на норму обратной к ней матрицы [5]:

$$\text{cond}(\mathbf{A}) = \|\mathbf{A}\| \|\mathbf{A}^{-1}\|. \quad (11)$$

Анализ числа обусловленности осуществлялся с применением метода математического моделирования (см. рис. 2). В процессе моделирования был использован набор из 19 базовых станций (БС), размещенных в соответствии со стандартом 38.901 [6], который определяет расположение БС в плотной городской застройке. Расположение БС организовано в гексагональной структуре, при этом расстояние между БС задается параметром ISD (англ. Inter-Site Distance, ISD), который в данном исследовании составляет 500 м.

Результаты моделирования указывают на более низкую устойчивость алгоритма ТОА к ошибкам округления по сравнению с его модифицированным вариантом. Это объясняется присутствием дополнительного столбца, состоящего из постоянных значений, в матрице \mathbf{A} , что делает ее более

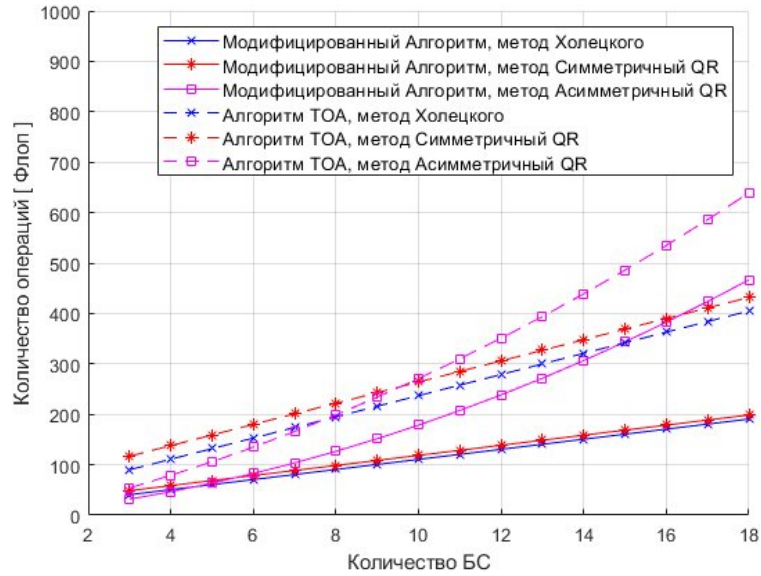


Рис. 4. Сравнение вычислительной сложности различных методов позиционирования
Fig. 4. Comparison of computational complexity of different positioning methods

близкой к вырожденной по сравнению с модифицированным вариантом.

3. Точность измерения координат

Для оценки точности измерения координат рассмотрим выражения (5) и (8). Из уравнения (5) дисперсия ошибки измерения координат при использовании алгоритма ТОА имеет вид

$$D\{2\eta_{i,\text{проп}}d_i + \eta_{i,\text{проп}}^2\} = 4d_i^2D\{\eta_{i,\text{проп}}\} + D\{\eta_{i,\text{проп}}^2\}. \quad (12)$$

При использовании модифицированного варианта алгоритма ТОА (8) дисперсия ошибки измерения координат может быть вычислена следующим образом:

$$D(2\eta_{1,\text{проп}}d_1 + \eta_{1,\text{проп}}^2 - 2\eta_{i,\text{проп}}d_i - \eta_{i,\text{проп}}^2) = 4d_1^2D\{\eta_{1,\text{проп}}\} + D\{\eta_{1,\text{проп}}^2\} + 4d_i^2D\{\eta_{i,\text{проп}}\} + D\{\eta_{i,\text{проп}}^2\}. \quad (13)$$

В случае равноточных измерений дальностей от БС до БПЛА дисперсия ошибки оценки координат вторым методом в 2 раза выше, чем первым. На рис. 3 показан график зависимости точности оценки координат двумя методами в зависимости от числа БС. Для моделирования использовался сценарий Uta, описанный в стандарте 38.901 [6]. Считалось, что мощность излучаемого опорного сигнала составляет 49 дБм, ширина спектра частот опорного сигнала равна 16 МГц, коэффициент шума приемника БПЛА составляет 12 дБ. Стандартное отклонение ошибки (СКО) измере-

ния координат оценивалось по 5000 ансамблей реализаций.

Из рис. 3 видно, что СКО измерения координат алгоритмом ТОА ниже модифицированного варианта в 1,41 раза.

4. Вычислительная сложность алгоритмов оценки координат

Основную вычислительную сложность метода МНК составляют операции умножения матриц $\mathbf{A}^T \mathbf{A}$ и обращения матрицы $(\mathbf{A}^T \mathbf{A})^{-1}$. Существуют различные способы решения данной проблемы, выбор которых зависит от множества факторов, таких как размер матрицы, стабильность решения к ошибкам округления и т. д. [5].

В качестве критерия оценки сложности обычно используется количество флопов (англ. **F**loating-**P**oint **O**perations, **FLOP**) [5], требуемых на выполнение операций. Наиболее популярными методами решения уравнения (10) являются метод на основе разложения Холецкого ($2mn^2 + n^3/3 + mn + 2n^2$ флопов) [5], метод симметричного QR-разложения ($2mn^2 + 4n^3/3 + mn + 2n^2$ флопов) [5] и метод асимметричного QR-разложения ($2n^2(m-n/3) + m^2 + n^2$ флопов) [5].

Вычислительная сложность алгоритмов оценки координат БПЛА в зависимости от числа БС показана на рис. 4.

Метод симметричного QR-разложения требует большего числа вычислений по сравнению с методом на основе разложения Холецкого. Однако метод QR более устойчив к малым погрешностям

в данных, таким как шум в исходных данных. Это обусловлено наличием ортогональной матрицы Q , которая обеспечивает стабильность вычислений с плавающей точкой [5]. Основным преимуществом метода на основе разложения Холецкого является то, что операция факторизации осуществляется над матрицей меньшего размера ($A^T A$) [5]. Выигрыш от данного подхода тем выше, чем больше БС используется для оценки координат БПЛА.

Метод асимметричного QR-разложения применяется к полной матрице A , размерность которой растет с увеличением числа БС. Однако, как показано на рис. 4, при малом числе БС данный метод может быть более эффективным.

Заключение

В данной исследовательской работе был проанализирован наиболее популярный метод позиционирования БПЛА, основанный на оценке

дальностей до базовых станций. Для решения задачи вычисления координат были применены методы, основанные на алгоритме ТОА. В ходе исследования были рассмотрены полная и модифицированная версии данного алгоритма. Результаты статьи показывают, что в сценарии Uma стандартное отклонение ошибки оценки координат составляет приблизительно 1 м. При этом точность оценки координат полной версии алгоритма превышает точность модифицированной версии в 1,41 раза, в то время как вычислительная сложность полной версии вдвое выше по сравнению с модифицированной. Выбор между использованием полной или модифицированной версии алгоритма зависит от характеристик вычислительной платформы, ресурсов, доступных вычислителю, требований к точности и скорости выполнения вычислений, а также от конкретных целей и ограничений задачи.

Список литературы

1. Zeng Y. UAV Communications for 5G and Beyond. Hoboken: John Wiley & Sons, 2020. 464 p.
2. Bensky A. Wireless Positioning Technologies and Applications. Norwood: Artech House, 2016. 401 p.
3. Ермолаев В.Т., Флакман А.Г. Методы оценивания параметров источников сигналов и помех, принимаемых антенной решеткой. Нижний Новгород: ННГУ, 2007. 99 с.
4. Влияние точности позиционирования мобильных объектов с использованием ГНСС на энергетические характеристики канала связи в сетях 5G / Д.Д. Габриэлян [и др.] // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2022. Т. 25, № 4. С. 74–78. DOI: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2022.25.4.74-78>
5. Golub G.H., Van Loan C.F. Matrix Computations, 3rd ed. Baltimore: The Johns Hopkins University Press, 1996. 732 p.
6. 3GPP TR. 38.901 V16.1.0. Study on channel model for frequencies from 0.5 to 100 GHz. 2020. 101 p.

Информация об авторах

Тюрин Дмитрий Викторович, преподаватель кафедры инфокоммуникационных и профессиональных дисциплин Волго-Вятского филиала Московского технического университета связи и информатики, г. Нижний Новгород, Россия.

Область научных интересов: цифровая обработка сигналов, радионавигация, радиосвязь.

E-mail: turin88@bk.ru

ORCID: <https://orcid.org/0009-0001-4048-1959>

Шишанов Сергей Валерьевич, кандидат технических наук, преподаватель кафедры инфокоммуникационных и профессиональных дисциплин Волго-Вятского филиала Московского технического университета связи и информатики, г. Нижний Новгород, Россия.

Область научных интересов: ММО-радары, автомобильные радары, цифровая обработка сигналов.

E-mail: tribott@mail.ru

ORCID: <https://orcid.org/0009-0005-2955-8790>

SPIN-код (eLibrary): 7344-5310

AuthorID (eLibrary): 770976

ResearcherID (WoS): J-3656-2017

Казаков Вячеслав Владимирович, кандидат технических наук, доцент, директор Волго-Вятского филиала Московского технического университета связи и информатики, г. Нижний Новгород, Россия.

Область научных интересов: цифровая обработка сигналов, радионавигация, радиосвязь.

E-mail: vvfmtuci@mts-nn.ru

SPIN-код (eLibrary): 9550-7102

AuthorID (eLibrary): 54108655

Physics of Wave Processes and Radio Systems

2027, vol. 27, no. 2, pp. 85–90

DOI 10.18469/1810-3189.2024.27.2.85-90
UDC 535.1621.396.969.3
Original Research

Received 6 December 2023
Accepted 10 January 2024
Published 29 June 2024

Coordinates estimation of the unmanned aerial vehicles by using distributed system of base stations

Dmitry V. Turin , Sergey V. Shishanov , Vyacheslav V. Kazakov

Volga-Vyatsky branch of Moscow Technical University of Communications and Informatics
15, Mendeleev Street,
Nizhny Novgorod, 603011, Russia

Abstract – Background. The different sensors and global navigation satellite system are used for positioning unmanned aerial vehicles. But in case of short-term signal loss and increasing positioning accuracy, additional methods for estimating coordinates are used. **Aim.** The paper deals with positioning methods for unmanned aerial vehicles based on range estimation to base stations. **Methods.** The positioning methods were investigated by mathematical modeling in Uma scenario. **Results.** The methods of coordinate estimation of unmanned aerial vehicles was analyzed. The accuracy of measurements and computational complexity in an urban scenario with different numbers of base stations were investigated by mathematical model. **Conclusion.** The analysis shown that the standard deviation of the coordinate estimation is about 1 m.

Keywords – unmanned aerial vehicle; coordinate estimation; algorithm TOA; least squares method; accuracy of measurements.

✉ turin88@bk.ru (Dmitry V. Turin)

 © Dmitry V. Turin et al., 2024

References

1. Y. Zeng, *UAV Communications for 5G and Beyond*. Hoboken: John Wiley & Sons, 2020.
2. A. Bensusky, *Wireless Positioning Technologies and Applications*. Norwood: Artech House, 2016.
3. V. T. Ermolaev and A. G. Flaksman, *Methods for Estimating the Parameters of Signal Sources and Interference Received by an Antenna Array*. Nizhny Novgorod: NNGU, 2007. (In Russ.)
4. D. D. Gabriel'yan et al., "How the accuracy of mobile objects positioning with GNSS affects the energy characteristics of the communication channel in 5G networks," *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 25, no. 4, pp. 74–78, 2022, doi: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2022.25.4.74-78>. (In Russ.)
5. G. H. Golub and C. F. Loan, *Matrix Computations*, 3rd ed. Baltimore: The Johns Hopkins University Press, 1996.
6. 3GPP TR. 38.901 V16.1.0. Study on channel model for frequencies from 0.5 to 100 GHz, 2020.

Information about the Authors

Dmitry V. Tyurin, lecturer of the Department of Infocommunication and Professional Disciplines, Volga-Vyatsky branch of Moscow Technical University of Communications and Informatics, Nizhny Novgorod, Russia.

Research interests: digital signal processing, radio navigation, radio communication.

E-mail: turin88@bk.ru

ORCID: <https://orcid.org/0009-0001-4048-1959>

Sergei V. Shishanov, Candidate of Technical Sciences, lecturer of the Department of Infocommunication and Professional Disciplines, Volga-Vyatsky branch of Moscow Technical University of Communications and Informatics, Nizhny Novgorod, Russia.

Research interests: MIMO-radars, automotive radars, digital signal processing.

E-mail: tribott@mail.ru

ORCID: <https://orcid.org/0009-0005-2955-8790>

SPIN-код (eLibrary): 7344-5310

AuthorID (eLibrary): 770976

ResearcherID (WoS): J-3656-2017

Vyacheslav V. Kazakov, Candidate of Technical Sciences, associate professor, director of Volga-Vyatsky branch of Moscow Technical University of Communications and Informatics, Nizhny Novgorod, Russia.

Research interests: digital signal processing, radio navigation, radio communication.

E-mail: vvfmtuci@mts-nn.ru

SPIN-код (eLibrary): 9550-7102

AuthorID (eLibrary): 54108655

Антенная решетка из волноводных рупоров с Е-плоскостным раскрывом, а также рупоров с раскрывом в Е- и Н-плоскостях

Ю.Г. Пастернак¹, В.А. Пендюрин², Д.К. Проскурин¹, К.С. Сафонов¹

¹ Воронежский государственный технический университет
394006, Россия, г. Воронеж,
ул. 20-летия Октября, 84

² АО НПП «Автоматизированные системы связи»
394062, Россия, г. Воронеж,
ул. Пеше-Стрелецкая, 108

Аннотация – Обоснование. В настоящее время в связи с проведением специальной военной операции очень актуальным является вопрос наличия недорогих мобильных терминалов высокоскоростной спутниковой связи отечественного производства, а также в связи с большой протяженностью территорий нашей страны существует ряд областей, где сотовая связь отсутствует, например тайга, Арктика, территория Северного Ледовитого океана и т. д. Поэтому единственная возможная связь на этих территориях – это спутниковая связь. **Цель.** Разработка линейной эквидистантной антенной решетки с равноамплитудным и синфазным возбуждением для мобильного терминала спутниковой связи. **Методы.** Антенная решетка проектировалась из открытых концов волноводов сечением 19×11 мм с воздушным заполнением. Соседние пары излучающих волноводов запитывались с помощью Е-плоскостного делителя: волновод разделен пополам по высоте тонкой металлической диафрагмой, отражения волн от которой незначительны; далее, в каждой половине делителя мощности реализованы разнесенные по высоте повороты направо и налево и плавные переходы в Е-плоскости – расширение от 5,25 мм до 11 мм. **Результаты.** Разработана антенная решетка с периодом 19,5 мм. Габаритные размеры: ширина раскрыва – 624 мм, высота – 12 мм, глубина – 118 мм. Особенностью конструкции антенной решетки является использование плавных несимметричных переходов в Е-плоскости по экспоненциальному закону; в раскрыве ФАР чередуются с периодом, равным 4 значениям ширины волноводов с учетом ширины их узких стенок, волноводные несимметричные рупоры, расширяющиеся в верхнем (2 соседних излучателя) и нижнем (следующие 2 излучателя) направлениях. **Заключение.** Достоинством использования подхода к построению линейных антенных решеток, питаемых с помощью многоканальных делителей мощности, является возможность минимизации глубины антенной системы. Основными недостатками – конструктивная и технологическая сложность делителей мощности и существенные потери мощности при большом числе каналов. Возможные технологии изготовления разработанной ФАР: 1. Штамповка из полистирола внутренней части делителя мощности и излучателей. Далее – полировка, напыление меди и гальваническое покрытие слоем меди. 2. Печать на 3D-принтере из полистирола, полировка, напыление меди и гальваническое покрытие слоем меди. 3. Изготовление делителя мощности с использованием SIW-технологии на базе стандартных СВЧ-ламинатов. Использование металлизированных сквозных отверстий для согласования делителей мощности. Антенные элементы и коаксиально-волноводные переходы изготавливаются путем штамповки из полистирола, или печати на 3D-принтере из полистирола, далее – полировка, напыление слоя меди и гальваническое покрытие слоем меди. 4. Штамповка из металла делителя мощности, излучателей и коаксиально-волноводных переходов (2 детали). Диэлектрический вкладыш может печататься на 3D-принтере из полистирола.

Ключевые слова – спутниковая связь мобильного и бортового базирования; линейные антенные решетки; волноводные рупоры.

Введение

Одной из главных задач, решаемых в аппаратуре спутниковой связи, является возможность сканирования главным лепестком диаграммы направленности. Абоненты спутниковой связи, как правило, находятся в движении, следовательно, антенна должна быть легкой и компактной для того, чтобы она не препятствовала безопасному перемещению транспорта, как наземного, так и морского и воздушного [1–4].

В настоящей статье рассмотрена линейная эквидистантная антенная решетка с равноамплитуд-

ным и синфазным возбуждением, состоящая из открытых концов волноводов сечением 19 мм на 11 мм с воздушным заполнением. Период решетки – 19,5 мм. Габаритные размеры разработанной антенной решетки: ширина раскрыва – 624 мм, высота – 12 мм, глубина – 118 мм. Особенностью конструкции антенной решетки является использование плавных несимметричных переходов в Е-плоскости по экспоненциальному закону; в раскрыве ФАР чередуются с периодом, равным 4 значениям ширины волноводов с учетом ширины их узких стенок, волноводные несимметричные рупоры, расширяющиеся в верхнем (2 соседних

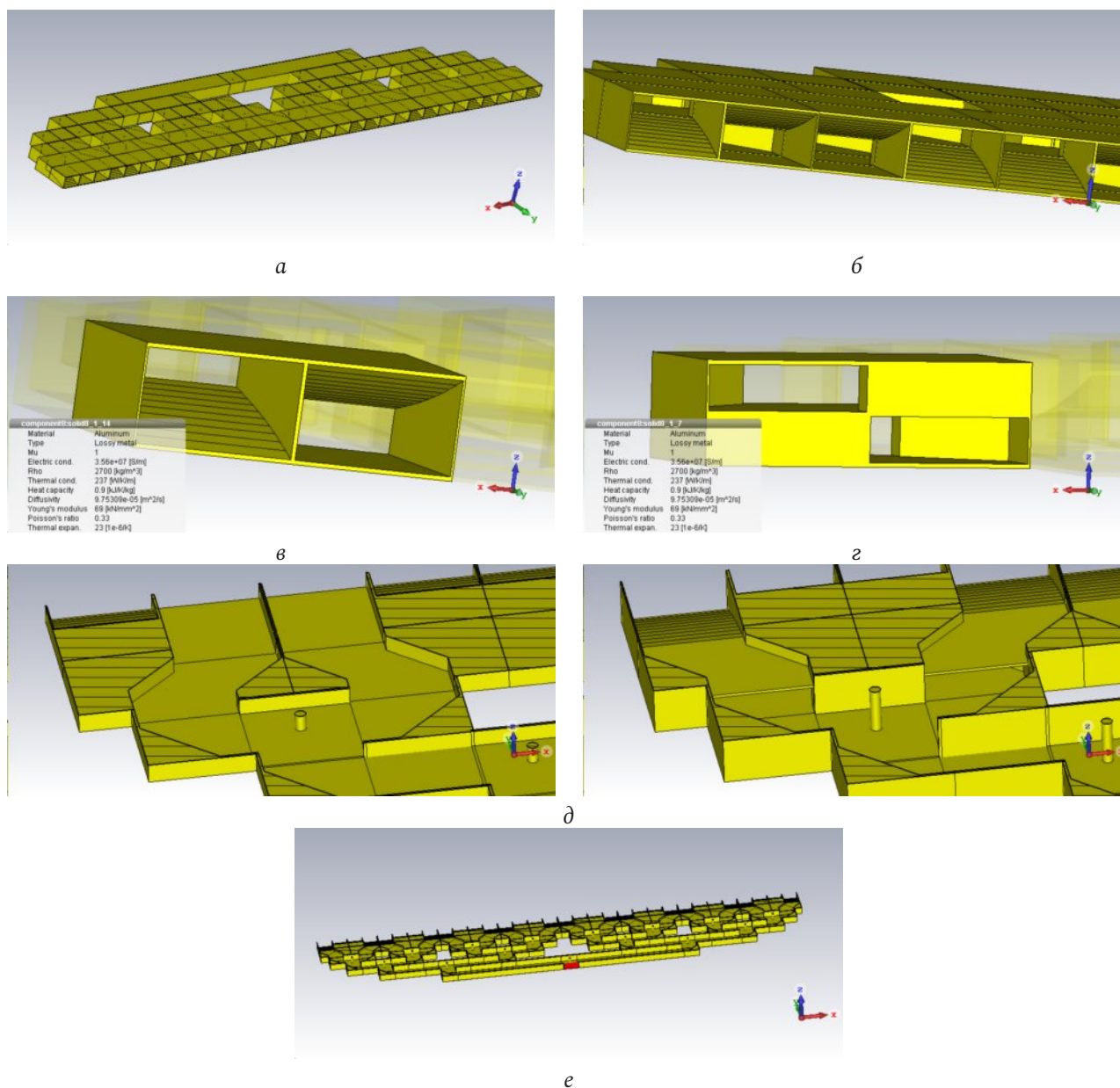


Рис. 1. Линейная эквидистантная антенная решетка с делителем мощности 1:32, в котором использованы E-плоскостные (для запитки излучателей) и H-плоскостные делители мощности 1:2: а – внешний вид линейной решетки; б – фрагмент излучающей апертуры; в – пара соседних излучателей с противоположными направлениями раскрытий несимметричных волноводных E-плоскостных рупоров; г – волноводы, питающие соседние излучатели; д – продольные разрезы решетки на различных значениях высоты; е – разрез решетки и волноводный порт ее запитки

Fig. 1. Linear equidistant antenna array with a 1:32 power divider, in which E-plane (for powering the emitters) and H-plane 1:2 power dividers are used: а – appearance of the linear array; б – fragment of the emitting aperture; в – a pair of adjacent emitters with opposite opening directions of asymmetrical waveguide E-plane horns; д – waveguides feeding adjacent emitters; е – longitudinal sections of the grating at different heights; ф – section of the grating and the waveguide port for powering it

излучателя) и нижнем (следующие 2 излучателя) направлениях.

1. Модель антенного элемента

Соседние пары излучающих волноводов запитываются с помощью E-плоскостного делителя: волновод разделен пополам по высоте тонкой металлической диафрагмой, отражения волн от которой незначительны; далее, в каждой полови-

не делителя мощности реализованы разнесенные по высоте повороты направо и налево и плавные переходы в E-плоскости – расширение от 5,25 мм до 11 мм, рис. 1. Описанное техническое решение предпринято для уменьшения модуля коэффициента отражения в E-плоскостных делителях мощности (в H-плоскостном делителе мощности вертикальная стенка, делящая волновод пополам, вносит существенные отражения). Остальные де-

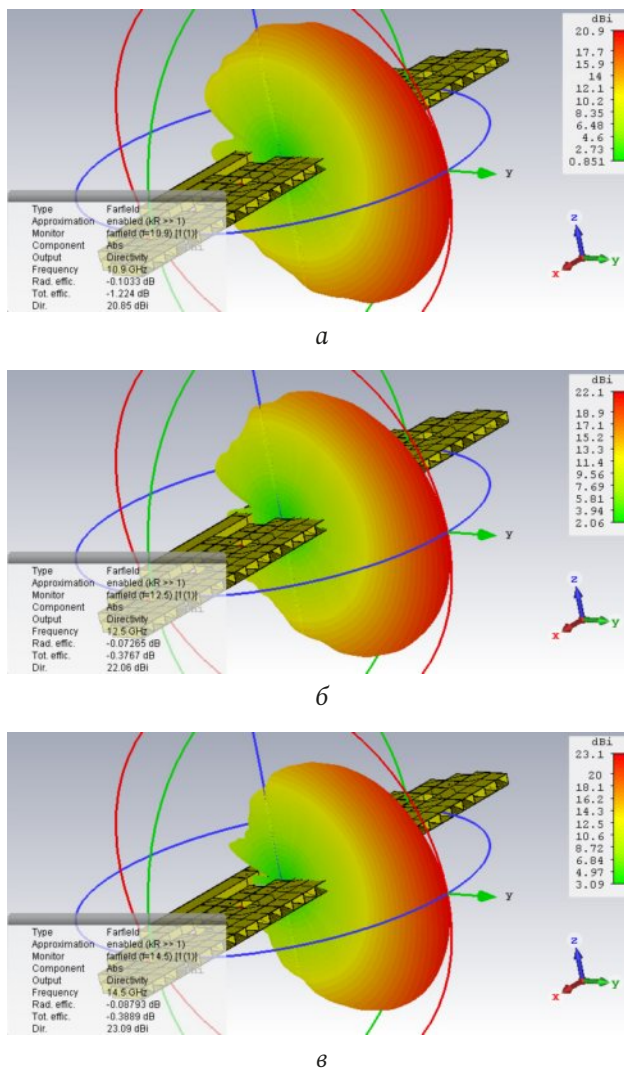


Рис. 2. Диаграммы направленности в объеме линейной эквидистантной антенной решетки с E- и H-плоскостными делителями мощности

Fig. 2. Radiation patterns in the volume of a linear equidistant antenna array with E- and H-plane power dividers

лители мощности – H-плоскостные. Основные характеристики антенной решетки содержатся на рис. 1–5.

2. Результаты моделирования

На рис. 2–5 приведены основные характеристики антенного устройства. На рис. 2 показаны диаграммы направленности в объеме линейной эквидистантной антенной решетки с E- и H-плоскостными делителями мощности. На рис. 3 – диаграммы направленности линейной эквидистантной антенной решетки с E- и H-плоскостными делителями мощности в азимутальной и угло-местной плоскостях. Рис. 4 иллюстрирует частотную зависимость коэффициента стоячей волны на входе антенной решетки. Рис. 5 показывает частотную зависимость потерь в металле и суммарных потерь (с учетом отражений).

3. Конструкция волноводной антенной решетки

Достоинством технического решения является отсутствие диэлектрических вкладышей в волноводных делителях мощности и в излучателях, а также минимизация толщины стенки, разделяющей соседние излучатели, питаемые делителями мощности 1:2 (в H-плоскостных делителях мощности расстояние между соседними излучателями определяется шириной стенки делителя мощности, разделяющей его соседние выходы, рис. 7, а).

Конструкция волноводной антенной решетки, состоящей из 24 линейных синфазных подрешеток (каждая из которых состоит из 32 рупорных излучателей с расширением по экспоненциальному закону в E- и H-плоскостях, питаемых волноводными делителями мощности 1:32), показана на

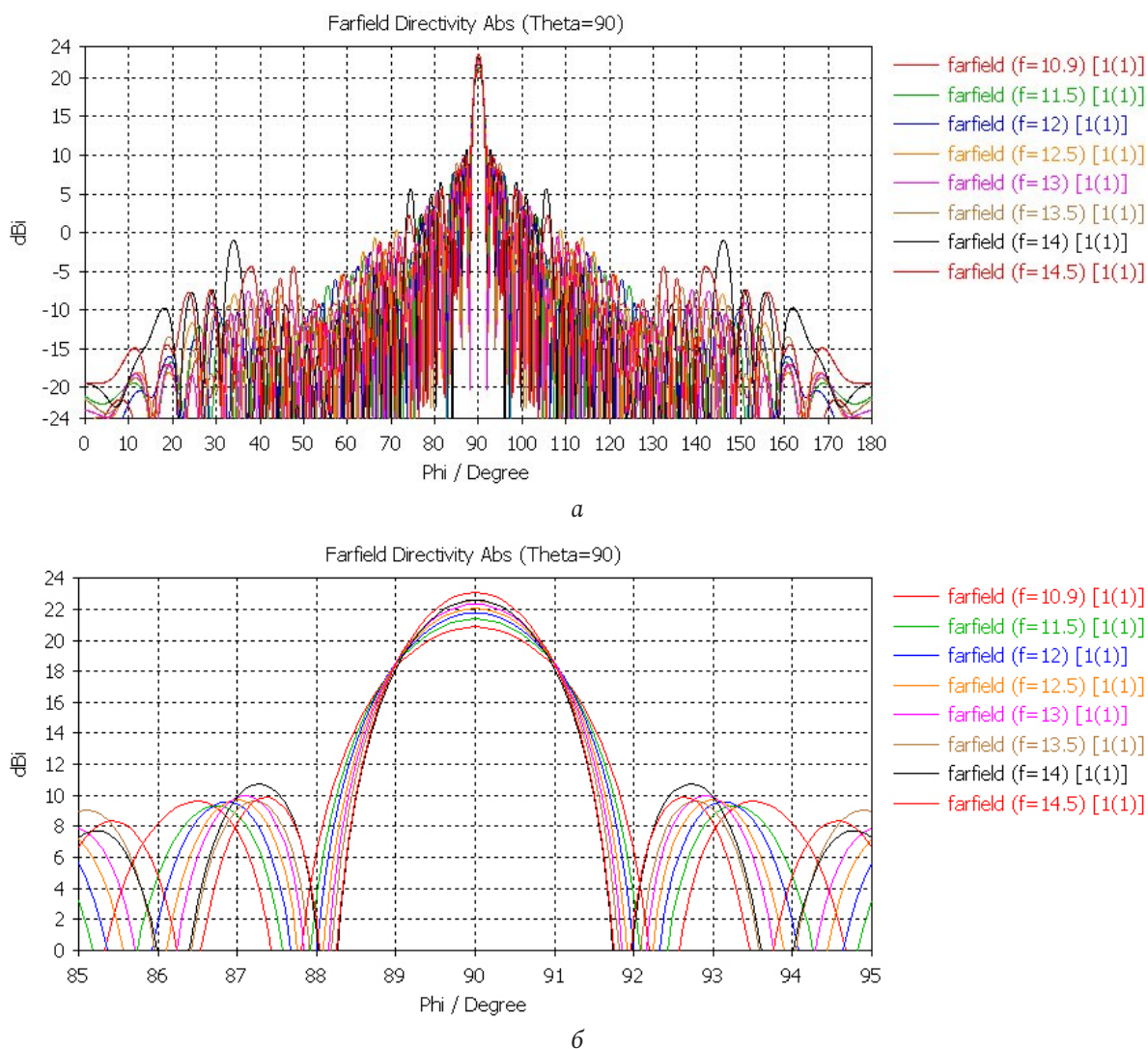


Рис. 3. Диаграммы направленности линейной эквидистантной антенной решетки с E- и H-плоскостными делителями мощности в азимутальной (а) и угло-местной (б) плоскостях

Fig. 3. Radiation patterns of a linear equidistant antenna array with E- and H-plane power dividers in the azimuthal (a) and elevation (b) planes

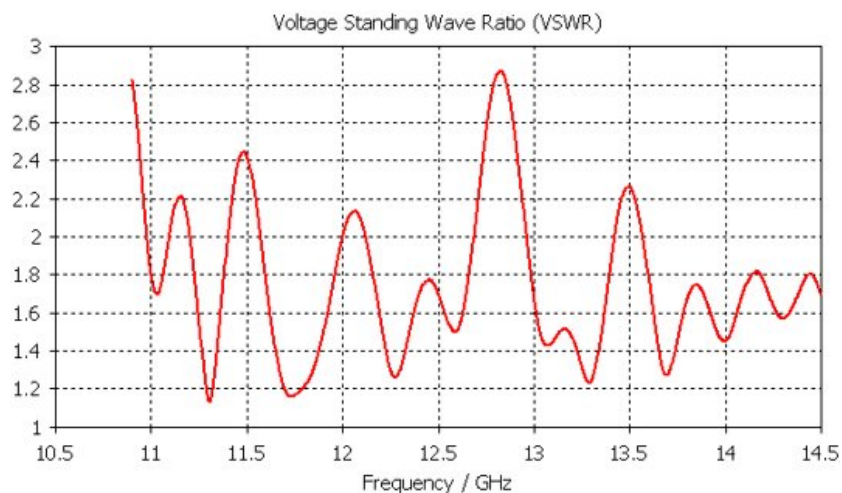


Рис. 4. Частотная зависимость коэффициента стоячей волны на входе антенной решетки

Fig. 4. Frequency dependence of the standing wave ratio at the antenna array input

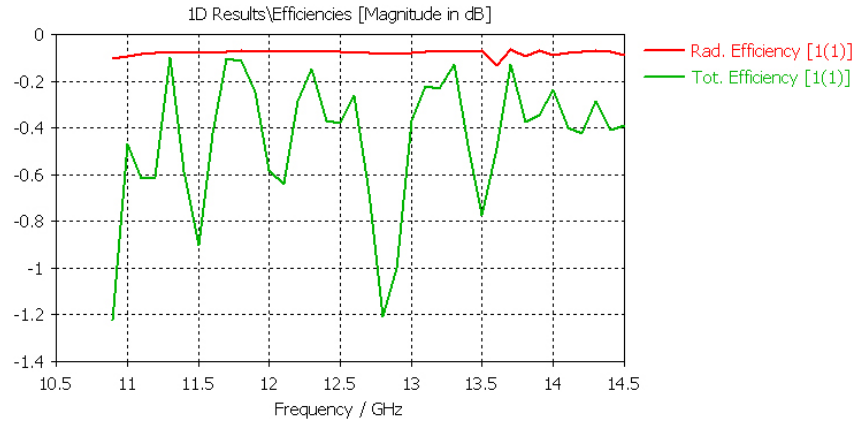


Рис. 5. Частотная зависимость потерь в металле и суммарных потерь (с учетом отражений)
 Fig. 5. Frequency dependence of losses in metal and total losses (including reflections)

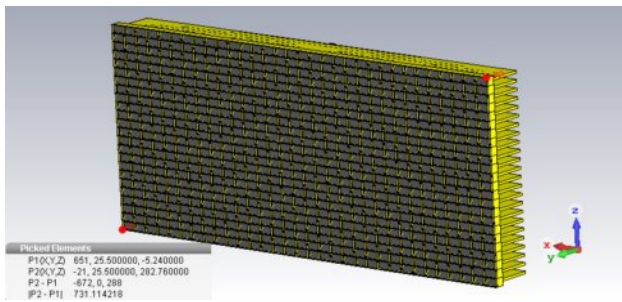


Рис. 6. ФАР из 24 строк и 32 столбцов. Ширина – 672 мм. Высота – 288 мм. Глубина с учетом коаксиально-волноводных переходов – 75,7 мм
 Fig. 6. FAR of 24 rows and 32 columns. Width – 672 mm. Height – 288 mm. Depth, taking into account coaxial-waveguide transitions – 75,7 mm

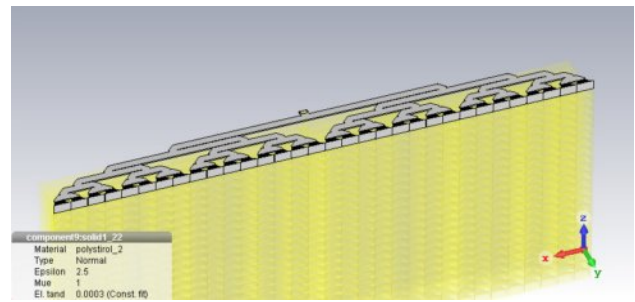


Рис. 9. Диэлектрик заполнения синфазного и равноамплитудного делителя мощности 1:32 и рупоров (полистироловый вкладыш)
 Fig. 9. Dielectric filling of the common-mode and equal-amplitude power divider 1:32 and horns (polystyrene liner)

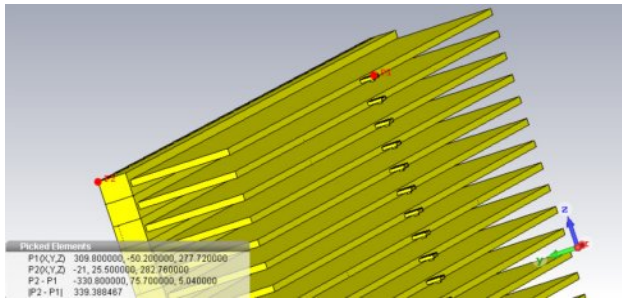


Рис. 7. Обратная сторона ФАР. Коаксиально-волноводные переходы (к линзе Ротмана с ВЧ-коммутатором)
 Fig. 7. Reverse side of phased array. Coaxial-waveguide transitions (to a Rothman lens with an RF switch)

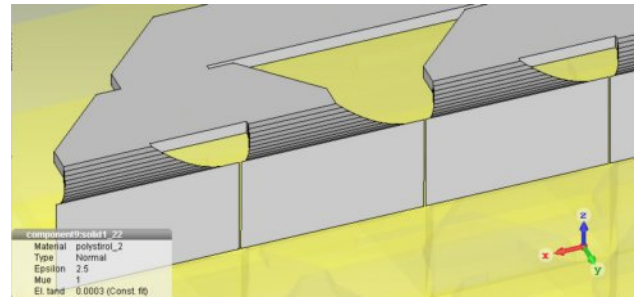


Рис. 10. Фрагмент диэлектрического заполнения делителя мощности и рупорных излучателей
 Fig. 10. Fragment of the dielectric filling of the power divider and horn emitters

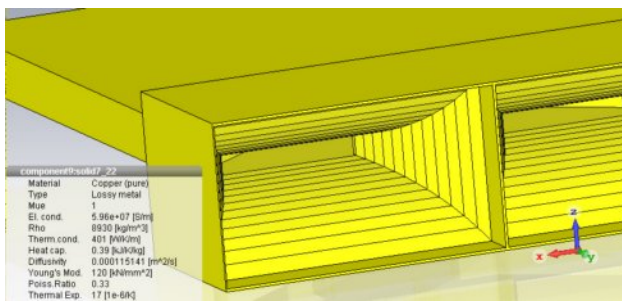


Рис. 8. Волноводные излучатели соединены с делителем мощности экспоненциальными переходами
 Fig. 8. Waveguide emitters are connected to the power divider using exponential junctions

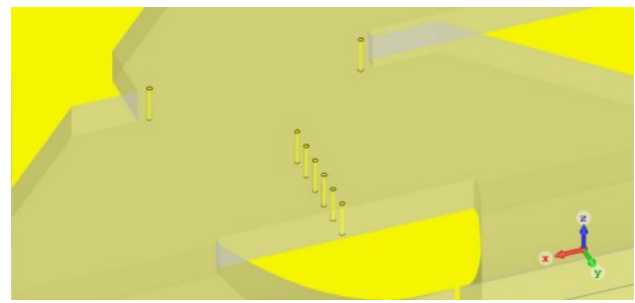


Рис. 11. Металлические штыри в делителе мощности, выполняющие функцию улучшения его согласования
 Fig. 11. Metal pins in the power divider that improve its matching

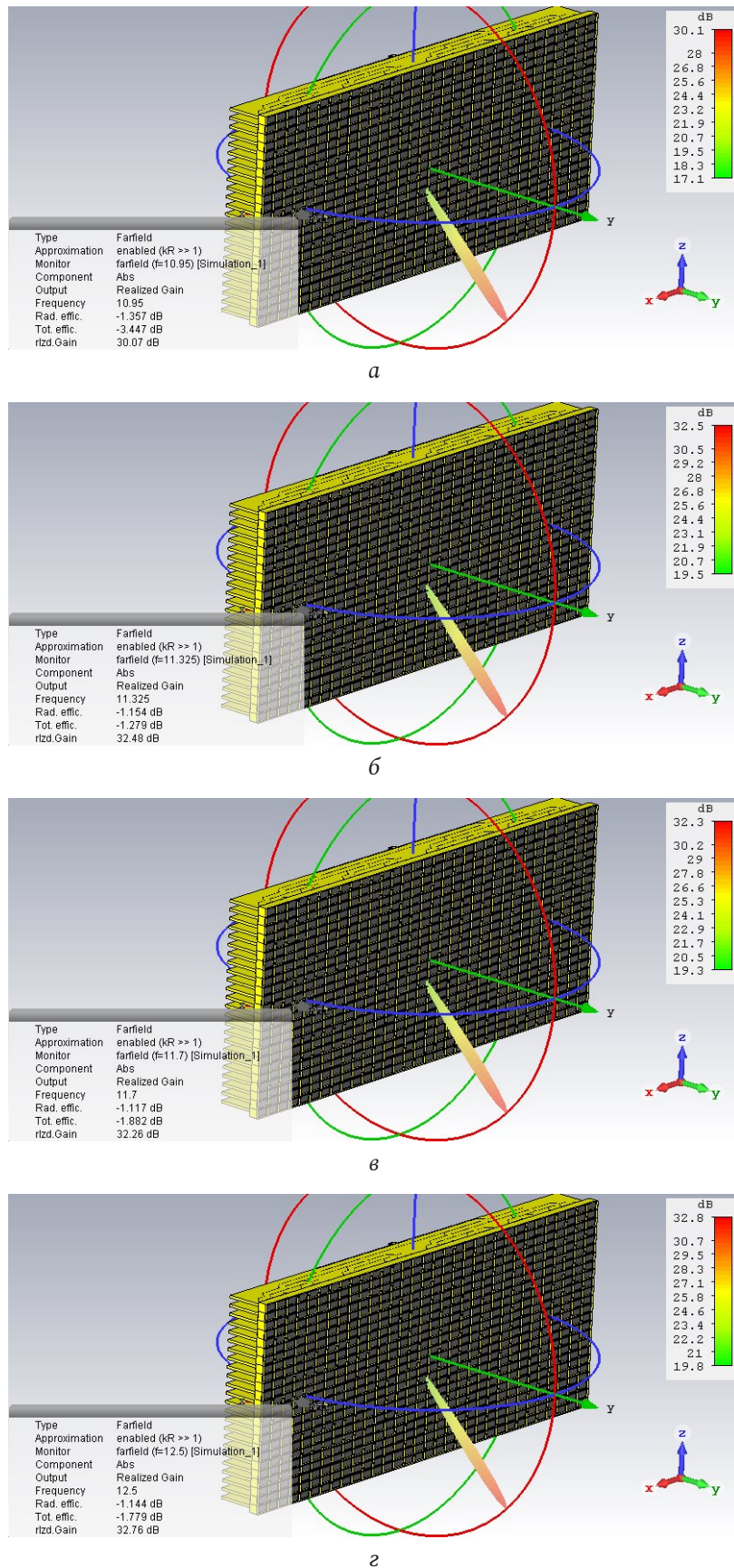


Рис. 12. Диаграмма направленности ФАР при отклонении луча на угол 45° от нормали на частотах: а - $f = 10,95$ ГГц; б - $f = 11,325$ ГГц; в - $f = 11,7$ ГГц; г - $f = 12,5$ ГГц

Fig. 12. Phased array radiation pattern when the beam deviates at an angle of 45° from the normal at frequencies: а - $f = 10,95$ GHz; б - $f = 11,325$ GHz; в - $f = 11,7$ GHz; г - $f = 12,5$ GHz

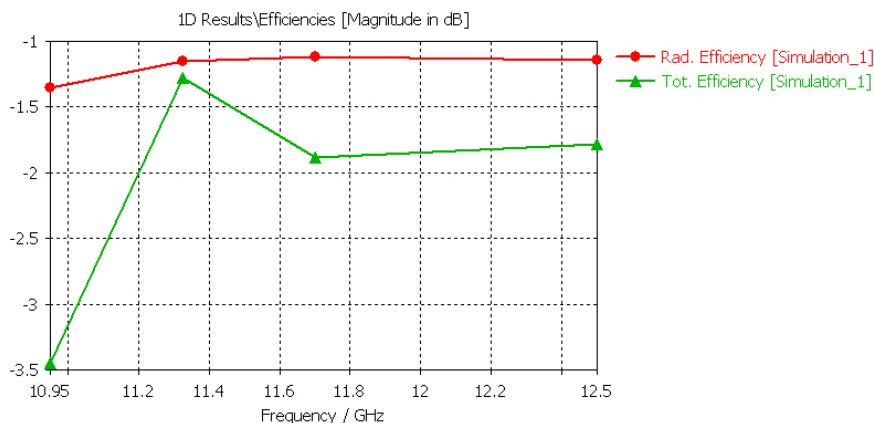


Рис. 13. КПД ФАР при отклонении луча на угол 45° от нормали, дБ
Fig. 13. Phased array efficiency when the beam deviates at an angle of 45° from the normal, dB

рис. 6–11. Диаграммы направленности ФАР приведены на рис. 12.

Частотные зависимости коэффициента эффективности излучения и суммарных потерь с учетом рассогласования приведены на рис. 13.

Заключение

Достоинством использования подхода к построению линейных антенных решеток, питаемых с помощью многоканальных делителей мощности, является возможность минимизации глубины антенной системы. Основными недостатками – конструктивная и технологическая сложность делителей мощности и существенные потери мощности при большом числе каналов.

Возможные технологии изготовления разработанной ФАР:

1. Штамповка из полистирола внутренней части делителя мощности и излучателей. Далее – по-

лировка, напыление меди и гальваническое покрытие слоем меди.

2. Печать на 3D-принтере из полистирола, полировка, напыление меди и гальваническое покрытие меди.

3. Изготовление делителя мощности с использованием SIW-технологии на базе стандартных СВЧ-ламинатов. Использование металлизированных сквозных отверстий для согласования делителей мощности. Антенные элементы и коаксиально-волноводные переходы изготавливаются путем штамповки из полистирола, или печати на 3D-принтере из полистирола, далее – полировка, напыление слоя меди и гальваническое покрытие слоем меди.

4. Штамповка из металла делителя мощности, излучателей и коаксиально-волноводных переходов (2 детали). Диэлектрический вкладыш может печататься на 3D-принтере из полистирола.

Список литературы

- Brand J. Practical on-the-move satellite communications for present and future mobile warfighters // Proceedings of the Military Communications Conference (MILCOM '05), Atlantic City, NJ, USA, October 2005. P. 625–629.
- Дементьев А.Н. Математическое моделирование электромагнитной обстановки на борту космического аппарата // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2018. Т. 21, № 4. С. 26–36. URL: <https://journals.ssau.ru/pwp/article/view/6946>
- Глушанков Е.И., Царик В.И. Практическая реализация пространственно-временной фильтрации спутниковых навигационных сигналов в реальном времени // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2023. Т. 26, № 2. С. 64–69. DOI: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2023.26.2.64-69>
- Бойчук С.И., Коровкин А.Е., Юхнов В.И. Методики создания и проверки многодиапазонных антенно-волноводных трактов // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2023. Т. 26, № 3. С. 52–58. DOI: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2023.26.3.52-58>

Информация об авторах

Пастернак Юрий Геннадьевич, доктор технических наук, профессор Воронежского государственного технического университета, г. Воронеж, Россия.

Область научных интересов: электродинамика и техника СВЧ.

E-mail: pasternakyg@mail.ru

Пендюрин Владимир Андреевич, кандидат технических наук, генеральный директор АО НПП «Автоматизированные системы связи», г. Воронеж, Россия.

Область научных интересов: электродинамика и техника СВЧ.
E-mail: pva777777@yandex.ru

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

Область научных интересов: электродинамика и техника СВЧ.
E-mail: pdk@vgasu.vrn.ru

Сафонов Кирилл Сергеевич, младший научный сотрудник Воронежского государственного технического университета, г. Воронеж, Россия.

Область научных интересов: электродинамика и техника СВЧ.
E-mail: Safonov-kirik@mail.ru

Physics of Wave Processes and Radio Systems

2027, vol. 27, no. 2, pp. 91–99

DOI 10.18469/1810-3189.2024.27.2.91-99
UDC 621.396.67
Original Research

Received 18 October 2023
Accepted 20 November 2023
Published 29 June 2024

Antenna array of waveguide horns with an E-plane aperture, as well as horns with an aperture in the E- and H-planes

Yuri G. Pasternak¹, Vladimir A. Pendyurin²,
Dmitry K. Proskurin¹, Kirill S. Safonov¹

¹ Voronezh State Technical University
84, 20-letiya Oktyabrya Street,
Voronezh, 394006, Russia

² JSC RPE «Automated communication systems»
108, Peshe-Streletskaya Street,
Voronezh, 394062, Russia

Abstract – Background. Currently, in connection with the conduct of a special military operation, the issue of the availability of inexpensive mobile terminals for high-speed satellite communications of domestic production is very relevant, as well as due to the large extent of the territories of our country, there are a number of areas where cellular communication is absent, for example, the Taiga, the Arctic, the territory of the Arctic Ocean, etc. Therefore, the only possible connection in these territories is satellite communication. **Aim.** Development of a linear equidistant antenna array with equal amplitude and common-mode excitation for a mobile satellite communication terminal. **Methods.** The antenna array was designed from the open ends of waveguides with a cross section of 19 × 11 mm with air filling. Adjacent pairs of radiating waveguides are powered by an E-planar divider: the waveguide is divided in half in height by a thin metal diaphragm, wave reflections from which are insignificant; further, in each half of the power divider, height-separated right and left turns and smooth transitions in the E-plane are implemented – an extension from 5,25 mm to 11 mm. **Results.** An antenna array with a period of 19,5 mm has been developed. Overall dimensions: opening width – 624 mm, height – 12 mm, depth – 118 mm. A feature of the antenna array design is the use of smooth asymmetric transitions in the E-plane according to the exponential law; in the opening of the headlights, waveguide asymmetric horns alternate, with a period equal to 4 values of the width of the waveguides, taking into account the width of their narrow walls, expanding in the upper (2 adjacent radiators) and lower (next 2 radiators) directions. **Conclusion.** The advantage of using an approach to the construction of linear antenna arrays powered by multichannel power dividers is the ability to minimize the depth of the antenna system. The main disadvantages are the constructive and technological complexity of power dividers and significant power losses with a large number of channels. Possible manufacturing technologies of the developed phased array: 1. Stamping of polystyrene of the inner part of the power divider and emitters. Next, polishing, copper spraying and electroplating with a layer of copper. 2. Printing on a 3D polystyrene printer, polishing, copper spraying and copper electroplating. 3. Manufacture of a power divider using SIW technology based on standard microwave laminates. The use of metallized through holes for matching power dividers. Antenna elements and coaxial waveguide junctions are made by stamping from polystyrene, or printing on a 3D printer from polystyrene, then polishing, spraying a layer of copper and electroplating with a layer of copper. 4. Metal stamping of the power divider, emitters and coaxial waveguide junctions (2 parts). The dielectric insert can be printed on a 3D printer made of polystyrene.

Keywords – mobile and airborne satellite communications; linear antenna arrays; waveguide horns.

References

1. J. Brand, “Practical on-the-move satellite communications for present and future mobile warfighters,” *Proceedings of the Military Communications Conference (MILCOM '05)*, Atlantic City, NJ, USA, Oct. 2005, pp. 625–629.
2. A. N. Dementyev, “Mathematical modeling of the electromagnetic environment on board the spacecraft,” *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 21, no. 4, pp. 26–36, 2018, url: <https://journals.ssau.ru/pwp/article/view/6946>. (In Russ.)
3. E. I. Glushankov and V. I. Tsarik, “Practical realization of space-time filtering of satellite navigation signals in real time,” *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 26, no. 2, pp. 64–69, 2023, doi: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2023.26.2.64-69>. (In Russ.)
4. S. I. Boychuk, A. E. Korovkin, and V. I. Yukhnov, “Methods for creating and testing multi-band antenna-waveguide paths,” *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 26, no. 3, pp. 52–58, 2023, doi: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2023.26.3.52-58>. (In Russ.)

Information about the Authors


Yuri G. Pasternak, Doctor of Technical Sciences, professor of Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia.
Research interests: electrodynamics and microwave technology.
E-mail: pasternaky@mail.ru

Vladimir A. Pandyurin, Candidate of Technical Sciences, general director of JSC RPE «Automated communication systems», Voronezh, Russia.
Research interests: electrodynamics and microwave technology.
E-mail: pva77777@yandex.ru

Dmitry K. Proskurin, Candidate of Physical and Mathematical Sciences, associate professor, rector of Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia.
Research interests: electrodynamics and microwave technology.
E-mail: pdk@vgasu.vrn.ru

Kirill S. Safonov, junior researcher of Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia.
Research interests: electrodynamics and microwave technology.
E-mail: Safonov-kirik@mail.ru

Оценка пространственного разрешения радиолокатора с синтезированной апертурой антенны VHF-диапазона частот, размещенного на борту беспилотного летательного аппарата по реальной траектории полета

А.В. Борисенков, О.В. Горячкин , Н.А. Гусев, А.С. Лифанов

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

Аннотация – Обоснование. В настоящее время наблюдается интенсивное развитие радиолокационных систем дистанционного зондирования Земли, в том числе размещенных на беспилотных летательных аппаратах. Радиолокаторы с синтезированной апертурой являются эффективным средством круглосуточного и всепогодного наблюдения объектов на поверхности Земли. Радиолокаторы, работающие в VHF-диапазоне, позволяют наблюдать укрытые и подповерхностные объекты. Необходимость практической реализации радиолокатора с синтезированием апертуры VHF-диапазона частот на борту беспилотных летательных аппаратов требует дополнительного исследования пространственного разрешения радиолокаторов, учитывающего нестабильную траекторию носителя. **Цель.** В статье рассматривается анализ влияния траектории полета и ошибок ее измерения на качество радиолокационного изображения. **Методы.** Метод исследования предусматривает анализ формы функции неопределенности радиолокатора с синтезированием апертуры, которая была построена по реальной траектории с помощью полунатурного математического моделирования. **Результаты.** В результате проведенного исследования показано, что на качество радиолокационных изображений оказывают влияние не только ошибки знания параметров движения, но и сам характер движения носителя, длительность полета. **Заключение.** На основе результатов натурных испытаний оказалось возможным проанализировать эти факторы и определить требования к навигационной системе БПЛА. Таким образом, в статье показана возможность контроля качества радиолокатора с синтезированием апертуры VHF-диапазона, размещенного на борту БПЛА.

Ключевые слова – радиолокатор с синтезированной апертурой; VHF-диапазон частот; беспилотный летательный аппарат; ошибки знания траектории полета; функция неопределенности.

Введение

В настоящее время наблюдается интенсивное развитие радиолокационных систем дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ) [15–17]. Это касается не только космических и авиационных систем, но и систем, размещенных на беспилотных летательных аппаратах (БПЛА), а также бистатических и пассивных систем.

Основным инструментом радиолокационного ДЗЗ являются радиолокаторы с синтезированной апертурой антенны (РСА), которые работают в диапазонах W, Ka, Ku, X, C, S, L, P, VHF [1] и обеспечивают пространственное разрешение, сопоставимое с оптическими сенсорами.

Размещение РСА на борту БПЛА открывает возможность для реализации недорогого и высокоэффективного решения для наблюдения небольших территорий с целью картографии, точного земледелия, экологического мониторинга и контроля ресурсов.

Для размещения РСА на БПЛА вес аппаратуры должен быть не более нескольких килограммов

(обычно не более 5 кг), при этом РСА должен обеспечивать работу при криволинейной траектории полета, иметь потребляемую мощность до 300 Вт. Навигационная система БПЛА должна обеспечивать достаточную точность знания траектории фазового центра антенны РСА. Радиоэлектронные системы БПЛА (полетный контроллер, системы навигации, связи и управления) должны быть совместимы с системами РСА.

На сегодняшний день в литературе [3–7] упоминается несколько проектов решений по размещению РСА на БПЛА. Информация о некоторых из них сведена в табл. 1.

Как отмечают авторы обзора [2], в последнее время на рынке доминирует сегмент радаров UHF/VHF-диапазона. Диапазон UHF (сверхвысоких частот) включает в себя поддиапазоны L, P и расположен от 300 мегагерц (МГц) до 3 гигагерц (ГГц), в то время как диапазон VHF (очень высоких частот) охватывает частоты от 30 до 300 МГц.

Диапазоны P и VHF привлекают интерес разработчиков вследствие своей высокой проникающей способности. Считается, что радиоволны

Таблица 1. Основные характеристики PCA для БПЛА
Table 1. Main characteristics of SAR for UAVs

Название проекта	Страна, разработчик, город	Диапазон частот	Разрешение, м	Тип сигнала	Реализация, год	Летательный аппарат
Multiband DInSAR	Бразилия, Государственный университет Кампинаса, Сан-Паулу	C,L,P	0,35, 0,75, 1,5	ЛЧМ	2018	БПЛА вертолетного типа
INRAS radar	Великобритания, Университет Бирмингема	V	0,15	Непрерывная ЛЧМ	2021	БПЛА
«МРЛК 2»	Россия, ПГУТИ, Самара	VHF	3–5	ЛЧМ	2022	БПЛА вертолетного типа
«Компакт»	Россия, НИИТП, Москва	VHF,P,L,X	0,25–5	ЛЧМ	2005	Любой тип авиационного носителя, БПЛА
Генезис PCA	Россия, Компания «Техногенезис», Москва	Ku	0,5		2017	БПЛА
ARBRES-X SAR	Испания, Политехнический университет Каталонии, Барселона	X	1,5	Ступенчатый ЛЧМ	2017	БПЛА вертолетного типа



Рис. 1. Внешний вид прототипа-демонстратора PCA УКВ-диапазона для БПЛА в процессе летных испытаний
Fig. 1. Appearance of the prototype demonstrator of the VHF range SAR for UAVs during flight testing

Р-диапазона проникают через листву, а в VHF диапазоне могут использоваться для наблюдения подповерхностных объектов [1; 3; 8; 9].

В этой связи в течение ряда лет в ПГУТИ осуществляется разработка мобильного комплекса [10; 16], реализующего все основные технологии радиолокационного наблюдения в VHF-диапазоне [7]. На рис. 1 показан внешний вид мобильного радиолокационного комплекса 2-го поколения (МРЛК-2).

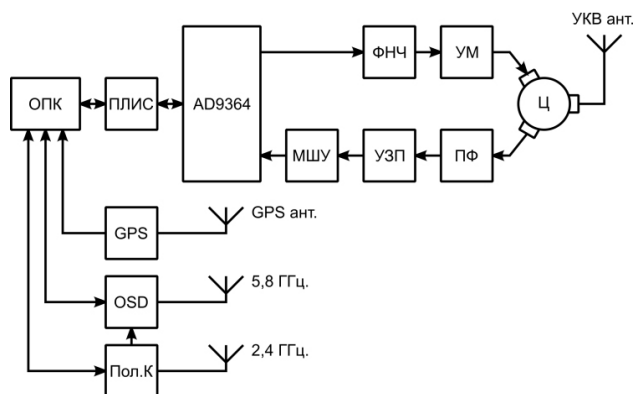


Рис. 2. Блок-схема радиотехнического комплекса
Fig. 2. Block diagram of the radio engineering complex

1. Основные характеристики МРЛК

Описываемая в данном разделе система является прототипом-демонстратором, предназначенным для экспериментальной отработки технических решений, положенных в основу МРЛК, алгоритмов первичной и вторичной обработки сигналов.

На рис. 2 показана блок-схема радиотехнического комплекса, включающего в себя PCA, систему навигации, систему связи и систему управления.

На схеме используются следующие обозначения: ОПК – одноплатный компьютер; ПЛИС – программируемая логическая интегральная схема; ФНЧ – фильтр нижних частот; УМ – усилитель мощности; Ц – циркулятор; ПФ – полосовой фильтр; УЗП – устройство защиты приемника;

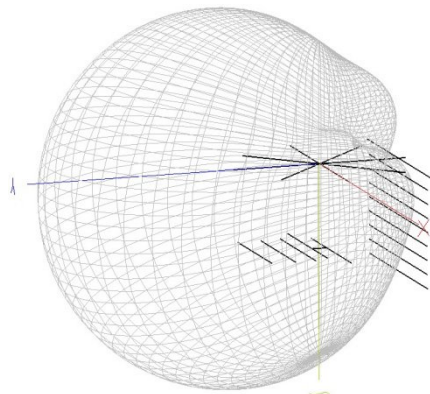


Рис. 3. Диаграмма направленности антенного устройства РСА
Fig. 3. Radiation pattern of the SAR antenna device

МШУ – малошумящий усилитель; OSD – система передачи телеметрии «On-screen display»; Пол.К – полетный контроллер.

В основе аппаратной реализации МРЛК используется плата Ettus USRP B200. Радиочастотная часть платы построена на базе микросхемы фирмы Analog Devices AD9364, которая обеспечивает диапазон несущих частот от 70 МГц до 6 ГГц при полосе частот обрабатываемого сигнала от 200 кГц до 56 МГц. Управление работой приемопередатчика и промежуточные буферы данных реализованы на ПЛИС Spartan 6 фирмы Xilinx.

Таблица 2. Основные технические параметры системы
Table 2. Main technical parameters of the system

Параметры	МРЛК
Длина волны	2,069 м
Размеры антенны	1,2 × 1 м
Масса антенны без разъема и фидера	< 1 кг
Полоса захвата (при высоте полета 1000 м)	≤ 20 км
Разрешающая способность по азимуту	3 м
Разрешающая способность по наклонной дальности	3 м
Сигма-ноль (удельная ЭПР фона, мощность отраженного сигнала от которого равна уровню теплового шума)	-20 дБ
Отношение сигнал – шум для точечной цели с ЭПР 1 м ² на радиолокационном изображении, на краю полосы захвата не хуже	10 дБ
Мертвая зона (засветка прямым сигналом)	не более 1,5 км
Допустимая скорость полета	10–60 м/с
Импульсная выходная мощность, не менее	220 Вт
Усиление МШУ по напряжению	не хуже 90 дБ
Цифровой поток на выходе РСА (при реализации буферизации в цифровом приемнике)	< 25 Мбит/с
Частота дискретизации АЦП (2 канала по 16 бит)	50 МГц
Диапазон частот зондирующего сигнала	115–165 МГц
Тип зондирующего сигнала	ЛЧМ (B = 150–500)
Частота повторения импульсов	50–200 Гц
Объем блока электроники	35 дм ³
Вес электроники (при отдельной реализации)	3 кг
Потребляемая мощность	4 А / 28 В

Формирование зондирующего импульса в передатчике и регистрация сигнала в приемнике реализуются с помощью платы компьютера Jetson Nano, который используется для предварительной обработки сигнала на приеме.

Для временной синхронизации и регистрации траектории движения РСА использован модуль спутниковой навигации LEA-M8S (GPS/ГЛОНАСС) фирмы U-blox, позволяющий получать информацию о траектории полета с частотой до 10 Гц. Для увеличения точности измерения траектории БПЛА предполагается использование системы RTK (Real Time Kinematic) на основе двух модулей NEO-M8P-2, один из которых располагается на БПЛА, а второй – на стационарной позиции. Для связи между ними будет использован низкоскоростной радиointерфейс LoRa.

Сигнал с выхода платы приемопередатчика после ФНЧ поступает на вход усилителя мощности, собранного на модуле RA60N1317M фирмы Mitsubishi (возможно использование двух модулей). Для развязки тракта передачи и приема применен циркулятор UIYCC6060A130T180SF, кроме этого, защита входного МШУ от перегрузки обеспечивается несколькими каскадами на PIN-диодах CLA4609, CLA4605 и SMP1330.



Рис. 4. Геометрия наземного эксперимента и размещение антенны PCA на автомобиле
Fig. 4. Geometry of the ground experiment and placement of the SAR antenna on the vehicle

За включение/выключение излучения PCA и контроль за его основными параметрами отвечает OSD-модуль (On-screen display), построенный на базе микроконтроллера ATMEGA162 и микросхемы MAX7456. Аналоговая видеoinформация передается с борта БПЛА по радиоканалу 5,9 ГГц.

Антенна PCA – широкополосная 4-элементная антенна Yagi-Uda, оптимизированная для установки на октокоптере. Антенная система предназначена для излучения и приема сигнала в диапазоне от 125 до 182 МГц. Значение КСВ в рабочем диапазоне не превышает 1,75. Максимальное усиление – 7,3 дБ. На рис. 3 показана рассчитанная в пакете MMANA-GAL диаграмма направленности антенного устройства, учитывающая влияние элементов конструкции октокоптера.

Основные характеристики МРЛК-2 приведены в табл. 2.

2. Результаты экспериментальной обработки МРЛК 2

В статье приводятся результаты наземного эксперимента по реализации радиолокационного наблюдения при размещении МРЛК 2 на автомобиле.

На рис. 5 представлено радиолокационное изображение, полученное в ходе эксперимента. Для формирования изображения используется корреляционный алгоритм. Предварительная обработка включает в себя согласованную фильтрацию ЛЧМ импульса, режекторную фильтрацию гармонических помех.

Шаг по изображению, показанному на рис. 5, 2×2 м, потенциальное разрешение составляет 3×3 м. В реальности форма функции неопределенности PCA (на изображении это распределение яркостей точечных отражателей) зависит от траектории полета, интервала съемки, положения цели на радиолокационном изображении. Кроме

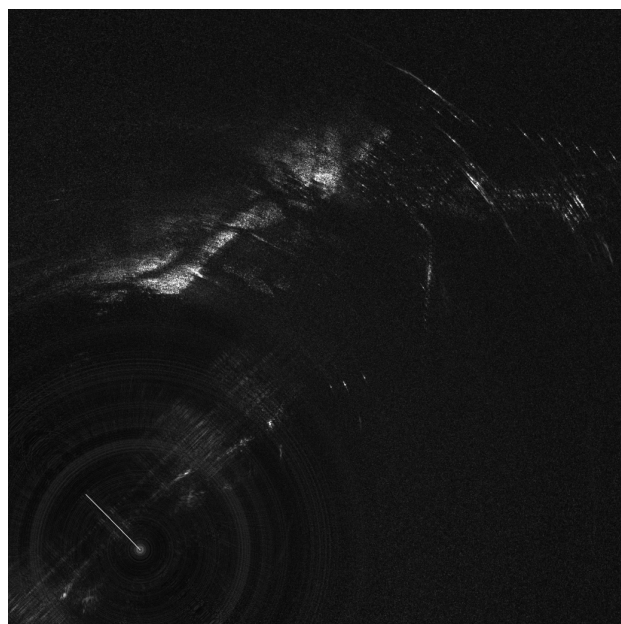


Рис. 5. Радиолокационное изображение, полученное в ходе эксперимента
Fig. 5. Radar image obtained during the experiment

этого, на вид функции неопределенности PCA оказывает влияние точность, с которой известна траектория полета.

В литературе имеется много публикаций, посвященных проблеме фокусировки радиолокационных изображений (РЛИ) PCA, размещенных на БПЛА [11–14]. Успех, с которым решается проблема фокусировки, зависит от характера траекторной неустойчивости, содержания изображения. Если искомая фаза траекторного сигнала может быть параметризована небольшим числом параметров, то автофокусировка, скорее всего, будет работать с приемлемым качеством. Если число параметров велико или сопоставимо с числом отсчетов опорной функции (случай непараметрической фокусировки), то проблема еще ждет своего решения. Этот случай характерен для PCA

VHF-диапазона, размещенного на БПЛА. Число отсчетов опорной функции в этом диапазоне и интервалы синтеза апертуры велики, нестабильность траектории значительна. Тем не менее на практике нужно знать уровень требований к навигационной системе БПЛА в условиях реальной эксплуатации. Логичным способом оценки реальной функции неопределенности РСА и уровня требований к навигационной системе может быть имитационное математическое моделирование. В следующих разделах мы покажем, как можно решить данную проблему этим методом.

3. Математическое моделирование ФН МРЛК-2

Геометрия системы представлена на рис. 4. Сигнал, излученный передатчиком, можно записать в виде

$$\dot{s}_0(t) = \dot{u}_0(t)e^{j\omega_0 t}, \quad t \in [t_1, t_2], \quad (1)$$

где $\dot{u}_0(t)$ – комплексная огибающая зондирующего сигнала; ω_0 – несущая частота сигнала. Сигнал, отраженный от точечной цели:

$$\dot{s}_1(t) = G(t)\dot{u}(t - \tau(t))e^{j\omega_0(t - \tau(t))} + n(t), \quad (2)$$

где $n(t)$ – комплексный гауссовский шум приемного канала; $G(t)$ – вещественная весовая функция, учитывающая влияние диаграмм направленности приемной и передающей антенны в прямом канале; $\tau(t)$ – временная задержка сигнала в прямом канале.

Сигнал, отраженный от поверхности:

$$\dot{s}_2(t) = \int_D G(t, r)\dot{s}_0(t - \tau(t, r))\dot{\xi}(r)dr + \dot{n}(t), \quad (3)$$

где $\dot{\xi}(r)$ – коэффициент отражения элемента поверхности; $\dot{n}(t)$ – комплексный гауссовский шум отраженного канала; D – область отражения; $G(t, r)$ – вещественная весовая функция, учитывающая влияние диаграмм направленности приемной и передающей антенны в отраженном канале.

Пусть восстанавливаемое изображение является реализацией случайного процесса (поля) с известным априорным распределением, тогда алгоритм восстановления для простой функции потерь совпадает с алгоритмом максимума апостериорной вероятности (МАН), который с учетом особенностей задачи можно записать в виде

$$\begin{aligned} \hat{\xi}(r) &= \arg \max_{\xi(r)} p(\dot{\xi}(r) | \dot{s}_2(t)) = \\ &= \arg \max_{\xi(r)} p(\dot{s}_2(t) | \dot{\xi}(r)) p(\dot{\xi}(r)), \end{aligned} \quad (4)$$

где $p(\dot{\xi}(r) | \dot{s}_2(t))$ – апостериорное распределение восстанавливаемого сигнала; $p(\dot{s}_2(t) | \dot{\xi}(r))$ – функционал правдоподобия наблюдаемого изображения; $p(\dot{\xi}(r))$ – априорное распределение восстанавливаемого изображения.

Пусть восстанавливаемое радиолокационное изображение является реализацией гауссовского комплексного случайного процесса с корреляционной функцией $B_\xi(r_1, r_2)$ и нулевым математическим ожиданием. Шум в уравнении (3) также является гауссовским случайным процессом с корреляционной функцией $B_{n_2}(t_1, t_2)$ и нулевым математическим ожиданием.

Тогда мы можем записать функционал апостериорного распределения комплексного РЛИ в виде

$$\begin{aligned} p(\dot{\xi}(r) | \dot{s}_2(t)) &= \\ &= C \exp \left\{ -\frac{1}{2} \iint (\dot{s}_2(t_1) - f(t_1)) B_n^{-1}(t_1, t_2) \times \right. \\ &\times (\dot{s}_2(t_2) - f(t_2))^* dt_1 dt_2 \left. \right\} \times \\ &\times \exp \left\{ -\frac{1}{2} \iint \xi(r_1) B_\xi^{-1}(r_1, r_2) \xi^*(r_2) dr_1 dr_2 \right\}, \\ f(t_1) &= \int_D G(t_1, r) \dot{s}_0(t_1 - \tau(t_1, r)) \dot{\xi}(r) dr, \end{aligned} \quad (5)$$

где $B_\xi^{-1}(r_1, r_2)$ и $B_n^{-1}(t_1, t_2)$ – обратные корреляционные функции радиолокационного изображения и шума соответственно.

Пусть

$$B_\xi^{-1}(r_1, r_2) = \frac{1}{Q} \delta(r_1 - r_2) \quad \text{и} \quad B_n^{-1}(t_1, t_2) = \frac{2}{N_0} \delta(t_1 - t_2),$$

тогда получим следующее выражение для логарифма функционала апостериорной плотности вероятности:

$$\begin{aligned} l(\dot{\xi} | \dot{s}_2) &= \text{const} - \\ &- \frac{1}{N_0} \int |(\dot{s}_2(t) - f(t))|^2 dt - \frac{1}{2Q} \int_D |\xi(r)|^2 dr. \end{aligned} \quad (6)$$

Введем обозначения:

$$\begin{aligned} \Phi(r_1, r_2) &= \int G(t, r_1) \dot{s}_0(t - \tau(t, r_1)) \times \\ &\times G(t, r_2) \dot{s}_0^*(t - \tau(t, r_2)) dt, \end{aligned} \quad (7)$$

$$K(r) = \int \dot{s}_2(t) G(t, r) \dot{s}_0^*(t - \tau(t, r)) dt. \quad (8)$$

Тогда логарифм функционала апостериорной плотности вероятности РЛИ можно записать в виде

$$l(\dot{\xi}|\dot{s}_\Sigma) =$$

$$= \text{const} + \frac{2}{N_0} \text{Re} \left[\int_D K^*(r) \dot{\xi}(r) dr \right] -$$

$$- \frac{1}{N_0} \iint_D \Phi(r_1, r_2) \dot{\xi}(r_1) \dot{\xi}^*(r_2) dr_1 dr_2 -$$

$$- \frac{1}{2Q} \iint_D \delta(r_2 - r_1) \dot{\xi}(r_1) \dot{\xi}^*(r_2) dr_1 dr_2.$$

Пусть $\dot{\xi}(r) = \dot{\xi}_R(r) + j\dot{\xi}_I(r)$, тогда

$$l(\dot{\xi}|\dot{s}_\Sigma) = \text{const} + \frac{2}{N_0} \text{Re} \left[\int_D K^*(r) \dot{\xi}_R(r) dr \right] +$$

$$+ \frac{2}{N_0} \text{Re} \left[\int_D K^*(r) j\dot{\xi}_I(r) dr \right] -$$

$$- \iint_D \Phi'(r_1, r_2) \dot{\xi}_R(r_1) \dot{\xi}_R(r_2) dr_1 dr_2 -$$

$$- \iint_D \Phi'(r_1, r_2) \dot{\xi}_I(r_1) \dot{\xi}_I(r_2) dr_1 dr_2 +$$

$$+ j \iint_D \Phi'(r_1, r_2) \dot{\xi}_I(r_1) \dot{\xi}_R(r_2) dr_1 dr_2 -$$

$$- j \iint_D \Phi'(r_1, r_2) \dot{\xi}_R(r_1) \dot{\xi}_I(r_2) dr_1 dr_2,$$

где

$$\Phi'(r_1, r_2) = \frac{1}{N_0} \Phi(r_1, r_2) + \frac{1}{2Q} \delta(r_2 - r_1).$$

Продифференцируем полученный функционал по $\dot{\xi}_R(r)$, получим:

$$l'(\dot{\xi}|\dot{s}_\Sigma) = \frac{2}{N_0} \text{Re} \left[\int_D K^*(r) g(r) dr \right] -$$

$$- 2 \iint_D \Phi'(r_1, r_2) \dot{\xi}_R(r_1) g(r_2) dr_1 dr_2 +$$

$$+ j 2 \iint_D \Phi'(r_1, r_2) \dot{\xi}_I(r_1) g(r_2) dr_1 dr_2 -$$

$$- j 2 \iint_D \Phi'^*(r_1, r_2) g(r_2) \dot{\xi}_I(r_1) dr_1 dr_2,$$

Для нахождения решения приравняем полученный дифференциал к нулю и учтем, что равенство должно выполняться для любой функции $g(r)$, а также, что $\Phi'(r_1, r_2) = \Phi'^*(r_2, r_1)$, тогда

$$\frac{1}{N_0} \text{Re} \left[K^*(r_2) \right] - \int_D \Phi'(r_1, r_2) \dot{\xi}_R(r_1) dr_1 = 0,$$

$$\text{Re} \left[K(r_2) \right] - \int_D \Phi(r_1, r_2) \dot{\xi}_R(r_1) dr_1 = \frac{1}{\lambda} \dot{\xi}_R(r_2),$$

(9) где $\lambda = 2Q/N_0$, параметр, эквивалентный отношению сигнал – шум для радиолокационного изображения.

Продифференцируем функционал (10) по $\dot{\xi}_I(r)$, решая полученное уравнение, получим:

$$\text{Im} \left[K(r_2) \right] - \int_D \Phi(r_1, r_2) \dot{\xi}_I(r_1) dr_1 = \frac{1}{\lambda} \dot{\xi}_I(r_2). \quad (13)$$

Для комплексного РЛИ решение имеет вид

$$\dot{K}(r_2) - \int_D \Phi(r_1, r_2) \dot{\xi}(r_1) dr_1 = \frac{1}{\lambda} \dot{\xi}(r_2). \quad (14)$$

Полученное выражение является интегральным уравнением Фредгольма 2-го рода относительно искомого радиолокационного изображения.

Если отношение сигнал – шум $\lambda \rightarrow \infty$, то получаем уравнение Фредгольма 1-го рода относительно искомого радиолокационного изображения, что соответствует оценке МП в виде

$$\int_D \Phi(r_1, r_2) \dot{\xi}(r_1) dr_1 = \dot{K}(r_2). \quad (15)$$

Ядро этого интегрального уравнения $\Phi(r_1, r_2)$ является функцией неопределенности РСА, т. е. изображением точечной цели в РСА после корреляционной обработки.

3. Оценка ФН МРЛК-2 по реальной траектории

При моделировании функции неопределенности воспользуемся реальными данными навигационной системы МРЛК-2, полученными во время одного из испытательных полетов. Эти данные представлены на рис. 6.

На рис. 7 показано влияние траектории полета БПЛА на вид ФН. В данном случае особенности криволинейной траектории полета БПЛА привели к улучшению пространственного разрешения в азимутальной проекции и одновременно к росту боковых лепестков. Это легко объяснить тем, что при криволинейном полете расстояние от цели до РСА меняется более резко по сравнению с прямолинейной траекторией, соответственно, возникают более высокие частоты в траекторном сигнале и улучшается разрешение по азимуту.

Кроме этого, на рис. 7 показано влияние расстояния на разрешение РСА. Из теории РСА известно, что разрешение РСА не зависит от расстояния, однако на практике интервал съемки может быть ограничен (в эксперименте это 32 с), тогда, начиная с некоторого расстояния, азимутальное

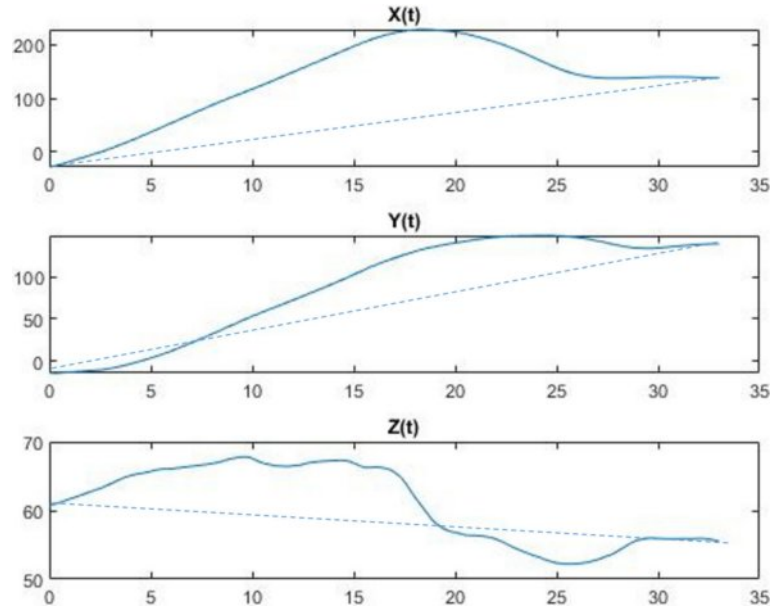


Рис. 6. Траектория БПЛА, полученная в ходе эксперимента – сплошная линия, прямолинейная – штрихованная линия
Fig. 6. UAV trajectory obtained during the experiment – solid line, straight line – dashed line

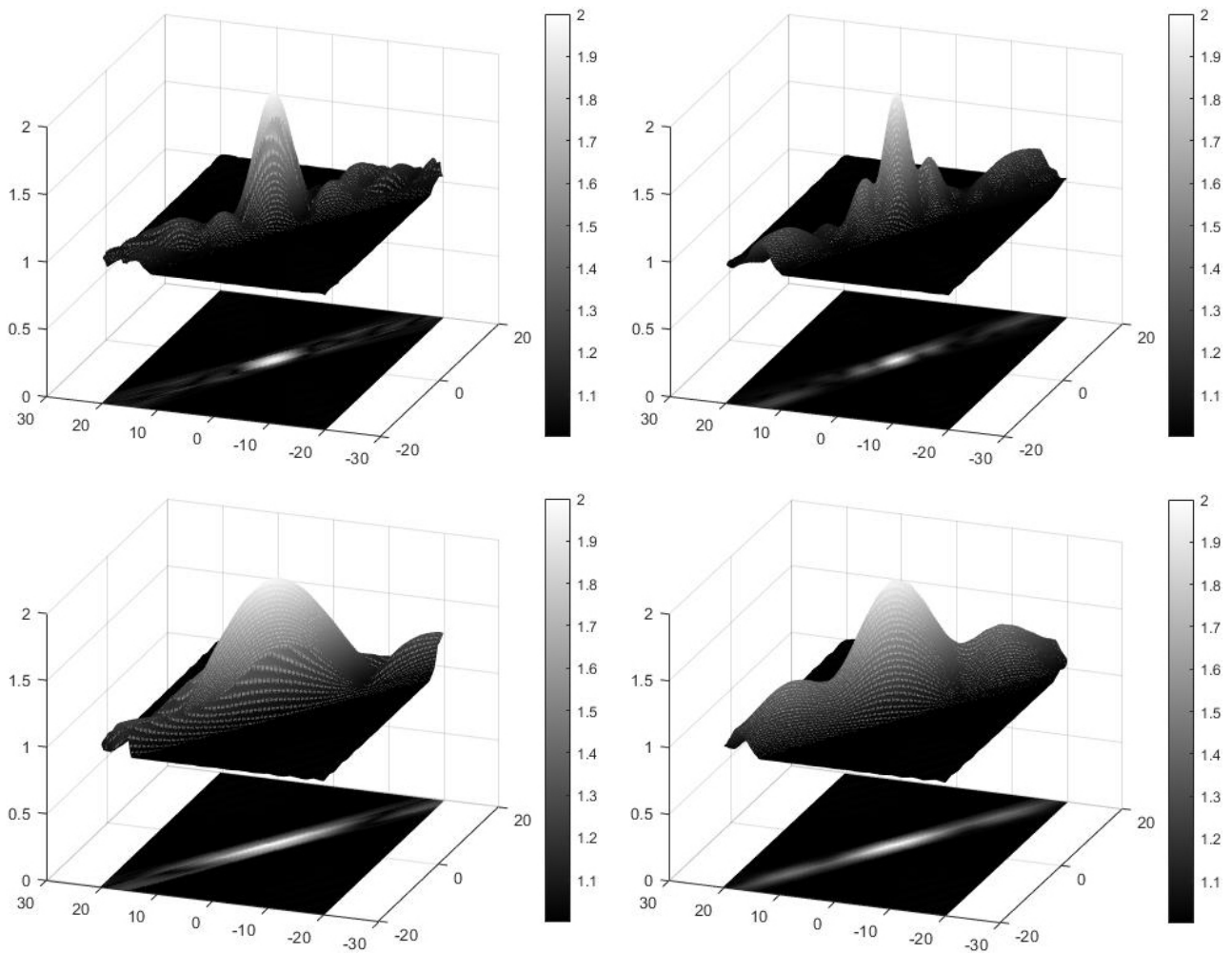


Рис. 7. Влияние на ФН РСА траектории БПЛА: верхний ряд слева – прямолинейная траектория, справа – реальная траектория, координаты отражателя $x = -1000$ м, $y = 1000$ м, интервал синтеза $t_s = 32$ с; нижний ряд слева – прямолинейная траектория, справа – реальная траектория, координаты отражателя $x = -3000$ м, $y = 3000$ м, интервал синтеза $t_s = 32$ с
Fig. 7. Influence on the SAR FN of the UAV trajectory: top row on the left is a straight-line trajectory, on the right is the real trajectory, reflector coordinates $x = -1000$ m, $y = 1000$ m, synthesis interval $t_s = 32$ s; bottom row on the left is a straight-line trajectory, on the right is the real trajectory, reflector coordinates $x = -3000$ m, $y = 3000$ m, synthesis interval $t_s = 32$ s

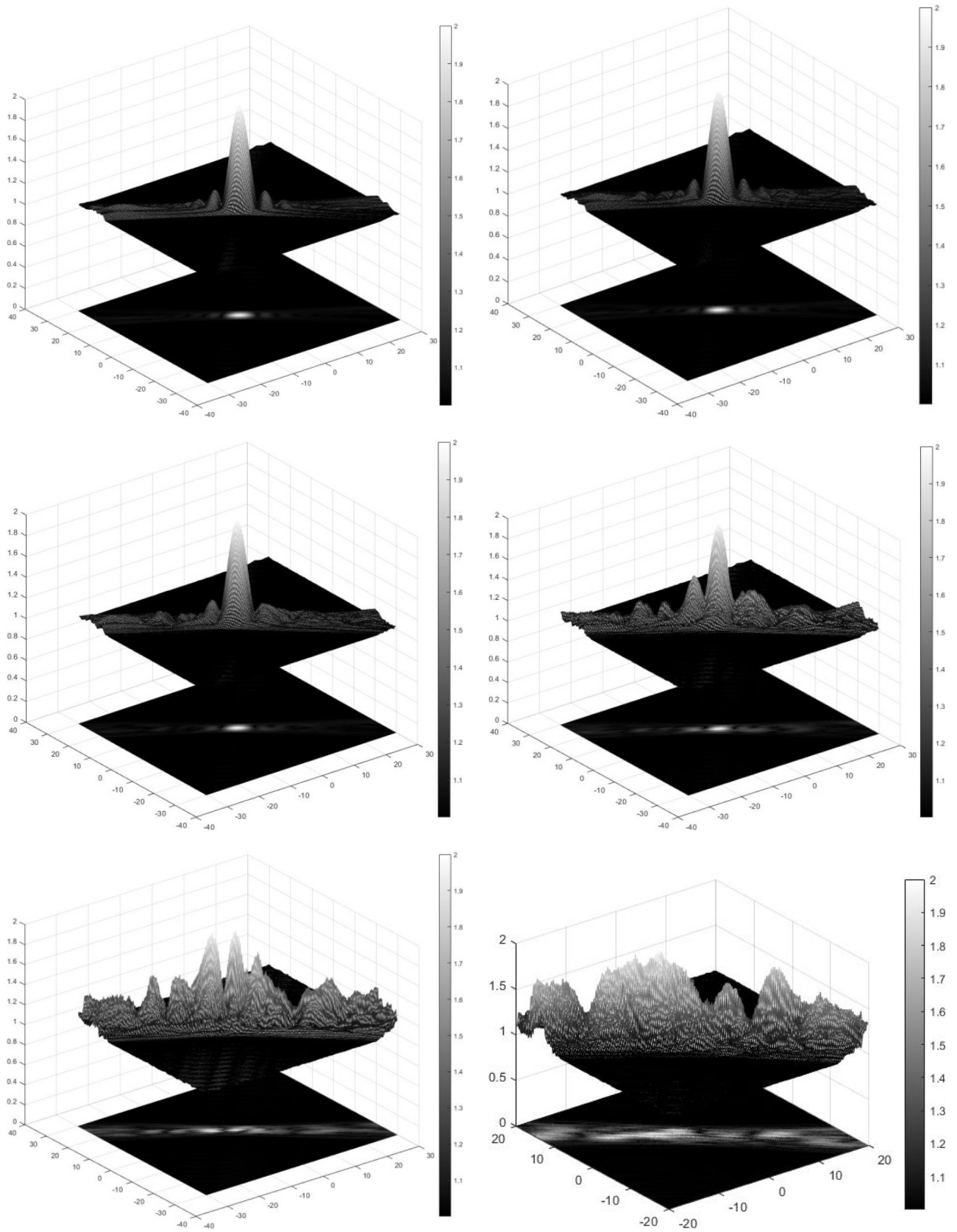


Рис. 8. Влияние на ФН РСА с.к.о. оценки траектории БПЛА, слева направо, сверху вниз: 0; 0,1; 0,2; 0,3; 0,4; 0,5 м. Координаты отражателя $x = -1000$ м, $y = 1000$ м, интервал синтеза $t_s = 20$ с
Fig. 8. Influence on the FN of RSA s.k.o. UAV trajectory estimates, from left to right, from top to bottom: 0; 0,1; 0,2; 0,3; 0,4; 0,5 m. Reflector coordinates $x = -1000$ m, $y = 1000$ m, synthesis interval $t_s = 20$ s

разрешение будет расти линейно с увеличением дальности.

Как мы отмечали выше, на вид функции неопределенности оказывают влияние множество факторов. Следующий рисунок демонстрирует влияние погрешности знания траектории.

Анализ этих экспериментов позволяет считать, что пороговая погрешность системы навигации не должна превышать 0,3 м. При увеличении расстояния до цели пороговая погрешность будет снижаться. Сравнивая РЛИ точечных целей на рис. 8 и 5, можно обратить внимание на сходство результатов математического моделирования и натурального эксперимента.

Заключение

Реализация радиолокатора с синтезированной апертуры на борту БПЛА поднимает ряд специфических проблем при реализации алгоритмов фокусировки радиолокационных изображений. Сложная траектория носителя РСА предъявляет

высокие требования к навигационной системе БПЛА. Особенно эти проблемы обостряются в VHF-диапазоне, в котором длина синтезированной апертуры может составлять несколько минут. В этой связи на качество РЛИ оказывают влияние не только ошибки знания параметров движения, но и сам характер движения, длительность полета. На основе результатов натуральных испытаний в ПГУТИ мобильного радиолокационного комплекса 2-го поколения (МРЛК-2) оказалось возможным проанализировать эти факторы и определить требования к навигационной системе БПЛА на уровне точности знания с.к.о. траектории полета на уровне 0,3–0,2 м (по 1-й сигма). Таким образом, в статье показана возможность контроля качества радиолокационных изображений РСА VHF-диапазона, размещенного на борту БПЛА. Для этого в процессе математического моделирования строится функция неопределенности РСА в любой точке РЛИ, учитывающая реальную траекторию БПЛА.

Список литературы

1. Very-high-resolution airborne synthetic aperture radar imaging: Signal processing and applications / A. Reigber [et al.] // Proceedings of the IEEE. 2013. Vol. 101, no. 3. P. 759–783. DOI: <https://doi.org/10.1109/JPROC.2012.2220511>
2. Global Synthetic Aperture Radar Market (SAR) Size, Share, and COVID-19 Impact Analysis, By Component (Receiver, Transmitter, and Antenna), By Platform (Airborne (Spacecraft, Aircraft and Unmanned Aerial Vehicle (UAV) and Ground), By Application (Military and Defense, Monitoring and Exploration), By Frequency Band (X, L, C, S, K/Ku/Ka, UHF/VHF), By Region (North America, Europe, Asia-Pacific, Latin America, Middle East, and Africa), Analysis and Forecast 2022–2032. URL: <https://www.sphericalinsights.com/reports/synthetic-aperture-radar-market>
3. Горячкин О.В. Методы слепой обработки сигналов и их приложения в системах радиотехники и связи. М.: Радио и связь, 2003. 230 с.
4. Initial evaluation of SAR capabilities in UAV multicopter platforms / M. Lort [et al.] // IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing. 2018. Vol. 11, no. 1. P. 127–140. DOI: <https://doi.org/10.1109/JSTARS.2017.2752418>
5. Bekar A., Antoniou M., Baker C.J. Low-cost, high-resolution, drone-borne SAR imaging // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing. 2022. Vol. 60. P. 5208811. DOI: <https://doi.org/10.1109/TGRS.2021.3085235>
6. A drone-borne multiband DInSAR: Results and applications / L. Moreira [et al.] // 2019 IEEE Radar Conference (RadarConf). 2019. P. 1–6. DOI: <https://doi.org/10.1109/RADAR.2019.8835653>
7. SAR system for searching and detecting objects in the forest area, based on UAVs / O.V. Goriachkin [et al.] // 2022 VIII International Conference on Information Technology and Nanotechnology (ITNT). 2022. P. 1–4. DOI: <https://doi.org/10.1109/ITNT55410.2022.9848634>
8. Kalinkevich A., Kutuzova B., Lighthart L.P. Some aspects on the interpretation of radar images of pine forest at P and VHF bands // 9th European Conference on Synthetic Aperture Radar (EUSAR 2012). 2012. P. 603–606.
9. Dostovalov M., Ermakov R., Moussiniants T. Foliage attenuation measurements using multi-frequency airborne SAR // 9th European Conference on Synthetic Aperture Radar (EUSAR 2012). 2012. P. 551–554.
10. Мобильный радиолокационный комплекс с синтезированной апертурой УКВ-диапазона для дистанционного зондирования Земли / А.В. Борисенков [и др.] // Радиолокация, навигация, связь: сб. науч. труд. XXI Международной научной конференции, г. Воронеж, 14–16 апреля 2015. Воронеж, 2015. Т. 1. С. 741–751.
11. SAR processing without a motion measurement system / J. Torgrimsson [et al.] // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing. 2019. Vol. 57, no. 2. P. 1025–1039. DOI: <https://doi.org/10.1109/TGRS.2018.2864243>
12. An autofocus approach for UAV-based ultrawideband ultrawidebeam SAR data with frequency-dependent and 2-D space-variant motion errors / Z. Ding [et al.] // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing. 2022. Vol. 60. P. 5203518. DOI: <https://doi.org/10.1109/TGRS.2021.3062183>
13. Accelerating minimum entropy autofocus with stochastic gradient for UAV SAR imagery / Z. Meng [et al.] // IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters. 2022. Vol. 19. P. 4017805. DOI: <https://doi.org/10.1109/LGRS.2021.3106636>
14. Quasi-polar-based FFBP algorithm for miniature UAV SAR imaging without navigational data / S. Zhou [et al.] // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing. 2017. Vol. 55, no. 12. P. 7053–7065. DOI: <https://doi.org/10.1109/TGRS.2017.2739133>
15. 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>

16. Горячкин О.В. Центр радиолокационного дистанционного зондирования Земли ПГУТИ // Вестник связи. 2016. № 2. С. 24–26.
17. Коберниченко В.Г., Сосновский А.В. Интерферометрическая обработка данных космической радиолокационной съемки высокого разрешения // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2012. Т. 15, № 3. С. 75–83. URL: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=18764720>

Информация об авторах

Борисенков Алексей Владимирович, кандидат технических наук, доцент кафедры теоретических основ радиотехники и связи Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики, г. Самара, Россия.

Область научных интересов: цифровая обработка сигналов в системах связи, алгоритмы обработки сигналов в пространственно-временных каналах связи.

E-mail: aleksey.v.borisenkov@gmail.com

Горячкин Олег Валериевич, доктор технических наук, профессор, проректор по научной работе Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики, г. Самара, Россия. Автор более 300 научных работ.

Область научных интересов: цифровая обработка сигналов в системах радиотехники и связи, радиофизические методы дистанционного зондирования Земли, радиолокация с синтезированием апертуры антенны, слепая идентификация систем, прикладная статистика.

E-mail: oleg.goryachkin@gmail.com

ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-5525-5452>

Гусев Николай Александрович, исследователь, преподаватель-исследователь Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики, г. Самара, Россия.

Область научных интересов: цифровая обработка сигналов и конструирование РЭС.

E-mail: nikolay.gusev@spacekennel.ru

Лифанов Алексей Степанович, младший научный сотрудник центра радиолокационного дистанционного зондирования земли Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики, г. Самара, Россия.

Область научных интересов: радиолокация с синтезированием апертуры антенны беспилотные летательные аппараты.

E-mail: aleksei_lif@list.ru

Physics of Wave Processes and Radio Systems

2027, vol. 27, no. 2, pp. 100–110

DOI [10.18469/1810-3189.2024.27.2.100-110](https://doi.org/10.18469/1810-3189.2024.27.2.100-110)

UDC 621.37


Original Research

Received 19 December 2023

Accepted 22 January 2024

Published 29 June 2024

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

Alexey V. Borisenkov, Oleg V. Goryachkin ,
Nikolay A. Gusev, Alexey S. Lifanov

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

Abstract – Background. Currently, there is an intensive development of radar systems for remote sensing of the Earth, including those placed on unmanned aerial vehicles. Synthetic aperture radars are an effective means of round-the-clock and all-weather observation of objects on the Earth's surface. Radars operating in the VHF range allow you to observe hidden and subsurface objects. The need for practical implementation of VHF band radar with synthesizing the aperture on board unmanned aerial vehicles requires additional research on the spatial resolution of radars, taking into account the unstable trajectory of the carrier. **Aim.** The article considers the analysis of the influence of the flight path and its measurement errors on the quality of the radar image. **Methods.** The research method provides an analysis of the shape of the radar uncertainty function with the synthesis of an aperture, which was built along a real trajectory using semi-natural mathematical modeling. **Results.** As a result of the conducted research, it is shown that the quality of radar images is influenced not only by errors in the knowledge of motion parameters, but also by the very nature of the carrier's movement and the duration of the flight. **Conclusion.** Based on the results of field tests, it turned out to be possible to analyze these factors and determine the requirements for the UAV navigation system. Thus, the article shows the possibility of quality control of VHF band radar with synthesized aperture placed on board a UAV.

Keywords – synthetic aperture radar; VHF frequency band; unmanned aerial vehicle; flight path knowledge errors; uncertainty function.

References

1. A. Reigber et al., "Very-high-resolution airborne synthetic aperture radar imaging: Signal processing and applications," *Proceedings of the IEEE*, vol. 101, no. 3, pp. 759–783, 2013, doi: <https://doi.org/10.1109/JPROC.2012.2220511>.
2. Global Synthetic Aperture Radar Market (SAR) Size, Share, and COVID-19 Impact Analysis, By Component (Receiver, Transmitter, and Antenna), By Platform (Airborne (Spacecraft, Aircraft and Unmanned Aerial Vehicle (UAV) and Ground), By Application (Military and Defense, Monitoring and Exploration), By Frequency Band (X, L, C, S, K/Ku/Ka, UHF/VHF), By Region (North America, Europe, Asia-Pacific, Latin America, Middle East, and Africa), Analysis and Forecast 2022 – 2032. URL: <https://www.sphericalinsights.com/reports/synthetic-aperture-radar-market>
3. O. V. Goryachkin, *Methods of Blind Signal Processing and their Applications in Radio Engineering and Communication Systems*. Moscow: Radio i svyaz', 2003. (In Russ.)
4. M. Lort et al., "Initial evaluation of SAR capabilities in UAV multicopter platforms," *IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing*, vol. 11, no. 1, pp. 127–140, 2018, doi: <https://doi.org/10.1109/JSTARS.2017.2752418>.
5. A. Bekar, M. Antoniou, and C. J. Baker, "Low-cost, high-resolution, drone-borne SAR imaging," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 60, p. 5208811, 2022, doi: <https://doi.org/10.1109/TGRS.2021.3085235>.
6. L. Moreira et al., "A drone-borne multiband DInSAR: Results and applications," *2019 IEEE Radar Conference (RadarConf)*, pp. 1–6, 2019, doi: <https://doi.org/10.1109/RADAR.2019.8835653>.
7. O. V. Goriachkin et al., "SAR system for searching and detecting objects in the forest area, based on UAVs," *2022 VIII International Conference on Information Technology and Nanotechnology (ITNT)*, pp. 1–4, 2022, doi: <https://doi.org/10.1109/ITNT55410.2022.9848634>.
8. A. Kalinkevich, B. Kutuza, and L. P. Lighthart, "Some aspects on the interpretation of radar images of pine forest at P and VHF bands," *9th European Conference on Synthetic Aperture Radar (EUSAR 2012)*, pp. 603–606, 2012.
9. M. Dostovalov, R. Ermakov, and T. Moussinians, "Foliage attenuation measurements using multi-frequency airborne SAR," *9th European Conference on Synthetic Aperture Radar (EUSAR 2012)*, pp. 551–554, 2012.
10. A. V. Borisenkov et al., "Mobile radar complex with synthetic aperture VHF band for remote sensing of the Earth," *Radiolokatsiya, navigatsiya, svyaz': sb. nauch. trud. XXI Mezhdunarodnoy nauchnoy konferentsii, Voronezh, 14–16 April 2015*, vol. 1, pp. 741–751, 2015. (In Russ.)
11. J. Torgrimsson et al., "SAR processing without a motion measurement system," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 57, no. 2, pp. 1025–1039, 2019, doi: <https://doi.org/10.1109/TGRS.2018.2864243>.
12. Z. Ding et al., "An autofocus approach for UAV-based ultrawideband ultrawidebeam SAR data with frequency-dependent and 2-D space-variant motion errors," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 60, p. 5203518, 2022, doi: <https://doi.org/10.1109/TGRS.2021.3062183>.
13. Z. Meng et al., "Accelerating minimum entropy autofocus with stochastic gradient for UAV SAR imagery," *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, vol. 19, p. 4017805, 2022, doi: <https://doi.org/10.1109/LGRS.2021.3106636>.
14. S. Zhou et al., "Quasi-polar-based FFBP algorithm for miniature UAV SAR imaging without navigational data," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 55, no. 12, pp. 7053–7065, 2017, doi: <https://doi.org/10.1109/TGRS.2017.2739133>.
15. O. V. Goryachkin, A. V. Borisenkov, and A. S. Lifanov, "Detection characteristics and features of signal processing of aerial objects on images of spaceborne 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.)
16. O. V. Goryachkin, "Center for Radar Remote Sensing of the Earth PSUTI," *Vestnik svyazi*, no. 2, pp. 24–26, 2016. (In Russ.)
17. V. G. Kobernichenko and A. V. Sosnovskiy, "InSAR data processing in high resolution space-based radar imagery," *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 15, no. 3, pp. 75–83, 2012, url: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=18764720>. (In Russ.)

Information about the Authors

Alexey V. Borisenkov, Candidate of Technical Sciences, associate professor of the Department of Theoretical Fundamentals of Radio Engineering and Communications, Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics, Samara, Russia.

Research interests: digital signal processing in communication systems, signal processing algorithms in spatio-temporal communication channels.

E-mail: aleksey.v.borisenkov@gmail.com

Oleg V. Goryachkin, Doctor of Technical Sciences, professor, vice-rector for research of Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics, Samara, Russia. Author of more than 300 scientific papers.

Research interests: digital signal processing in radio engineering and communication systems, radiophysical methods of remote sensing of the Earth, radar with antenna aperture synthesis, blind identification of systems, applied statistics.

E-mail: oleg.goryachkin@gmail.com

ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-5525-5452>

Nikolay A. Gusev, researcher, teacher-researcher of Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics, Samara, Russia.

Research interests: digital signal processing and design of electronic devices.

E-mail: nikolay.gusev@spacekennel.ru

Alexey S. Lifanov, junior researcher at the Center for Radar Remote Sensing of the Earth, Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics, Samara, Russia.

Research interests: radar with antenna aperture synthesis, unmanned aerial vehicles.

E-mail: aleksei_lif@list.ru

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 таблицы и список литературы, не должен превышать 6000 слов и включать не более 10-ти 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 подрисуночные 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 С1. 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 (составленное в свободной форме и подписанное 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>