

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

ФИЗИКА ВОЛНОВЫХ ПРОЦЕССОВ И РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ

**PHYSICS OF WAVE PROCESSES
AND RADIO SYSTEMS**

2023

**Том 26 | Vol. 26
Nº 3 | No. 3**

ФИЗИКА ВОЛНОВЫХ ПРОЦЕССОВ И РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ

PHYSICS OF WAVE PROCESSES AND RADIO SYSTEMS

Периодическое печатное издание, журнал
2023. Том 26, № 3 (103)

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

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

Учредители и издатели журнала:

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

Главный редактор:

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

Зам. главного редактора:

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

Редакционная коллегия:

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

д.т.н., проф. *Бузов А.Л.*
АО «Самарское инновационное предприятие радиосистем» (г. Самара, Россия)

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

д.т.н., проф. *Волобуев А.Н.*
Самарский государственный медицинский университет (г. Самара, Россия)

д.т.н., проф. *Воскресенский Д.И.*
Московский авиационный институт (государственный технический университет) (г. Москва, Россия)

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

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

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

д.ф.-м.н., проф. *Ильинский А.С.*
Московский государственный университет имени М.В. Ломоносова (г. Москва, Россия)

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

д.т.н., проф. *Мещанов В.П.*
Саратовский национальный исследовательский государственный университет имени Н.Г. Чернышевского (г. Саратов, Россия)

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

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

д.ф.-м.н. *Нещерет А.М.*

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

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

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

д.ф.-м.н., доц. *Осипов О.В.*

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

д.т.н., проф. *Пономарев Л.И.*

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

д.ф.-м.н., проф. *Потапов А.А.*

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

д.ф.-м.н., проф. *Просвирнин С.Л.*

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

лект. *Сидоров К.А.*

Кардиффский университет (г. Кардифф, Великобритания)

д.ф.-м.н., проф. *Чернокожин Е.В.*

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

д.ф.-м.н., проф. *Черняков М.С.*

Бирмингемский университет (г. Бирмингем, Великобритания)

Ответственный секретарь:

д.ф.-м.н., доц. *Табаков Д.П.*

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

Выпускающий редактор: *Мурзинова Т.А.*

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

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

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

Адрес редакции:

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

Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики, к. 342

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

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

Адрес издателя:

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

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

Центр периодических изданий Самарского университета.

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

Издается с 1998 г. Выходит 1 раз в квартал.

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

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



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

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

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

© Поволжский государственный университет
телекоммуникаций и информатики, 2023

Подписано в печать 21.09.2023. Дата выхода в свет 26.09.2023

Формат 60 × 84/8. Бумага офсетная. Печать офсетная. Печ. л. 16,75

Цена свободная. 0+. Тираж 100 экз. Заказ № 2082

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

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

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

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

Periodical Printed Publication, Journal

2023, vol. 26, no. 3 (103)

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

The journal is included in bibliographic databases VINITI (<http://www.viniti.ru>), ULRICH'S Periodical Directory (<http://www.ulrichsweb.com>), and the Russian Science Citation Index (<http://www.elibrary.ru>).

Journal Founders and Publishers

Samara National Research University

Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics

Editor in Chief:

prof. *D.S. Klyuev*

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

Deputy Chief Editor:

prof. *V.V. Ivakhnik*

Samara National Research University (Samara, Russia)

Editorial Board:

prof. *A.M. Bobreshov*

Voronezh State University (Voronezh, Russia)

prof. *A.L. Buzov*

Samara Innovative Business Radio Systems (Samara, Russia)

prof. *M.S. Cherniakov*

University of Birmingham (Birmingham, UK)

prof. *E.V. Chernokozhin*

Tel Aviv University (Tel Aviv, Israel)

prof. *V.F. Dmitrikov*

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

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

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

prof. *A.S. Ilyinsky*

Lomonosov Moscow State University (Moscow, Russia)

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

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

prof. *G.A. Kouzaev*

Norwegian University of Science and Technology (Trondheim, Norway)

prof. *V.P. Meshchanov*

Saratov State University (Saratov, Russia)

prof. *G.A. Morozov*

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

prof. *O.G. Morozov*

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

A.M. Neshcheret

Samara Innovative Business Radio Systems (Samara, Russia)

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

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

asst. *prof. O.V. Osipov*

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

prof. L.I. Ponomarev

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

prof. A.A. Potapov

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

prof. S.L. Prosvirnin

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

PhD, lecturer *K.A. Sidorov*

Cardiff University (Cardiff, UK)

prof. E. Van Lil

KU Leuven (Leuven, Belgium)

prof. A.N. Volobuev

Samara State Medical University (Samara, Russia)

prof. D.I. Voskresensky

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

Executive Editor:

asst. *prof. D.P. Tabakov*

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

Commissioning Editor: *T.A. Murzinova*

Proofreading: *T.A. Murzinova*

Language Editor: *M.S. Strelnikov*

Typesetting: *I.M. Gradinar*

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

Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatic.

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

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

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

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

Center of Periodical Publications of Samara University.

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

Published since 1998. Frequency 1 time a quarter.

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

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

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



All articles are licensed under the Creative Commons Attribution 4.0 International License.
For more information, see <https://creativecommons.org/licenses/by/4.0>

© Samara National Research University, 2023

© Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics, 2023

Содержание

Александр Афанасьевич Головков (к 70-летию со дня рождения)	9
Д.С. Ключев, А.Н. Волобуев, С.В. Краснов, К.А. Адыширин-Заде, Т.А. Антипова, Н.Н. Александрова Мерцание радиосигнала за счет турбулентности атмосферы	11
А.А. Головков Параметрический синтез различных радиоустройств с заданным количеством каскадов типа «комплексный четырехполюсник – нелинейная часть»	20
А.В. Куликов Методы контроля и измерений составных частей бортового радиотехнического комплекса	32
А.А. Головков Параметрический синтез различных радиоустройств с заданным количеством каскадов типа «нелинейная часть – комплексный четырехполюсник»	40
С.И. Бойчук, А.Е. Коровкин, В.И. Юхнов Методики создания и проверки многодиапазонных антенно-волноводных трактов	52
Ю.В. Медведев Численно-экспериментальная оценка характеристик зигзагообразной антенны УВЧ-диапазона средств радиорелейной связи на соответствие требованиям действующего законодательства и международных норм	59
А.А. Вороной, А.А. Солдатов, В.П. Кубанов Прохождение электромагнитной волны через прямоугольный волновод с отрезком полупроводниковой пленки	79
Д.В. Федосов, А.В. Колесников Обоснование концепции системы связи диапазона средних волн в подземных квазиодномерных сооружениях	89
А.В. Ширкаев, А.В. Назаров Исследование возможности повышения однозначности определения временной задержки фазокодоманипулированного сигнала в корреляционном измерителе на базе ПЛИС	98

А.И. Тяжев

Цифровые модемы сигналов минимальной
частотной манипуляции и их характеристики 106

Д.С. Ключев, А.Б. Смушкин, Ю.В. Соколова, С.Е. Платонов

Анализ возможностей искусственного интеллекта
для расследования мошенничества 116

И.Л. Слободянюк, Ю.В. Никольская, С.Е. Кисляев,

П.Г. Пичугина, Т.А. Антипова, Л.В. Матвеева,

В.А. Мачихин, В.А. Поляков, Э.С. Гаспаров, А.Г. Майоров

Устройство для воздействия постоянным магнитным полем
и системный многофакторный анализ
в магнитобиологическом эксперименте..... 123

К сведению авторов 132

Contents

Alexander Afanasyevich Golovkov (on the occasion of his 70th birthday).....	9
<i>Dmitriy S. Klyuev, Andrey N. Volobuev, Sergei V. Krasnov, Kaira A. Adyshirin-Zade, Tatyana A. Antipova, Natalia N. Aleksandrova</i> Flickering of a radio-signal due to an atmospheric turbulence	11
<i>Alexander A. Golovkov</i> Parametrical synthesis of various radio devices with the set quantity of cascades of type «the complex two-port network – the nonlinear part»	20
<i>Aleksey V. Kulikov</i> Methods of control and measurements of components of the onboard radio engineering complex	32
<i>Alexander A. Golovkov</i> Parametrical synthesis of various radio devices with the set quantity of cascades of type «the nonlinear part – the complex two-port network»	40
<i>Sergey I. Boychuk, Alexander E. Korovkin, Vasily I. Yukhnov</i> Methods for creating and testing multi-band antenna-waveguide paths.....	52
<i>Yuriy V. Medvedev</i> Numerical and experimental score of the zigzag UHF antenna characteristics of radio relay communication tools for compliance with the requirements of current legislation and international standards.....	59
<i>Andrey A. Voronoi, Alexander A. Soldatov, Victor P. Kubanov</i> Passage of an electromagnetic wave through a rectangular waveguide with a section of a semiconductor film.....	79
<i>Dmitry V. Fedosov, Andrey V. Kolesnikov</i> Substantiation of the concept of a communication system in the range of medium waves in underground quasi-one-dimensional structures	89
<i>Alexey V. Shirkaev, Andrey V. Nazarov</i> Research of the possibility of increasing the uniqueness of determining the time delay of the phase-code shift keyed signal in a correlation meter on the basis of FPGA.....	98

<i>Anatoly I. Tyazhev</i> Digital modems of minimum frequency shift keying signals and their characteristics	106
<i>Dmitriy S. Klyuev, Alexander B. Smushkin, Yulia V. Sokolova, Sergey E. Platonov</i> Analysis of the possibilities of artificial intelligence for investigation of fraud	116
<i>Igor L. Slobodyanyuk, Yulia V. Nikolskaya, Sergey E. Kislyayev, Polina G. Pichugina, Tatyana A. Antipova, Lyubov V. Matveeva, Vyacheslav A. Machikhin, Viktor A. Polyakov, Eric S. Gasparov, Andrey G. Mayorov</i> A device for exposure to a permanent magnetic field and a system multifactorial analysis in a magnetobiological experiment	123
Information for authors	132



Александр Афанасьевич Головков
(к 70-летию со дня рождения)

Alexander Afanasyevich Golovkov
(on the occasion of his 70th birthday)

18 мая 2023 г. исполнилось 70 лет доктору технических наук, профессору Александру Афанасьевичу Головкову, профессору кафедры авиационных систем и комплексов радионавигации и радиосвязи Военного научно-учебного центра Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж)

Научные интересы Головкова А.А. связаны с развитием метода параметрического синтеза неуправляемых частей управляющих устройств СВЧ и радиотехнических цепей. На эту тему он защитил докторскую диссертацию в Московском энергетическом институте.

В процессе разработки и применения этого метода им получены следующие результаты:

- установлены условия, при которых одно и то же устройство функционирует как модулятор и как демодулятор;
- разработаны математические модели согласующих по различным критериям четырехполюсников в виде совокупности систем взаимосвязей между элементами матриц различных параметров для повышения эффективности проектирования генераторов и усилителей, модуляторов и демодуляторов, согласующих различные сопротивления устройств и фильтров, корректирующих устройств и динамических звеньев автоматических систем управления и регулирования, а также различных датчиков для измерения малых физических величин. Например, эти модели позволяют обеспечить максимально возможную точность определения навигационных показателей с помощью перспективных навигационных систем на основе использования магниточувствительных автогенераторов;
- определены зависимости сопротивлений двухполюсников различных четырехполюсников от частоты, оптимальные по выбранному критерию для различных радиоустройств, в том числе для построения многочастотных делителей и сумматоров мощности и эквивалентных схем трехполюсных нелинейных элементов;
- предложены новые способы радиосвязи и создания радиопомех, основанные на совместном использовании управляющих устройств СВЧ в виде многослойных неоднородных структур и обратно направленных отражателей или апертурных антенн. Такие способы обеспечивают обмен информацией или разрушение

информации без наличия собственного генератора несущего сигнала путем использования в качестве такового рассеянного сигнала стороннего источника. Указанный принцип обмена информацией лежит в основе предложенной Головковым А.А. перспективной курсоглиссадной системы;

– открыто новое явление, состоящее в том, что при определенных соотношениях между количеством одинаковых каскадов типа «четырёхполюсник – нелинейная часть» или «нелинейная часть – четырёхполюсник» и значениями сопротивлений источника сигнала и нагрузки однокаскадного радиоустройства частотные характеристики многокаскадного и однокаскадного радиоустройств оказываются идентичными или подобными. Это позволяет формировать новый класс эквивалентных схем и облегчает решение других различных задач радиоэлектроники.

Под руководством Головкова А.А. защищены 12 кандидатских диссертаций.

В настоящее время Головков А.А. – автор более 600 научных трудов, в том числе шести монографий, трех учебных пособий, 220 изобретений, 150 статей в изданиях, рекомендуемых ВАК, и более 220 работ в других изданиях. Основной труд – монография «Параметрический синтез радиотехнических устройств и систем» в трех томах, два из которых уже опубликованы, а третий готовится к печати. В этих книгах синтезированы практически все типы четырёхполюсников.

За успехи в трудовой деятельности Александр Афанасьевич удостоен звания «Заслуженный изобретатель РФ» (в 2006 г.), награжден медалью ордена «За заслуги перед Отечеством» (в 2015 г.) и медалью Министерства обороны Российской Федерации «За полезные обществу научные труды» (в 2014 г.).

*Редакция журнала «Физика волновых процессов и радиотехнические системы»
поздравляет Александра Афанасьевича с юбилеем, желает ему счастья,
крепкого здоровья, многих лет активной творческой деятельности,
новых успехов и свершений!*

Мерцание радиосигнала за счет турбулентности атмосферы

Д.С. Ключев¹ , А.Н. Волобуев² , С.В. Краснов² ,
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. Турбулентные пульсации показателя преломления в атмосфере приводят к искажениям при прохождении радиосигнала. Это может создать искажение передаваемой информации за счет возникающих пульсаций амплитуды, фазы и интенсивности электромагнитной волны, которая передает радиосигнал. Флуктуации интенсивности радиосигнала приводят к мерцанию радиосигнала на приемной антенне за счет турбулентных явлений в атмосфере, которые представляют собой сложное многофункциональное физическое явление. **Цель.** Рассмотрена проблема флуктуации интенсивности радиосигнала на приемной антенне за счет турбулентности атмосферы – мерцание радиосигнала. Эта проблема в настоящее время является исключительно актуальной, т. к. существует тенденция активного, негативного вмешательства в процесс качественного прохождения радиосигнала на фоне природно обусловленных турбулентных пульсаций. **Методы.** Проведен теоретический анализ прохождения радиосигнала через турбулентную атмосферу. Исследована пространственная корреляционная функция флуктуаций интенсивности принимаемого радиосигнала за счет турбулентности атмосферы. **Результаты.** Введено понятие характеристики мерцания радиосигнала как среднего по сечению приемной антенны значения случайной величины – дисперсии логарифма мощности радиосигнала. Рассчитана модель возникновения флуктуации в случае двух областей в сечении приемной антенны с различными уровнями интенсивности радиосигнала. Найдена корреляционная функция для этой модели. **Заключение.** На основе разложения в Фурье-спектр двухточечной пространственной корреляционной функции турбулентных пульсаций показателя преломления найдена зависимость характеристики мерцания радиосигнала от волнового числа турбулентных пульсаций атмосферы. Показано, что наибольшее влияние на радиосигнал турбулентность атмосферы оказывает, когда длина электромагнитной волны сравнима с масштабом турбулентных пульсаций.

Ключевые слова – атмосферная турбулентность; радиосигнал; радиоволны; флуктуации интенсивности; двухточечные турбулентные корреляции; Фурье-спектр.

Введение

Качественная передача информации с помощью радиосигнала является главной целью развития сетей связи в Российской Федерации [1]. Однако в турбулентной атмосфере всегда присутствуют флуктуации показателя преломления воздуха, влияющие на различные характеристики радиосигнала [2]. Кроме того, на характеристики радиосигнала влияют солнечная активность [3], тепловые режимы атмосферы [4], влажность воздуха [5], плотность среды и т. д.

Турбулентные флуктуации в атмосфере, являясь стохастическим волновым процессом, взаимодействуют с детерминированным электромагнитным волновым процессом радиосигнала. Эти флуктуации, в частности, влияют на амплитуду и фазу электромагнитной волны, на общую интенсивность принимаемого антенной сигнала, вызывают рассеяние радиоволн и т. д. Многие из этих эффектов оказываются существенными для ряда

практических задач, связанных с распространением радиоволн через атмосферу. Эти эффекты могут служить источниками ошибок в системах связи, локации, радионавигации и т. д. Количество работ, посвященных влиянию турбулентности растет как за счет расширения круга рассматриваемых прикладных задач, так и за счет работ, направленных на уточнение принципиальных вопросов теории явления [6–9].

1. Характеристика мерцания радиосигнала на приемной антенне

Рассмотрим вопрос о флуктуациях потока энергии или мощности электромагнитной волны 1 за счет турбулентности атмосферы, падающей на приемную антенну 2, рис. 1, [10]. Этот процесс будем называть мерцанием радиосигнала. Мерцание радиосигнала создает помехи и ухудшает процесс передачи информации по радиоканалу. На рис. 1 начало координат условно смещено вниз относи-

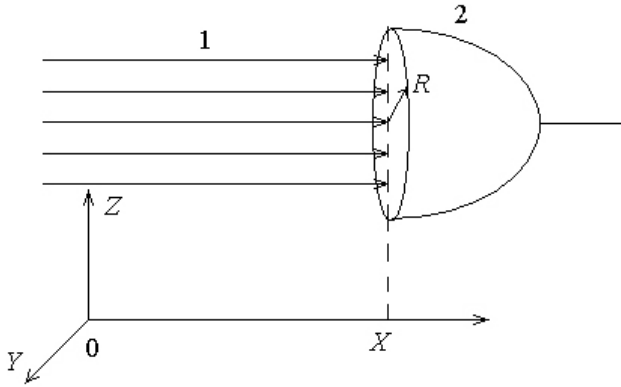


Рис. 1. Восприятие радиосигнала приемной антенной
Fig. 1. Perception of a radio signal by a receiving antenna

тельно центра приемной антенны 2. Также условно будем считать, что турбулентность начинается на координате $X = 0$, а на координате X находится приемная антенна.

Общую плотность потока энергии или интенсивность плоской электромагнитной волны можно задать по формуле

$$I(X) = I(0) \exp(2\chi'(X)), \quad (1)$$

где $\chi'(X)$ – флуктуации амплитуды эйконала радиосигнала [11] на координате X , $I(0)$ – постоянная составляющая интенсивности радиосигнала на координате $X = 0$ (где турбулентность отсутствует), падающего на приемную антенну. Коэффициент 2 использован, т. к. интенсивность радиосигнала (или модуль вектора Пойтинга) пропорциональна квадрату напряженностей электрического и магнитного полей в электромагнитной волне.

Флуктуации амплитуды эйконала и амплитуды электромагнитной волны связаны соотношением $\chi' = \ln(A/A_0)$ [11], где A – общая амплитуда волны на координате X , а A_0 – постоянная составляющая амплитуды на координате $X = 0$, где турбулентность отсутствует.

Следовательно:

$$\begin{aligned} I(X) &= I(0) \exp\left(2 \ln\left(\frac{A}{A_0}\right)\right) = \\ &= I(0) \exp\left(\ln\left(\frac{A}{A_0}\right)^2\right) = I(0) \left(\frac{A}{A_0}\right)^2 = \\ &= \frac{I(0)}{E_0^2} E^2 = \frac{\varepsilon E_0^2 c}{E_0^2} E^2 = \varepsilon E^2 c, \end{aligned} \quad (2)$$

где $A = E$ – напряженность электрического поля в электромагнитной волне; ε – относительная диэлектрическая проницаемость вещества, в кото-

ром распространяется радиосигнал; c – скорость света в вакууме. Энергию электрической и магнитной составляющих волны считаем одинаковыми.

Поток энергии радиосигнала, падающий на антенну, можно найти по формуле

$$P(X) = \int_{\Sigma} I(X) dX = I(0) \int_{\Sigma} e^{2\chi'(X)} dX. \quad (3)$$

где Σ – площадь приемной антенны на координате X .

Удобнее рассматривать не саму величину P , а ее логарифм.

Характеристикой мерцания радиосигнала будем считать дисперсию величины $\ln P$, т. е. величину $\langle (\ln(P/P_0))^2 \rangle$, где угловые скобки означают пространственное осреднение величины, P_0 – значение величины P на координате $X = 0$, так что $\ln P_0 = \langle \ln P \rangle$.

Если считать распределение турбулентности по сечению антенны на координате X изотропным, получим $P = I(0) \Sigma e^{2\chi'}$. В этом случае величина:

$$\begin{aligned} \left\langle \left(\ln \frac{P}{P_0} \right)^2 \right\rangle &= \left\langle \left(\ln \frac{I(0) \Sigma e^{2\chi'}}{P_0} \right)^2 \right\rangle = \\ &= \left\langle \left(\ln e^{2\chi'} \right)^2 \right\rangle = 4 \langle \chi'^2 \rangle, \end{aligned} \quad (4)$$

где учтено $P_0 = I(0) \Sigma$.

Введем безразмерную характеристику мерцания принимаемого радиосигнала:

$$G = \frac{1}{4 \langle \chi'^2 \rangle} \left\langle \left(\ln \frac{P}{P_0} \right)^2 \right\rangle. \quad (5)$$

Преобразуем второй сомножитель в формуле (5):

$$\begin{aligned} \left\langle \left(\ln \frac{P}{P_0} \right)^2 \right\rangle &= \langle (\ln P - \ln P_0)^2 \rangle = \\ &= \langle (\ln P)^2 - 2 \ln P \ln P_0 + (\ln P_0)^2 \rangle = \\ &= \langle (\ln P)^2 \rangle - 2 \ln P \langle \ln P \rangle + \langle (\ln P)^2 \rangle = \\ &= \langle (\ln P)^2 \rangle - \langle \ln P \rangle^2 = \ln \left(\langle P^2 \rangle - \langle P \rangle^2 \right) = \ln \frac{\langle P^2 \rangle}{\langle P \rangle^2}. \end{aligned} \quad (6)$$

При выводе (6) использовано соотношение $\ln P_0 = \langle \ln P \rangle$, а также принято, что величина P логарифмически нормальная.

Таким образом, формула (5) преобразуется к виду

$$G = \frac{1}{4\langle\chi^2\rangle} \ln \frac{\langle P^2 \rangle}{\langle P \rangle^2} = \frac{1}{4\langle\chi^2\rangle} \ln \frac{\langle P^2 \rangle}{\langle I \rangle^2 \Sigma^2}. \quad (7)$$

2. Корреляционная функция флуктуаций интенсивности радиосигнала

Рассмотрим корреляционную функцию флуктуаций интенсивности принимаемого радиосигнала:

$$B_{II}(|X_1 - X_2|, \rho) = \langle I(X_1 - \langle I \rangle) I(X_2 - \langle I \rangle) \rangle, \quad (8)$$

где $\rho = \sqrt{Y^2 + Z^2}$ – радиальная координата, которую в аргументах для интенсивностей не указываем.

Учитывая

$$\begin{aligned} \langle I(X_1 - \langle I \rangle) I(X_2 - \langle I \rangle) \rangle &= \\ &= \langle I(X_1) I(X_2) - \langle I \rangle^2 \rangle = \langle I(X_1) I(X_2) \rangle - \langle I \rangle^2, \end{aligned}$$

найдем:

$$\begin{aligned} \langle P^2 \rangle &= \iint_{\Sigma} \langle I(X_1) I(X_2) \rangle dX_1 dX_2 = \\ &= \langle I \rangle^2 \Sigma^2 + \iint_{\Sigma} B_{II}(|X_1 - X_2|, \rho) dX_1 dX_2 \rho d\rho d\varphi, \end{aligned} \quad (9)$$

где φ – угловая координата в плоскости приемной антенны.

Рассмотрим флуктуацию интенсивности принимаемого сигнала в поперечном сечении приемной антенны радиуса R , рис. 2.

Рассмотрим две области 3 и 4 в поперечном сечении радиосигнала. Интенсивности в этих областях немного отличаются друг от друга – флуктуация интенсивностей. Примем обе области круговые с радиусом R . Предположим, что область 4 частично перекрывает область 3, так что окружность области 4 проходит через центр области 3. Хотя точная реализация такой модели на практике маловероятна, она позволяет рассчитать радиальную корреляцию интенсивностей радиосигнала. В данной модели корреляция интенсивностей возникнет на удвоенной площади заштрихованного сегмента, рис. 2. Площадь произвольного сегмента 5 можно найти, вычтя из площади сектора с углом 2φ площадь равностороннего треугольника с вершинным углом 2φ :

$$S_5 = \varphi R^2 - \frac{1}{2} \rho^2 \sin 2\varphi = \quad (10)$$

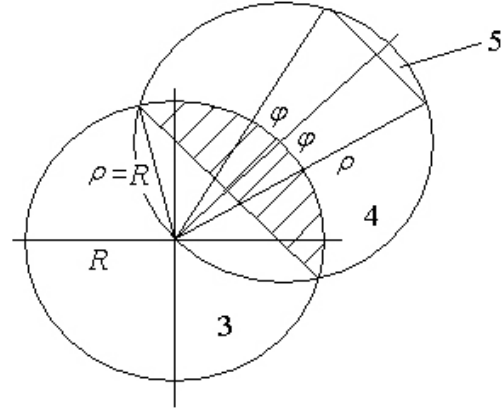


Рис. 2. К расчету корреляции флуктуаций интенсивности радиосигнала в поперечном сечении антенны
Fig. 2. To the calculation of the correlation of fluctuations in the intensity of the radio signal in the cross section of the antenna

$$\begin{aligned} &= \varphi R^2 - \rho^2 \cos \varphi \sqrt{1 - \cos^2 \varphi} = \\ &= R^2 \left(\varphi - \frac{\rho^2}{R^2} \cos \varphi \sqrt{1 - \cos^2 \varphi} \right). \end{aligned}$$

Для удвоенного заштрихованного сегмента $\rho = R$, поэтому формулу (10) можно переписать в виде

$$S_5 = R^2 \left(\varphi - \cos \varphi \sqrt{1 - \cos^2 \varphi} \right). \quad (11)$$

Обозначим $\cos \varphi = t$. Поэтому удвоенную заштрихованную площадь $2S_5$ можно записать в виде

$$2S_5 = 2R^2 \left(\arccos t - t \sqrt{1 - t^2} \right). \quad (12)$$

Фактически с помощью формулы (12) мы геометрическим способом нашли интеграл в формуле (9) по переменной $\rho = 2Rt$. Следовательно:

$$\begin{aligned} \langle P^2 \rangle &= \iint_{\Sigma} \langle I(X_1) I(X_2) \rangle dX_1 dX_2 = \\ &= \langle I \rangle^2 \Sigma^2 + 16 \Sigma \iint_{\Sigma} B_{II}(|X_1 - X_2|, 2Rt) S_5 dX_1 dX_2 dt. \end{aligned} \quad (13)$$

Учитывая (12), формулу (9) можно переписать в виде

$$\begin{aligned} \langle P^2 \rangle &= \langle I \rangle^2 \Sigma^2 + \frac{16}{\pi} \Sigma^2 \iint_{X_1, X_2} \int_0^1 B_{II}(|X_1 - X_2|, 2Rt) \times \\ &\times \left(\arccos t - t \sqrt{1 - t^2} \right) t dt dX_1 dX_2. \end{aligned} \quad (14)$$

Подобная формула, найденная несколько более формальным путем, была получена в [8].

Подставляя (14) в (7), найдем:

$$G = \frac{1}{4\langle\chi'^2\rangle} \ln \left(1 + \frac{16}{\pi} \iint_{X_1, X_2} \int_0^1 \frac{B_{II}(|X_1 - X_2|, 2Rt)}{\langle I \rangle^2} \times \right. \quad (15)$$

$$\left. \times \left(\arccost - t\sqrt{1-t^2} \right) t dt dX_1 dX_2 \right).$$

Замечаем, что интеграл:

$$\frac{16}{\pi} \int_0^1 \left(\arccost - t\sqrt{1-t^2} \right) t dt = 1, \quad (16)$$

и, подставляя в (15) вместо единицы значение (16), преобразуем формулу (15) к виду

$$G = \frac{1}{4\langle\chi'^2\rangle} \ln \left(\frac{16}{\pi} \iint_{X_1, X_2} \int_0^1 \left(1 + \frac{B_{II}(|X_1 - X_2|, 2Rt)}{\langle I \rangle^2} \right) \times \right. \quad (17)$$

$$\left. \times \left(\arccost - t\sqrt{1-t^2} \right) t dt dX_1 dX_2 \right).$$

Проведем интегрирование корреляционной функции $B_{II}(|X_1 - X_2|, 2Rt)$ в продольном направлении. Учитывая $I(X) = I(0)e^{2\chi'(X)}$, преобразуем в (9) среднее значение:

$$\begin{aligned} \langle I(X_1)I(X_2) \rangle &= \langle I \rangle^2 + B_{II}(|X_1 - X_2|) = \\ &= I^2(0) \langle \exp(2\chi'(X_1) + 2\chi'(X_2)) \rangle = \\ &= I^2(0) \exp \left\langle 2(\chi'(X_1) + \chi'(X_2))^2 \right\rangle. \end{aligned} \quad (18)$$

Последнее равенство справедливо для нормального двумерного совместного распределения случайных величин $\chi'(X_1)$ и $\chi'(X_2)$. Для нормально распределенной случайной величины справедливо соотношение $\langle \exp(2\chi') \rangle = \exp(2\langle\chi'^2\rangle)$.

Проведем дальнейшие преобразования формулы (18):

$$\begin{aligned} \langle I \rangle^2 + B_{II}(|X_1 - X_2|) &= \\ &= I^2(0) \exp \left\langle 2(\chi'(X_1) + \chi'(X_2))^2 \right\rangle = \\ &= I^2(0) \exp \left\langle (2\chi'^2(X_1) + 2\chi'^2(X_2))^2 + \right. \\ &\quad \left. + 4\chi'(X_1)\chi'(X_2) \right\rangle = I^2(0) \exp \left\langle 4\chi'^2 + 4B_{\chi\chi} \right\rangle, \end{aligned} \quad (19)$$

где $B_{\chi\chi} = \langle \chi'(X_1)\chi'(X_2) \rangle$ – двухточечные корреляционные соотношения амплитудных пульсаций электромагнитной волны за счет турбулентности атмосферы [11].

Вместо корреляционной функции $B_{\chi\chi} = \langle \chi'(X_1)\chi'(X_2) \rangle$ используем корреляционную функцию флуктуаций логарифма амплитуды в виде

$$R_{\chi\chi}(|X_1 - X_2|) = \frac{B_{\chi\chi}(|X_1 - X_2|)}{\langle\chi'^2\rangle}. \quad (20)$$

Следовательно, формулу (19) можно записать в виде

$$\begin{aligned} \langle I \rangle^2 + B_{II}(|X_1 - X_2|) &= \\ &= I^2(0) \exp \left\langle 4\chi'^2 (1 + R_{\chi\chi}(|X_1 - X_2|)) \right\rangle. \end{aligned} \quad (21)$$

Учитывая $\langle I \rangle = I(0) \exp \left(2\langle\chi'^2\rangle \right)$, имеем:

$$B_{II}(|X_1 - X_2|) = \frac{\langle I \rangle^2}{\exp \left(4\langle\chi'^2\rangle \right)} \times \quad (22)$$

$$\begin{aligned} &\times \left(\exp \left\langle 4\chi'^2 (1 + R_{\chi\chi}(|X_1 - X_2|)) \right\rangle - \langle I \rangle^2 \right) = \\ &= \langle I \rangle^2 \left(\exp \left\langle 4\chi'^2 R_{\chi\chi}(|X_1 - X_2|) \right\rangle - 1 \right) = \\ &= \langle I \rangle^2 \left(\exp \left(\left\langle 4\chi'^2 \right\rangle R_{\chi\chi}(|X_1 - X_2|) \right) - 1 \right). \end{aligned}$$

Подставляя формулу (22) в (17) и используя $B_{II}(|X_1 - X_2|, 2Rt) = B_{II}(|X_1 - X_2|)B_{II}(2Rt)$, найдем радиальную зависимость функции:

$$\begin{aligned} G(R) &= \frac{1}{4\langle\chi'^2\rangle} \times \\ &\times \ln \left(\frac{16}{\pi} \iint_{X_1, X_2} \int_0^1 \left(\exp \left(\left\langle 4\chi'^2 \right\rangle R_{\chi\chi}(|X_1 - X_2|, 2Rt) \right) \right) \times \right. \\ &\times \left(\arccost - t\sqrt{1-t^2} \right) t dt dX_1 dX_2 \Big) = \\ &= \frac{1}{4\langle\chi'^2\rangle} \ln \left(\frac{16}{\pi} \int_0^1 \exp \left(\left\langle 4\chi'^2 \right\rangle R_{\chi\chi}(2Rt) \right) \times \right. \\ &\times \left(\arccost - t\sqrt{1-t^2} \right) t dt \Big). \end{aligned} \quad (23)$$

В формуле (23) интегрирование по координатам X_1 и X_2 не проводится.

Учитывая $B_{\chi\chi} = \langle\chi'^2\rangle R_{\chi\chi}$ и $B_{nn} = \mu B_{\chi\chi}$ [11], где B_{nn} – двухточечная корреляция турбулентных флуктуаций показателя преломления, μ – посто-

янный масштабный коэффициент пропорциональности, формулу (23) можно записать в виде

$$G(R) = \frac{1}{4\langle\chi^{1/2}\rangle} \ln \left(\frac{16}{\pi} \int_0^1 \exp \left(\frac{4}{\mu} B_{nn}(2Rt) \right) \times \right. \quad (24)$$

$$\left. \times \left(\arccos t - t\sqrt{1-t^2} \right) t dt \right).$$

При малых величинах t подынтегральная функция в (24) равна $\exp \left(\frac{4}{\mu} B_{nn}(2Rt) \right) \frac{\pi}{2} t$, поэтому формулу (24) можно записать в виде

$$G(R) = \frac{1}{4\langle\chi^{1/2}\rangle} \ln \left(8 \int_0^1 \exp \left(\frac{4}{\mu} B_{nn}(2Rt) \right) t dt \right). \quad (25)$$

3. Корреляционная функция атмосферных турбулентных флуктуаций

Фурье-спектр двухточечной корреляции турбулентных флуктуаций показателя преломления имеет вид [11]:

$$B_{nn}(2Rt) = \int e^{-i\zeta \rho} F_{nn}(\zeta, \rho) d\zeta = \quad (26)$$

$$= \int_0^\zeta e^{-i\zeta 2Rt} F_{nn}(\zeta, 2Rt) d\zeta,$$

где ζ – волновой вектор турбулентных пульсаций.

Пренебрегая зависимостью функции F_{nn} от радиальной координаты $\rho = 2Rt$, принимаем $F_{nn}(\zeta) \approx \beta \zeta^{1/3}$, где β – постоянный коэффициент. Данный закон в основном отражает турбулентную инерционную область [11]. Турбулентность в этой области находится в статистическом равновесии: поток энергии от более крупных турбулентных вихрей к более мелким определяется вязкой диссипацией самых мелких вихрей.

Используя также действительную часть экспоненты в формуле (26), имеем:

$$B_{nn}(2Rt) = \beta \int_0^\zeta \zeta^{1/3} \cos(2\zeta Rt) d\zeta. \quad (27)$$

Интеграл (27) в квадратурах точно найти невозможно, поэтому используем разложение $\cos(2\zeta Rt) = 1 - 2\zeta^2 R^2 t^2$. В этом случае:

$$B_{nn}(2Rt) = \beta \int_0^\zeta \zeta^{1/3} (1 - 2\zeta^2 R^2 t^2) d\zeta = \quad (28)$$

$$= \beta \left(\frac{3}{4} \zeta^{4/3} - \frac{6}{10} \zeta^{10/3} R^2 t^2 \right).$$

Подставляя (28) в (25), найдем:

$$G(R) = \quad (29)$$

$$= \frac{1}{4\langle\chi^{1/2}\rangle} \ln \left(8 \int_0^1 \exp \left(\frac{4}{\mu} \beta \left(\frac{3}{4} \zeta^{4/3} - \frac{6}{10} \zeta^{10/3} R^2 t^2 \right) \right) t dt \right) =$$

$$= \frac{1}{4\langle\chi^{1/2}\rangle} \ln \left(\frac{5\mu}{\left(\frac{10}{3\beta\zeta^{10/3} R^2} \right)} \exp \left(\frac{3}{\mu} \beta \zeta^{4/3} \right) \times \right.$$

$$\left. \times \left(1 - \exp \left(-\frac{12}{5\mu} \beta \zeta^{10/3} R^2 \right) \right) \right).$$

Эта формула довольно сложна для анализа. Упростим ее, разложив последнюю экспоненту в ряд $e^\delta = 1 + \delta$. В результате получим:

$$G(R) = \frac{1}{4\langle\chi^{1/2}\rangle} \ln \left(4 \exp \left(\frac{3}{\mu} \beta \zeta^{4/3} \right) \right) = \quad (30)$$

$$= \frac{1}{4\langle\chi^{1/2}\rangle} \left(\ln 4 + \frac{3\beta}{\mu} \zeta^{4/3} \right).$$

Учитывая (5), находим зависимость характеристики мерцания радиосигнала от волнового числа турбулентных пульсаций:

$$\left\langle \left(\ln \frac{P}{P_0} \right)^2 \right\rangle = 4\langle\chi^{1/2}\rangle G = \quad (31)$$

$$= \ln 4 + \frac{3\beta}{\mu} \zeta^{4/3} = 1,386 + \frac{3\beta}{\mu} \zeta^{4/3}.$$

На рис. 3 показан график зависимости по формуле (31), построенный при условии $\beta = \mu$. Размерность отношения $[\beta/\mu] = \text{м}^{4/3}$. Отклонение первого слагаемого от нуля связано с общей приближенностью теоретического анализа. Должно выполняться условие: при $\zeta = 0$ (бесконечно большие турбулентные пульсации) характеристика

$$\text{мерцания } \left\langle \left(\ln \frac{P}{P_0} \right)^2 \right\rangle = 0, \text{ т. к. } P = P_0.$$

Из рис. 3. видно, что при росте волнового числа турбулентных пульсаций наблюдается увеличение мерцания радиосигнала, воспринимаемого при-

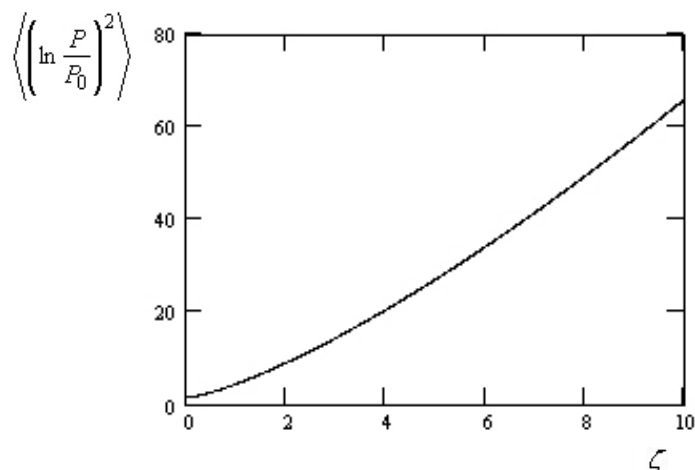


Рис. 3. Зависимость характеристики мерцания радиосигнала на приемной антенне от волнового числа турбулентных пульсаций атмосферы

Fig. 3. Dependence of the characteristics of the scintillation of the radio signal at the receiving antenna on the wave number of turbulent atmospheric pulsations

емной антенной. В действительности график должен начинаться из точки (0,0).

Влияние турбулентных пульсаций на радиосигнал максимально в том случае, когда длина электромагнитной волны близка к масштабу турбулентных пульсаций. В атмосфере имеются турбулентные пульсации самых разных масштабов. В таблице показаны примерные границы масштабов турбулентных пульсаций в тропосфере, стратосфере и ионосфере [6].

Турбулентные пульсации различных масштабов не существуют отдельно друг от друга. Турбулентные пульсации больших масштабов включают в себя турбулентные пульсации более малых масштабов.

Таким образом, масштабы турбулентных пульсаций покрывают любые диапазоны длин радиоволн [12], в частности СВЧ-излучение с длиной волны $\lambda = 1\text{--}10$ см и УКВ-излучение с длиной волны $\lambda = 10$ см – 10 м. Воздействие турбулентности осуществляется также на диапазоны длинных волн $\lambda = 10\text{--}1$ км, средних волн $\lambda = 1$ км – 100 м и коротких волн $\lambda = 100$ м – 10 м.

Заключение

Турбулентные явления в атмосфере, связанные с пульсациями показателя преломления, оказывают влияние на прохождение радиосигнала. Они могут привести к искажению передаваемой информации за счет флуктуаций амплитуды и фазы электромагнитной волны, которая передает радиосигнал. Существенное значение имеют флуктуации интенсивности электромагнитной волны, приводящие к мерцанию радиосигнала на при-

Таблица. Примерные границы масштабов турбулентных пульсаций в тропосфере, стратосфере и ионосфере

Table. Approximate boundaries of the scales of turbulent pulsations in the troposphere, stratosphere and ionosphere

Среда	λ_m	λ_0
Тропосфера	1,4 км	1 см
Стратосфера	3 км	0,5 см
Ионосфера	20 км	10 м

емной антенне. В работе введено понятие характеристики мерцания радиосигнала как среднего по сечению приемной антенны значения случайной величины – дисперсии логарифма мощности радиосигнала.

Турбулентность атмосферы представляет собой сложное физическое явление. Масштабы турбулентных пульсаций очень различаются по величине – от 0,5 см до 20 км. При этом турбулентные пульсации малых масштабов входят как составляющие в турбулентные пульсации больших масштабов. Наибольшее влияние на радиосигнал турбулентность атмосферы оказывает, когда длина электромагнитной волны сравнима с масштабом турбулентных пульсаций.

В работе удалось рассчитать ситуацию, когда размер турбулентной пульсации занимает определенный сегмент круговой принимающей антенны. В этом случае получаются довольно простые соотношения для корреляционной функции флуктуаций интенсивности принимаемого радиосигнала. При использовании Фурье-спектра двухточечной корреляции турбулентных флуктуаций показателя преломления в т. н. инерционной области

турбулентности найдена связь характеристики мерцания радиосигнала на приемной антенне от волнового числа турбулентных пульсаций атмосферы. При росте волнового числа турбулентных пульсаций возрастает характеристика мерцания радиосигнала.

Список литературы

1. Концепция глобально-интегрированной инфраструктуры пространственно-территориального развития как основа Генеральной схемы развития сетей связи Российской Федерации в рамках плана мероприятий по направлению «Информационная инфраструктура» программы «Цифровая экономика Российской Федерации» / С.А. Попов [и др.] // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2019. Т. 22, № 1. С. 67–79. DOI: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2019.22.1.67-79>
2. Некоторые особенности взаимодействия радиосигнала с турбулентной атмосферой / Д.С. Ключев [и др.] // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2022. Т. 25, № 4. С. 122–128. DOI: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2022.25.4.122-128>
3. Нестеров В.И. Влияние солнечной активности на фазу принимаемого сигнала ОНЧ-диапазона // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2019. Т. 22, № 3. С. 21–26. DOI: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2019.22.3.21-26>
4. Нестеров В.И. Сравнительный анализ данных о внезапных ионосферных возмущениях // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2018. Т. 21, № 1. С. 17–22. URL: <https://journals.ssau.ru/pwp/article/view/7061>
5. Потапов А.А. Анализ и синтез топологических радиолокационных обнаружителей малоcontrastных целей на фоне интенсивных помех от земли, моря и осадков как новая ветвь теории статистических решений // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2016. Т. 19, № 4. С. 19–29. URL: <https://journals.ssau.ru/pwp/article/view/7126>
6. Распространение радиоволн / О.И. Яковлев [и др.]. М.: Ленанд, 2019. 496 с.
7. Кравцов Ю.А., Фейзулин З.И., Виноградов А.Г. Прохождение радиоволн через атмосферу. М.: Радио и связь, 1983. 224 с.
8. Татарский В.И. Распространение волн в турбулентной атмосфере. М.: Наука, 1967. 548 с.
9. Монин А.С., Яглом А.М. Статистическая гидромеханика. Т. 2. М.: Наука, 1967. 720 с.
10. Неганов В.А., Ключев Д.С., Табаков Д.П. Устройства СВЧ и антенны: Теория и техника антенн. Ч. 2. М.: Ленанд, 2020. 728 с.
11. 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>
12. Электродинамика и распространение радиоволн / В.А. Неганов [и др.]. М.: Радиотехника, 2007. 476 с.

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>

Краснов Сергей Викторович, доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой медицинской физики, математики и информатики Самарского государственного медицинского университета, г. Самара, Россия. Автор более 100 научных работ.

Область научных интересов: биофизика, информационные технологии в медицине, теория искусственного интеллекта.

E-mail: s.v.krasnov@samsmu.ru

ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-5437-3062>

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

2023, vol. 26, no. 3, pp. 11–19

DOI 10.18469/1810-3189.2023.26.3.11-19
UDC 532.537
Original Research

Received 18 March 2023
Accepted 19 April 2023
Published 27 September 2023

Flickering of a radio-signal due to an atmospheric turbulence

Dmitriy S. Klyuev¹ , Andrey N. Volobuev² , Sergei V. Krasnov² ,
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. Turbulent fluctuations of the refractive index in the atmosphere lead to distortions during the passage of the radio signal. This can lead to distortion of the transmitted information due to the resulting fluctuations of the amplitude, phase and intensity of the electromagnetic wave that transmits the radio signal. Fluctuations in the intensity of the radio signal lead to flickering of the radio signal on the receiving antenna due to turbulent phenomena in the atmosphere, which are a complex multifunctional physical phenomenon. **Aim.** The problem of fluctuation of the intensity of the radio signal at the receiving antenna due to atmospheric turbulence is considered – the flicker of the radio signal. This problem is currently extremely actual, because there is a tendency of active, negative interference in the process of high-quality transmission of the radio signal on the background of naturally caused turbulent fluctuations. **Methods.** A theoretical analysis of the passage of a radio signal through a turbulent atmosphere is carried out. The spatial correlation function of fluctuations in the intensity of the received radio signal due to atmospheric turbulence is investigated. **Results.** The concept of the radio signal flicker characteristic is introduced as the average value of a random variable over the cross section of the receiving antenna – the dispersion of the logarithm of the radio signal power. A model of the occurrence of fluctuations in the case of two regions in the cross section of the receiving antenna with different levels of radio signal intensity is calculated. The correlation function for this model is found. **Conclusion.** Based on the Fourier-spectrum expansion of the two-point spatial correlation function of turbulent fluctuations of the refractive index, the dependence of the flicker characteristic of the radio signal on the wave number of turbulent fluctuations of the atmosphere is found. It is shown that the turbulence of the atmosphere has the greatest effect on the radio signal when the length of the electromagnetic wave is comparable to the scale of turbulent fluctuations.

Keywords – atmospheric turbulence; radio-signal; radio wave; fluctuations of intensity; two-point spatial turbulent correlations; Fourier spectrum.

✉ volobuev47@yandex.ru (Andrey N. Volobuev)

 © Dmitriy S. Klyuev et al., 2023

References

1. S. A. Popov et al., “The concept of a global-integrated infrastructure of spatial and territorial development as the basis of the General scheme for the development of communication networks of the Russian Federation in the framework of the action plan for the «Information infrastructure» program of the «Digital economy of the Russian Federation»,” *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 22, no. 1, pp. 67–79, 2019, doi: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2019.22.1.67-79>. (In Russ.)
2. D. S. Klyuev et al., “Some features of a radio signal interaction with a turbulent atmosphere,” *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 25, no. 4, pp. 122–128, 2022, doi: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2022.25.4.122-128>. (In Russ.)
3. V. I. Nesterov, “Influence of solar activity on the phase of the received signal VLF range,” *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 22, no. 3, pp. 21–26, 2019, doi: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2019.22.3.21-26>. (In Russ.)
4. V. I. Nesterov, “Comparative analysis on sudden ionospheric disturbance,” *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 21, no. 1, pp. 17–22, 2018, url: <https://journals.ssau.ru/pwp/article/view/7061>. (In Russ.)
5. A. A. Potapov, “Analysis and synthesis of topological radar detectors of low-contrast targets against the background of high intensity noise from the earth, sea and precipitation as the new branch of the statistical decision theory,” *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 19, no. 4, pp. 19–29, 2016, url: <https://journals.ssau.ru/pwp/article/view/7126>. (In Russ.)
6. O. I. Yakovlev et al., *Propagation of Radio Waves*. Moscow: Lenand, 2019. (In Russ.)
7. Yu. A. Kravtsov, Z. I. Feyzulin, and A. G. Vinogradov, *Passage of Radio Waves Through the Atmosphere*. Moscow: Radio i svyaz', 1983. (In Russ.)
8. V. I. Tatarskiy, *Wave Propagation in a Turbulent Atmosphere*. Moscow: Nauka, 1967. (In Russ.)
9. A. S. Monin and A. M. Yaglom, *Statistical Hydromechanics*, vol. 2. Moscow: Nauka, 1967. (In Russ.)
10. V. A. Neganov, D. S. Klyuev, and D. P. Tabakov, *Microwave Devices and Antennas: Antenna Theory and Technique*, p. 2. Moscow: Lenand, 2020. (In Russ.)

11. 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.)
12. V. A. Neganov et al., *Electrodynamics and Propagation of Radio Waves*. Moscow: Radiotekhnika, 2007. (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>

Sergei V. Krasnov, Doctor of Technical Sciences, professor, chief of the Department of Medical Physics, Mathematics and Informatics, Samara State Medical University, Samara, Russia. Author of over 100 scientific papers.

Research interests: biophysics, information technologies in medicine, theory of artificial intellect.

E-mail: s.v.krasnov@samsmu.ru

ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-5437-3062>

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>

Параметрический синтез различных радиоустройств с заданным количеством каскадов типа «комплексный четырёхполюсник – нелинейная часть»

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 четырёхполюсники. Решена также задача многокаскадных радиоустройств с реактивными четырёхполюсниками. Изменение базиса для согласующих четырёхполюсников 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 «согласующий комплексный четырёхполюсник – нелинейная часть» 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 четырёхполюсников, 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 четырёхполюсников 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 комплексных четырёхполюсников; 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 направле-

нию падающей волны, выполнен в виде проводящего экрана, то ПСС является отражающей. В этом случае ПСС может быть использована в качестве основы для построения перспективной курсо-глизсадной 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.

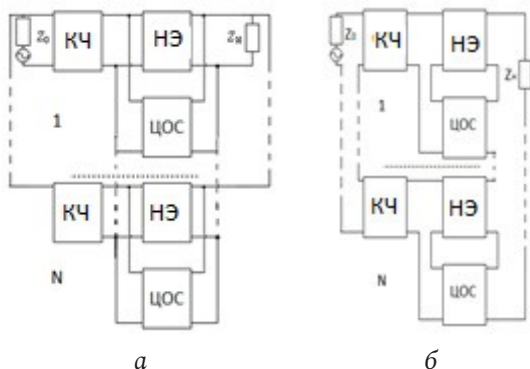


Рис. 1. Структурные схемы многокаскадных радиоустройств с параллельной по напряжению (а) и последовательной по току (б) цепями обратной связи, включенными между комплексными четырехполюсниками и нагрузкой
Fig. 1. Structural diagrams of multi-stage radio devices with parallel voltage (a) and series current (b) feedback circuits connected between complex quadripoles and the load

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 параметрами [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 «комплексный четырехполюсник (КЧ) – нелинейная часть (НЧ)». 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).

Комплексный четырехполюсник характеризуется искомыми комплексными элементами классической матрицы передачи a, b, c, d .

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].

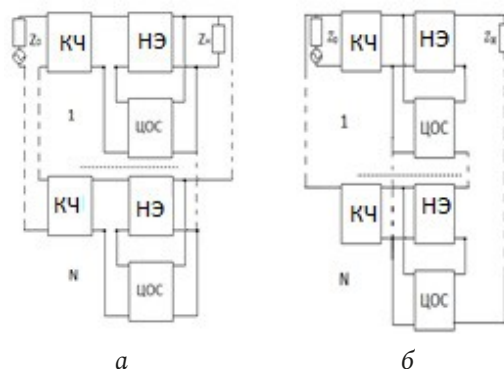


Рис. 2. Структурные схемы многокаскадных радиоустройств с последовательной по напряжению (а) и параллельной по току (б) цепями обратной связи, включенными между КЧ и нагрузкой
Fig. 2. Structural diagrams of multi-stage radio devices with serial voltage (a) and parallel current (b) feedback circuits connected between the HF and the load

1. Алгоритм параметрического синтеза

Используя метод декомпозиции, матричное представление отдельных четырехполюсников и их соединений, найдем передаточные функции для указанных схем [9].

Передаточная функция для схемы, представленной на рис. 1, а, имеет следующий вид (здесь и далее аргументы опущены):

$$H = \frac{Nz_n}{(b + Ndz_0)(d_y + Nc_yz_n) + H_1}, \quad (1)$$

где $H_1 = (a + Ncz_0)(b_y + Na_yz_n)$; a_y, b_y, c_y, d_y – комплексные элементы классической матрицы передачи НЧ; N – количество каскадов типа «КЧ – НЧ».

Передаточная функция для схемы, показанной на рис. 1, б:

$$H = \frac{Nz_n}{(Nd_y + c_yz_n)(Nb + dz_0) + H_2}, \quad (2)$$

где $H_2 = (Nb_y + a_yz_n)(Na + cz_0)$.

Передаточная функция для схемы, изображенной на рис. 2, а:

$$H = \frac{Nz_n}{(d_y + Nc_yz_n)(dz_0 + Nb) + H_3}, \quad (3)$$

где $H_3 = (cz_0 + Na)(b_y + Na_yz_n)$.

Передаточная функция для схемы, представленной на рис. 2, б:

$$H = \frac{Nz_n}{(Nd_y + c_yz_n)(b + Ndz_0) + H_4}, \quad (4)$$

где $H_4 = (a + Ncz_0)(Nb_y + a_yz_n)$.

Предъявим требования к зависимостям модулей и фаз передаточных функций от частоты:

$$H = m(\cos \varphi + j \sin \varphi). \quad (5)$$

Подставим (1) в (5). Получим комплексную взаимосвязь между элементами классической матрицы передачи КЧ, оптимальную по критерию обеспечения заданных частотных характеристик радиоустройства (рис. 1, а):

$$a = Bb + Cc + Dd + E, \quad (6)$$

где

$$B = \frac{-(d_y + Nc_y z_h)}{b_y + Na_y z_h} = b_r + jb_x;$$

$$C = -Nz_0 = c_r + jc_x;$$

$$D = -\frac{Nz_0(d_y + Nc_y z_h)}{b_y + Na_y z_h} = d_r + jd_x;$$

$$E = \frac{Nz_h}{m[\cos(\varphi) + j \sin(\varphi)](b_y + Na_y z_h)} = e_r + je_x;$$

m , φ – заданные зависимости модуля и фазы передаточной функции H от частоты.

Для остальных схем (рис. 1, б, 2, а, б) это решение можно также представить в виде (6). Отличие состоит лишь в коэффициентах. Коэффициенты для (6), соответствующие рис. 1, б:

$$B = \frac{-j(Nd_y + c_y z_h)}{Nb_y + a_y z_h} = b_r + jb_x; \quad (7)$$

$$C = -\frac{jz_0}{N} = c_r + jc_x;$$

$$D = -\frac{z_0(Nd_y + c_y z_h)}{Nb_y + a_y z_h} = d_r + jd_x;$$

$$E = \frac{z_h}{m[\cos(\varphi) + j \sin(\varphi)](Nb_y + a_y z_h)} = e_r + je_x.$$

Коэффициенты для (6), оптимальные для рис. 2, а:

$$B = \frac{-j(d_y + Nc_y z_h)}{b_y + Na_y z_h} = b_r + jb_x; \quad (8)$$

$$C = -\frac{jz_0}{N} = c_r + jc_x;$$

$$D = -\frac{z_0(d_y + Nc_y z_h)}{N(b_y + Na_y z_h)} = d_r + jd_x;$$

$$E = \frac{z_h}{m[\cos(\varphi) + j \sin(\varphi)](b_y + Na_y z_h)} = e_r + je_x.$$

Коэффициенты для (6), удовлетворяющие исходному уравнению при использовании рис. 2, б:

$$B = \frac{-j(Nd_y + c_y z_h)}{Nb_y + a_y z_h} = b_r + jb_x; \quad (9)$$

$$C = -jNz_0 = c_r + jc_x;$$

$$D = -\frac{Nz_0(Nd_y + c_y z_h)}{Nb_y + a_y z_h} = d_r + jd_x;$$

$$E = \frac{Nz_h}{m[\cos(\varphi) + j \sin(\varphi)](Nb_y + a_y z_h)} = e_r + je_x.$$

Алгоритм синтеза для радиоустройств с неодинаковыми каскадами типа «КЧ – НЧ» содержит следующие основные положения. Передаточная функция радиоустройства, схема которого показана на рис. 1, а:

$$H = \{z_h[Y_{21}^{oc}(a_n b_y + b_n d_y) + 1] / \{a_n A_0 + b_n B_0 + c_n C_0 + d_n D_0 + (a_n d_n - b_n c_n)E_0 + H_0\}, \quad (10)$$

где

$$A_0 = [Y_{12}^{oc} Y_{21}^{oc} z_0 z_h + (1 + Y_{11}^{oc} z_0)(1 - Y_{22}^{oc} z_h)]b_y + a_y z_h (1 + Y_{11}^{oc} z_0);$$

$$C_0 = z_0[a_y z_h + b_y (1 - Y_{22}^{oc} z_h)];$$

$$B_0 = [Y_{12}^{oc} Y_{21}^{oc} z_0 z_h + (1 + Y_{11}^{oc} z_0)(1 - Y_{22}^{oc} z_h)]d_y + c_y z_h (1 + Y_{11}^{oc} z_0);$$

$$D_0 = z_0[c_y z_h + d_y (1 - Y_{22}^{oc} z_h)];$$

$$H_0 = Y_{12}^{oc} z_0 z_h;$$

$$E_0 = -Y_{21}^{oc} z_0 z_h (a_y d_y - b_y c_y);$$

$$Y_{11}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N Y_{11m}; \quad Y_{12}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N Y_{12m};$$

$$Y_{21}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N Y_{21m}; \quad Y_{22}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N Y_{22m};$$

Y_{11}^{oc} , Y_{12}^{oc} , Y_{21}^{oc} , Y_{22}^{oc} – известные зависимости суммарных элементов матрицы проводимостей всех каскадов (кроме n -го) от частоты.

Передаточная функция радиоустройства, схема которого представлена на рис. 1, б:

$$H = \{z_h[Z_{21}^{oc}(a_y c_n + c_y d_n) + 1] / \{a_n A_0 + b_n B_0 + c_n C_0 + d_n D_0 + (a_n d_n - b_n c_n)E_0 + H_0\}, \quad (11)$$

где

$$A_0 = b_y + a_y(z_h - Z_{22}^{oc}); \quad B_0 = d_y + c_y(z_h - Z_{22}^{oc});$$

$$C_0 = (z_0 + Z_{11}^{oc})[b_y + a_y(z_h - Z_{22}^{oc})] + a_y Z_{12}^{oc} Z_{21}^{oc};$$

$$D_0 = (z_0 + Z_{11}^{oc})[d_y + c_y(z_h - Z_{22}^{oc})] + c_y Z_{12}^{oc} Z_{21}^{oc};$$

$$E_0 = -Z_{21}^{oc}(a_y d_y - b_y c_y); \quad H_0 = Z_{12}^{oc};$$

$$Z_{11}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N Z_{11m}; \quad Z_{12}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N Z_{12m};$$

$$Z_{21}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N Z_{21m}; \quad Z_{22}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N Z_{22m};$$

$Z_{11}^{oc}, Z_{12}^{oc}, Z_{21}^{oc}, Z_{22}^{oc}$ – известные зависимости суммарных элементов матрицы сопротивлений всех каскадов (кроме n -го) от частоты.

Передаточная функция радиоустройства, схема которого изображена на рис. 2, а:

$$H = \{z_n [H_{21}^{oc}(b_y c_n + d_y d_n) + 1] / \{a_n A_0 + b_n B_0 + c_n C_0 + d_n D_0 + (a_n d_n - b_n c_n) E_0 + H_0\}, \quad (12)$$

где

$$\begin{aligned} A_0 &= a_y z_n + b_y (1 - H_{22}^{oc} z_n); \quad H_0 = H_{12}^{oc} z_n; \\ B_0 &= c_y z_n + d_y (1 - H_{22}^{oc} z_n); \quad E_0 = H_{21}^{oc} z_n (a_y d_y - b_y c_y); \\ C_0 &= (z_0 + H_{11}^{oc}) [a_y z_n + b_y (1 - H_{22}^{oc} z_n)] + b_y H_{12}^{oc} H_{21}^{oc} z_n; \\ D_0 &= (z_0 + H_{11}^{oc}) [c_y z_n + d_y (1 - H_{22}^{oc} z_n)] + d_y H_{12}^{oc} H_{21}^{oc} z_n; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} H_{11}^{oc} &= \sum_{m=1, m \neq n}^N H_{11m}; \quad H_{12}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N H_{12m}; \\ H_{21}^{oc} &= \sum_{m=1, m \neq n}^N H_{21m}; \quad H_{22}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N H_{22m}; \end{aligned}$$

$H_{11}^{oc}, H_{12}^{oc}, H_{21}^{oc}, H_{22}^{oc}$ – известные зависимости суммарных элементов смешанной матрицы H всех каскадов (кроме n -го) от частоты.

Передаточная функция радиоустройства, схема которого представлена на рис. 2, б:

$$H = \{z_n [F_{21}^{oc}(a_y a_n + c_y b_n) + 1] / \{a_n A_0 + b_n B_0 + c_n C_0 + d_n D_0 + (a_n d_n - b_n c_n) E_0 + H_0\}, \quad (13)$$

где

$$\begin{aligned} C_0 &= [b_y - a_y (F_{22}^{oc} - z_n)] z_0; \quad H_0 = F_{12}^{oc} z_0; \\ D_0 &= [d_y - c_y (F_{22}^{oc} - z_n)] z_0; \quad F_{11}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N F_{11m}; \\ E_0 &= F_{21}^{oc} z_0 (a_y d_y - b_y c_y); \quad F_{12}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N F_{12m}; \\ A_0 &= (1 + F_{11}^{oc} z_0) [b_y - a_y (F_{22}^{oc} - z_n)] + a_y F_{12}^{oc} F_{21}^{oc} z_0; \\ B_0 &= (1 + F_{11}^{oc} z_0) [d_y - c_y (F_{22}^{oc} - z_n)] + c_y F_{12}^{oc} F_{21}^{oc} z_0; \\ F_{21}^{oc} &= \sum_{m=1, m \neq n}^N F_{21m}; \quad F_{22}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N F_{22m}; \end{aligned}$$

$F_{11}^{oc}, F_{12}^{oc}, F_{21}^{oc}, F_{22}^{oc}$ – известные зависимости суммарных элементов смешанной матрицы F всех каскадов (кроме n -го) от частоты.

Решение указанного выше исходного уравнения для всех вариантов схем имеет вид следующей взаимосвязи между элементами классической матрицы передачи одного из КЧ, оптимальной по критерию обеспечения заданных частотных характеристик:

$$a_n = \frac{(C_1 c_n + B) b_n + D_1 d_n + C_2 c_n + C}{C_1 d_n + D}. \quad (14)$$

При использовании (10) в (5) коэффициенты для (14) имеют вид (схема на рис. 1, а):

$$\begin{aligned} B &= d_y y_{21}^{oc} z_n - B_0 M = b_r + j b_x; \\ C &= z_n - H_0 M = c_r + j c_x; \quad C_1 = E_0 M = c_{1r} + j c_{1x}; \\ C_2 &= -C_0 M = c_{2r} + j c_{2x}; \\ D &= A_0 M - b_y y_{21}^{oc} z_n = d_r + j d_x; \\ D_1 &= -D_0 M = d_{1r} + j d_{1x}; \quad M = m(\cos \varphi + j \sin \varphi). \end{aligned} \quad (15)$$

При учете (11) в исходном уравнении (5) коэффициенты для (14) имеют вид (схема на рис. 1, б):

$$\begin{aligned} B &= -B_0 M = b_r + j b_x; \quad C = z_n - H_0 M = c_r + j c_x; \\ C_1 &= E_0 M = c_{1r} + j c_{1x}; \quad D = A_0 M = d_r + j d_x; \\ C_2 &= a_y z_n Z_{21}^{oc} - C_0 M = c_{2r} + j c_{2x}; \\ D_1 &= c_y z_n Z_{21}^{oc} - D_0 M = d_{1r} + j d_{1x}. \end{aligned} \quad (16)$$

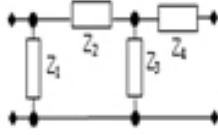
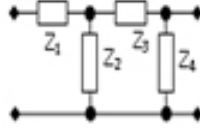
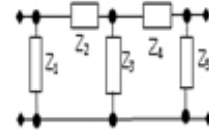
Для варианта применения (12) в исходном уравнении (5) коэффициенты для (14) имеют вид (схема на рис. 2, а):

$$\begin{aligned} B &= -B_0 M = b_r + j b_x; \quad C = z_n - H_0 M = c_r + j c_x; \\ C_1 &= E_0 M = c_{1r} + j c_{1x}; \quad D = A_0 M = d_r + j d_x; \\ C_2 &= b_y z_n H_{21}^{oc} - C_0 M = c_{2r} + j c_{2x}; \\ D_1 &= d_y z_n H_{21}^{oc} - D_0 M = d_{1r} + j d_{1x}. \end{aligned} \quad (17)$$

Если для (5) выбрать вариант (13), то коэффициенты для (14) принимают следующий вид (схема на рис. 2, б):

$$\begin{aligned} B &= c_y z_n F_{21}^{oc} - B_0 M = b_r + j b_x; \\ C &= z_n - H_0 M = c_r + j c_x; \quad D_1 = -D_0 M = d_{1r} + j d_{1x}; \\ C_1 &= E_0 M = c_{1r} + j c_{1x}; \quad C_2 = -C_0 M = c_{2r} + j c_{2x}; \\ D &= A_0 M - a_y z_n F_{21}^{oc} = d_r + j d_x. \end{aligned} \quad (18)$$

Для отыскания выражений для определения параметров типовых схем КЧ необходимо взять известные формулы для элементов a, b, c, d [9], выраженные через сопротивления или проводимости двухполюсников, а также коэффициенты для (6) или (14) с выбранным типом обратной связи. Затем надо решить сформированное таким образом уравнение относительно сопротивления или проводимости одного двухполюсника выбранной схемы КЧ из M двухполюсников. В результате получаются ограничения в виде зависимостей сопротивлений двухполюсников от частоты. Задача реализации этих частотных характеристик в ограниченной полосе частот решена в работе [9]. При синтезе резистивных и смешанных четырехполюсников уравнение (6) или (14) разделяется на действительную и мнимую части. Полученная система двух

Рис. 3. Пример 1 синтезированного КЧ
Fig. 3. An example 1 of a synthesized CQРис. 4. Пример 2 синтезированного КЧ
Fig. 4. An example 2 of a synthesized CQРис. 5. Пример 3 синтезированного КЧ
Fig. 5. An example 3 of a synthesized CQ

уравнений решается относительно сопротивлений или проводимостей двух выбранных двухполюсников одного из четырехполюсников. Параметры остальных двухполюсников и четырехполюсников, свободных от указанных ограничений, выбираются из условия обеспечения других критериев, например из условия обеспечения заданной полосы рабочих частот [9].

2. Результаты параметрического синтеза

Для примера здесь приводятся некоторые из решений, полученных для типовых схем КЧ и схемы радиоустройства (рис. 1, а). Количество решений равно числу двухполюсников в выбранном КЧ. Пусть используются взаимосвязи (6). Если в качестве КЧ выбираются два Г-образных звена (рис. 3), то зависимости его сопротивлений $Z_{1,2,3,4}$ от частоты определяются следующим образом:

$$Z_1 = \{[Z_2(Z_3 + Z_4) + Z_3Z_4]D + C(Z_2 + Z_3)\} / \{Z_2 - C - (D + BZ_2)(Z_3 + Z_4) - (E - 1 + BZ_4)Z_3\}; \quad (19)$$

$$Z_2 = \{(C + DZ_4)(Z_1 + Z_3) + Z_1Z_3(D + E - 1 + BZ_4)\} / \{Z_1 - C - (D + BZ_1)(Z_3 + Z_4)\}; \quad (20)$$

$$Z_3 = \frac{(C + DZ_4)(Z_1 + Z_2) + Z_1Z_2(BZ_4 - 1)}{(1 - D - E)Z_1 - (D + BZ_1)(Z_2 + Z_4) - C}; \quad (21)$$

$$Z_4 = \{[Z_2 - Z_3(E + BZ_2 - 1)]Z_1 - (C + DZ_3)(Z_1 + Z_2) - CZ_3\} / \{DZ_1 + (D + BZ_1)(Z_2 + Z_3)\}. \quad (22)$$

Два обратных Г-образных звена из двухполюсников $Z_{1,2,3,4}$ (рис. 4):

$$Z_1 = \{(C + DZ_4)(Z_2 + Z_3) + [Z_4(E - 1 + BZ_3) - Z_3]Z_2 + CZ_4\} / \{BZ_4(Z_2 + Z_3) - Z_2 - Z_3 - Z_4\}; \quad (23)$$

$$Z_2 = \{(C - Z_1)(Z_3 + Z_4) + Z_3Z_4(D + BZ_1)\} / \{(1 - D - E)Z_4 - C - (Z_1 + Z_3)(BZ_4 - 1)\}; \quad (24)$$

$$Z_3 = \{[Z_4(D + BZ_1 + E - 1) - Z_1]Z_2 + C(Z_2 + Z_4) - Z_1Z_4\} / \{(1 - BZ_4)(Z_1 + Z_2) - C - DZ_4\}; \quad (25)$$

$$Z_4 = \{(C - Z_1)(Z_2 + Z_3) - Z_2Z_3\} / \{(D + BZ_1)(Z_2 + Z_3) + (E + BZ_3 - 1)Z_2 + C - Z_1\}. \quad (26)$$

Г-образное и П-образное звенья из двухполюсников $Z_{1,2,3,4,5}$ (рис. 5):

$$Z_1 = \{(C + DZ_5)[(Z_2 + Z_3)Z_4 + Z_2Z_3] + CZ_5(Z_2 + Z_3)\} / \{Z_3Z_4 - (Z_3 + Z_4) \times [C - Z_2 + Z_5(D + BZ_2)] - Z_{10}\}, \quad (27)$$

$$\text{где } Z_{10} = Z_5[C - Z_2 + Z_3(E - 1 + BZ_4)].$$

$$Z_2 = \{Z_{20} + Z_1Z_3[C - Z_4 + Z_5(D + E - 1 + BZ_4)]\} / \{(Z_1 - C)(Z_3 + Z_4 + Z_5) - Z_5(D + BZ_1)(Z_3 + Z_4)\}, \quad (28)$$

$$\text{где } Z_{20} = [DZ_4Z_5 + C(Z_4 + Z_5)](Z_1 + Z_3).$$

$$Z_3 = \{(Z_4 + Z_5 - BZ_4Z_5)Z_1Z_2 - (Z_1 + Z_2)[(Z_4 + Z_5)C + DZ_4Z_5]\} / \{C - Z_1 + Z_5(D + BZ_1)(Z_2 + Z_4) + Z_1(C + DZ_5) + Z_{30}\}, \quad (29)$$

$$\text{где } Z_{30} = Z_5[C + Z_1(E - 1)].$$

$$Z_4 = \{(E + BZ_2 - 1)Z_5 - Z_2\}Z_1Z_3 + Z_5(CZ_3 - Z_1Z_2) + Z_{40}\} / \{Z_1 - C - Z_5(D + BZ_1)(Z_2 + Z_3) - Z_1(C + DZ_5)\}, \quad (30)$$

$$\text{где } Z_{40} = [C(Z_3 + Z_5) + DZ_3Z_5](Z_1 + Z_2).$$

$$Z_5 = \{[Z_1Z_2 - C(Z_1 + Z_2)](Z_3 + Z_4) - Z_3Z_4(C - Z_1)\} / \{C + D(Z_3 + Z_4)(Z_1 + Z_2) + Z_1Z_2[B(Z_3 + Z_4) - 1] + Z_{50}\}, \quad (31)$$

$$\text{где } Z_{50} = [C + Z_1(E + BZ_4 - 1) + DZ_4]Z_3.$$

Пусть используются взаимосвязи (14). Если в качестве КЧ выбраны два Г-образных звена (рис. 3), то зависимости его сопротивлений $Z_{1,2,3,4}$ от частоты определяются следующим образом:

$$Z_1 = \{(C_2 + D_1Z_4)(Z_2 + Z_3) + Z_2Z_3D_1\} / \{D(Z_2 + Z_3) - C_2 - Z_3(C - C_1 + BZ_4) - (D_1 + BZ_2)(Z_3 + Z_4)\}; \quad (32)$$

$$Z_2 = \{(C_1 - C + D - D_1 - BZ_4)Z_1Z_3 - (C_2 + D_1Z_4)(Z_1 + Z_3)\} / \{C_2 - DZ_1 + (D_1 + BZ_1)(Z_3 + Z_4)\}; \quad (33)$$

$$Z_3 = \{(D - BZ_4)Z_1Z_2 - (C_2 + D_1Z_4)(Z_1 + Z_2)\} / \{(D_1 + BZ_1)(Z_2 + Z_4) + C_2 + Z_1(C - C_1 - D + D_1)\}; \quad (34)$$

$$Z_4 = \{[DZ_2 - Z_3(C - C_1 - D + BZ_2)]Z_1 - C_2Z_3 - Z_0\} / \{(D_1 + BZ_1)(Z_2 + Z_3) + D_1Z_1\}, \quad (35)$$

$$\text{где } Z_0 = (C_2 + D_1Z_3)(Z_1 + Z_2).$$

Два обратных Г-образных звена (рис. 4):

$$Z_1 = \{[D_1(Z_2 + Z_3) + Z_2(C - C_1 + BZ_3)]Z_4 + C_2Z_2 + Z_0\} / \{(D_1 - BZ_4)(Z_2 + Z_3) + DZ_4\}, \quad (36)$$

$$\text{где } Z_0 = (C_2 - DZ_2)(Z_3 + Z_4).$$

$$Z_2 = \{(DZ_1 - C_2)(Z_3 + Z_4) - Z_3Z_4(D_1 + BZ_1)\} / \quad (37)$$

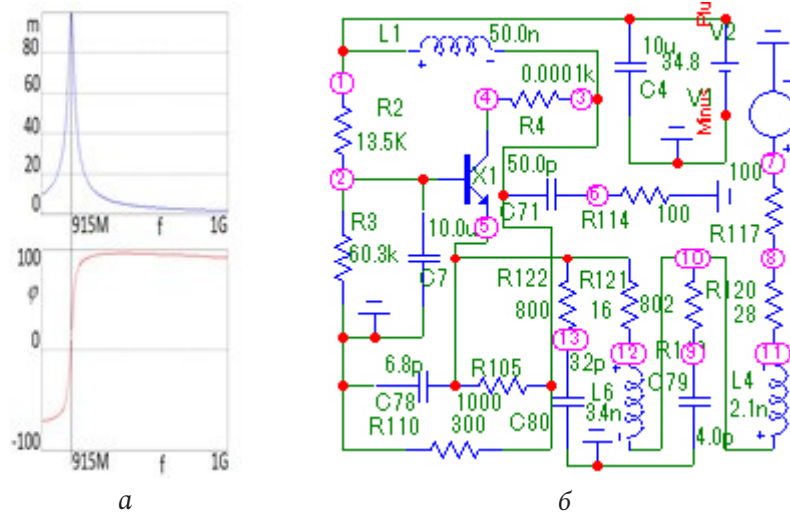


Рис. 6. Принципиальная схема однокаскадного усилителя (а), соответствующая структурной схеме (рис. 1, а), при напряжении $U = 34,8$ В, АЧХ и ФЧХ (б), исследуемые в системе MicroCap
Fig. 6. Schematic diagram of a single-stage amplifier (a), corresponding to the block diagram (Fig. 1, a), at a voltage of $U = 34,8$ V, frequency response and phase response (b), studied in the MicroCap system

$$\begin{aligned} & / \{ (BZ_4 - D)(Z_1 + Z_3) + C_2 + Z_4(C - C_1 - D + D_1) \}; \\ Z_3 = & \{ (DZ_1 - C_2)(Z_2 + Z_4) - Z_2Z_4(C - C_1 - \end{aligned} \quad (38)$$

$$\begin{aligned} & - D + D_1 + BZ_1) \} / \{ (BZ_4 - D)(Z_1 + Z_2) + C_2 + D_1Z_4 \}; \\ Z_4 = & \{ (DZ_1 - C_2)(Z_2 + Z_3) + Z_2Z_3D \} / \end{aligned} \quad (39)$$

$$\begin{aligned} & / \{ (D_1 + BZ_1)(Z_2 + Z_3) + C_2 - D(Z_1 + Z_2) + \\ & + Z_2(C - C_1 + BZ_3) \}. \end{aligned}$$

Г-образное и П-образное звенья из двухполюсников $Z_{1,2,3,4,5}$ (рис. 5):

$$Z_1 = \{ (C + D_1Z_5)(Z_2 + Z_3)Z_4 + Z_2Z_3 \} + \quad (40)$$

$$\begin{aligned} & + C_2Z_5(Z_2 + Z_3) \} / \{ Z_2(D - BZ_5) - C_2 - \\ & - D_1Z_5(Z_3 + Z_4) + Z_3Z_4(D - BZ_5) + Z_{10} \}, \end{aligned}$$

$$\text{где } Z_{10} = Z_5[(C_1 - C + D)Z_3 + DZ_2 - C_2].$$

$$Z_2 = \{ [DZ_4 - C_2 - Z_5(C - C_1 - D + \quad (41)$$

$$\begin{aligned} & + D_1 + BZ_4)]Z_1Z_3 - Z_{20} \} / \{ (C_2 - DZ_1) \times \\ & \times (Z_3 + Z_4 + Z_5) + Z_5(D_1 + BZ_1)(Z_3 + Z_4) \}, \end{aligned}$$

$$\text{где } Z_{20} = [C_2(Z_4 + Z_5) + D_1Z_4Z_5](Z_1 + Z_3).$$

$$Z_3 = \{ [D(Z_4 + Z_5) - BZ_4Z_5]Z_1Z_2 - \quad (42)$$

$$\begin{aligned} & - [C_2(Z_4 + Z_5) + D_1Z_4Z_5](Z_1 + Z_2) \} / \{ C_2 - DZ_1 + \\ & + Z_5(D_1 + BZ_1)(Z_2 + Z_4) + C_2(Z_1 + Z_5) + Z_{30} \}, \end{aligned}$$

$$\text{где } Z_{30} = Z_1Z_5(C - C_1 - D + D_1).$$

$$Z_4 = \{ [(C_1 - C + D - D_1 - BZ_2)Z_1 - \quad (43)$$

$$\begin{aligned} & - C_2 - D_1Z_2]Z_3Z_5 - Z_{40} \} / \{ (Z_1 + Z_2 + Z_3) \times \\ & \times (C_2 + D_1Z_5) - Z_1(D - BZ_5)(Z_2 + Z_3) \}, \end{aligned}$$

$$\text{где } Z_{40} = (Z_3 + Z_5)[C_2(Z_1 + Z_2) - DZ_1Z_2].$$

$$Z_5 = \{ (DZ_1 - C_2)[(Z_3 + Z_4)Z_2 + Z_3Z_4] - \quad (44)$$

$$\begin{aligned} & - C_2Z_1(Z_3 + Z_4) \} / \{ Z_{50} + D_1[(Z_3 + Z_4)Z_1 + \\ & + Z_2Z_3] + Z_1[C_2 + Z_3(C - C_1 + BZ_2)] \}, \end{aligned}$$

$$\text{где } Z_{50} = [C_2 - DZ_1 + Z_4(D_1 + BZ_1)](Z_2 + Z_3).$$

В каждом КЧ и отдельно взятом решении оптимизация параметров двухполюсников, свободных от ограничений типа (19)–(44), производится с помощью известных численных методов [10].

3. Математическое и схемотехническое моделирование

На рис. 6–12 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 BFQ17PH (рис. 6, а, 7). 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. 6, а) и C_{78} , R_{105} , R_{110} , C_{82} , R_{123} , R_{124} на двухкаскадной схеме (рис. 7). Нагрузка и сопротивление источника сигнала выполнены на элементах R_{114} и R_{117} соответственно. Схемы КЧ собраны в виде двух обратных Г-образных четырехполюсников на элементах R_{119} , C_{79} , R_{120} , L_4 , R_{121} , L_6 , R_{122} , C_{80} (рис. 6, а), R_{119} , C_{79} , R_{120} , L_4 , R_{121} , L_6 , R_{122} , C_{80} , R_{130} , C_{85} , R_{131} , L_8 , R_{132} , L_9 , R_{133} , C_{86} (рис. 7), параметры которых определялись по формулам (23)–(26).

Эквивалентная схема нелинейного элемента выполнена в виде перекрытого Т-образного четырехполюсника на элементах R_{10} , C_9 , R_{13} , L_7 , R_{11} , L_9 , R_9 , L_5 (рис. 8). Параметры эквивалентной схемы НЭ выбраны из условия совпадения

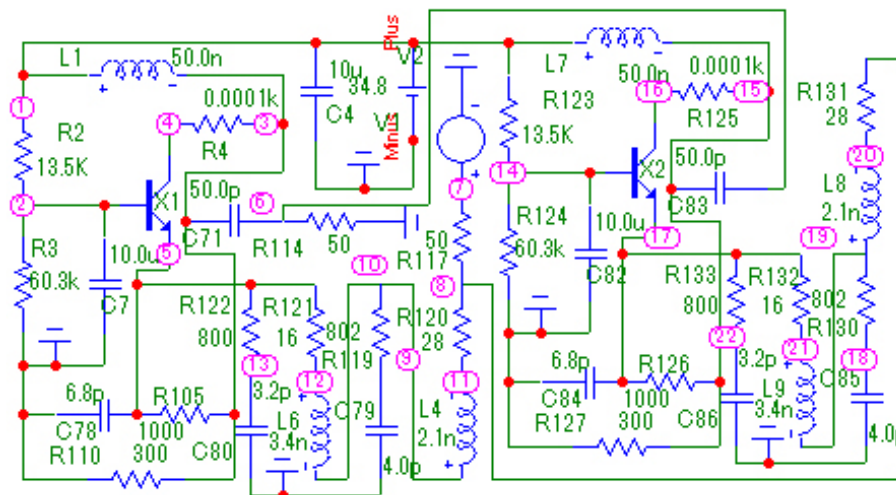


Рис. 7. Принципиальная схема двухкаскадного усилителя с одинаковыми каскадами, соответствующая структурной схеме (рис. 1, а), частотные характеристики (рис. 6, б) которого идентичны соответствующим характеристикам (рис. 6, б) однокаскадного усилителя (рис. 5, а)

Fig. 7. Schematic diagram of a two-stage amplifier with identical stages, corresponding to the block diagram (Fig. 1, a), the frequency characteristics (Fig. 6, b) of which are identical to the corresponding characteristics (Fig. 6, b) of a single-stage amplifier (Fig. 5, a)

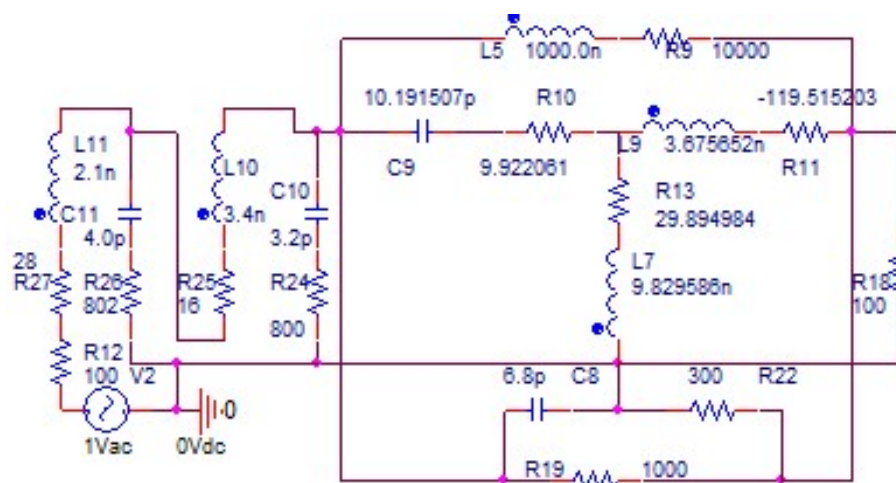


Рис. 8. Эквивалентная схема однокаскадного усилителя (рис. 6, а), соответствующая структурной схеме (рис. 1, а), исследуемая в системе OrCad

Fig. 8. Equivalent circuit of a single-stage amplifier (Fig. 6, a), corresponding to the block diagram (Fig. 1, a), studied in the OrCad system

выходного сопротивления НЧ с выходным сопротивлением НЧ с использованием реального транзистора [9]. 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 КЧ собрана на основе двух обратных Г-образных соединений из четырех элементов R_{26} , C_{11} , R_{27} , L_{11} , R_{25} , L_{10} , R_{24} , C_{10} . Частотные характеристики принципиальных схем, показанные на рис. 6, б (сопротивления источника сигнала и нагрузки равны 100 Ом) и 7 (сопротивления источника сигнала и нагрузки равны 50 Ом), идентичны.

Это соответствует выводам, сделанным на основе анализа полученных ранее (1-4) выражений для передаточных функций исследуемых многокаскадных структурных схем (рис. 1, а).

Таким образом, при использовании КЧ, включенного между источником сигнала и НЧ, также наблюдается новое явление, состоящее в том, что частотные характеристики исследуемых радиоустройств из N одинаковых каскадов с параллельной по напряжению (последовательной по току) обратной связью идентичны АЧХ и ФЧХ радиоустройств из одного каскада, но с сопротивлениями источника сигнала и нагрузки, умноженными (разделенными) на N . Такие схемы названы эквивалентными. Частотные характеристики исследу-

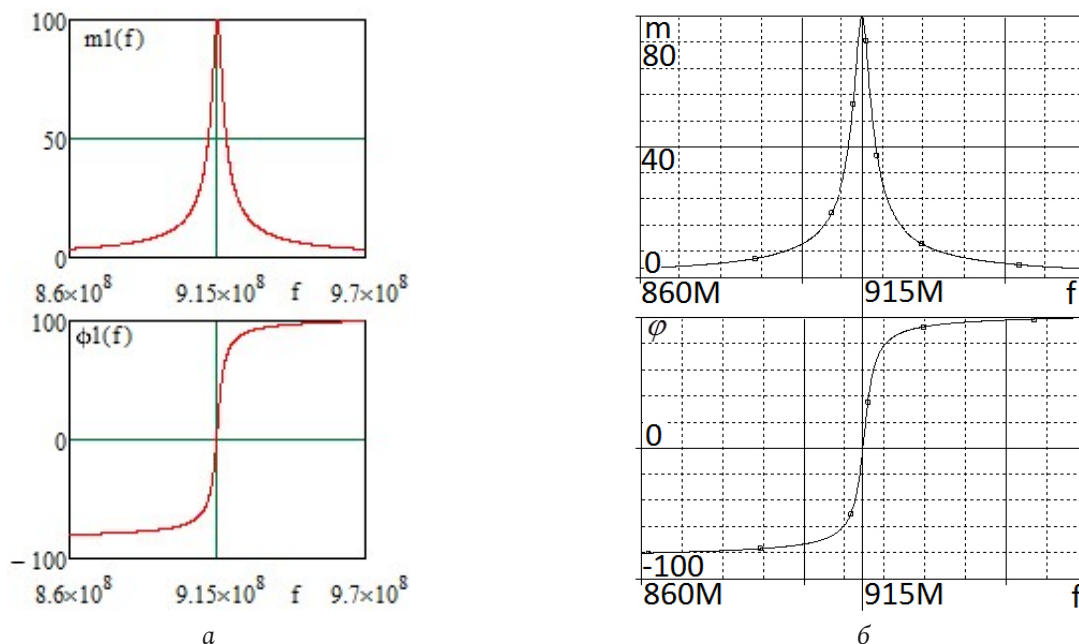


Рис. 9. Частотные характеристики (АЧХ и ФЧХ) эквивалентной схемы (рис. 8), полученные в системе MathCad (а) и OrCad (б)
Fig. 9. Frequency characteristics (frequency response and phase response) of the equivalent circuit (Fig. 8), obtained in the MathCad (a) and OrCad (b) systems

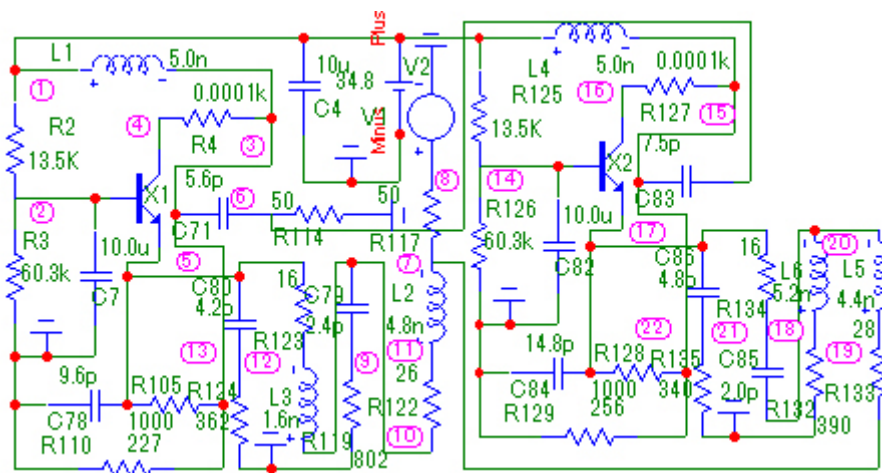


Рис. 10. Принципиальная схема двухкаскадного усилителя с неодинаковыми каскадами, соответствующая структурной схеме (рис. 1, а), частотные характеристики которого показаны на рис. 12

Fig. 10. Schematic diagram of a two-stage amplifier with unequal stages, corresponding to the block diagram (Fig. 1, a), the frequency characteristics of which are shown in Fig. 12

емых радиоустройств из N одинаковых каскадов с последовательной по напряжению – 1 (параллельной по току – 2) обратной связью подобны АЧХ и ФЧХ радиоустройств из одного каскада, но с сопротивлением источника сигнала, разделенным (умноженным) на N , и сопротивлением нагрузки, умноженным (разделенным) на N . Для радиоустройств-1 модуль передаточной функции увеличивается в N раз. Для радиоустройств-2 модуль передаточной функции уменьшается в N раз. Фазочастотные характеристики остаются неизменными.

Сопротивления РЧ, ЦОС, нагрузки и источника сигнала принципиальных и эквивалентных схем АФМ полностью совпадают. Анализ также показывает, что экспериментальные (рис. 6, б) частотные характеристики принципиальной схемы усилителя (рис. 6, а, 7) удовлетворительно совпадают с характеристиками эквивалентной схемы (рис. 8) усилителя, полученными расчетным путем (рис. 9, а) и экспериментально (рис. 9, б).

Средняя частота эквивалентной схемы $f \approx 915$ МГц (рис. 9, а и б) совпадает со средней частотой принципиальной схемы (рис. 6, б).

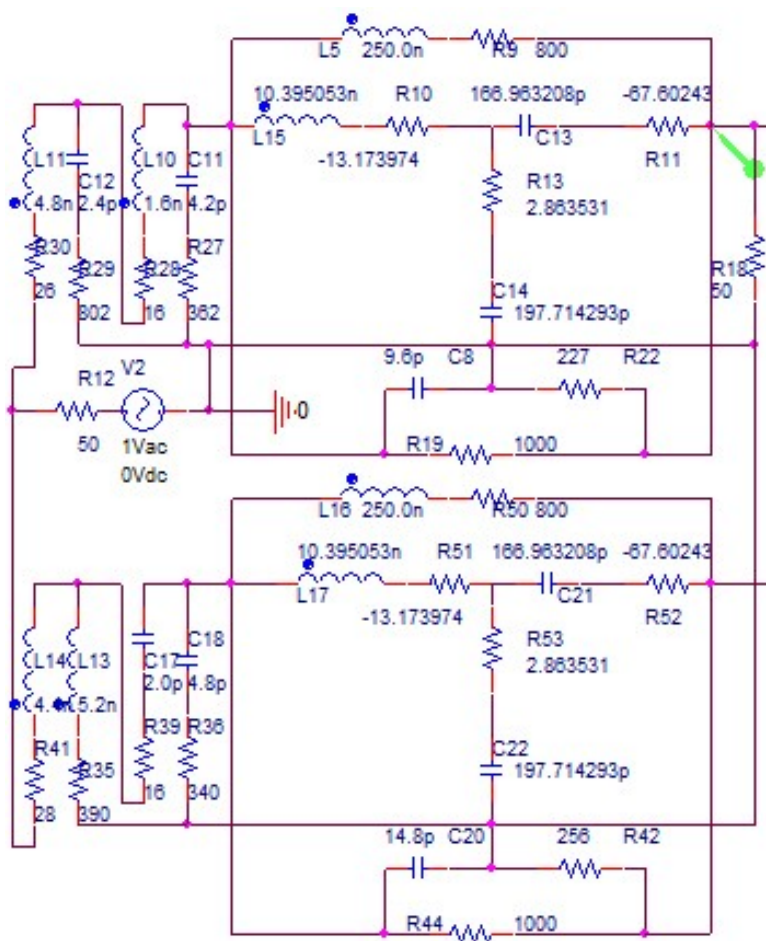


Рис. 11. Эквивалентная схема двухкаскадного усилителя (рис. 10) с неодинаковыми каскадами, соответствующая структурной схеме (рис. 1, а), исследуемая в системе OrCad
 Fig. 11. Equivalent circuit of a two-stage amplifier (Fig. 10) with unequal stages, corresponding to the block diagram (Fig. 1, a), studied in the OrCad system

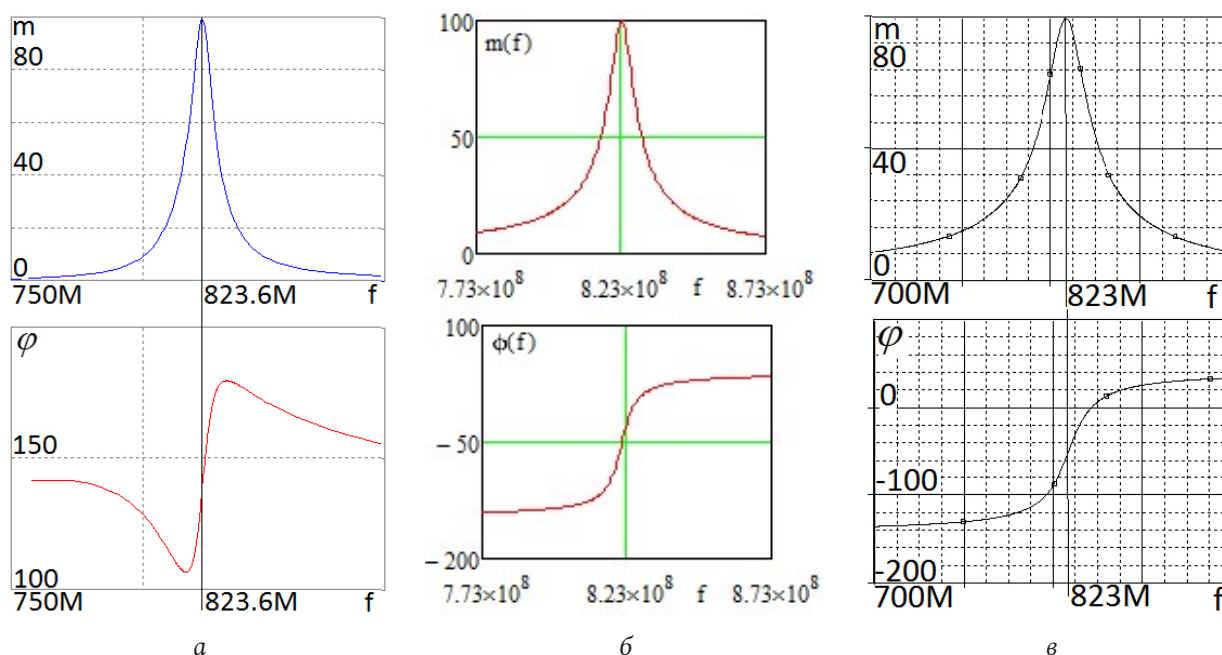


Рис. 12. Частотные характеристики (АЧХ и ФЧХ) эквивалентной схемы (рис. 8), полученные в системе MicroCap (а), MathCad (б), и OrCad (в)
 Fig. 12. Frequency characteristics (frequency response and phase response) of the equivalent circuit (Fig. 8), obtained in the MicroCap (a), MathCad (b), and OrCad (c) systems

При использовании неодинаковых каскадов возникает возможность значительно увеличить рабочую полосу частот. Например, для двухкаскадной схемы (рис. 10) произведение коэффициента усиления на полосу частот составляет примерно 600 (рис. 12). Это почти в 2 раза больше, чем произведение коэффициента усиления на полосу частот однокаскадного усилителя или двухкаскадного усилителя с одинаковыми каскадами.

Средняя частота эквивалентной схемы (рис. 11) $f \approx 823$ МГц (рис. 12, б и в) совпадает со средней частоты принципиальной схемы (рис. 12, а). Значения модулей передаточной функции принципиальной (рис. 10) и эквивалентной (рис. 11) схем усилителя равны $m = 100$. Формы АЧХ и ФЧХ совпадают удовлетворительно. Сопротивления РЧ, ЦОС, нагрузки и источника сигнала принципиальных и эквивалентных схем усилителей полностью совпадают.

В работе [11] показано, что результаты схемотехнического моделирования удовлетворительно совпадают с результатами экспериментальных исследований физических макетов радиоустройств.

Заключение

Таким образом, полученные математические модели КЧ-типа (19)–(31) могут быть использованы для технического проектирования различных радиоустройств с одинаковыми каскадами. Возможность изменения величины эквивалентного сопротивления источника сигнала и нагрузки путем включения произвольного количества каскадов типа «КЧ – НЧ» значительно упрощает решение многих задач радиоэлектроники, например задач обеспечения однонаправленности распространения сигнала и независимости процессов, происходящих в предыдущем и последующем динамических звеньях систем автоматического регулирования [12]. Использование полученных математических моделей одного из КЧ (32)–(44) совместно с известными численными методами позволяет уменьшить время оптимизации по критерию обеспечения максимально возможной рабочей полосы частот радиоустройств с неодинаковыми каскадами в десятки и сотни раз по сравнению с применением только численных методов.

Список литературы

1. Головкин 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. Головкин А.А., Головкин В.А. Принципы построения и основные характеристики перспективной курсо-гладной 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. Головкин 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. Головкин А.А., Головкин 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. Головкин А.А., Головкин 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. Головкин А.А., Головкин В.А. Параметрический синтез динамических звеньев для вариантов их включения между нелинейной частью и нагрузкой автоматических систем радиопередачи 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. Головкин А.А., Головкин 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. Головкин А.А., Головкин 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. Разевиг В.Д. Схемотехническое моделирование с помощью MicroCap-7. М.: Горячая линия – Телеком, 2003. 268 с.
12. 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

2023, vol. 26, no. 3, pp. 20–31

DOI [10.18469/1810-3189.2023.26.3.20-31](https://doi.org/10.18469/1810-3189.2023.26.3.20-31)

UDC 621.396.66

Original Research

Received 20 June 2023

Accepted 21 July 2023

Published 27 September 2023

Parametrical synthesis of various radio devices with the set quantity of cascades of type «the complex two-port network – the nonlinear part»

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 optimization 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 of 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 «the coordination the complex two-port network - a nonlinear part» 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 identical 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. Use of unequal cascades leads to substantial growth of a working strip of frequencies. **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 design in systems OrCad and MicroCap, shows their satisfactory coincidence.

Keywords – parametrical synthesis of the complex two-port networks; the set frequency characteristics of multicascade radio devices.

✉ valgol2595@gmail.com (Alexander A. Golovkov)



© Alexander A. Golovkov, 2023

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. V. D. Razevig, *Circuit Simulation with MicroCap-7*. Moscow: Goryachaya liniya – Telekom, 2003. (In Russ.)
12. A. A. Kulikovskogo, Ed. *Handbook of Radio Electronics*, vol. 3. 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>

Методы контроля и измерений составных частей бортового радиотехнического комплекса

А.В. Куликов

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 результатов измерительного контроля модулей различного уровня и антенных решеток, входящих в состав бортового радиотехнического комплекса, а также повышением надежности и параметрической эффективности радиотехнического комплекса. **Цель.** Разработка метода и методики комплексного контроля радиочастотных модулей 1, 2, и 3-го уровней в процессе проектирования, производства и испытания на основе современных средств и процессов автоматизации. **Методы.** Используются натурный эксперимент, компьютерное моделирование, программирование, экспертные оценки, исследовательские, автономные и приемосдаточные испытания. **Результаты.** Был сделан выбор рабочей модели контроля. На основе ее разработано автоматизированное рабочее место. В его состав интегрировано контрольное и измерительное оборудование, управляемое специальным программным обеспечением – программным комплексом с общим интерфейсом оператора. Для управления процессом тестирования разработан программный комплекс, который в автоматизированном режиме устанавливает необходимые режимы работы модулей и подает с векторного анализатора цепей стимулирующий сигнал в соответствии с заданными параметрами. После окончания тестирования формируется и выводится на печать протокол испытаний. Если проводятся испытания модулей на соответствие ТУ, то протокол формируется в соответствии с ГОСТ. Тестовая последовательность разрабатывается с помощью среды для организации автоматизированного тестирования NI TestStand, а подпрограммы, управляющие режимами работы изделий, с помощью C/C++ и средствами графической разработки NI LabVIEW. Автоматизированное рабочее место реализует следующие функции: функциональный электронный контроль цепей и узлов радиочастотных модулей и изделия в целом, электрический контроль целостности цепей и узлов радиочастотных модулей, программирование цифровых компонентов, проведение комплексных испытаний радиочастотных модулей, проведение комплексных испытаний антенн и антенных решеток. Разработанный алгоритм включает этап самотестирования аппаратной части автоматизированного рабочего места. После ввода необходимой информации запускается пошаговый цикл контроля параметров модуля. Он начинается с подключения тестируемого устройства к автоматизированному рабочему месту и заканчивается составлением протокола испытаний и сообщением о годности или негодности по совокупности измеренных значений параметров. Заключительный вывод о работоспособности объекта контроля делается автоматически после окончания измерения всех параметров в виде всплывающего диалогового окна. Оно содержит одно из двух взаимоисключающих утверждений: «Контроль успешно пройден», «Контроль не пройден». **Заключение.** Разработан алгоритм и методика автоматизированного контроля и настройки, который позволяет повысить достоверность и точность (на 5–15 %) результатов измерений электрических параметров приемо-передающего модуля на этапах настройки и испытаний. Разработан программный комплекс автоматизированного контроля. Разработано автоматизированное рабочее место контроля.

Ключевые слова – автоматизированный контроль; методы контроля; измерительный контроль; методика измерений; надежность.

Введение

Основными задачами бортовых радиотехнических комплексов (РТК) являются прием и передача сигнала, обработка и анализ полученных данных, измерение и преобразования информации. Надежность и эффективность бортового РТК во многом определяются качеством изготовления составных частей РТК, т. е. входящими в его состав узлами, модулями, блоками. Затраты на выявление и замену узлов, не соответствующих техническим требованиям, многократно возрастают при обнаружении отказа на каждой последующей стадии производства и эксплуатации.

В связи с этим большое значение на данном этапе приобрели вопросы контроля качества и надежности модулей первого, второго и третьего уровня бортовой аппаратуры, а также электронной компонентной базы [1; 2]. Контроль проводят при проектировании, производстве и на других этапах жизненного цикла изделий. Особую актуальность они приобретают на этапах автономных и комплексных испытаний [3]. Испытания как основная форма контроля изделий представляют собой экспериментальное определение его количественных и качественных показателей при воздействии на него различных факторов в процессе функционирования и при его моделировании.

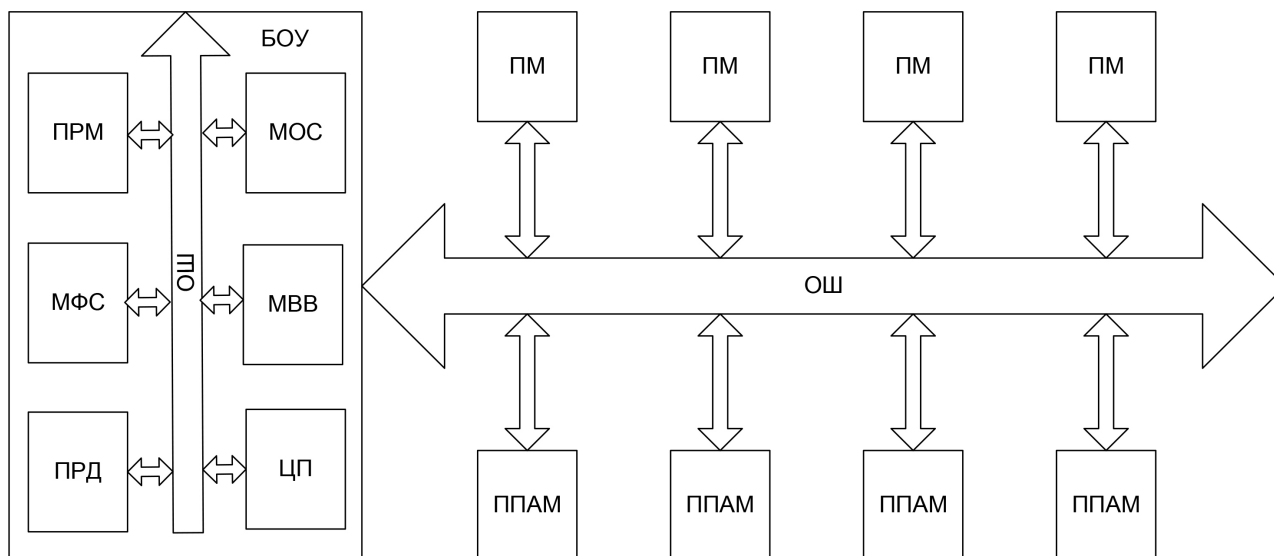


Рис. 1. Базовые устройства бортового радиотехнического комплекса: БОУ – блок управления и обработки; ПРМ – приемный модуль; МОС – модуль обработки сигналов; МФС – модуль формирования сигналов; МВВ – модуль ввода/вывода; ЦП – центральный процессор; ПМ – пеленгационный модуль; ОШ – общая шина; ППАМ – приемно-передающий антенный модуль
Fig. 1. Basic devices of the onboard radio-technical complex: CaPU – control and processing unit; RM – receiving module; SPM – signal processing module; SGM – signal generation module; IOM – input/output module; CPU – central processing unit; DFM – direction finding module; CM – common bus; TRAM – transmit-receive antenna module

Проблема повышения производительности и достоверности приемочного контроля и измерений составных частей бортового РТК является актуальной. Одним из способов повышения надежности и эффективности бортовых радиотехнических комплексов является применение методов автоматизированного контроля и измерений.

1. Общие сведения о составе бортового РТК

Основные устройства, входящие в состав РТК и исследуемые в настоящей работе, представлены на рис. 1.

Блок обработки и управления (БОУ) представляет собой совокупность модулей в конструктивном исполнении с использованием модульной архитектуры VPX и международных стандартов VITA46/48/62/65/67 [4]. Связь между модулями осуществляется по общей шине (ОШ) с использованием различных интерфейсов.

Для приема радиосигналов БОУ имеет несколько радиочастотных (РЧ) входов, которые подключены к приемным модулям (ПРМ). ПРМ осуществляют преобразование радиосигналов РЭС по несущей частоте из РЧ-диапазона в диапазон ПЧ модуля обработки сигналов (МОС). МОС осуществляет обнаружение радиосигналов, измерение их параметров и формирование дескрипторов обнаруженных сигналов, которые передаются в ЦП по интерфейсу Ethernet. Модуль формирования

сигналов (МФС) формирует ответные сигналы, которые поступают в передающий модуль (ПРД), осуществляет перенос сигналов из диапазона ПЧ МФС в РЧ-диапазон и передачу сигнала в приемно-передающий антенный модуль (ППАМ). Далее сигнал излучается в пространстве ПРД, входящими в состав ППАМ.

2. Обзор методов контроля и измерений составных частей РТК

Проектирование и производство составных частей РТК предполагают постоянное получение сведений об их качестве на всех стадиях – от начала проектирования до серийного изготовления. Существенная роль в этом процессе отводится тестированию. Оно выполняется как в процессе производства, так и на этапе приемо-сдаточных испытаний продукции.

Измерения и контроль также тесно связаны друг с другом, близки по своей информационной сущности и содержат ряд общих операций (например, сравнение, измерительное преобразование). В то же время эти процедуры во многом различаются, а именно: результатом измерения является количественная характеристика, а контроля – качественная (логическое заключение типа «годен» – «не годен» и т. п.); измерение осуществляется в широком диапазоне значений измеряемой величины, а контроль – обычно в пределах небольшого числа возможных значений; контрольные прибо-



Рис. 2. Методы контроля составных частей РТК в процессе производства

Fig. 2. Methods for controlling the components of the REC in the production process

ры, в отличие от измерительных, применимы для проверки состояния изделий, параметры которых заданы и изменяются в узких пределах; основной характеристикой качества процедуры измерения является точность, а процедуры контроля – достоверность [5; 6].

Сущность контроля заключается в проведении двух основных операций:

1. Получение информации о фактическом состоянии объекта, о признаках и показателях его свойств.

2. Сопоставление первичной информации об объекте с установленными требованиями с целью обнаружить соответствие или несоответствие фактических параметров требуемым.

Контроль составных частей РТК в процессе производства можно реализовать на базе следующих методик и технологий (рис. 2) [7; 8]:

1. Визуальный автоматизированный контроль, в том числе с использованием рентгеновского излучения, позволяющий провести предварительную проверку качества на разных стадиях монтажа печатных плат.

2. Внутрисхемный контроль, позволяющий проверить соединения и компоненты на печатной плате, провести анализ электрических цепей всей схемы либо отдельных ее участков.

Данный метод использует контакт пробников с узлами собранной платы: это может быть как стационарное поле контактов («ложе гвоздей»), так и «летающие пробники», или «летающие матрицы». Часто требует использования сложного и дорогостоящего оборудования, технологической подготовки, изготовления специальной оснастки.

3. Периферийное (граничное) сканирование по технологии JTAG при наличии интерфейса IEEE 1149 в хотя бы одном из компонентов, установленных на плате. Позволяет локализовать такие технологические дефекты, как обрыв, непропай

выводов BGA компонентов, короткое замыкание, контрафактный компонент.

4. Функциональное тестирование – проверка собранных или частично собранных устройств на выполнение заданной функциональности и на соответствие параметрам, которые заложены в технических требованиях на устройство.

Все перечисленные методики позволяют оценить качество составных частей РТК в процессе производства, однако в некоторых случаях тестирование проводится только на финальном этапе. Это так называемое тестирование после окончательной сборки – проверка функциональности и соответствия техническим требованиям. На данном этапе производится оценка не только качества, но и стабильности работы и надежности составных частей РТК.

Входящие в РТК модули имеют достаточно много электрических параметров, которые могут быть измерены в процессе настройки и проверки работоспособности на заключительной стадии. Выбор контролируемых параметров и, соответственно, методик их измерения осуществляется на стадии разработки конструкторской документации и указывается в технических условиях (ТУ) на них. Среди основных параметров можно выделить коэффициент усиления K_y , неравномерность коэффициента передачи $\Delta K_{\text{пер}}$, точность установки фазового сдвига $\delta\varphi$, выходную мощность $P_{\text{вых}}$, точку компрессии по входу $IP_{1\text{ДБ}}$ или выходу $OP_{1\text{ДБ}}$, уровень фазовых шумов $L(f_m)$. Все указанные параметры могут быть измерены с помощью векторного анализатора цепей (ВАЦ). Богатый набор измерительных приложений и гибкость архитектуры позволяют реализовать принцип «одно подключение – комплекс измерений».

Измерение коэффициента усиления K_y основано на измерении S -параметров, в частности параметра S_{21} – коэффициента передачи, или отноше-

ния волны на выходе тестируемого устройства к волне на входе.

Неравномерность коэффициента передачи $\Delta K_{\text{пер}}$ определяется как разность между максимальным и минимальным значением коэффициента передачи в рабочем диапазоне частот. Измерения проводятся при измерении K_y на той же трассе в текущий момент времени с помощью маркеров.

Измерение точности установки фазового сдвига $\delta\varphi$ осуществляется с помощью ВАЦ в режиме измерения S -параметров, но измерения проводятся в формате Phase (фаза).

Выходная мощность $P_{\text{вых}}$ измеряется с помощью ВАЦ в режиме «Анализатор спектра» или с помощью измерителя мощности, подключенного к ВАЦ по USB-порту.

Для измерения точки компрессии по входу $IP_{1\text{ДБ}}$ или выходу $OP_{1\text{ДБ}}$ используется приложение «Измерения компрессии коэффициента усиления» ВАЦ.

Для измерения уровня фазовых шумов предлагается использовать ВАЦ с возможностью измерения в режиме анализатора спектра. Стимулирующий сигнал подается на вход модуля, и на выходе измеряются мощность сигнала и спектральная плотность шума на заданной отстройке от несущей с помощью маркера Band Noise.

Обобщая вышеизложенное, можно заключить, что для успешного решения задачи измерений с помощью ВАЦ необходимо применять такие методы измерений, решающие основные измерительные задачи, которые позволяют максимально упростить структуру радиочастотного тракта, в том числе минимизировать количество соединений, использовать прецензионные по точности изготовления компоненты измерительного тракта и средства калибровки.

3. Разработка методики контроля и измерения электрических параметров в процессе производства

Достоверность результатов испытаний и контроля качества во многом определяется правильным выбором средств и методов испытаний, качеством методик выполнения измерений. Для проведения испытаний необходимы измерительные комплексы, способные проверять выполнение общих и конкретных требований к продукции.

В состав комплексов входят средства измерений и технического оснащения.

В ходе серийного выпуска составных частей РТК требуется снизить трудозатраты, увеличить скорость настройки и измерений электрических параметров модулей. В настоящее время действующие стенды и методы измерения электрических параметров, включают в себя большое количество приборов и множество коммутаций. Для каждого параметра необходимо производить рассоединение и обратное соединение приборов, что приводит к снижению точности измеренных значений параметров, износу соединительных кабелей и радиочастотных переходов, а также к увеличению времени, затраченного на измерение параметров. При таком подходе все получаемые данные записываются в протокол испытаний вручную.

Для автоматизации измерений и исключения всех вышеперечисленных операций из производственного процесса, было разработано автоматизированное рабочее место (АРМ), в состав которого интегрировано контрольное и измерительное оборудование, управляемое специальным программным обеспечением – программным комплексом с общим интерфейсом оператора [9].

Для управления процессом тестирования разработан программный комплекс, который в автоматизированном режиме устанавливает необходимые режимы работы модулей и подает с ВАЦ стимулирующий сигнал в соответствии с заданными параметрами. После окончания тестирования формируется и выводится на печать протокол испытаний. Если проводятся испытания модулей на соответствие ТУ, то протокол формируется в соответствии с ГОСТ.

Тестовая последовательность разрабатывается с помощью среды для организации автоматизированного тестирования NI TestStand, а подпрограммы, управляющие режимами работы изделий, с помощью C/C++ и средствами графической разработки NI LabVIEW.

Разработан алгоритм автоматизированного контроля и испытаний, блок-схема которого приведена на рис. 3. После самотестирования аппаратной части АРМ и ввода необходимой информации запускается пошаговый цикл контроля параметров модуля, начинающийся с подключения тестируемого устройства к АРМ и заканчивающийся составлением протокола испытаний и сообщением

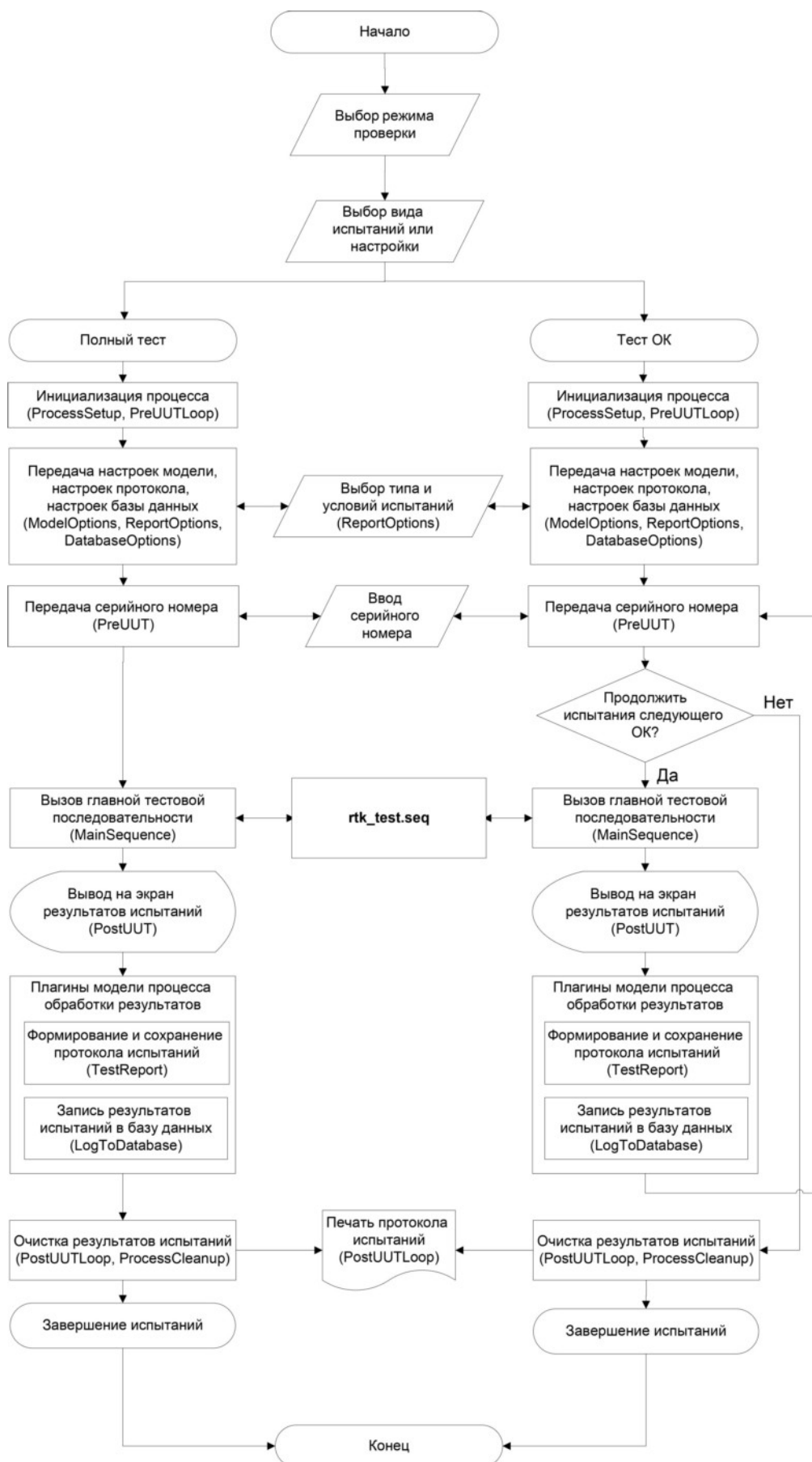


Рис. 3. Блок-схема алгоритма автоматизированного контроля составных частей РТК

Fig. 3. Block diagram of the algorithm for automated control of REC components

о годности или негодности по совокупности измеренных значений параметров.

Результатом автоматизированного многопараметрического контроля является как измеренное значение, так и одно из взаимоисключающих утверждений для каждого параметра:

- контролируемая характеристика (параметр) находится в пределах допускаемых значений, т. е. результат контроля – «Соответствует»;

- контролируемая характеристика (параметр) находится за пределами допускаемых значений, т. е. результат контроля – «Не соответствует».

Заключительный вывод о работоспособности объекта контроля делается автоматически после окончания измерения всех параметров в виде всплывающего диалогового окна, содержащего взаимоисключающее утверждение «Контроль успешно пройден» – «Контроль не пройден».

Заключение

Разработан метод автоматизированного многопараметрического контроля составных ча-

стей бортового РТК. АРМ реализует следующие функции:

- функциональный электрический контроль цепей и узлов РЧ-модулей, а также РЧ-изделий в целом. Данный вид контроля подразумевает подачу электропитания и определенных комбинаций входных тестовых сигналов на отдельные узлы и цепи или РЧ-модули в целом с целью контроля правильности функционирования узлов, цепей или модулей путем проверки получаемых выходных сигналов на соответствие ТУ;

- электрический контроль целостности цепей и узлов РЧ-модулей. Данный вид контроля включает в себя контроль отсутствия видимых и скрытых дефектов в виде коротких замыканий и разрывов, дефектов паяных соединений, а также контроль целостности внутренней структуры компонентов;

- программирование цифровых компонентов, (ПЛИС, FLASH-память, микроконтроллеры и др.);

- проведение комплексных испытаний РЧ-модулей с возможностью выбора отдельных тестов на этапе регулировки и настройки РЧ-модулей;

- проведение комплексных испытаний антенн и антенных решеток.

Список литературы

1. Методики входного контроля операционных усилителей / А.В. Светлов [и др.] // Надежность и качество сложных систем. 2014. № 2 (6). С. 56–61.
2. Исследование нагрузочной способности микросхем / Е.С. Еранцева [и др.] // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2020. Т. 23, № 3. С. 74–81. DOI: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2020.23.3.74-81>
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. Садиков Д.И., Маклашов В.А., Серпуховитов С.С. Перспективный модульный блок обработки и управления БКО вертолетов // Актуальные проблемы радиоэлектроники и телекоммуникаций: мат. Всероссийской науч.-техн. конф. 2019. С. 129–130.
5. Федоров В., Сергеев Н., Кондрашин А. Контроль и испытания в проектировании и производстве радиоэлектронных средств. М.: Техносфера, 2005. 502 с.
6. Куликов А.В. Достоверность автоматизированного контроля параметров приемных и передающих модулей VPX // Радиотехника. 2020. Т. 84, № 11 (22). С. 44–49. DOI: [https://doi.org/10.18127/j00338486-202011\(22\)-08](https://doi.org/10.18127/j00338486-202011(22)-08)
7. Ковалев С. Тестирование электронных устройств на производстве: обзор методов, анализ достоинств и недостатков // Технологии в электронной промышленности. 2013. № 4. С. 66–68. URL: https://tech-e.ru/2013_4_66.php
8. Городов В.А. Методы электрического контроля печатных плат // Технологии в электронной промышленности. 2005. № 1. С. 68–71. URL: https://tech-e.ru/2005_1_68.php
9. Куликов А.В., Ерендеев Ю.П., Маклашов В.А. Технология автоматизированного тестирования и диагностики РЭА // Радиоэлектронные технологии. 2020. № 4. С. 30–33.

Информация об авторе

Куликов Алексей Владимирович, аспирант кафедры конструирования и технологии электронных систем и устройств Самарского национального исследовательского университета имени академика С.П. Королева, ведущий инженер АО «НИИ «Экран», г. Самара, Россия.

Область научных интересов: архитектура бортовых радиотехнических систем, программирование, компьютерное моделирование, конструкции радиоэлектронных устройств, автоматизация контроля и измерения радиочастотных модулей.

E-mail: avksam@mail.ru

Physics of Wave Processes and Radio Systems

2023, vol. 26, no. 3, pp. 32–39

DOI 10.18469/1810-3189.2023.26.3.32-39
UDC 621.396
Original Research

Received 4 April 2023
Accepted 5 May 2023
Published 27 September 2023

Methods of control and measurements of components of the onboard radio engineering complex

Aleksey V. Kulikov

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 increase the reliability and quality of the results of measuring control of modules of various levels and antenna arrays that are part of the onboard radio engineering complex, as well as to increase the reliability and parametric efficiency of the radio engineering complex. **Aim.** Development of a method and methodology for integrated control of radio frequency modules of the 1st, 2nd, and 3rd levels in the process of design, production and testing based on modern automation tools and processes. **Methods.** Full-scale experiment, computer modeling, programming, expert assessments, research, autonomous and acceptance tests were used. **Results.** The choice of a working control model was made. Based on it, an automated workplace has been developed. It includes integrated control and measuring equipment controlled by special software, a software package with a common operator interface. To control the testing process, a software package has been developed that automatically sets the necessary operating modes of the modules and provides a stimulating signal from the vector network analyzer in accordance with the specified parameters. After the end of testing, a test report is generated and printed. If the modules are tested for compliance with technical specifications, the protocol is formed in accordance with GOST. The test sequence is developed using the NI TestStand automated testing environment, and the routines that control the operating modes of the products are developed using C/C++ and NI LabVIEW graphical development tools. The automated workplace implements the following functions: functional electronic control of circuits and nodes of radio frequency modules and the product as a whole, electrical integrity control of circuits and nodes of frequency modules, programming of digital components, conducting complex tests of frequency modules, conducting complex tests of antennas and antenna arrays. The developed algorithm includes a stage of self-testing of the automated workplace hardware. After entering the necessary information, a step-by-step cycle of monitoring the module parameters is started. It begins with the connection of the device under test to the automated workplace and ends with the preparation of a test report and a message about the validity or unfitness of the totality of the measured parameter values. The final conclusion about the operability of the control object is made automatically after the measurement of all parameters is completed in the form of a pop-up dialog box. It contains one of two mutually exclusive statements: «Control successfully passed», «Control failed». **Conclusion.** The algorithm and methodology of automated control and tuning have been developed, which allows to increase the reliability and accuracy (by 5–15 %) of the measurement results of the electrical parameters of the PPM at the stages of tuning and testing. A software package for automated control has been developed. An automated control workplace has been developed.

Keywords – automated control; method of control; measuring control; method of measurement; reliability.

✉ avksam@mail.ru (Aleksey V. Kulikov)

 © Aleksey V. Kulikov, 2023

References

1. A. V. Svetlov et al., “Operational Amplifier Input Control Techniques,” *Nadezhnost' i kachestvo slozhnykh sistem*, no. 2 (6), pp. 56–61, 2014. (In Russ.)
2. E. S. Erantseva et al., “Research the load capacity of microcircuits,” *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 23, no. 3, pp. 74–81, 2020, doi: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2020.23.3.74-81>. (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. D. I. Sadikov, V. A. Maklashov, and S. S. Serpukhovitov, “A promising modular block for processing and controlling the airborne control system of helicopters,” in *Aktual'nye problemy radioelektroniki i telekommunikatsiy: mat. Vserossiyskoy nauch.-tekhn. konf.*, pp. 129–130, 2019. (In Russ.)
5. V. Fedorov, N. Sergeev, and A. Kondrashin, *Control and Testing in the Design and Production of Radio Electronic Equipment*. Moscow: Tekhnosfera, 2005. (In Russ.)
6. A. V. Kulikov, “Reliability of automated control of parameters of receiving and transmitting VPX modules,” *Radiotekhnika*, vol. 84, no. 11 (22), pp. 44–49, 2020, doi: [https://doi.org/10.18127/j00338486-202011\(22\)-08](https://doi.org/10.18127/j00338486-202011(22)-08). (In Russ.)
7. S. Kovalev, “Testing electronic devices in production: a review of methods, an analysis of the advantages and disadvantages,” *Tekhnologii v elektronnoy promyshlennosti*, no. 4, pp. 66–68, 2013, url: https://tech-e.ru/2013_4_66.php. (In Russ.)
8. V. A. Gorodov, “Methods for electrical control of printed circuit boards,” *Tekhnologii v elektronnoy promyshlennosti*, no. 1, pp. 68–71, 2005, url: https://tech-e.ru/2005_1_68.php. (In Russ.)

9. A. V. Kulikov, Yu. P. Eredeev, and V. A. Maklashov, “Technology of automated testing and diagnostics of REA,” *Radioelektronnye tekhnologii*, no. 4, pp. 30–33, 2020. (In Russ.)

Information about the Author

Aleksey V. Kulikov, postgraduate student of the Department of Design and Technology of Electronic Systems and Devices, Samara National Research University, leading engineer of JSC NII Ekran, Samara, Russia.

Research interests: architecture of onboard radio engineering systems, programming, computer modeling, design of radio electronic devices, automation of control and measurement of radio frequency modules.

E-mail: avksam@mail.ru

Параметрический синтез различных радиоустройств с заданным количеством каскадов типа «нелинейная часть – комплексный 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 комплексный 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 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 комплексных 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 направле-

нию падающей волны, выполнен в виде проводящего экрана, то ПСС является отражающей. В этом случае ПСС может быть использована в качестве основы для построения перспективной курсо-глицсадной 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.

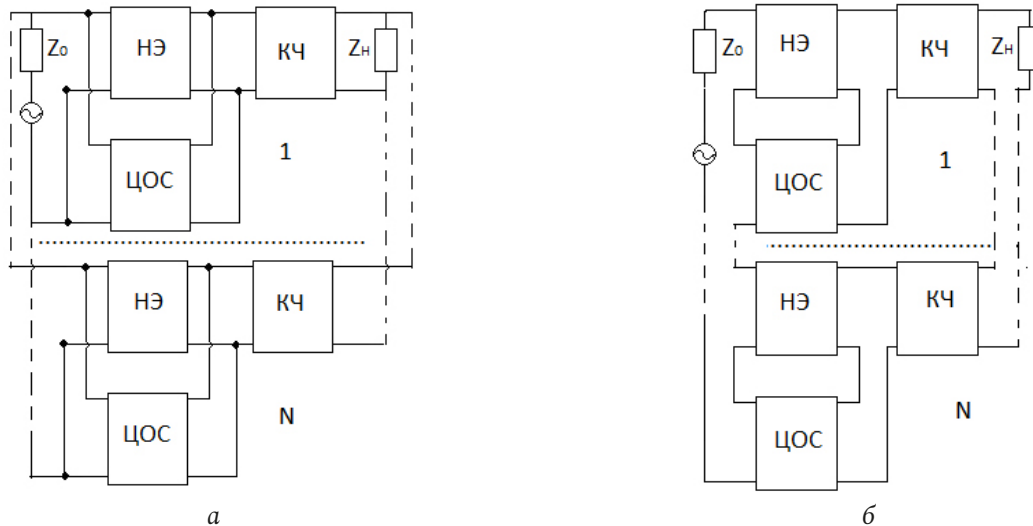


Рис. 1. Структурные схемы многокаскадных радиоустройств с параллельной по напряжению (а) и последовательной по току (б) ЦОС, включенными между источником сигнала и КЧ
Fig. 1. Structural diagrams of multi-stage radio devices with (a) parallel voltage and (b) series current FC connected between the signal source and the CQ

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 параметрами [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) – комплексный четырехполюсник (КЧ)». 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).

Комплексный четырехполюсник характеризуется искомыми комплексными элементами классической матрицы передачи a, b, c, d . Оптимизация параметров двухполюсников, не входящих в КЧ, осуществляется с помощью известных численных методов [10] по критерию обеспечения заданной

рабочей полосы частот. Все обозначения неописанных величин в данной статье соответствуют принятым в [9].

1. Алгоритм параметрического синтеза

Используя метод декомпозиции, матричное представление отдельных четырехполюсников и их соединений, найдем передаточные функции для указанных схем [9].

Рассмотрим случай применения одинаковых каскадов типа «НЧ–КЧ».

Передаточная функция для схемы, представленной на рис. 1, а, имеет следующий вид:

$$H = Nz_n / \{(b + Naz_n)(a_y + Nc_y z_0) + (d + Ncz_n)(b_y + Nd_y z_0)\}. \quad (1)$$

Передаточная функция для схемы, представленной на рис. 1, б:

$$H = Nz_n / \{(Nd + cz_n)(Nb_y + d_y z_0) + (Nb + az_n)(Na_y + c_y z_0)\}. \quad (2)$$

Передаточная функция для схемы, показанной на рис. 2, а:

$$H = Nz_n / \{(d + Njcz_n)(Nb_y + d_y z_0) + (Na_y + c_y z_0)(jb + Naz_n)\}. \quad (3)$$

Передаточная функция для схемы, изображенной на рис. 2, б:

$$H = Nz_n / \{(Njb + az_n)(a_y + Nc_y z_0) + (Nd + jcz_n)(b_y + Nd_y z_0)\}. \quad (4)$$

Предъявим требования к зависимостям модулей и фаз передаточных функций от частоты:

$$H = m(\cos \varphi + j \sin \varphi). \quad (5)$$

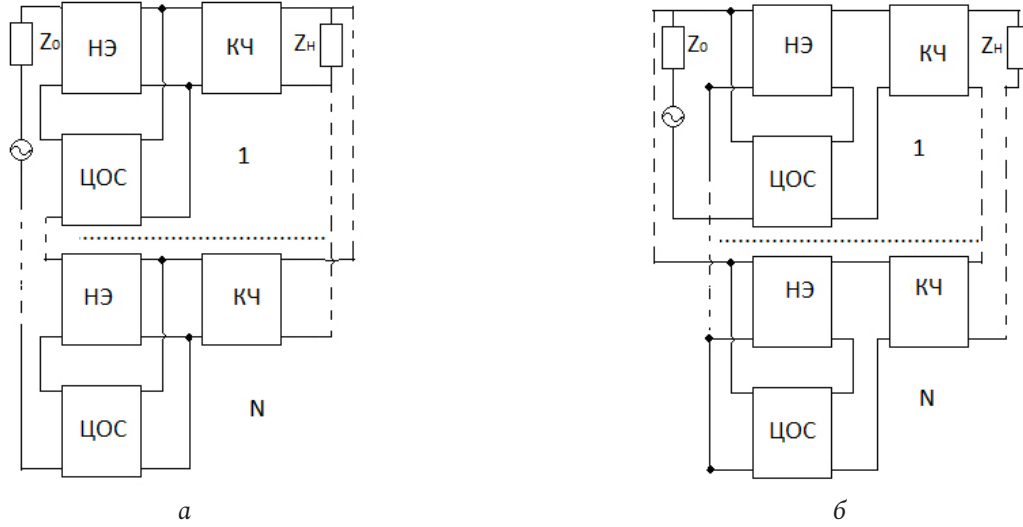


Рис. 2. Структурные схемы многокаскадных радиоустройств с последовательной по напряжению (а) и параллельной по току (б) ЦОС, включенными между источником сигнала и КЧ

Fig. 2. Structural diagrams of multi-stage radio devices with (a) serial voltage and (b) parallel current FC connected between the signal source and the CQ

Подставим (1) в (5). Получим общую для всех вариантов комплексную взаимосвязь между элементами классической матрицы передачи КЧ, оптимальную по критерию обеспечения заданных частотных характеристик:

$$a = Bb + Cc + Dd + E. \quad (6)$$

Отличие между вариантами состоит в коэффициентах для (6). Например, при использовании в исходном уравнении функции (1) для рис. 1, а эти коэффициенты имеют вид:

$$B = \frac{-j}{Nz_n} = b_r + jb_x; \quad C = -\frac{j(b_y + Nd_y z_0)}{a_y + Nc_y z_0} = c_r + jc_x; \quad (7)$$

$$D = \frac{-(b_y + Nd_y z_0)}{Nz_n(a_y + Nc_y z_0)} = d_r + jd_x;$$

$$E = \frac{1}{M(a_y + Nc_y z_0)} = e_r + je_x; \quad M = m[\cos(\varphi) + j\sin(\varphi)].$$

При использовании в исходном уравнении функции (2):

$$B = \frac{-jN}{z_n} = b_r + jb_x; \quad C = -\frac{j(Nb_y + d_y z_0)}{Na_y + c_y z_0} = c_r + jc_x; \quad (8)$$

$$D = -\frac{N(Nb_y + d_y z_0)}{z_n(Na_y + c_y z_0)} = d_r + jd_x;$$

$$E = \frac{N}{M(Na_y + c_y z_0)} = e_r + je_x.$$

При использовании в исходном уравнении функции (3):

$$B = \frac{-j}{z_n N} = b_r + jb_x; \quad C = -\frac{j(Nb_y + d_y z_0)}{Na_y + c_y z_0} = c_r + jc_x; \quad (9)$$

$$D = -\frac{Nb_y + d_y z_0}{z_n N(Na_y + c_y z_0)} = d_r + jd_x;$$

$$E = \frac{1}{M(Na_y + c_y z_0)} = e_r + je_x.$$

При использовании в исходном уравнении функции (4):

$$B = \frac{-jN}{z_n} = b_r + jb_x; \quad C = -\frac{j(b_y + Nd_y z_0)}{a_y + Nc_y z_0} = c_r + jc_x; \quad (10)$$

$$D = -\frac{N(b_y + Nd_y z_0)}{z_n(a_y + Nc_y z_0)} = d_r + jd_x;$$

$$E = \frac{N}{M(a_y + Nc_y z_0)} = e_r + je_x.$$

Рассмотрим случай использования неодинаковых каскадов типа «НЧ – КЧ». Тогда передаточная функция для схемы, изображенной на рис. 1, а, имеет вид

$$H = \{z_n[Y_{21}^{oc}(d_n b_{yn} + a_{yn} b_n) + 1]\} / \{a_n A_0 + b_n B_0 + c_n C_0 + d_n D_0 + (a_n d_n - b_n c_n)E_0 + H_0\}, \quad (11)$$

где

$$A_0 = z_n[c_y z_0 + a_{yn}(1 + Y_{11}^{oc} z_0)];$$

$$B_0 = [Y_{12}^{oc} Y_{21}^{oc} z_0 z_n + (1 + Y_{11}^{oc} z_0)(1 - Y_{22}^{oc} z_n)]a_{yn} + c_{yn} z_0(1 - Y_{22}^{oc} z_n); \quad C_0 = z_n[d_{yn} z_0 + b_{yn}(1 + Y_{11}^{oc} z_0)];$$

$$H_0 = Y_{12}^{oc} z_0 z_n; \quad E_0 = -Y_{21}^{oc} z_n(a_{yn} d_{yn} - b_{yn} c_{yn});$$

$$D_0 = [Y_{12}^{oc} Y_{21}^{oc} z_0 z_n + (1 + Y_{11}^{oc} z_0)(1 - Y_{22}^{oc} z_n)]b_{yn} + d_{yn} z_0(1 - Y_{22}^{oc} z_n);$$

$$Y_{11}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N Y_{11m}; \quad Y_{12}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N Y_{12m};$$

$$Y_{21}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N Y_{21m}; \quad Y_{22}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N Y_{22m};$$

$Y_{11}^{oc}, Y_{12}^{oc}, Y_{21}^{oc}, Y_{22}^{oc}$ – известные зависимости суммарных элементов матрицы проводимостей всех каскадов (кроме n -го) от частоты.

Передаточная функция для схемы, показанной на рис. 1, б:

$$H = \{z_n [Z_{21}^{oc}(a_n c_{yn} + c_n d_{yn}) + 1]\} /$$

$$/ \{a_n A_0 + b_n B_0 + c_n C_0 + d_n D_0 +$$

$$+ (a_n d_n - b_n c_n) E_0 + H_0\},$$

где

$$A_0 = [(z_0 + Z_{11}^{oc})(z_n - Z_{22}^{oc}) + Z_{12}^{oc} Z_{21}^{oc}] c_{yn} +$$

$$+ a_{yn}(z_n - Z_{22}^{oc}); \quad B_0 = a_{yn} + c_{yn}(z_0 + Z_{11}^{oc});$$

$$C_0 = [(z_0 + Z_{11}^{oc})(z_n - Z_{22}^{oc}) + Z_{12}^{oc} Z_{21}^{oc}] d_{yn} +$$

$$+ b_{yn}(z_n - Z_{22}^{oc}); \quad D_0 = b_{yn} + d_{yn}(z_0 + Z_{11}^{oc});$$

$$H_0 = Z_{12}^{oc}; \quad E_0 = -Z_{21}^{oc}(a_{yn} d_{yn} - b_{yn} c_{yn});$$

$$Z_{11}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N Z_{11m}; \quad Z_{12}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N Z_{12m};$$

$$Z_{21}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N Z_{21m}; \quad Z_{22}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N Z_{22m};$$

$Z_{11}^{oc}, Z_{12}^{oc}, Z_{21}^{oc}, Z_{22}^{oc}$ – известные зависимости суммарных элементов матрицы сопротивлений всех каскадов (кроме n -го) от частоты.

Передаточная функция для схемы, представленной на рис. 2, а:

$$H = \{z_n [H_{21}^{oc}(b_n c_{yn} + d_n d_{yn}) + 1]\} /$$

$$/ \{a_n A_0 + b_n B_0 + c_n C_0 + d_n D_0 +$$

$$+ (a_n d_n - b_n c_n) E_0 + H_0\},$$

где

$$A_0 = z_n [a_{yn} + c_{yn}(z_0 + H_{11}^{oc})];$$

$$B_0 = (1 - H_{22}^{oc} z_n) a_{yn} +$$

$$+ c_{yn} [(1 - H_{22}^{oc} z_n)(z_0 + H_{11}^{oc}) + H_{12}^{oc} H_{21}^{oc} z_n];$$

$$H_0 = H_{12}^{oc} z_n; \quad C_0 = z_n [b_{yn} + d_{yn}(z_0 + H_{11}^{oc})];$$

$$D_0 = d_{yn} [(1 - H_{22}^{oc} z_n)(z_0 + H_{11}^{oc}) + H_{12}^{oc} H_{21}^{oc} z_n] +$$

$$+ (1 - H_{22}^{oc} z_n) b_{yn}; \quad E_0 = H_{21}^{oc} z_n (a_{yn} d_{yn} - b_{yn} c_{yn});$$

$$H_{11}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N H_{11m}; \quad H_{12}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N H_{12m};$$

$$H_{21}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N H_{21m}; \quad H_{22}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N H_{22m}.$$

$H_{11}^{oc}, H_{12}^{oc}, H_{21}^{oc}, H_{22}^{oc}$ – известные зависимости суммарных элементов смешанной матрицы H всех каскадов (кроме n -го) от частоты.

Передаточная функция для схемы, представленной на рис. 2, б:

$$H = \{z_n [F_{21}^{oc}(a_n a_{yn} + b_{yn} c_n) + 1]\} /$$

$$/ \{a_n A_0 + b_n B_0 + c_n C_0 + d_n D_0 +$$

$$+ (a_n d_n - b_n c_n) E_0 + H_0\},$$

где

$$A_0 = [F_{12}^{oc} F_{21}^{oc} z_0 + (1 + F_{11}^{oc} z_0)(z_n - F_{22}^{oc})] a_{yn} +$$

$$+ c_{yn} z_0 (z_n - F_{22}^{oc}); \quad B_0 = a_{yn} (1 + F_{11}^{oc} z_0) + z_0 c_{yn};$$

$$H_0 = F_{12}^{oc} z_0; \quad D_0 = d_{yn} z_0 + b_{yn} (1 + F_{11}^{oc} z_0);$$

$$C_0 = [F_{12}^{oc} F_{21}^{oc} z_0 + (z_n - F_{22}^{oc})(1 + F_{11}^{oc} z_0)] b_{yn} +$$

$$+ d_{yn} z_0 (z_n - F_{22}^{oc}); \quad E_0 = F_{21}^{oc} z_0 (a_{yn} d_{yn} - b_{yn} c_{yn});$$

$$F_{11}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N F_{11m}; \quad F_{12}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N F_{12m};$$

$$F_{21}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N F_{21m}; \quad F_{22}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N F_{22m};$$

$F_{11}^{oc}, F_{12}^{oc}, F_{21}^{oc}, F_{22}^{oc}$ – известные зависимости суммарных элементов смешанной матрицы F всех каскадов (кроме n -го) от частоты.

Общая для всех вариантов взаимосвязь между элементами классической матрицы передачи КЧ n -го каскада, полученная путем решения исходного уравнения

$$a_n = \frac{(C_1 c_n + B) b_n + D_1 d_n + C_2 c_n + C}{C_1 d_n + D}. \quad (15)$$

Коэффициенты для (15) при использовании (9) в исходном уравнении:

$$B = j(a_y Y_{21}^{oc} z_n - B_0 M) = b_r + j b_x; \quad (16)$$

$$C = z_n - H_0 M = c_r + j c_x; \quad C_1 = E_0 M = c_{1r} + j c_{1x};$$

$$C_2 = -j C_0 M = c_{2r} + j c_{2x}; \quad D = A_0 M = d_r + j d_x;$$

$$D_1 = b_y Y_{21}^{oc} z_n - D_0 M = d_{1r} + j d_{1x};$$

$$M = m(\cos \varphi + j \sin \varphi).$$

Коэффициенты для (15) при использовании (10) в исходном уравнении:

$$B = -j B_0 M = b_r + j b_x; \quad C = z_n - H_0 M = c_r + j c_x; \quad (17)$$

$$C_1 = E_0 M = c_{1r} + j c_{1x};$$

$$C_2 = j d_{yn} z_n Z_{21}^{oc} - j C_0 M = c_{2r} + j c_{2x};$$

$$D = A_0 M - c_y z_n Z_{21}^{oc} = d_r + j d_x;$$

$$D_1 = -D_0 M = d_{1r} + j d_{1x}.$$

Коэффициенты для (14) при использовании (11) в исходном уравнении:

$$\begin{aligned} B &= j(c_{yn}H_{21}^{oc}z_n - B_0M) = b_r + jb_x; \\ C &= z_n - H_0M = c_r + jc_x; \quad C_1 = E_0M = c_{1r} + jc_{1x}; \\ C_2 &= -jC_0M = c_{2r} + jc_{2x}; \quad D = A_0M = d_r + jd_x; \\ D_1 &= d_{yn}H_{21}^{oc}z_n - D_0M = d_{1r} + jd_{1x}. \end{aligned} \quad (18)$$

Коэффициенты для (14) при использовании (12) в исходном уравнении:

$$\begin{aligned} B &= -jB_0M = b_r + jb_x; \quad C = z_n - H_0M = c_r + jc_x; \\ C_1 &= E_0M = c_{1r} + jc_{1x}; \\ C_2 &= j(b_{yn}z_nF_{21}^{oc} - C_0M) = c_{2r} + jc_{2x}; \\ D &= A_0M - a_{yn}z_nF_{21}^{oc} = d_r + jd_x; \\ D_1 &= -D_0M = d_{1r} + jd_{1x}. \end{aligned} \quad (19)$$

Для отыскания выражений для определения параметров типовых схем КЧ каскада необходимо взять известные формулы для элементов классической матрицы передачи КЧ [3; 4], выраженные через сопротивления или проводимости двухполюсников, а также коэффициенты для (6) или (15) с выбранным типом обратной связи и подставить их в (6) или (15). Затем полученное комплексное уравнение надо решить относительно сопротивления или проводимости выбранного двухполюсника. При смене базиса четырехполюсника на резистивный или смешанный полученное уравнение надо разделить на действительную и мнимую части и решить сформированную таким образом систему двух алгебраических действительных уравнений относительно сопротивлений или проводимостей двух двухполюсников выбранной схемы четырехполюсника из M двухполюсников. В результате получаются ограничения в виде зависимостей сопротивлений двух двухполюсников от частоты, оптимальные по критерию обеспечения заданных характеристик. Задача реализации этих зависимостей в ограниченной полосе частот решена в работе [9]. Параметры остальных $M-2$ двухполюсников РЧ и ЦОС n -го каскада, свободных от указанных ограничений, а также параметры двухполюсников РЧ и ЦОС всех остальных каскадов выбираются из условия обеспечения других критериев, например из условия обеспечения заданной формы полосы рабочих частот. Для этого могут быть использованы известные численные методы оптимизации [10]. При этом время оптимизации сокращается в сотни раз по сравнению с временем оптимизации с помощью только численных методов. Это связано с тем, что при использовании получаемых таким образом ограничений на каждом шаге оптимизации, включая первый, на заданном количестве частот обеспечи-

вается совпадение реальных значений передаточной функции с заданными.

2. Результаты параметрического синтеза

Здесь в качестве примера приводятся некоторые из решений, полученных для типовых схем КЧ при использовании параллельной по напряжению обратной связи (рис. 1, а). Этот вид обратной связи допускает применение КЧ практически любой сложности. Количество решений равно числу двухполюсников в выбранном КЧ. Пусть используется взаимосвязь (6) для варианта применения одинаковых каскадов. Если в качестве КЧ используется последовательно включенное комплексное сопротивление Z (рис. 3, а), то зависимость этого сопротивления от частоты определяется следующим образом (аргументы опущены):

$$Z = \frac{1-D-E}{B}. \quad (20)$$

Параллельно включенное сопротивление Z (рис. 3, б):

$$Z = \frac{C}{1-D-E}. \quad (21)$$

Γ -образное соединение двух сопротивлений $Z_{1,2}$ (рис. 3, в):

$$Z_1 = \frac{C + DZ_2}{1-D-E-BZ_2}; \quad Z_2 = \frac{Z_1(1-D-E)-C}{D+BZ_1}. \quad (22)$$

Обратное Γ -образное соединение двух сопротивлений $Z_{1,2}$ (рис. 4, а):

$$Z_1 = \frac{Z_2(1-D-E)-C}{BZ_2-1}; \quad Z_2 = \frac{C-Z_1}{1-D-E-BZ_1}. \quad (23)$$

T -образное соединение трех сопротивлений $Z_{1,2,3}$ (рис. 4, б):

$$\begin{aligned} Z_1 &= \frac{Z_2(D+E-1+BZ_3)+C+DZ_3}{1-B(Z_2+Z_3)}; \\ Z_2 &= \frac{(D+BZ_1)Z_3+C-Z_1}{1-D-E-B(Z_1+Z_3)}; \\ Z_3 &= \frac{Z_1-C-Z_2(D+E-1+BZ_1)}{D+B(Z_1+Z_2)}. \end{aligned} \quad (24)$$

Π -образное соединение трех сопротивлений $Z_{1,2,3}$ (рис. 4, в):

$$\begin{aligned} Z_1 &= \frac{(Z_2+Z_3)C+DZ_2Z_3}{Z_2-C-Z_3(D+E-1+BZ_2)}; \\ Z_2 &= \frac{(Z_1+Z_3)C+Z_1Z_3(D+E-1)}{Z_1-C-Z_3(D+BZ_1)}; \end{aligned} \quad (25)$$

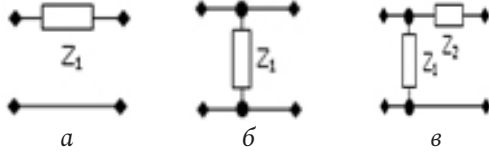


Рис. 3. Примеры синтезированных КЧ
Fig. 3. Examples of synthesized CQ

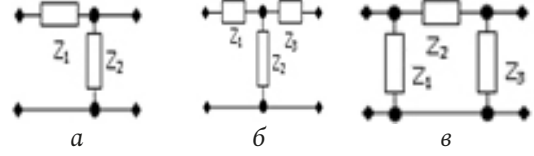


Рис. 4. Примеры синтезированных КЧ (продолжение)
Fig. 4. Examples of synthesized CQ (continued)

$$Z_3 = \frac{Z_1 Z_2 - (Z_1 + Z_2)C}{(D + E - 1 + BZ_2)Z_1 + C + DZ_2}.$$

Перекрытое Т-образное соединение четырех сопротивлений $Z_{1,2,3,4}$ (рис. 5):

$$Z_1 = \frac{[C + Z_2(D + E - 1)](Z_3 + Z_4) + Z_3 Z_4(D + BZ_2)}{Z_4 - C - (D + E - 1 + BZ_4)(Z_2 + Z_3)}; \quad (26)$$

$$Z_2 = \{Z_1 Z_4 - (C + DZ_3)(Z_1 + Z_4) - Z_3[C + Z_1(E - 1 + BZ_4)]\} / \{[Z_1 + Z_3 + Z_4](D + E - 1) + BZ_4(Z_1 + Z_3)\};$$

$$Z_3 = \frac{[C + Z_2(D + E - 1)](Z_1 + Z_4) + Z_1 Z_4(BZ_2 - 1)}{(1 - D - E - BZ_4)(Z_1 + Z_2) - C - DZ_4};$$

$$Z_4 = \{[Z_3(Z_1 + Z_2) + Z_1 Z_2](D + E - 1) + C(Z_1 + Z_3)\} / \{Z_1 - C - [D + B(Z_1 + Z_2)]Z_3 - Z_2(D + E - 1 + BZ_1)\}.$$

Пусть теперь используется взаимосвязь (15) для варианта применения неодинаковых каскадов. Если при этом в качестве КЧ используется последовательно включенное комплексное сопротивление Z (рис. 3, а), то зависимость этого сопротивления от частоты определяется следующим образом (аргументы опущены):

$$Z = \frac{C_1 - C + D - D_1}{B}. \quad (27)$$

Параллельно включенное сопротивление Z (рис. 3, б):

$$Z = \frac{C_2}{C_1 - C + D - D_1}. \quad (28)$$

Г-образное соединение двух сопротивлений $Z_{1,2}$ (рис. 3, в):

$$Z_1 = \frac{C_2 + D_1 Z_2}{C_1 - C + D - D_1 - BZ_2}; \quad (29)$$

$$Z_2 = \frac{Z_1(C_1 - C + D - D_1) - C_2}{D_1 + BZ_1}.$$

Обратное Г-образное соединение двух сопротивлений $Z_{1,2}$ (рис. 4, а):

$$Z_1 = \frac{(C - C_1 - D + D_1)Z_2 + C_2}{D - BZ_2}; \quad (30)$$

$$Z_2 = \frac{DZ_1 - C_2}{C - C_1 - D + D_1 + BZ_1}.$$

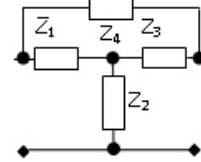


Рис. 5. Синтезированный КЧ (продолжение)
Fig. 5. Synthesized CQ (continued)

Т-образное соединение трех сопротивлений $Z_{1,2,3}$ (рис. 4, б):

$$Z_1 = \frac{(C_1 - C + D - D_1 - BZ_3)Z_2 - C_2 - D_1 Z_3}{B(Z_2 + Z_3) - D}; \quad (31)$$

$$Z_2 = \frac{DZ_1 - C_2 - Z_3(D_1 + BZ_1)}{(Z_1 + Z_3)B + C - C_1 - D + D_1};$$

$$Z_3 = \frac{(C_1 - C + D - D_1 - BZ_1)Z_2 + DZ_1 - C_2}{D_1 + B(Z_1 + Z_2)}.$$

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

$$Z_1 = \frac{(Z_2 + Z_3)C_2 + D_1 Z_2 Z_3}{(C_1 - C + D - D_1 - BZ_2)Z_3 + DZ_2 - C_2}; \quad (32)$$

$$Z_2 = \frac{(C_1 - C + D - D_1)Z_1 Z_3 - (Z_1 + Z_3)C_2}{(D_1 + BZ_1)Z_3 + C_2 - DZ_1};$$

$$Z_3 = \frac{DZ_1 Z_2 - C_2(Z_1 + Z_2)}{(C - C_1 - D + D_1 + BZ_2)Z_1 + C_2 + D_1 Z_2}.$$

Перекрытое Т-образное соединение четырех сопротивлений $Z_{1,2,3,4}$ (рис. 5):

$$Z_1 = \{[(C_1 - C + D - D_1)Z_2 - C_2](Z_3 + Z_4) - Z_3 Z_4(D_1 + BZ_2)\} / \{[C - C_1 - D + D_1 + BZ_4](Z_2 + Z_3) + C_2 - DZ_4\}; \quad (33)$$

$$Z_2 = \{[DZ_1 - C_2](Z_3 + Z_4) - C_2 Z_1 - Z_3[D_1(Z_1 + Z_4) + Z_1(C - C_1 + BZ_4)]\} / \{[C - C_1 - D + D_1](Z_1 + Z_3 + Z_4) + BZ_4(Z_1 + Z_3)\};$$

$$Z_3 = \{[(C_1 - C + D - D_1)Z_2 - C_2](Z_1 + Z_4) + Z_1 Z_4(D - BZ_2)\} / \{[C - C_1 - D + D_1 + BZ_4](Z_1 + Z_2) + C_2 + D_1 Z_4\};$$

$$Z_4 = \{[C_1 - C + D - D_1][Z_2(Z_1 + Z_3) + Z_1 Z_3] - C_2(Z_1 + Z_3)\} / \{[BZ_3 - D](Z_1 + Z_2) + C_2 + D_1(Z_2 + Z_3) + Z_2(C - C_1 + BZ_1)\}.$$

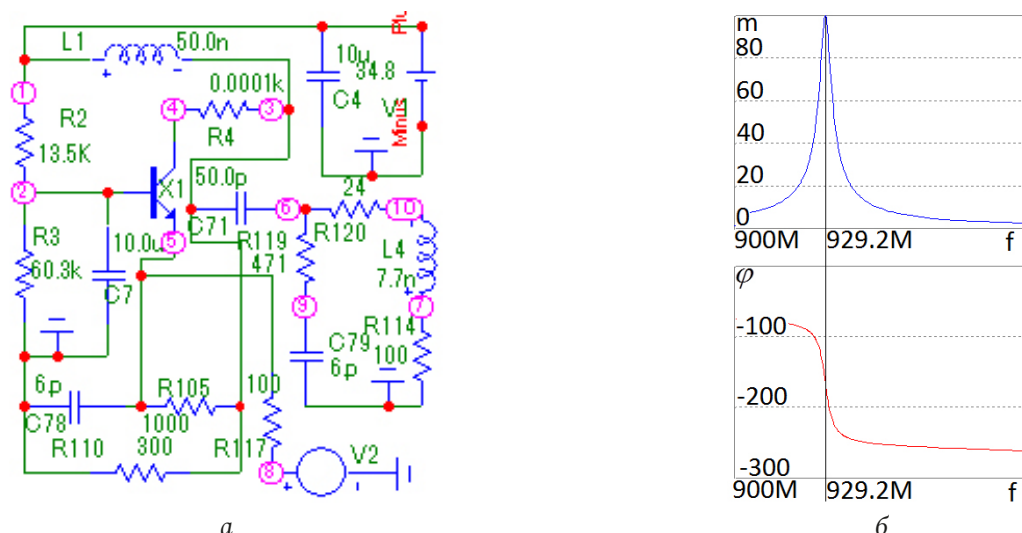


Рис. 6. Принципиальная схема однокаскадного усилителя (а), соответствующая структурной схеме (рис. 1, а), при напряжении $U = 34,8$ В, АЧХ и ФЧХ (б), исследуемые в системе MicroCap

Fig. 6. Schematic diagram of a single-stage amplifier (a), corresponding to the block diagram (Fig. 1, a), at a voltage of $U = 34,8$ V, frequency response and phase response (b), studied in the MicroCap system

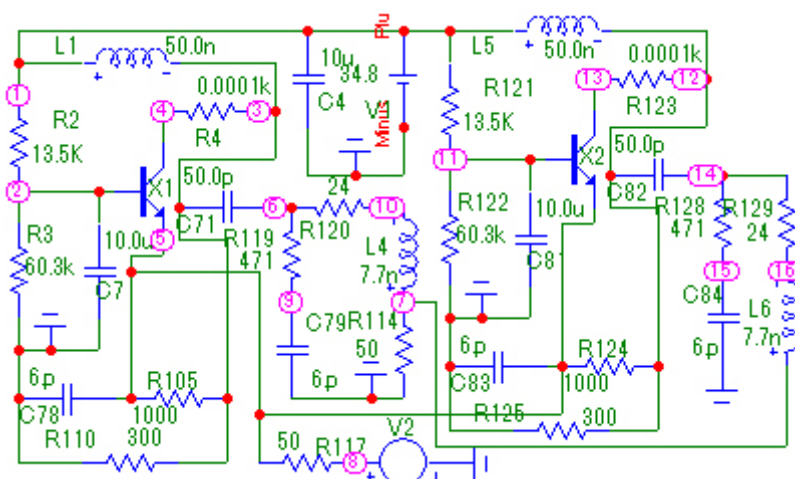


Рис. 7. Принципиальная схема двухкаскадного усилителя с одинаковыми каскадами, соответствующая структурной схеме (рис. 1, а), частотные характеристики (рис. 6, б) которого идентичны соответствующим характеристикам (рис. 6, б) однокаскадного усилителя (рис. 6, а)

Fig. 7. Schematic diagram of a two-stage amplifier with identical stages, corresponding to the block diagram (Fig. 1, a), the frequency characteristics (Fig. 6, b) of which are identical to the corresponding characteristics (Fig. 6, b) of a single-stage amplifier (Fig. 6, a)

Для КЧ, в которых число двухполюсников больше одного, оптимизация параметров двухполюсников, свободных от ограничений типа (20)–(33), производится с помощью известных численных методов [10]. Это же самое относится и к двухполюсникам всех КЧ, кроме n -го.

3. Математическое и схемотехническое моделирование

На рис. 6–9 для примера показаны принципиальные и эквивалентные схемы однокаскадного и двухкаскадного усилителя с одинаковыми каскадами, соответствующие исследуемой структурной схеме с параллельной по напряжению связью, пред-

ставленной на рис. 1, а, а также их теоретические и экспериментальные характеристики. Использован транзистор типа BFQ17PH (рис. 6, а и 7). 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. 6, а) и C_{78} , R_{105} , R_{110} , C_{83} , R_{124} , R_{125} на двухкаскадной схеме (рис. 7). Нагрузка и сопротивление источника сигнала выполнены на элементах R_{114} и R_{117} соответственно. Схемы КЧ собраны в виде Г-образных четырехполюсников на элементах R_{119} , R_{120} , L_4 , C_{79} (рис. 6, а), R_{119} , R_{120} , L_4 , C_{79} и R_{128} , R_{129} , L_6 , C_{84} (рис. 7), параметры которых определялись по формулам (22).

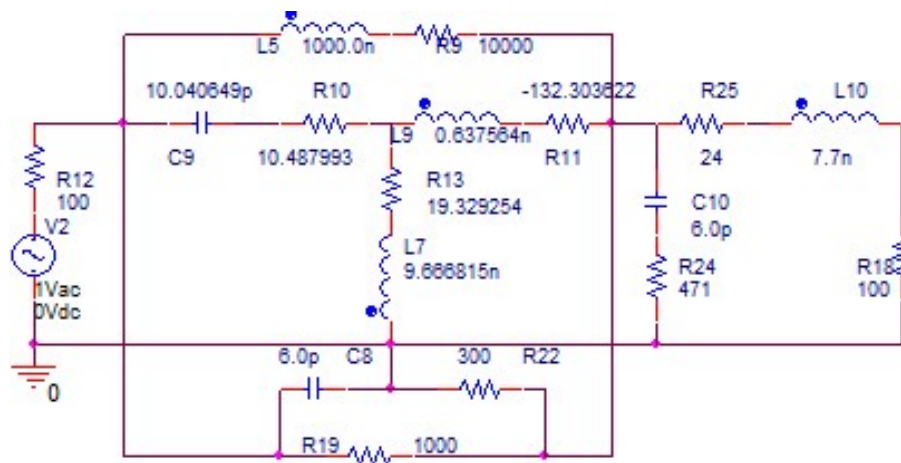


Рис. 8. Эквивалентная схема однокаскадного усилителя (рис. 6, а), соответствующая структурной схеме (рис. 1, а), исследуемая в системе OrCad

Fig. 8. Equivalent circuit of a single-stage amplifier (Fig. 6, a), corresponding to the block diagram (Fig. 1, a), studied in the OrCad system

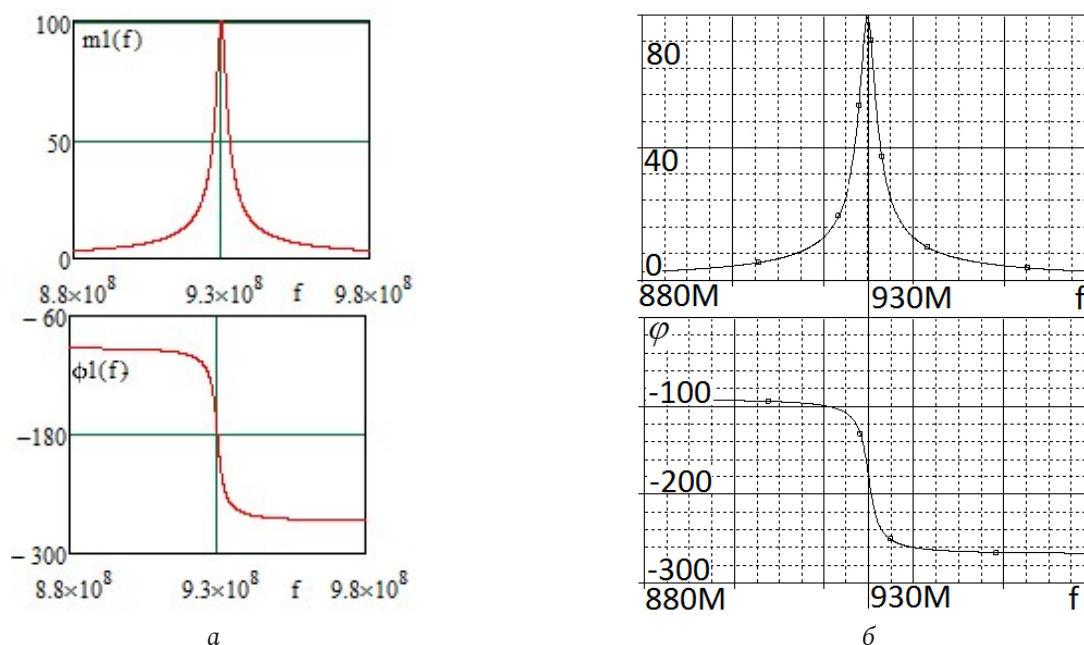


Рис. 9. Частотные характеристики (АЧХ и ФЧХ) эквивалентной схемы (рис. 8), полученные в системе MathCad (а) и OrCad (б)
Fig. 9. Frequency characteristics (frequency response and phase response) of the equivalent circuit (Fig. 8), obtained in the MathCad (a) and OrCad (b) systems

Эквивалентная схема нелинейного элемента выполнена в виде перекрытого Т-образного четырехполюсника на элементах R_{10} , C_9 , R_{13} , L_7 , R_{11} , L_9 , R_9 , L_5 (рис. 8). Параметры эквивалентной схемы НЭ выбраны из условия совпадения выходного сопротивления НЧ с выходным сопротивлением НЧ с использованием реального транзистора [9]. 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 КЧ собрана на основе Г-образного соединения четырех элементов R_{24} , R_{25} , L_{10} , C_{10} .

Частотные характеристики принципиальных схем, показанные на рис. 6, б (сопротивления источника сигнала и нагрузки равны 100 Ом) и 7 (сопротивления источника сигнала и нагрузки равны 50 Ом), идентичны. Это соответствует выводам, сделанным на основе анализа полученных ранее [1] выражений для передаточных функций (1) исследуемых многокаскадных структурных схем (рис. 1, а).

Таким образом, при использовании варианта включения КЧ между НЧ и нагрузкой также наблюдается новое явление, состоящее в том, что при определенных соотношениях между количеством каскадов и значениями сопротивлений источника

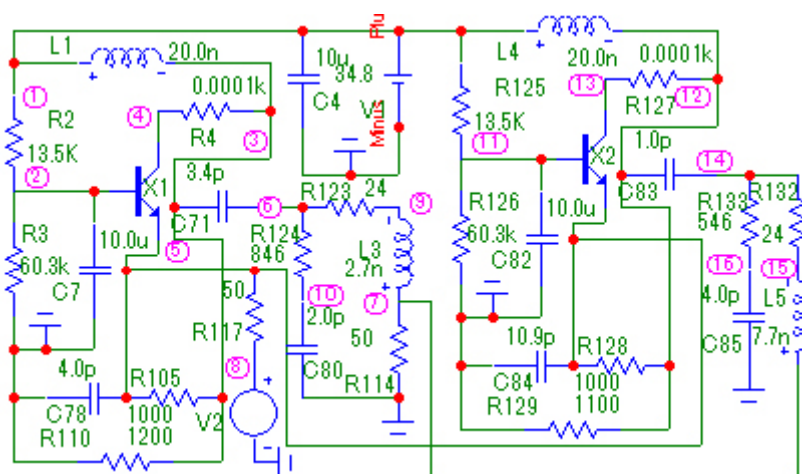


Рис. 10. Принципиальная схема двухкаскадного усилителя (а) с неодинаковыми каскадами, соответствующая структурной схеме (рис. 1, а), при напряжении $U = 34,8$ В, исследуемая в системе MicroCap

Fig. 10. Schematic diagram of a two-stage amplifier (a) with unequal stages, corresponding to the block diagram (Fig. 1, a), at a voltage of $U = 34,8$ V, studied in the MicroCap system

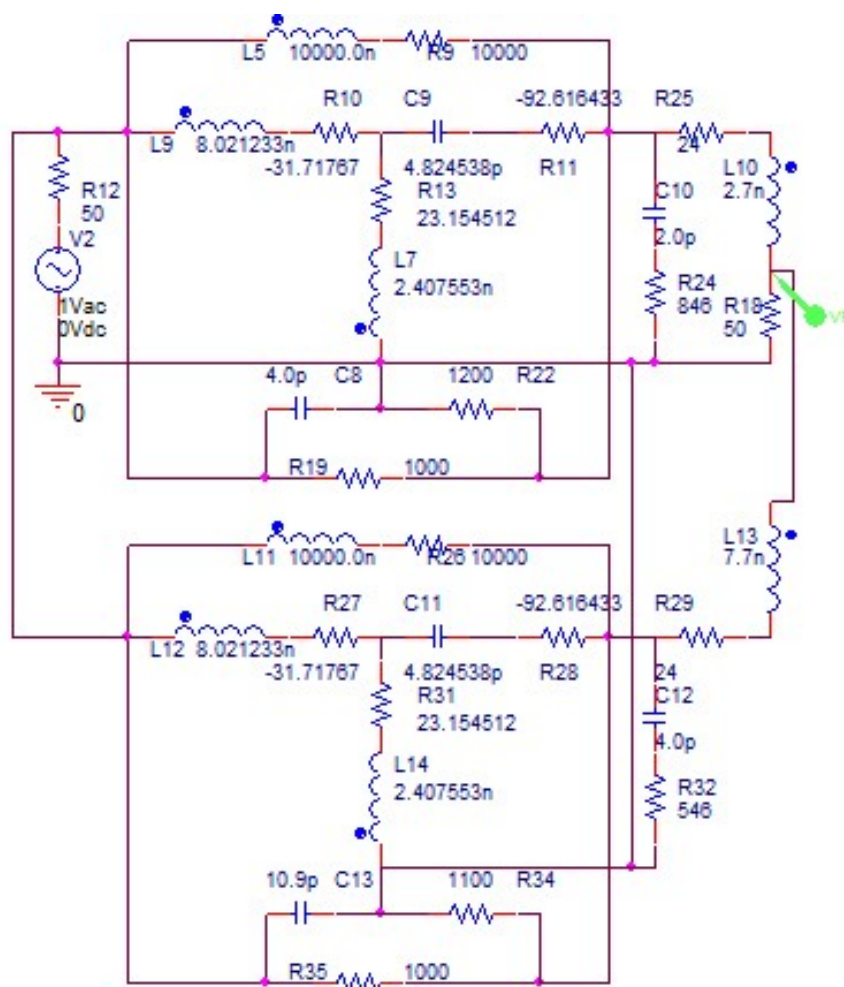


Рис. 11. Эквивалентная схема двухкаскадного усилителя (рис. 10) с неодинаковыми каскадами, соответствующая структурной схеме (рис. 1, а), исследуемая в системе OrCad

Fig. 11. Equivalent circuit of a two-stage amplifier (Fig. 10) with unequal stages, corresponding to the block diagram (Fig. 1, a), studied in the OrCad system

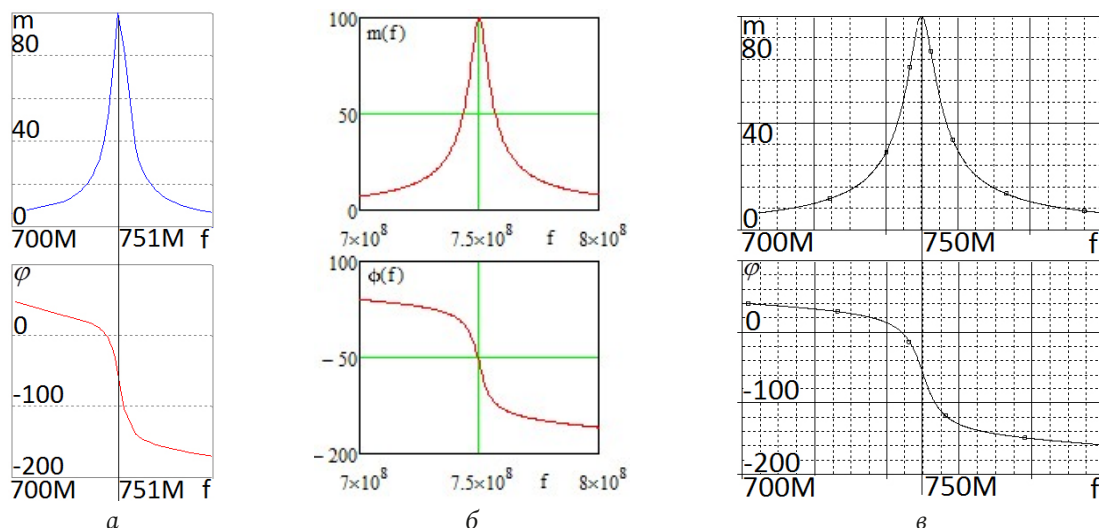


Рис. 12. Частотные характеристики (АЧХ и ФЧХ) принципиальной (рис. 10) и эквивалентной схемы (рис. 11), полученные системах MicroCap (а) MathCad (б) и OrCad (в)

Fig. 12. Frequency characteristics (frequency response and phase response) of the fundamental (Fig. 10) and equivalent circuit (Fig. 11), obtained by MicroCap (a) MathCad (b) and OrCad (c) systems

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

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

Анализ также показывает, что экспериментальные (рис. 6, б) частотные характеристики принципиальной схемы усилителя (рис. 6, а, 7) удовлетворительно совпадают с характеристиками эквивалентной схемы (рис. 8) усилителя, полученными расчетным путем (рис. 9, а) и экспериментально (рис. 9, б).

Средняя частота эквивалентной схемы $f \approx 930$ МГц (рис. 9, а и б) незначительно отличается от средней частоты принципиальной схемы $f \approx 929,2$ МГц (рис. 6, б). Значения модулей передаточной функции принципиальной и эквивалентной схем усилителя равны $m = 100$.

При использовании неодинаковых каскадов возникает возможность значительно увеличить рабочую полосу частот.

Например, для двухкаскадной схемы (рис. 10) произведение коэффициента усиления на полосу частот составляет примерно 600 (рис. 12). Это почти в 3 раза больше, чем произведение коэффициента усиления на полосу частот однокаскадного усилителя или двухкаскадного усилителя с одинаковыми каскадами. Средняя частота эквивалентной

схемы $f \approx 750$ МГц (рис. 12, б и в) незначительно отличается от средней частоты принципиальной схемы $f \approx 751$ МГц (рис. 12, а). Значения модулей передаточной функции принципиальной (рис. 10) и эквивалентной (рис. 11) схем усилителя равны $m = 100$.

Формы АЧХ и ФЧХ совпадают удовлетворительно. Сопротивления РЧ, ЦОС, нагрузки и источника сигнала принципиальных и эквивалентных схем усилителей полностью совпадают.

В работе [11] показано, что результаты схемотехнического моделирования удовлетворительно совпадают с результатами экспериментальных исследований физических макетов радиоустройств.

Закключение

Таким образом, полученные математические модели КЧ-типа (20)–(33) могут быть использованы для технического проектирования усилителей с заданными частотными характеристиками. Возможность изменения величины эквивалентного сопротивления источника сигнала и нагрузки путем включения произвольного количества одинаковых каскадов типа «НЧ – КЧ» значительно упрощает решение многих задач радиоэлектроники [12], например задач обеспечения однонаправленности распространения сигнала и независимости процессов, происходящих в предыдущем и последующем динамических звеньях систем автоматического регулирования. При использовании неодинаковых каскадов появляется возможность значительного увеличения рабочей полосы частот.

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-гладной 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 радиоуправления 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. Разевиг В.Д. Схемотехническое моделирование с помощью MicroCap-7. М.: Горячая линия – Телеком, 2003. 268 с.
12. 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

2023, vol. 26, no. 3, pp. 40–51

DOI [10.18469/1810-3189.2023.26.3.40-51](https://doi.org/10.18469/1810-3189.2023.26.3.40-51)

UDC 621.396.66

Original Research

Received 20 June 2023

Accepted 21 July 2023

Published 27 September 2023

Parametrical synthesis of various radio devices with the set quantity of cascades of type «the nonlinear part – the complex 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 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 complex 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 optimization. **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 parametres), received by mathematical modelling in system MathCad, and the experimental results received by modelling in systems OrCad and MicroCap, shows their satisfactory coincidence.

Keywords – parametrical synthesis of the complex two-port networks; the set frequency characteristics of multicascade radio devices.

✉ valgol2595@gmail.com (Alexander A. Golovkov)

 © Alexander A. Golovkov, 2023

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. V. D. Razevig, *Circuit Simulation with MicroCap-7*. Moscow: Goryachaya liniya – Telekom, 2003. (In Russ.)
12. A. A. Kulikovskogo, Ed. *Handbook of Radio Electronics*, vol. 3. 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>

Методики создания и проверки многодиапазонных антенно-волноводных трактов

С.И. Бойчук¹, А.Е. Коровкин¹, В.И. Юхнов²

¹ ФГУП «Ростовский-на-Дону научно-исследовательский институт радиосвязи»
344038, Россия, г. Ростов-на-Дону,
ул. Нансена, 130

² Северо-Кавказский филиал Московского технического университета связи и информатики
344002, Россия, г. Ростов-на-Дону,
ул. Серафимовича, 62

Аннотация – Обоснование. Необходимость создания, сборки и настройки антенно-волноводных трактов многодиапазонных зеркальных антенн систем спутниковой связи требует использования различных методик выбора структуры, определения и оптимизации параметров антенно-волноводных трактов. **Цель.** Снижение требований к объемам вычислительных затрат при разработке антенно-волноводных трактов и временных затрат на их сборку и настройку, а также проведение анализа изменения характеристик антенно-волноводных трактов при изменении параметров одного из устройств в составе тракта на основе выполнения расчетов характеристик только данного устройства. **Методы.** Разработка антенно-волноводных трактов, включающая этапы выбора схемы построения тракта и определение параметров входящих в его состав устройств, проводится на основе математической модели соответствующего варианта построения тракта с использованием методов пакетов электродинамического моделирования. **Результаты.** Разработана методика создания многодиапазонного антенно-волноводного тракта и методики его сборки и настройки. **Заключение.** Предложена методика, которая позволяет снизить требования к используемым вычислительным средствам при разработке антенно-волноводных трактов по объему оперативной памяти, быстродействию. Реализована возможность анализа изменения характеристик антенно-волноводных трактов при изменении параметров одного из устройств в составе антенно-волноводных трактов на основе проведения расчетов характеристик только данного устройства. Последовательное выполнение измерений характеристик фрагмента антенно-волноводного тракта на этапе сборки и настройки дает возможность принимать решение о дальнейшей сборке антенно-волноводного тракта или внесении изменений в параметры последнего из подключенных устройств.

Ключевые слова – антенно-волноводный тракт; многодиапазонная зеркальная антенна; структура и характеристики антенно-волноводных трактов.

Введение

В современных наземных станциях систем спутниковой связи используются зеркальные антенны, обеспечивающие прием в нескольких частотных диапазонах с целью непрерывного обеспечения трафика пользователей в различных регионах Земного шара. Широкое использование при решении указанных задач могут находить многодиапазонные антенны различных типов, в первую очередь зеркальные антенны. В настоящее время известен ряд технических решений по построению антенн земных станций спутниковой связи [1–4].

В зависимости от решаемых многодиапазонных зеркальных антенн (МЗА), требований к диапазонам частот и видам поляризаций принимаемых и передаваемых сигналов могут использоваться антенно-волноводные тракты (АВТ), построенные на основе одного из следующих способов:

- способ разделения сигналов по частоте-поляризации;

- способ разделения сигналов по поляризации-частоте.

Наиболее широкое распространение при построении МЗА получил первый из указанных способов. Для минимизации затрат, связанных с созданием и последующей эксплуатацией таких комплексов, наиболее актуальным является использование МЗА, построенных на основе многодиапазонных АВТ [5; 6]. Однако разработка, создание и последующая настройка таких антенн и трактов, несмотря на их анализ в ряде работ [7–11], является трудоемкой задачей, требующей как большого объема вычислений, так и больших временных затрат на сборку и настройку устройств и элементов, входящих в состав АВТ.

Целью статьи является снижение требований, к объемам вычислительных затрат при разработке АВТ и временных затрат на их сборку и настройку, а также проведение анализа изменения характеристик АВТ при изменении параметров одного из устройств в составе АВТ на основе про-

ведения расчетов характеристик только данного устройства.

Решаемые задачи.

1. Разработка методики создания многодиапазонного АВТ.
2. Разработка методики сборки и настройки АВТ.

Исследование

Структурная схема трехдиапазонного АВТ с функцией автосопряжения, разработанного на основе способа разделения принимаемых сигналов по частоте-поляризации, приведена на рис. 1.

Разработка АВТ, включающая этапы выбора схемы построения тракта и определение параметров входящих в его состав устройств, проводится на основе математической модели соответствующего варианта построения тракта [12]. По результатам моделирования диплексеров могут быть сформированы матрицы ${}^{(j)}_{(1)}\mathbf{A}$ и ${}^{(j)}_{(2)}\mathbf{A}$ для j -го из числа совмещаемых частотных диапазонов ($j = 1, \dots, J-1$), определяющие взаимосвязь между модами сигнала на входе диплексера и модами сигналов на первом и втором выходе соответственно.

Аналогично для поляризаторов и селекторов поляризационных j -го частотного диапазона ($j = 1, \dots, J$) по результатам моделирования могут быть получены, соответственно, матрицы ${}^{(j)}\mathbf{B}_1$ и ${}^{(j)}\mathbf{B}_2$, с использованием которых формируется матрица ${}^{(j)}\mathbf{B} = {}^{(j)}\mathbf{B}_2 \cdot {}^{(j)}\mathbf{B}_1$.

Для устройств отбора высшей моды рассчитываются матрицы ${}^{(j)}_{(1)}\mathbf{C}$ и ${}^{(j)}_{(2)}\mathbf{C}$ для диапазонов частот, в которых осуществляется автосопряжение излучающего КО.

Далее с использованием рассчитанных матриц определяются потери и КСВн в каждом из совмещаемых диапазонов частот. На основании указанных характеристик рассчитывается значение показателя эффективности АВТ.

Выбранный способ разделения сигналов может быть реализован с использованием в составе АВТ ответвителей моды, диплексеров, поляризаторов и селекторов. Выбор параметров устройств в составе АВТ проводится с учетом взаимосвязи параметров устройств и характеристик АВТ с использованием разработанной математической модели АВТ, которая может быть получена на основе матриц, представляющих полноволновое описание сигналов в элементах АВТ [12].

Блок-схема предлагаемой методики приведена на рис. 2. На первом этапе в соответствии с задан-

ным числом совмещаемых диапазонов, шириной полосы рабочих частот в каждом из совмещаемых диапазонов, набором поляризаций принимаемых сигналов, необходимостью выполнения автосопряжения источника радиоизлучения выполняется выбор структуры АВТ.

На втором этапе производятся выбор конструкции и предварительный выбор параметров элементов из состава АВТ. При построении в соответствии со способом разделение по частоте-поляризации будут использоваться частотные диплексеры. Выбор конструкции осуществляется с учетом габаритных ограничений. В частности, указанные ограничения определяют выбор конструкций частотных диплексеров. При построении АВТ по способу разделение по поляризации-частоте используется диплексер.

На следующем этапе проводится уточнение параметров элементов АВТ, обеспечивающих получение заданных характеристик. При выполнении этого этапа последовательно, начиная с входного элемента АВТ, формируются фрагменты АВТ для случая двухдиапазонного АВТ с совмещением S- и X-диапазонов частот с автосопряжением в X-диапазоне и выделением в каждом из совмещаемых диапазонов сигналов правой и левой круговых поляризаций.

Вход АВТ (диплексер) подключается к выходу облучателя. Предварительный выбор параметров диплексеров осуществляется с учетом согласования их входных характеристик с выходными характеристиками облучателя МЗА. Сечение волновода на входе АВТ без реализации автосопряжения выбирается из условия распространения основной моды в нижнем частотном диапазоне и минимального числа распространяющихся мод в верхнем из совмещаемых частотных диапазонов. Кроме того, учитывается зависимость выходных характеристик рупорного облучателя в совмещаемых диапазонах частот от диаметра модового трансформатора рупора.

К выходу диплексера, соответствующему первому частотному диапазону, подключается однодиапазонное устройство поляризационного преобразования и селекции, выбор параметров которого не представляет сложностей.

Ко второму выходу первого частотного диплексера подключается второй частотный диплексер. Входное сечение волновода данного диплексера выбирается из условия распространения основной моды во втором частотном диапазоне и минимального числа распространяющихся мод в верх-

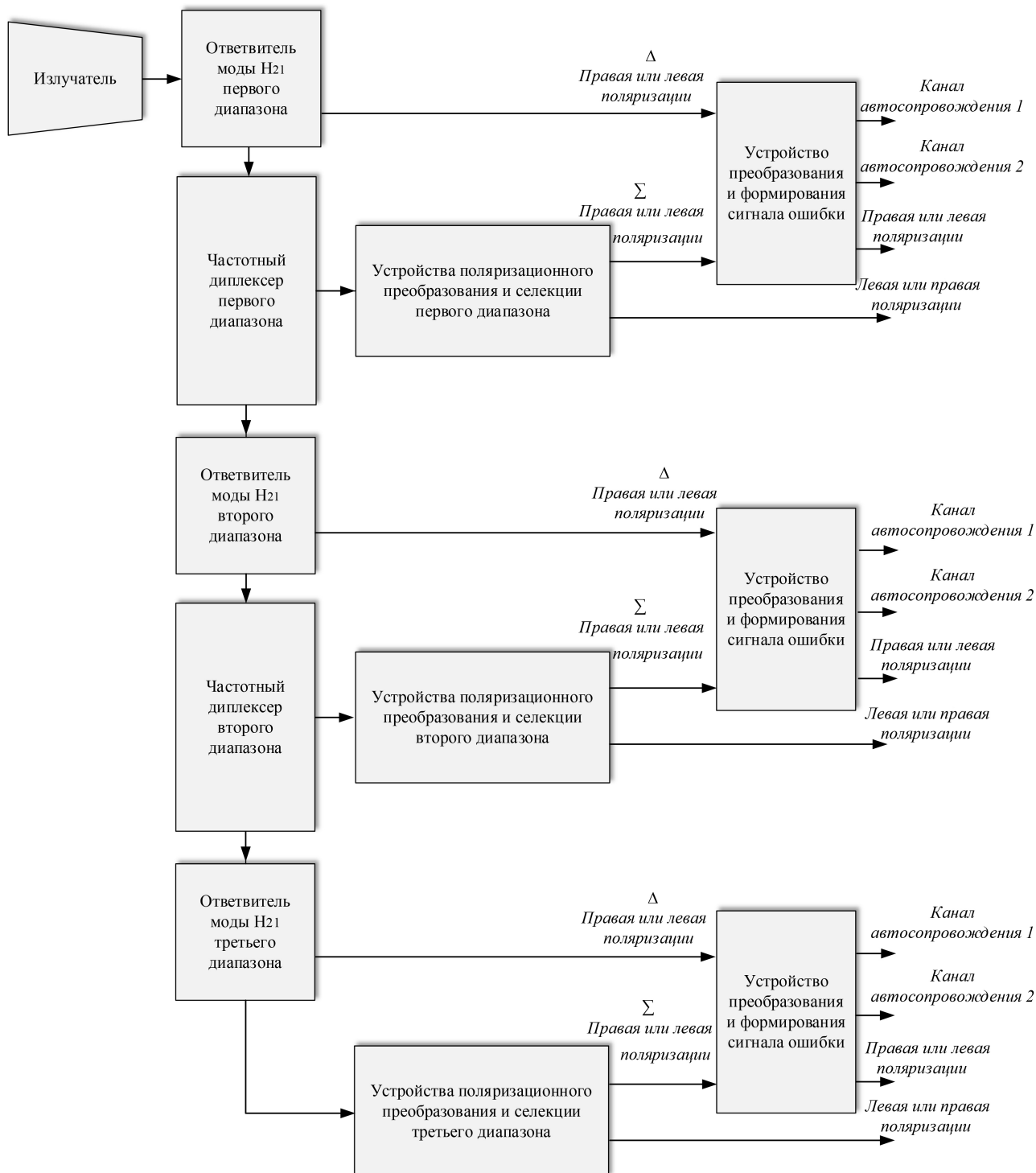


Рис. 1. Структурная схема трехдиапазонного АВТ с автосопровождением
Fig. 1. Structural diagram of a three-band AVT with auto-tracking

нем из совмещаемых частотных диапазонов. Ко второму выходу второго диплексера подключается однодиапазонное устройство поляризационного преобразования и селекции, выбор параметров которого, как и для нижнего частотного диапазона, не представляет сложностей. Оптимизация параметров диплексеров других диапазонов частот проводится аналогично.

В случае построения АВТ по схеме разделение по поляризации-частоте с выходными характеристиками облучателя согласуются входные характеристики устройства поляризационного разделения. Выбор размеров волноводов осуществляется аналогично, как и в предыдущей схеме.

Достоинствами предлагаемой методики являются:

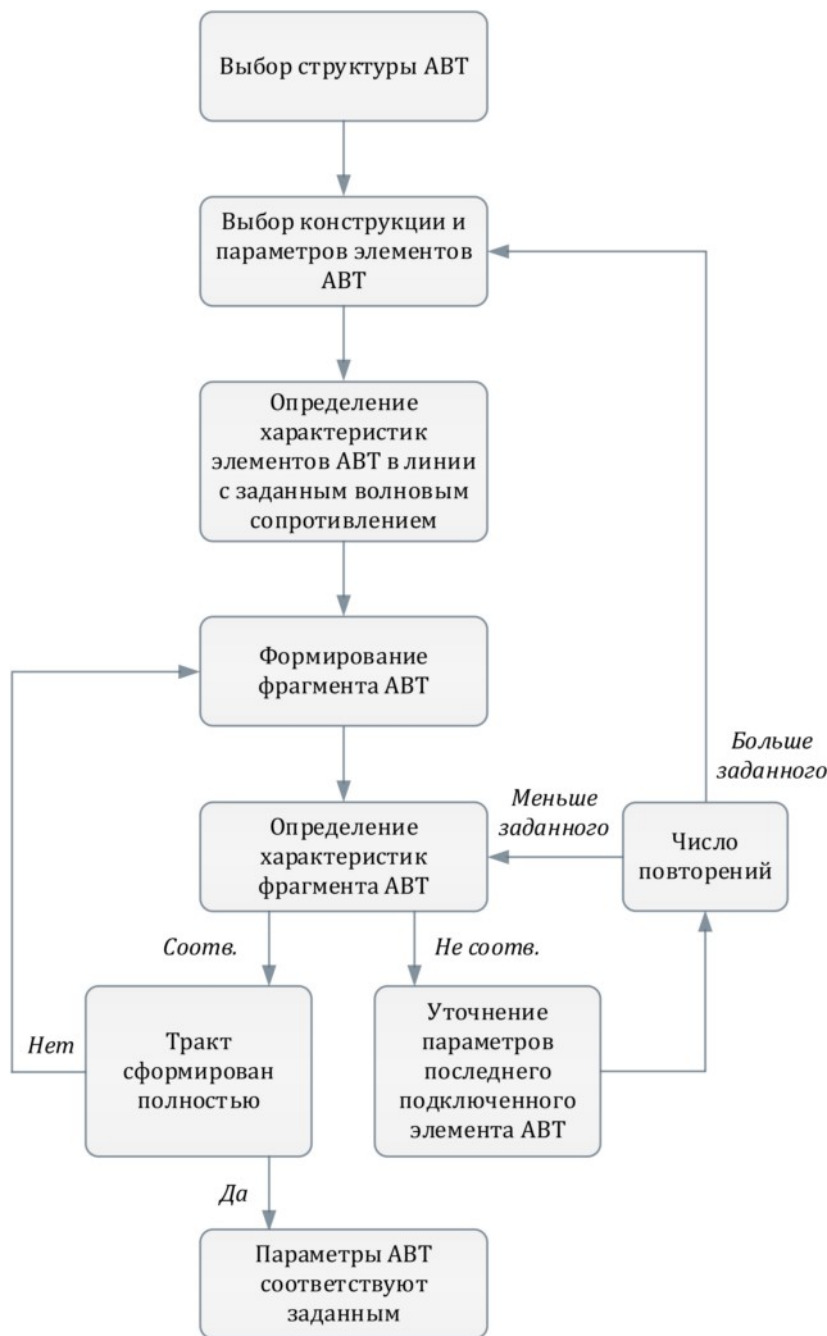


Рис. 2. Блок-схема методики разработки АВТ
Fig. 2. Flowchart of the AVT development methodology

– возможность снижения требований к используемым вычислительным средствам при разработке АВТ по объему оперативной памяти, быстродействию;

– возможность анализа изменения характеристик АВТ при изменении параметров одного из устройств в составе АВТ на основе проведения расчетов характеристик только данного устройства.

Вторым направлением использования разработанной математической модели является разработка методики контроля и настройки ха-

рактеристик АВТ при сборке. Использование математической модели в этом случае позволяет:

– проводить анализ соответствия характеристик изготовленных составных частей заданным требованиям;

– в течение сборки АВТ при последовательном подключении каждого из устройств проводят анализ характеристик собранной части АВТ, сопоставление его с расчетными значениями и настройку параметров устройства;

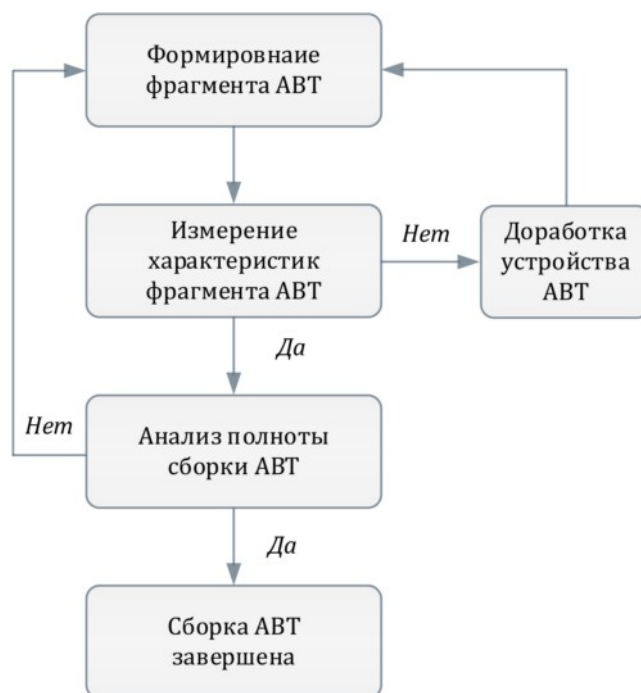


Рис. 3. Блок-схема методики настройки АВТ
Fig. 3. Block diagram of the АВТ tuning technique

– по результатам анализа измеренных значений, выполняемом последовательно на этапе сборки, принимать решение о дальнейшей сборке АВТ или внесении изменений в параметры последнего из подключенных устройств.

Соответствующая блок-схема методики приведена на рис. 3.

На первом этапе проводится последовательная сборка фрагментов АВТ. Первым фрагментом АВТ является входное устройство АВТ, которым в зависимости от выбранной схемы построения могут являться частотные диплексеры, ответвители высшей моды или устройства поляризационного преобразования и селекции.

На втором этапе – измерение характеристик первого устройства в составе АВТ. По результатам сопоставления расчетных и измеренных характеристик АВТ проводится настройка параметров подключаемого элемента АВТ.

Достоинствами предлагаемой методики являются:

- возможность снижения требований к используемым вычислительным средствам при разработке АВТ по объему оперативной памяти, быстродействию;
- возможность анализа изменения характеристик АВТ при изменении параметров одного из устройств в составе АВТ на основе проведения расчетов характеристик только данного устройства.

Заключение

Анализ прикладных аспектов использования математической модели АВТ МЗА позволил выделить два направления применения данной модели при создании АВТ:

- построение методики, обеспечивающей выбор структуры АВТ, определение и оптимизацию параметров составных частей выбранной структуры;
- построение методики контроля и настройки параметров АВТ в ходе его сборки.

В рамках первого направления, связанного с выбором структуры АВТ МЗА, определением и оптимизацией параметров составных частей выбранной структуры, использование данной методики позволяет:

- снизить требования к используемым вычислительным средствам при разработке АВТ;
- проводить анализ изменения характеристик АВТ при изменении параметров одного из устройств в составе АВТ при проведении расчетов характеристик только данного устройства.

Вторым направлением применения разработанной математической модели является разработка методики контроля и настройки характеристик АВТ при сборке. Использование математической модели в этом случае позволяет:

- проводить анализ соответствия характеристик изготовленных составных частей заданным требованиям;

– в течение сборки АВТ при последовательном подключении каждого из устройств проводить анализ характеристик собранной части АВТ, сопоставление его с расчетными значениями и настройку параметров устройства;

– по результатам анализа измеренных значений, выполняемом последовательно на этапе сборки, принимать решение о дальнейшей сборке АВТ или внесении изменений в параметры последнего из подключенных устройств.

Список литературы

1. Демченко В.И., Косогор А.А., Раздоркин Д.Я. Методология разработки многодиапазонных зеркальных антенн // Антенны. 2012. Вып. 9 (184). С. 4–18. URL: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=18052444>
2. Габриэльян Д.Д., Демченко В.И., Раздоркин Д.Я. Практическая реализация многодиапазонных зеркальных антенн связи с ИСЗ на геостационарных, высокоэллиптических и круговых орбитах // Радиотехника. 2014. № 8. С. 61–70. URL: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=21845949>
3. Бойчук С.И., Коровкин А.Е., Раздоркин Д.Я. Антенно-волноводные устройства с единым рупором для многодиапазонных антенных систем // Радиотехника. 2019. Т. 83, № 7 (9). С. 202–208. URL: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=41117354>
4. Антенно-волноводные устройства многодиапазонных зеркальных антенн / А.Е. Коровкин [и др.] // Антенны. 2011. Вып. 12 (175). С. 38–41. URL: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=17764070>
5. Способы частотно-поляризационного разделения сигналов в зеркальных антеннах систем спутниковой связи / Д.Д. Габриэльян [и др.] // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2022. Т. 25, № 2. С. 83–90. DOI: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2022.25.2.83-90>
6. Приемно-передающий облучатель зеркальных антенн систем спутниковой связи / С.И. Бойчук [и др.] // Ракетно-космическое приборостроение и информационные системы. 2022. Т. 9, № 1. С. 73–78. URL: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=48109092>
7. Ключев С.Б., Нефедов Е.И. Антенна с явно выраженной продольной составляющей электрического поля в ближней зоне // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2008. Т. 11, № 4. С. 21–26. URL: <https://elibrary.ru/item.asp?id=12835171>
8. Ключев Д.С. Электродинамический анализ зеркальных антенн методом сингулярных интегральных уравнений // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2009. Т. 12, № 3. С. 86–90. URL: <https://elibrary.ru/item.asp?id=12846665>
9. Ключев Д.С. Самосогласованный метод расчета зеркальных антенн // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2011. Т. 14, № 4. С. 13–19. URL: <https://elibrary.ru/item.asp?id=17272406>
10. Кирпанев А.В. Исследование широкополосных антенн по измерениям ближних полей в слабоэховой обстановке // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2006. Т. 9, № 2. С. 26–30. URL: <https://elibrary.ru/item.asp?id=15138730>
11. Юрцев О.А., Наумович Н.М., Лихачевский Д.В. Ближнее поле и фокусировка зеркальной антенны // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2007. Т. 10, № 2. С. 39–45. URL: <https://elibrary.ru/item.asp?id=13121231>
12. Математическая модель антенно-волноводного тракта с разделением сигналов по частоте-поляризации / Д.Д. Габриэльян [и др.] // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника. 2022. Т. 25, № 4. С. 41–51. URL: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=49491802>

Информация об авторах

Бойчук Сергей Игоревич, руководитель группы Ростовского-на-Дону НИИ радиосвязи, г. Ростов-на-Дону, Россия.
Область научных интересов: электродинамика, устройства СВЧ, антенны.
E-mail: sergey-boy1@yandex.ru

Коровкин Александр Евгеньевич, кандидат технических наук, старший научный сотрудник Ростовского-на-Дону НИИ радиосвязи, г. Ростов-на-Дону, Россия.
Область научных интересов: электродинамика, гофрированные рупора, устройства СВЧ, антенны.
E-mail: alkejzer@mail.ru

Юхнов Василий Иванович, кандидат технических наук, заведующий кафедры «Инфокоммуникационных технологий и систем связи» Московского технического университета связи и информатики (СКФ МТУСИ)
Область научных интересов: системы связи.
E-mail: juchnov@mail.ru

Physics of Wave Processes and Radio Systems 2023, vol. 26, no. 3, pp. 52–58

DOI [10.18469/1810-3189.2023.26.3.52-58](https://doi.org/10.18469/1810-3189.2023.26.3.52-58)
UDC 621.396.677
Original Research

Received 12 April 2023
Accepted 15 May 2023
Published 27 September 2023

Methods for creating and testing multi-band antenna-waveguide paths

Sergey I. Boychuk¹, Alexander E. Korovkin¹, Vasily I. Yuchnov²

¹ FSUE «RNIIRS»

130, Nansen Street,

Rostov-on-Don, 344038, Russia

² North-Caucasian branch of the Moscow Technical University of Communications and Informatics

62, Serafimovich Street,

Rostov-on-Don, 344002, Russia

Abstract – Background. The need to create, assemble and configure antenna-waveguide paths of multi-band reflector antennas of satellite communication systems requires the use of various methods for choosing the structure, determining and optimizing the parameters of antenna-waveguide paths. **Aim.** Reducing the requirements for the volume of computational costs in the development of antenna-waveguide paths and the time spent on their assembly and configuration, as well as analyzing the change in the characteristics of the antenna-waveguide paths when changing the parameters of one of the devices in the path based on the calculation of the characteristics of only this device. **Methods.** The development of the antenna-waveguide path, which includes the stages of choosing a scheme for constructing a tract and determining the parameters of its constituent devices, is carried out on the basis of a mathematical model of the corresponding variant of constructing a tract using the methods of electrodynamic modeling packages. **Results.** A technique has been developed for creating a multi-band antenna-waveguide path and a technique for its assembling and tuning. **Conclusion.** A technique is proposed that allows to reduce the requirements for the computing tools used in the development of antenna-waveguide paths in terms of the amount of RAM and speed of calculations. Implemented the ability to analyze the change in the characteristics of the antenna-waveguide path when changing the parameters of one of the devices in the composition of the antenna-waveguide path based on the calculation of the characteristics of only this device. Sequential performance of measurements of the characteristics of the antenna-waveguide path fragment at the stage of assembly and configuration makes it possible to make a decision on the further assembly of the antenna-waveguide path or making changes to the parameters of the last of the connected devices.

Keywords – antenna-waveguide path; multiband reflector antenna; structure and characteristics of AWP.

✉ alkejzer@mail.ru (Alexander E. Korovkin)

 © Sergey I. Boychuk et al., 2023

References

1. V. I. Demchenko, A. A. Kosogor, and D. Ya. Razdorkin, "Methodology for the development of multi-band reflector antennas," *Antenny*, no. 9 (184), pp. 4–18, 2012, url: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=18052444>. (In Russ.)
2. D. D. Gabrielyan, V. I. Demchenko, and D. Ya. Razdorkin, "Practical implementation of multi-band reflector antennas for communication with satellites in geostationary, highly elliptical and circular orbits," *Radiotekhnika*, no. 8, pp. 61–70, 2014, url: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=21845949>. (In Russ.)
3. S. I. Boychuk, A. E. Korovkin, and D. Ya. Razdorkin, "Antenna-waveguide devices with a single horn for multi-band antenna systems," *Radiotekhnika*, vol. 83, no. 7 (9), pp. 202–208, 2019, url: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=41117354>. (In Russ.)
4. A. E. Korovkin et al., "Antenna-waveguide devices of multiband reflector antennas," *Antenny*, no. 12 (175), pp. 38–41, 2011, url: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=17764070>. (In Russ.)
5. D. D. Gabrielyan et al., "Methods for frequency-polarization separation of signals in reflector antennas of satellite communication systems," *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 25, no. 2, pp. 83–90, 2022, doi: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2022.25.2.83-90>. (In Russ.)
6. S. I. Boychuk et al., "Receiving-transmitting irradiator of mirror antennas of satellite communication systems," *Raketno-kosmicheskoe priborostroenie i informatsionnye sistemy*, vol. 9, no. 1, pp. 73–78, 2022, url: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=48109092>. (In Russ.)
7. S. B. Klyuev and E. I. Nefedov, "Antenna with a pronounced longitudinal component of the electric field in the near field," *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 11, no. 4, pp. 21–26, 2008, url: <https://elibrary.ru/item.asp?id=12835171>. (In Russ.)
8. D. S. Klyuev, "Electrodynamic analysis of reflector antennas by the method of singular integral equations," *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 12, no. 3, pp. 86–90, 2009, url: <https://elibrary.ru/item.asp?id=12846665>. (In Russ.)
9. D. S. Klyuev, "Self-consistent method for calculating reflector antennas," *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 14, no. 4, pp. 13–19, 2011, url: <https://elibrary.ru/item.asp?id=17272406>. (In Russ.)
10. A. V. Kirpanev, "Investigation of broadband antennas by measurements of near fields in a weak echo environment," *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 9, no. 2, pp. 26–30, 2006, url: <https://elibrary.ru/item.asp?id=15138730>. (In Russ.)
11. O. A. Yurtsev, N. M. Naumovich, and D. V. Likhachevsky, "Near field and reflector antenna focusing," *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 10, no. 2, pp. 39–45, 2007, url: <https://elibrary.ru/item.asp?id=13121231>. (In Russ.)
12. D. D. Gabrielyan et al., "Mathematical model of an antenna-waveguide path with separation of signals by frequency-polarization," *Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedeniy Rossii. Radioelektronika*, vol. 25, no. 4, pp. 41–51, 2022, url: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=49491802>. (In Russ.)

Information about the Authors

Sergey I. Boychuk, team leader of FRPC «FSUE «RSRIRC»», Rostov-on-Don, Russia.

Research interests: electrodynamics, microwave devices, antennas.

E-mail: sergey-boy1@yandex.ru

Alexander E. Korovkin, Candidate of Engineering Sciences, senior researcher of FRPC «FSUE «RSRIRC»», Rostov-on-Don, Russia.

Research interests: electrodynamics, corrugated horns, microwave devices, antennas.

E-mail: alkejzer@mail.ru

Vasily I. Yuchnov, Candidate of Engineering Sciences, head of department North-Caucasian branch of Labour Red Banner order federal state budgetary educational institution of higher education "Moscow technical university of communications and informatics".

Research interests: communication systems.

E-mail: yuchnov@mail.ru

Численно-экспериментальная оценка характеристик зигзагообразной антенны УВЧ-диапазона средств радиорелейной связи на соответствие требованиям действующего законодательства и международных норм

Ю.В. Медведев 

ФГБУ «16 ЦНИИ» Минобороны России
141006, Россия, Московская обл., г. Мытищи,
ул. Комарова, 17

Аннотация – Обоснование. Для обеспечения целостности, устойчивости функционирования и безопасности единой сети электросвязи Российской Федерации, а также для решения вопросов электромагнитной совместимости средств радиорелейной связи требуется применение антенн, удовлетворяющих как обязательным требованиям, закрепленным на законодательном уровне, так и требованиям рекомендательного характера международного и регионального уровней. **Цель.** Установление соответствия наиболее часто применяемых в средствах радиорелейной связи зигзагообразных антенн требованиям действующего законодательства и международных норм на основе численно-экспериментальной оценки их характеристик. **Методы.** На основе численных методов проведены расчеты характеристик рассматриваемых антенн, а также проведены измерения данных характеристик в безэховой экранированной камере. **Результаты.** Представлены результаты численной и экспериментальной оценки коэффициента усиления, коэффициента стоячей волны по напряжению, диаграмм направленности, кроссполаризационной развязки и комплексного сопротивления двойной зигзагообразной антенны с рефлектором УВЧ-диапазона средств радиорелейной связи. Показано, что данная антенна обеспечивает работу в широкой полосе частот и на рассматриваемом участке диапазона не в полной мере удовлетворяет требованиям, предъявляемым к антеннам средств радиорелейной связи. **Заключение.** На основе анализа требований действующего законодательства и международных требований, предъявляемых к антеннам средств радиорелейной связи, и результатов численно-экспериментальной оценки характеристик рассматриваемых антенн установлено их соответствие по уровню огибающей ДН, бокового и заднего излучения требованиям Рекомендаций МСЭ ITU-R F.699, за исключением начала участка диапазона, где имеется некоторое превышение уровня огибающей. Требования ГОСТ Р 50867-96 по уровню максимумов кроссполаризации (или уровню кроссполаризационного излучения в заданном пространственном секторе углов вблизи направления главного излучения) не выполняются.

Ключевые слова – зигзагообразная антенна; коэффициент стоячей волны по напряжению; коэффициент усиления; диаграмма направленности; ширина диаграммы направленности; побочные излучения; средства радиорелейной связи.

Введение

Существующие средства радиорелейной связи (СРРС), работающие в диапазоне частот 160...645 МГц, комплектуются как направленными, так и ненаправленными антеннами [1], при этом наиболее часто применяются Z-образные излучатели (решетки излучателей) с рефлектором и дополнительными шунтами. Данные типы антенн являются зигзагообразными антеннами (Z-антеннами) усовершенствованных конструкций К.П. Харченко, которые широко начали использоваться для приема телевизионного вещания в середине прошлого столетия и получили обоснованную популярность. С целью установления соответствия применяемых в СРРС зигзагообразных антенн требованиям действующего законодательства и международных норм проведена численно-экспериментальная оценка их основных характеристик с соответствующими выводами.

1. Конструкции и основные характеристики зигзагообразных антенн

В отечественной печати ранние конструкции зигзагообразных антенн представлены инженером К.П. Харченко в журналах «Радио» [2–4], а также в его брошюре «УКВ антенны» [5].

Полотно зигзагообразной антенны К.П. Харченко образовано восемью проводниками, которые соединены в виде двух ромбовидных ячеек (рис. 1). К точкам питания a – a подключается фидер. При питании антенны коаксиальным кабелем, который прокладывается через точку нулевого потенциала, не требуется симметрирующего устройства, так как в точках соединения проводников n – n находится пучность тока и ноль напряжения в независимости от длины волны, что и делает антенное полотно диапазоным, поскольку полуволновые участки проводников в области точек n – n всегда

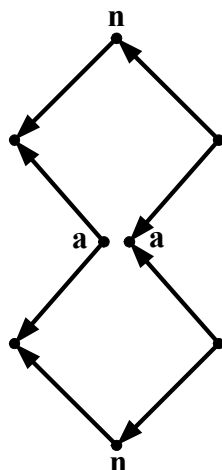


Рис. 1. Антенна К.П. Харченко
Fig. 1. Antenna K.P. Kharchenko

имеют одинаковое направление токов (на рисунке указано стрелками), то есть находятся в одинаковой фазе. Показанная на рис. 1 антенна имеет горизонтальную поляризацию. Расчетные значения коэффициента направленного действия (КНД) и коэффициента стоячей волны по напряжению (КСВН) для участка диапазона 250...600 МГц (длина стороны ромбовидной ячейки 23 см) отображены на рис. 2 в виде графиков.

Как видно из графиков, данная антенна имеет ограниченные возможности по диапазонности и сравнительно невысокий КНД и, соответственно, коэффициент усиления (КУ).

Для улучшения характеристик антенны предложена усовершенствованная конструкция [6], в которой за счет особенностей геометрии антенны и использования в качестве нагрузки двухпроводной линии, согласованной с парами ромбических антенн в точках их подключения, достигается увеличение КУ, а также расширение полосы рабочих частот. В полосе от 700 до 900 МГц расчетные значения КСВН предложенной антенны не превышают значения 2,0. При этом в полосе 850...930 МГц КУ достигает величины 13 дБ.

С целью расширения рабочей полосы частот, снижения КСВ в широком диапазоне, сохранения односторонней диаграммы направленности (ДН) и реализации возможностей замены нескольких широкополосных антенн одной антенной предложена конструкция сверхширокополосной комбинированной зигзагообразной антенны [7], которая содержит зигзагообразный вибратор метрового диапазона радиоволн, рефлектор, зигзагообразный вибратор дециметрового диапазона радиоволн и две двухпроводные соединительные линии.

Данная антенна имеет расчетный КСВ, не превышающий значения 2,0 в полосе частот от 500 до 860 МГц при КУ до 12 дБ.

Задача создания диапазонной направленной антенны на основе Z-антенны с максимально возможным КУ решена в полезной модели [8]. В данной конструкции повышение КУ, а также согласование с 75-омным кабелем достигается за счет того, что стороны ромбических ячеек излучателя, примыкающие к точке питания, выполнены по меньшей мере из двух веерно исходящих от точки питания проводников, а в ромбических ячейках излучателя размещены согласующие неоднородности в виде параллельных вектору напряженности электрического поля металлических отрезков. Данная конструкция в диапазоне частот 390...470 МГц обеспечивает КСВ не менее 0,6, а установка второго излучателя позволяет увеличить КУ антенны на 2,5 дБ.

Для обеспечения неизменной формы двусторонней диаграммы направленности в горизонтальной плоскости в широкой полосе рабочих частот предлагается конструкция [9], которая снабжена определенным образом двумя одинаковыми замкнутыми треугольными рамками. Наличие в конструкции двух емкостных нагрузок, выполненных в виде плоскостных фигур ромбов, позволяет добиться расширения полосы пропускания в более низкочастотную часть, обеспечив работу в полосе частот от 100 до 700 МГц.

Универсальный по поляризации антенный элемент повышенной направленности предложен в [10]. Данная конструкция обеспечивает работу с линейной горизонтальной или вертикальной поляризацией или с эллиптической поляризацией. Смена поляризации обеспечивается за счет питания конструкции в разных точках.

Для повышения направленности при горизонтальной поляризации поля излучения, а также увеличения КУ предлагается конструкция двойной зигзагообразной антенны [11] с использованием рефлектора. Увеличение КУ достигается за счет использования большего числа излучающих элементов, размеры которых, как и расстояние между ними, изменяются по логарифмическому закону.

Усовершенствованная конструкция зигзагообразного излучателя, полотно которого сформировано выполненными из металлической трубки зигзагообразными проводниками, описана в полезной модели [12]. Усиление жесткости рамочной конструкции данной антенны достигается благо-

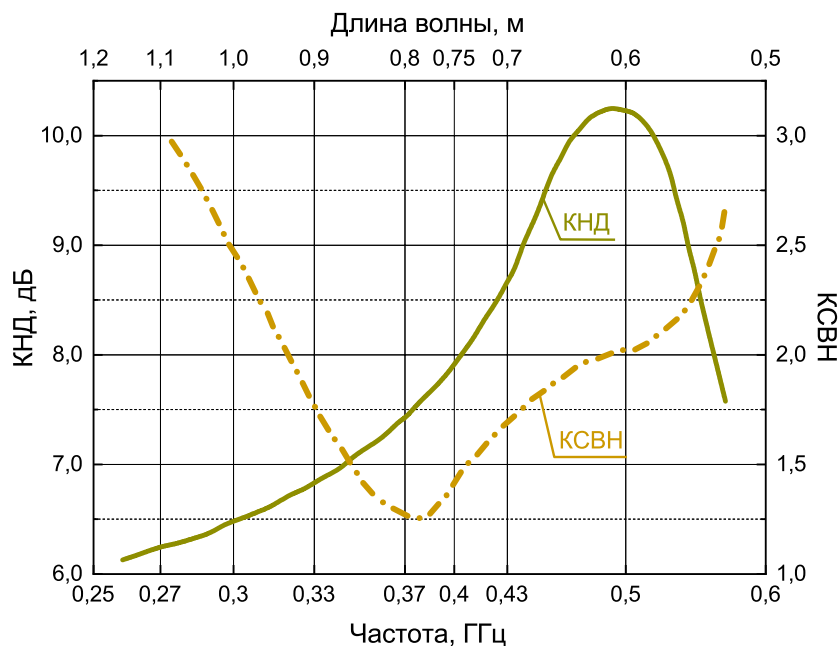


Рис. 2. КНД и КСВН антенны К.П. Харченко
Fig. 2. Directional coefficient and VSWR antenna K.P. Kharchenko

даря исполнению по меньшей мере двух дополнительных проводников, размещенных в двух смежных ячейках излучателя в виде единого, цельного по длине стержня, пропущенного практически по всему размеру излучателя, а также за счет того, что стержень и зигзагообразный проводник имеют определенную толщину и при наложении одного на другой между их осями всегда имеется определенное расстояние. Расположение стержня, образующего дополнительные проводники излучателя, позволяет выполнить его с согласующими неоднородностями в виде металлических отрезков, размещенных в ромбических ячейках параллельно вектору электрической составляющей поля.

Для упрощения конструкции и сборки устройства при установке и улучшения согласования антенны с питающим фидером при сохранении направленности антенны в заданном рабочем диапазоне предлагается широкополосная направленная зигзагообразная квазিশунтовая антенна [13]. Данная конструкция выполнена в виде двух витков проводников в форме квадратов. Витки проводников расположены вдоль общей диагонали по обе стороны, разомкнуты по всей длине и замкнуты шунтами. Полотно перегнуто по линии симметрии и расположено перед рефлектором. Плоскости ветвей расположены с уклоном к центру. Согласно расчетам, данная антенна предназначена для работы в диапазоне частот 475...825 МГц с

КСВН, не превышающим значения 2,5 и КУ от 10 до 12 дБ.

Рассмотренные модификации конструкций зигзагообразных антенн направлены на увеличение КУ до 12...13 дБ, причем одновременно с уменьшением КСВН до двух в рабочей полосе частот, что соответствует не более 11% мощности, отраженной от выхода передатчика.

2. Требования, предъявляемые к антеннам средств радиорелейной связи

В целях обеспечения целостности, устойчивости функционирования и безопасности единой сети электросвязи Российской Федерации, а также для решения вопросов электромагнитной совместимости СРРС к параметрам их антенных устройств предъявляются как обязательные требования, закрепленные на законодательном уровне, так и требования рекомендательного характера международного и регионального уровней.

Приказом Министерства информационных технологий и связи РФ от 23 ноября 2006 г. № 153 утверждены «Правила применения антенн и фидерных устройств». Согласно Приложению 1 данного приказа, устанавливаются следующие обязательные требования для антенн радиорелейных систем связи, работающих в диапазоне частот от 300 МГц до 60 ГГц.

Таблица. Координаты изломов огибающей $G(\theta)$ для антенн группы 0 класса 1
Table. Envelope $G(\theta)$ break coordinates for group 0 class 1 antennas

Угол θ , град	Основная поляризация $G(\theta)$, дБи	Угол θ , град	Кросс-поляризация $G(\theta)$, дБи
20	12	20	0
40	4	30	0
110	-7	100	-10
180	-7	180	-10

КУ антенн G , дБи, относительно изотропного излучателя должен удовлетворять условию

а) для антенн с осесимметричным раскрывом:

$$G \geq 20 \times \log_{10}(D/\lambda) + 7, \text{ дБи},$$

где D – диаметр антенны; λ – длина волны;

б) для антенн с неосесимметричным раскрывом:

$$G \geq 10 \times \log_{10}(S/\lambda^2) + 7, \text{ дБи},$$

где S – площадь раскрыва; λ – длина волны.

Ширина главного лепестка диаграммы направленности ($\Delta\varphi_{0,5}$), определяемая в градусах по уровню половинной мощности, должна удовлетворять условию:

$$2\Delta\varphi_{0,5} < 80\lambda/D,$$

где D – диаметр антенны; λ – длина волны.

Значения КСВ не должны превышать следующих значений:

- для антенн частотного диапазона от 0,3 ГГц до 3,0 ГГц, соединяемых с приемопередатчиком радиорелейной станции протяженным фидером, предельно допустимое значение КСВ = 1,40;

- для антенн частотного диапазона от 0,3 ГГц до 3,0 ГГц, непосредственно соединяемых с приемопередатчиком радиорелейной станции, предельно допустимое значение КСВ = 1,45.

Значение развязки между входами/выходами антенн, функционирующих на двух ортогональных поляризациях или в двух или более диапазонах частот, должно составлять величину не менее 25,0 дБ.

Менее жесткие требования данного приказа установлены для нулевой группы антенн частотного диапазона 0,3 до 3,0 ГГц первого класса для второго варианта исполнения с предельно допустимым КСВ = 1,45.

Огибающие диаграммы направленности $G(\theta)$ (θ – угол в горизонтальной плоскости относительно оси направления основного излучения) и кроссполяризационной развязки для первого класса антенн группы ноль задаются в виде кусоч-

но-ломаных линий, координаты изломов которых приведены в таблице.

Государственный стандарт Российской Федерации ГОСТ Р 50867-96 устанавливает общие технические требования к номенклатуре электрических параметров и конструкций антенн РРЛ, а также определяет методы измерения электрических параметров.

Согласно Приложению А данного стандарта, КСВ антенн, используемых для работы в зонавых системах и системах, не имеющих протяженного волноводного тракта (аппаратура непосредственно присоединена ко входу антенны), составляет величину от 1,15 до 1,40. Ширина главного лепестка по уровню половинной мощности однолучевых остронаправленных антенн РРЛ составляет величину от долей градуса до нескольких градусов. Относительное защитное действие стандартных антенн – от 0 до 10 дБ, высококачественных – от 10 до 20 дБ, сверхвысококачественных – от 20 до 40 дБ. Уровень первого бокового лепестка составляет от -15 до -30 дБ, а при одновременной работе на двух поляризациях – от -30 до -35 дБ.

Уровень максимумов кроссполяризации (или уровень кроссполяризационного излучения в заданном пространственном секторе углов вблизи направления главного излучения) варьируется от -15 до -30 дБ.

Приложение В данного стандарта определяет справочные диаграммы направленности, соответствующие Рекомендациям МСЭ Rec. ITU-R F.699, которые используются при отсутствии реальных диаграмм направленности для решения вопросов электромагнитной совместимости, а также могут являться для разработчиков ориентиром при оценке качества вновь разрабатываемой или приобретаемой антенной техники относительно некоего среднего мирового уровня.

Согласно данным Рекомендациям, для частот в диапазоне от 100 МГц до менее 1 ГГц в случаях, когда отношение диаметра антенны к рабочей

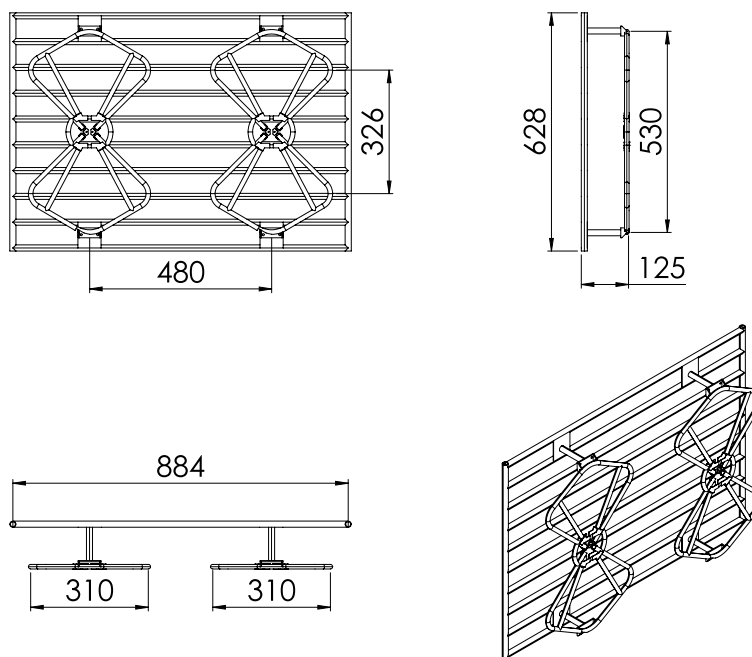


Рис. 3. Двойная зигзагообразная антенна с рефлектором
Fig. 3. Double zigzag antenna with reflector

длине волны больше чем 0,63 ($G_{\max} > 3,7$ дБи), для определения справочных диаграмм направленности используются следующие соотношения:

$$G(\varphi) = G_{\max} \quad 2,5 \times 10^{-3} \left(\frac{D}{\lambda} \varphi \right)^2 \quad (1)$$

при $0^\circ < \varphi < \varphi_m$;

$$G(\varphi) = G_1 \quad \text{при } \varphi_m \leq \varphi < 100 \frac{\lambda}{D};$$

$$G(\varphi) = 52 \quad 10 \log_{10} \left(\frac{D}{\lambda} \right) \quad 25 \log_{10}(\varphi)$$

при $100 \frac{\lambda}{D} \leq \varphi < \varphi_s$;

$$G(\varphi) = 2 \quad 5 \log_{10} \left(\frac{D}{\lambda} \right)$$

при $\varphi_s \leq \varphi \leq 180^\circ$,

где

$$\varphi_m = \frac{20\lambda}{D} \sqrt{G_{\max} - G_1}; \quad \varphi_s = 144,5 \left(\frac{D}{\lambda} \right)^{-0,2};$$

$$G_1 = 2 + 15 \log_{10} \left(\frac{D}{\lambda} \right).$$

В случаях когда известно только максимальное значение коэффициента усиления антенны, D/λ оценивается с помощью следующего выражения:

$$20 \log_{10} \left(\frac{D}{\lambda} \right) \approx G_{\max} - 7,7, \quad (2)$$

где $G_{\max}$ – коэффициент усиления главного лепестка диаграммы направленности антенны (дБи).

Как видно из рассмотренных документов, наиболее строгие и полные требования к характеристикам антенн СРРС предъявляются ГОСТ Р 50867-96.

3. Результаты численной и экспериментальной оценки характеристик зигзагообразной антенны

Численная и экспериментальная оценка характеристик проведена для конструкции двойной зигзагообразной антенны с рефлектором, представленной на рис. 3. Рассматриваемая конструкция по своему исполнению наиболее близка к описанной в полезной модели [8]. Для предварительной оценки широкополосности и энергетических параметров данной антенны в программе электродинамического расчета трехмерных антенных устройств открытого доступа 4NEC2 выполнено численное моделирование, а также в безэховой камере в полосе частот от 200 до 2000 МГц проведены измерения КУ и КСВН рассматриваемой антенны. Расчетные и измеренные значения КУ и КСВН представлены на рис. 4 в виде графиков. Как видно из графиков, данная антенна имеет неплохие характеристики. Согласно результатам расчета, КСВН антенны не превышает значения 2,0 (на отражения теряется примерно не более 11 % мощности передатчика) в полосах частот 534...725 МГц и 945...1127 МГц. Более высо-

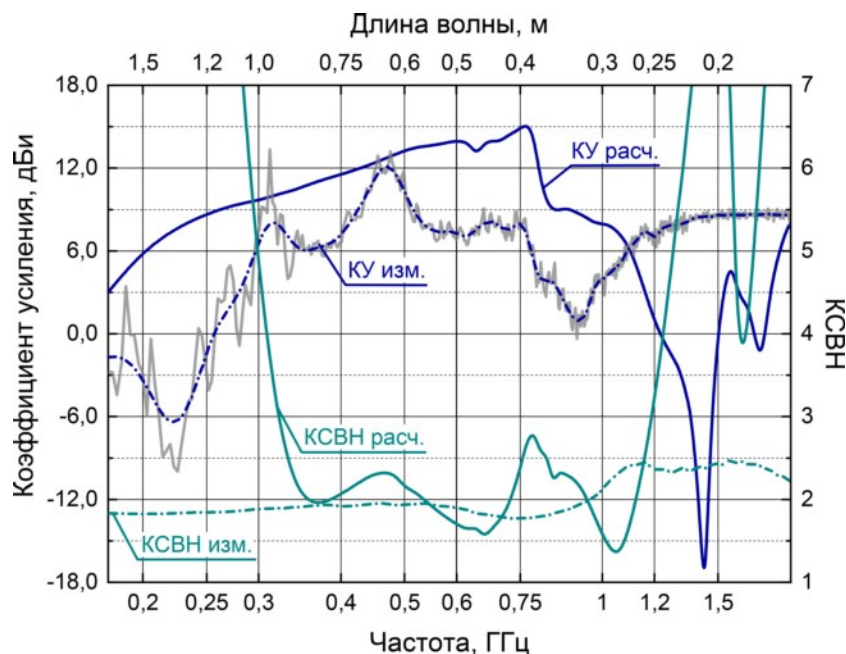


Рис. 4. КУ и КСВН двойной зигзагообразной антенны с рефлектором
Fig. 4. Amplification coefficient and VSWR of a double zigzag antenna with a reflector

кочастотный участок диапазона рассматривать не имеет смысла, так как КУ при этом имеет низкие значения. Значения КСВН, не превышающие значения 2,5 (на отражения теряется не более 18 % мощности передатчика), данная антенна имеет в полосах частот 330...755 МГц и 825...1160 МГц, также с низкими значениями КУ в более высокочастотной области. Измеренные значения КСВН не превышают 2,5 во всей рассматриваемой полосе и 2,0 в полосе от 200 до 950 МГц. Достаточно низкие и стабильные значения измеренного КСВН возможно объяснить применением устройства для согласования входного сопротивления каждого из излучателей, равного 75 Ом с сопротивлением приемно-передающего устройства, равного 50 Ом. Расчетное значение КУ имеет максимальное значение 15 дБи (относительно изотропного излучателя) на частоте 765 МГц. При снижении КУ не более чем на 3 дБ относительно максимума антенна обеспечивает работу в полосе частот 430...800 МГц. Измеренные значения КУ на некоторых участках диапазона схожи с расчетными с некоторой разницей в уровне. Максимум измеренного КУ находится на частоте 475 МГц с уровнем 12,5 дБи. Неравномерность измеренного КУ в пределах 3 дБ, за исключением максимума, наблюдается в полосе частот 300...780 МГц. Снижение измеренного КУ относительно максимума, не превышающее 3 дБ, наблюдается в полосе частот 425...520 МГц. С учетом полученных в ходе численного моделирования и проведения измерений КУ и КСВН при

условии снижения КУ относительно максимума в пределах 6 дБ и непревышении КСВН значений 2,5 данная антенна обеспечивает работу в полосе частот 330...760 МГц.

Согласно проведенной оценке КУ и КСВН рассматриваемой антенны, численная и экспериментальная оценка характеристик направленности данной антенны выполнена на трех частотах рабочей полосы: начальной $F_l = 330$ МГц, конечной $F_h = 750$ МГц и центральной $F_0 = 0,5 [F_l + F_h] = 545$ МГц. Расчетные и измеренные нормированные диаграммы направленности в вертикальной и горизонтальной плоскостях на основной поляризации приведены в полярной системе координат на рис. 5–7 в виде графиков. Как видно из графиков, результаты расчетов ДН повторяют результаты измерений с некоторыми отклонениями.

Для оценки величины кроссполяризационной развязки расчетные и измеренные нормированные диаграммы направленности в вертикальной и горизонтальной плоскостях на основной и перекрестной поляризациях приведены в декартовой системе координат на рис. 8–13.

Так как данная антенна предназначена для применения с использованием горизонтальной поляризации и не предназначена для работы в режиме поляризационной развязки, измерения кроссполяризационных диаграмм в вертикальной плоскости не проводились. Для оценки ширины ДН расчетные и измеренные нормированные

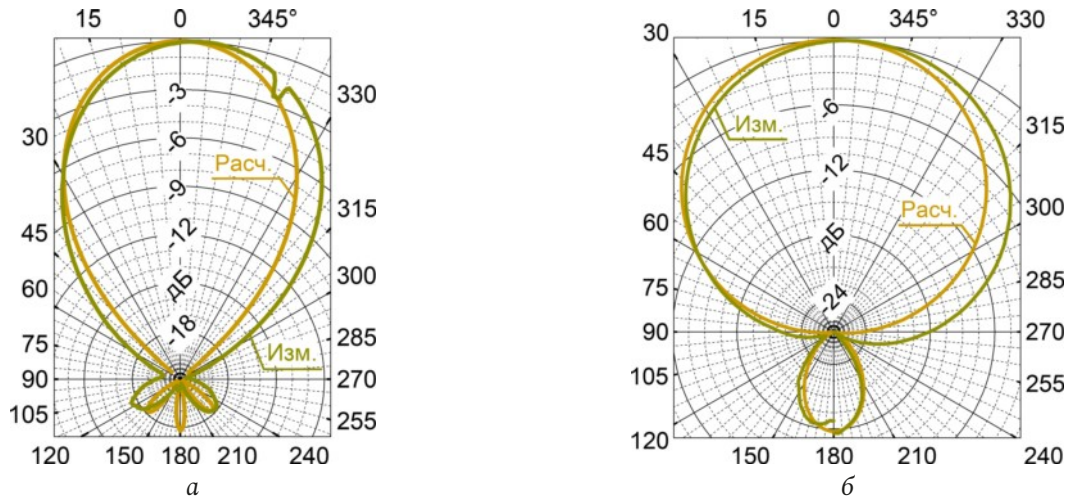


Рис. 5. ДН в горизонтальной (а) и вертикальной (б) плоскостях на частоте F_l
Fig. 5. RP in the horizontal (a) and vertical (b) planes at the frequency F_l

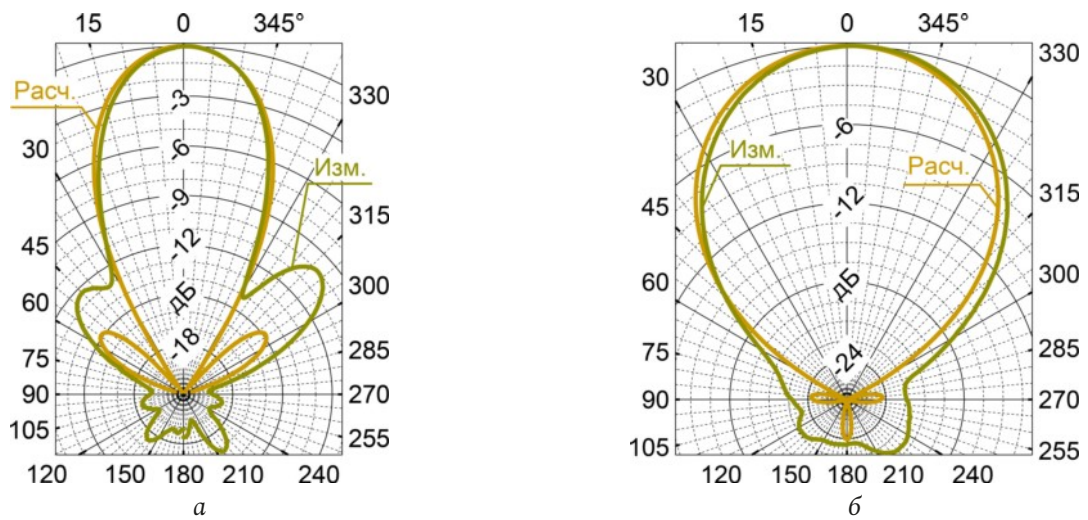


Рис. 6. ДН в горизонтальной (а) и вертикальной (б) плоскостях на частоте F_0
Fig. 6. RP in the horizontal (a) and vertical (b) planes at the frequency F_0

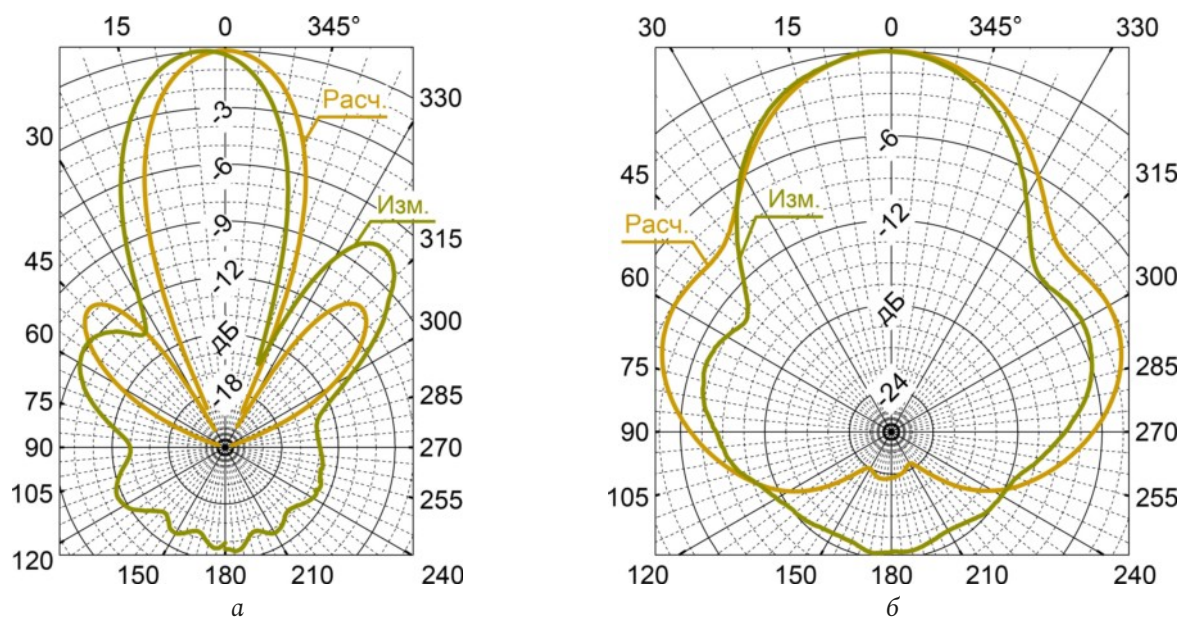


Рис. 7. ДН в горизонтальной (а) и вертикальной (б) плоскостях на частоте F_h
Fig. 7. RP in horizontal (a) and vertical (b) planes at frequency F_h

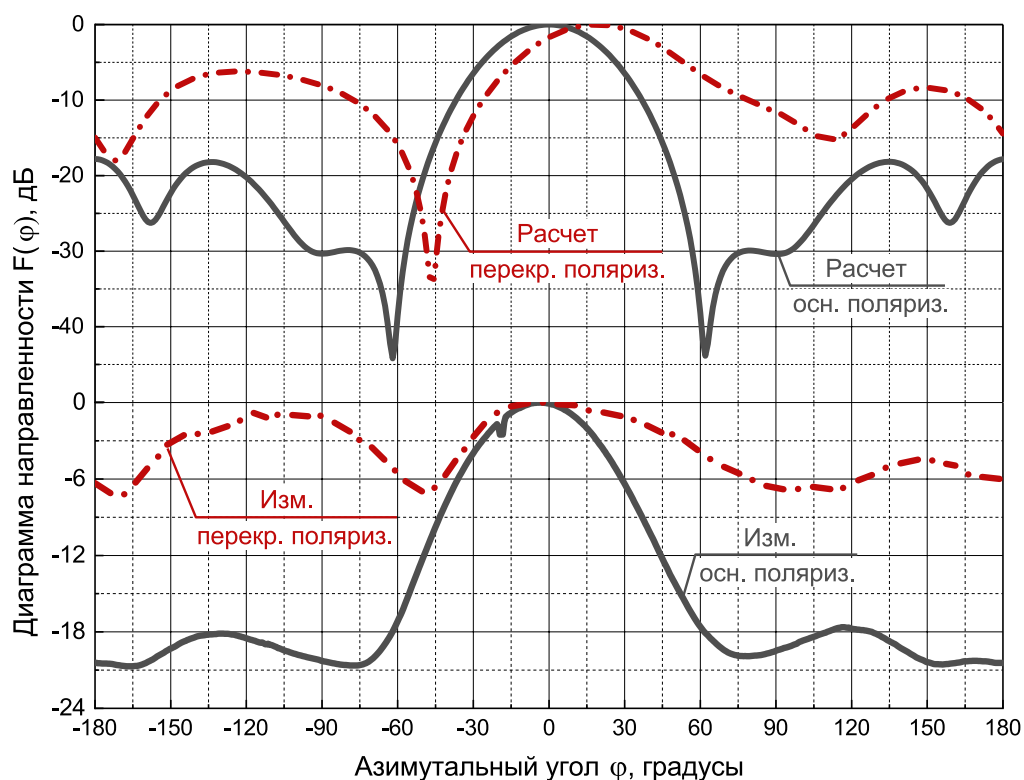


Рис. 8. ДН в горизонтальной плоскости на частоте F_1
 Fig. 8. RP in the horizontal plane at the frequency F_1

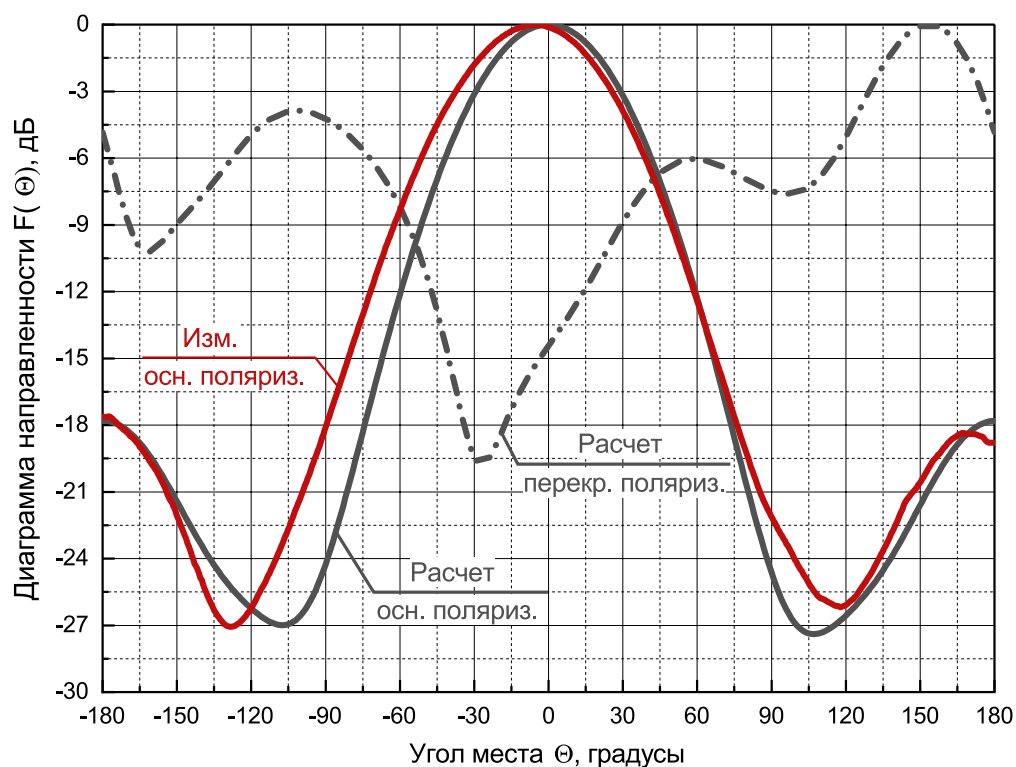


Рис. 9. ДН в вертикальной плоскости на частоте F_1
 Fig. 9. RP in the vertical plane at the frequency F_1

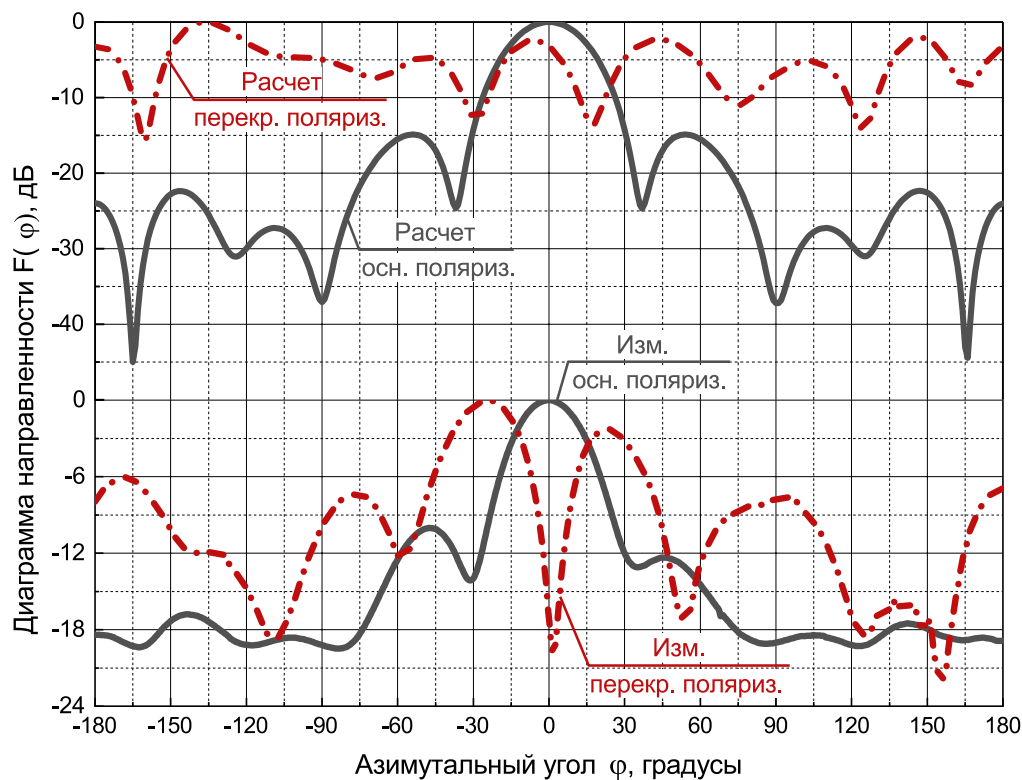


Рис. 10. ДН в горизонтальной плоскости на частоте F_0

Fig. 10. RP in the horizontal plane at the frequency F_0

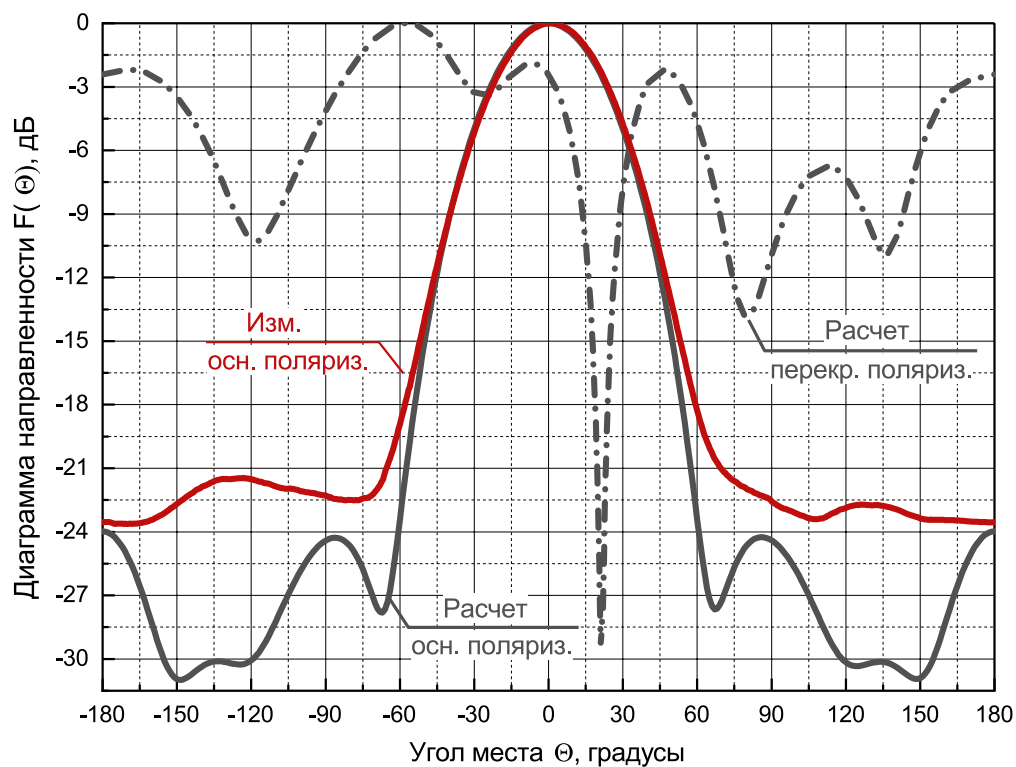


Рис. 11. ДН в вертикальной плоскости на частоте F_0

Fig. 11. RP in the vertical plane at the frequency F_0

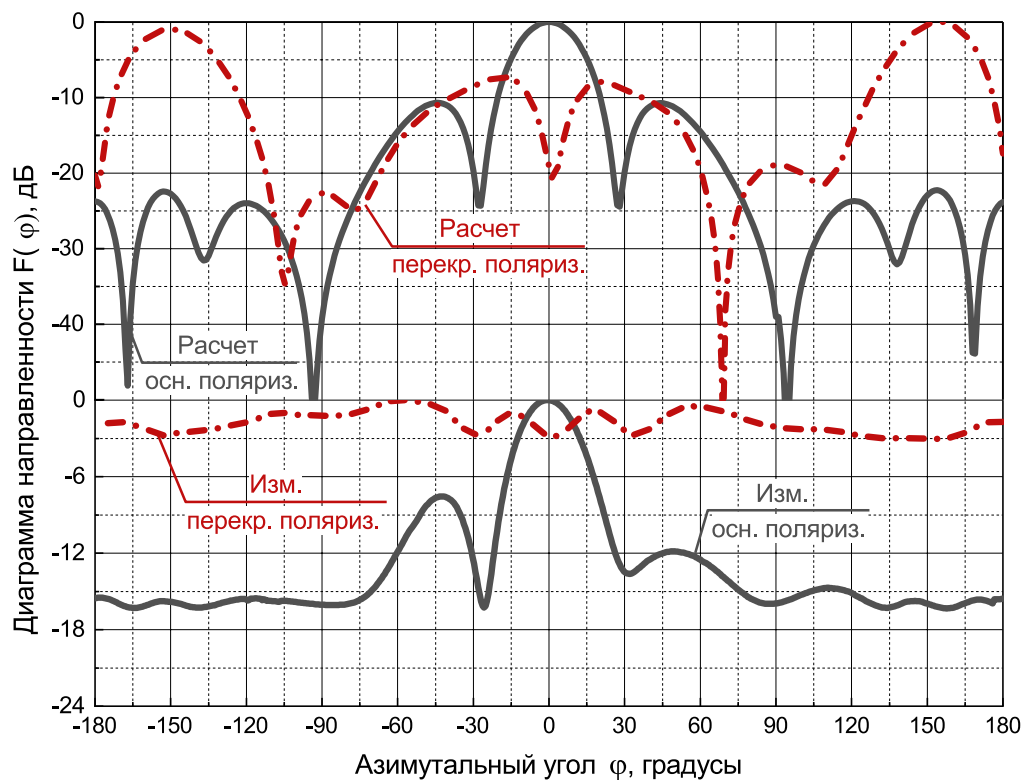


Рис. 12. ДН в горизонтальной плоскости на частоте F_h

Fig. 12. RP in the horizontal plane at the frequency F_h

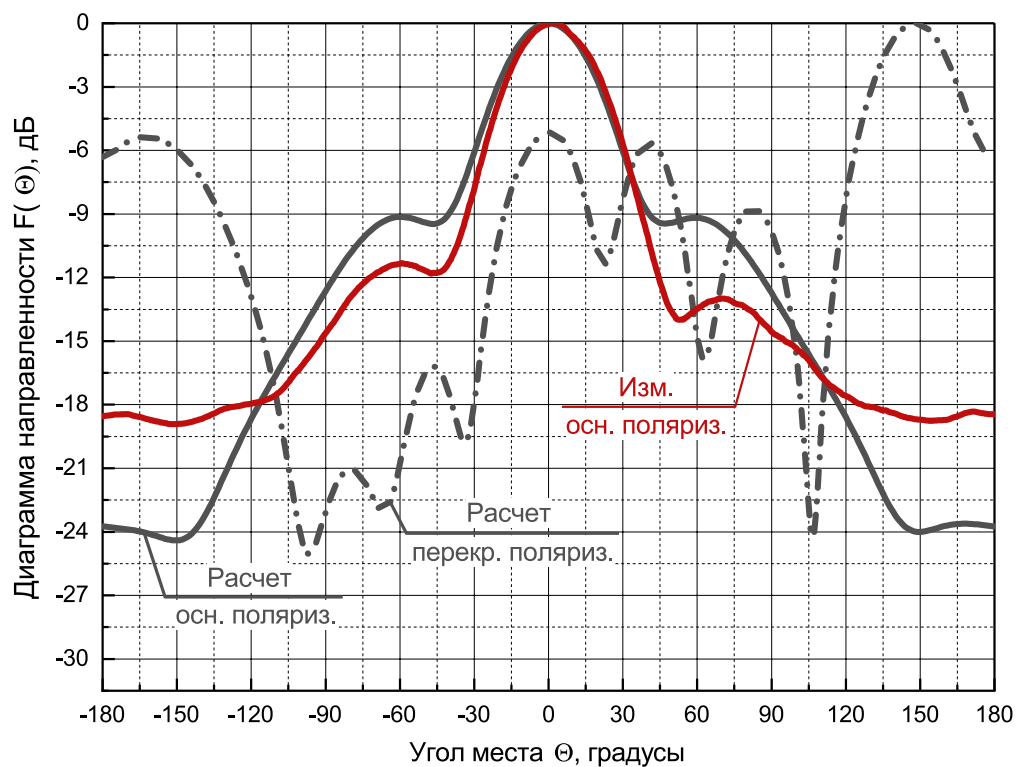


Рис. 13. ДН в вертикальной плоскости на частоте F_h

Fig. 13. RP in the vertical plane at the frequency F_h

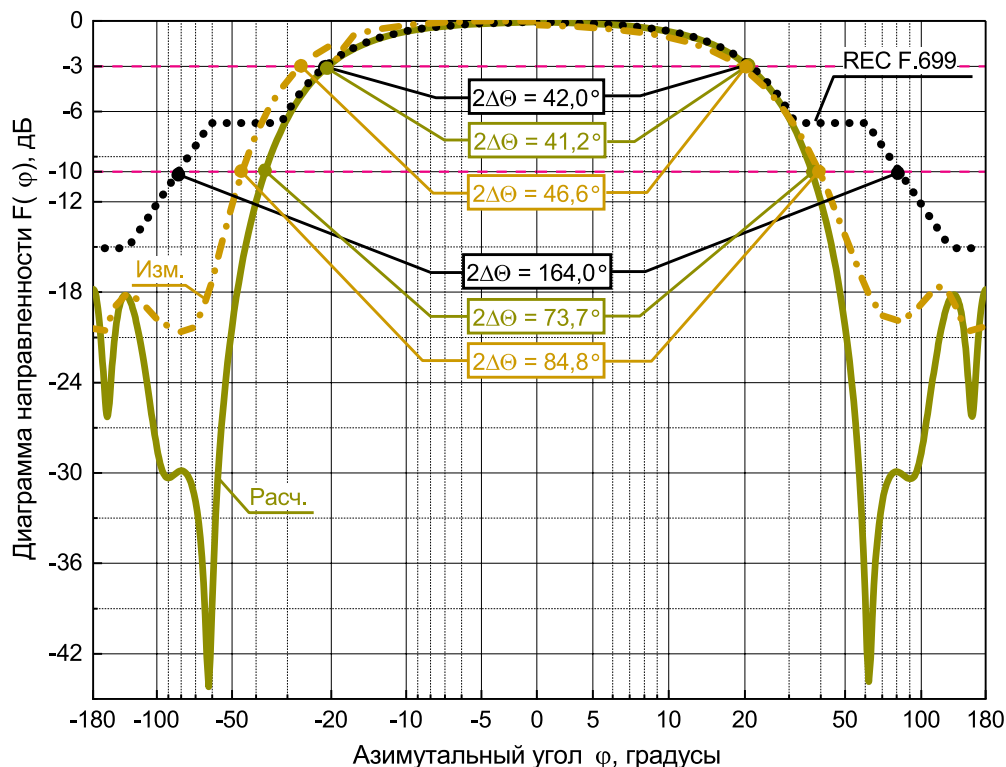


Рис. 14. ДН в горизонтальной плоскости на частоте F_l
Fig. 14. RP in the horizontal plane at the frequency F_l

ДН в вертикальной и горизонтальной плоскостях в логарифмическом масштабе приведены в декартовой системе координат в виде графиков на рис. 14–19. На данных рисунках также приведены справочные ДН Рекомендаций МСЭ Rec. ITU-R F.699. Зависимости ширины ДН по уровням -3 дБ и -10 дБ, а также уровней первых боковых лепестков относительно максимума ДН от частоты приведены на рис. 20 в виде графиков для вертикальной и горизонтальной плоскостей. На рис. 21 представлены зависимости от частоты расчетных значений КУ, полученных по значениям ширины ДН по уровням -3 дБ и -10 дБ, а также величина коэффициента защитного действия, вычисленного как отношение мощности, излучаемой в направлении главного максимума ДН, к мощности, излучаемой в обратном направлении.

Расчет КУ выполнен по расчетным данным о ширине ДН по уровню -3 дБ и по уровню -10 дБ согласно соотношению [14]:

$$G = 10,0 \log_{10} [0,5(G_3 + G_{10})], \quad (3)$$

где

$$G_3 = 31000,0 / (2\Delta\theta_{-3\text{дБ}} 2\Delta\varphi_{-3\text{дБ}});$$

$$G_{10} = 91000,0 / (2\Delta\theta_{-10\text{дБ}} 2\Delta\varphi_{-10\text{дБ}}).$$

На рис. 5–7 заметна асимметрия измеренных ДН, которую возможно объяснить погрешностью

измерений, а также наличием устройства согласования и симметрирования, расположенного на некотором удалении в вертикальной плоскости от фазового центра антенны и имеющего металлический корпус.

Результаты расчета и измерения кроссполаризационной развязки по положению минимума в горизонтальной плоскости достаточно точно совпадают на начальной частоте F_l (рис. 8), где оба минимума сдвинуты относительно нуля на -45° . Совпадение расчетного и измеренного минимума кроссполаризационной развязки свидетельствует о практическом соответствии расчетной модели экспериментальному образцу, при этом, так как в расчетной модели не присутствует устройство согласования и симметрирования, данное устройство в измеряемом образце в горизонтальной плоскости влияния на кроссполаризационную развязку не оказывает. В вертикальной плоскости на начальной частоте расчетный минимум кроссполаризационной развязки (рис. 9) сдвинут на -30° .

На центральной частоте F_0 измеренный уровень минимума кроссполаризационной развязки в горизонтальной плоскости (рис. 10) практически находится в фазовом центре антенны и имеет величину $-20,1$ дБ. Расчетный минимум сдвинут относительно фазового центра на 17° при

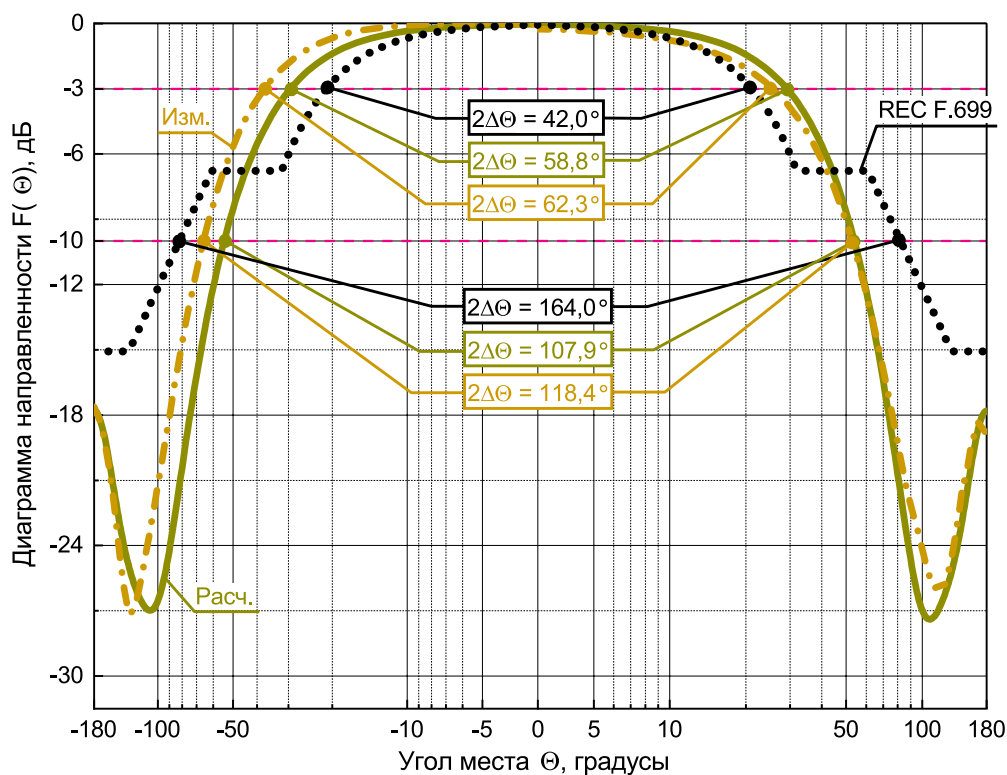


Рис. 15. ДН в вертикальной плоскости на частоте F_l
 Fig. 15. RP in the vertical plane at the frequency F_l

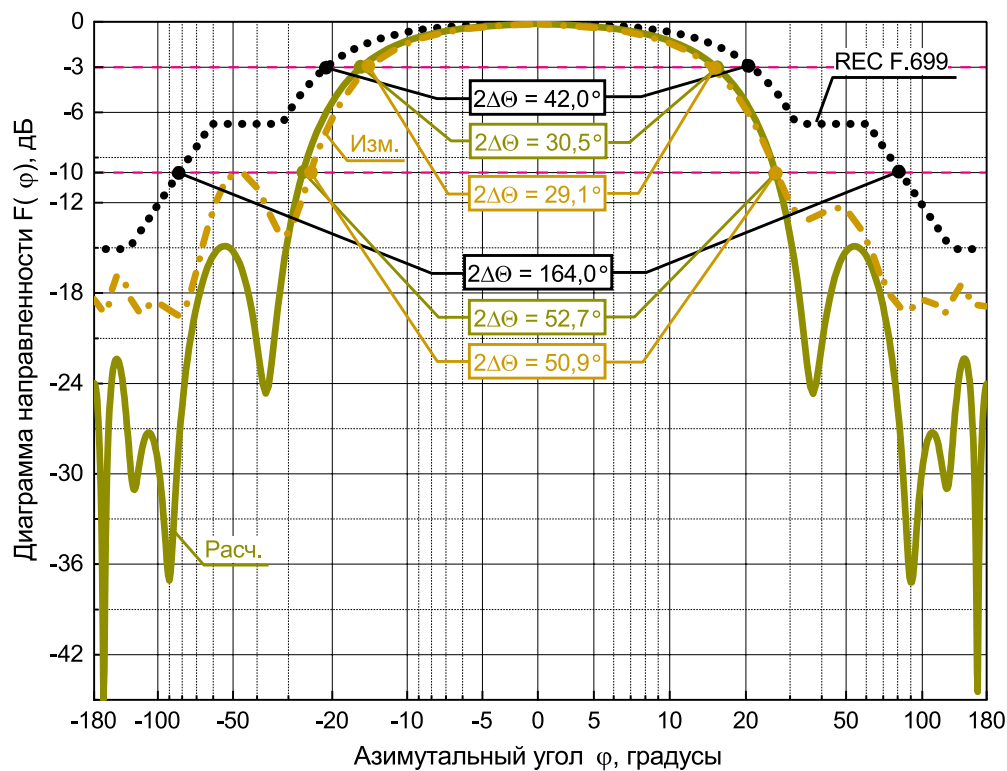


Рис. 16. ДН в горизонтальной плоскости на частоте F_0
 Fig. 16. RP in the horizontal plane at the frequency F_0

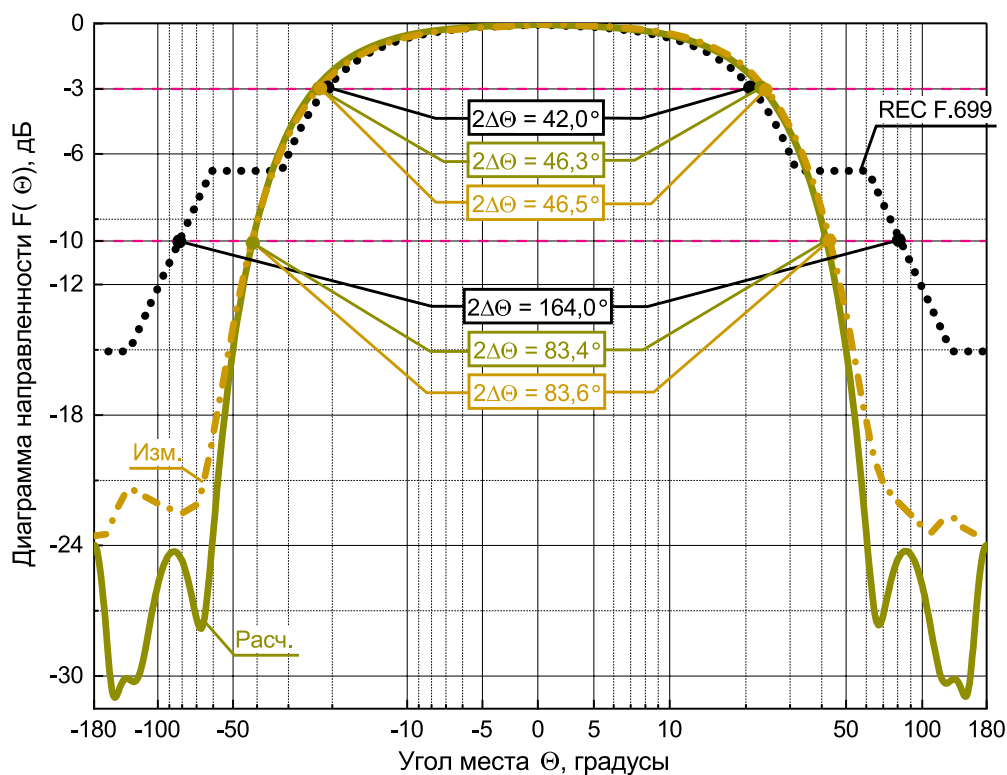


Рис. 17. ДН в вертикальной плоскости на частоте F_0
Fig. 17. RP in the vertical plane at the frequency F_0

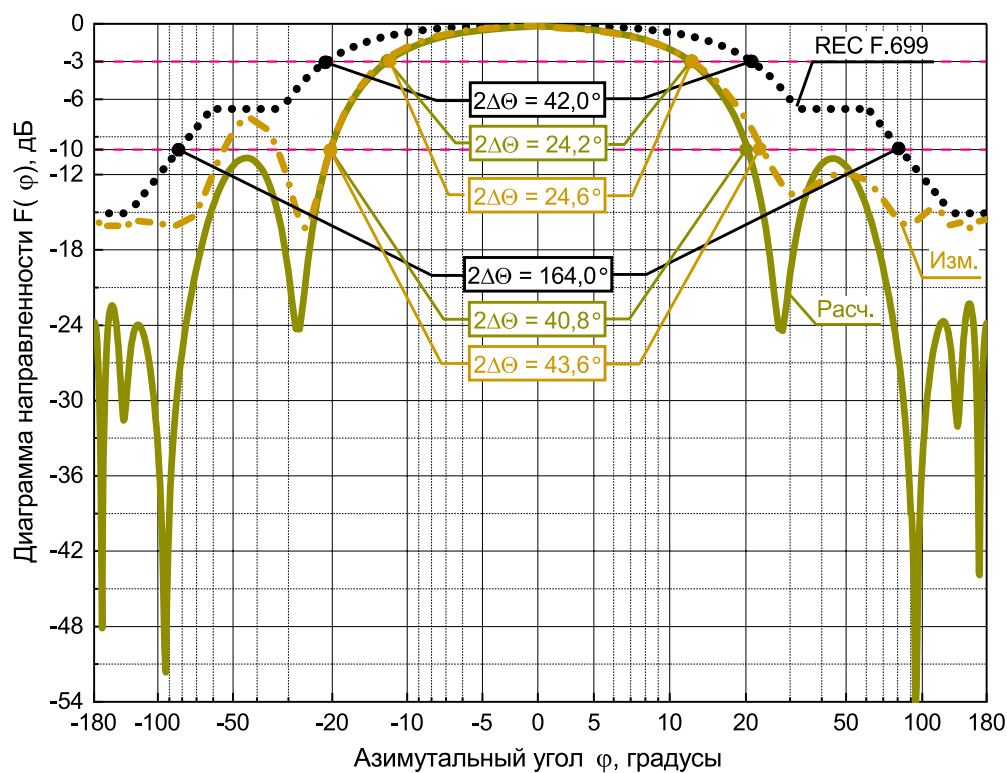


Рис. 18. ДН в горизонтальной плоскости на частоте F_h
Fig. 18. RP in the horizontal plane at the frequency F_h

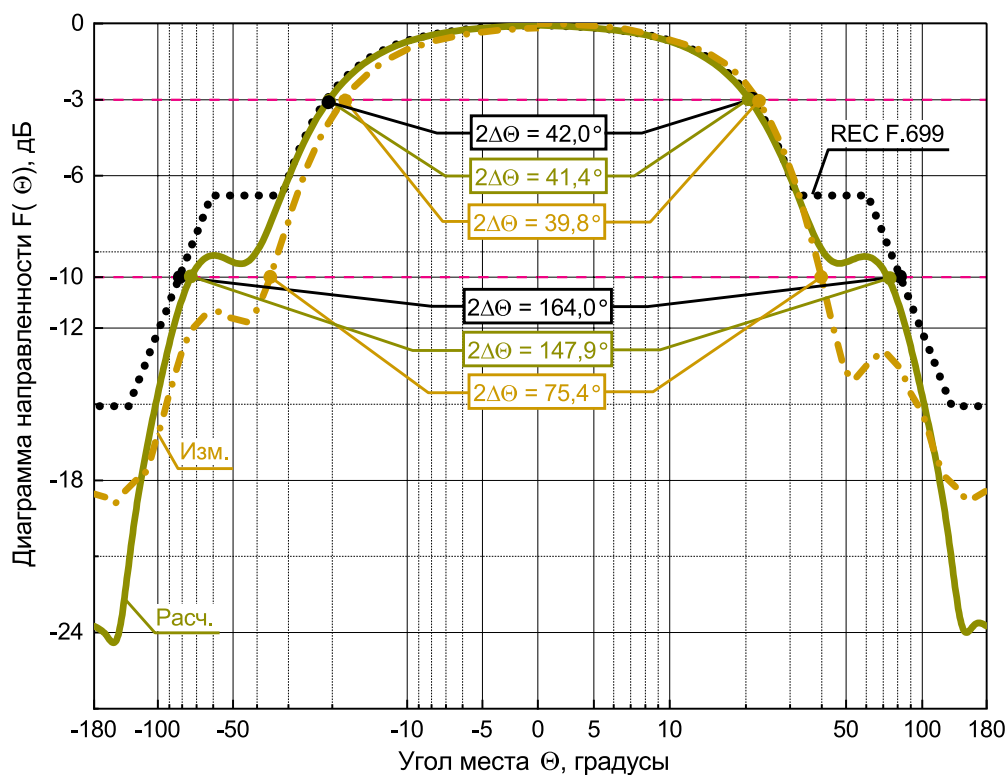


Рис. 19. ДН в вертикальной плоскости на частоте F_h
 Fig. 19. RP in the vertical plane at the frequency F_h

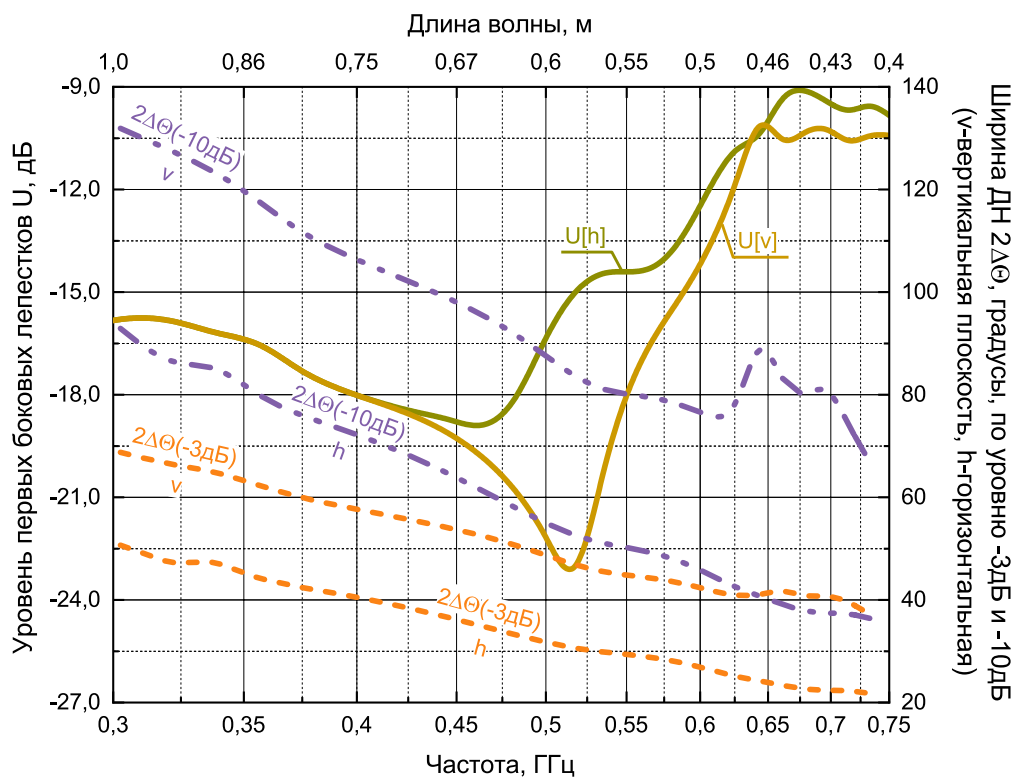


Рис. 20. Ширина ДН, уровень первых боковых лепестков
 Fig. 20. The width of the RP, the level of the first side lobes

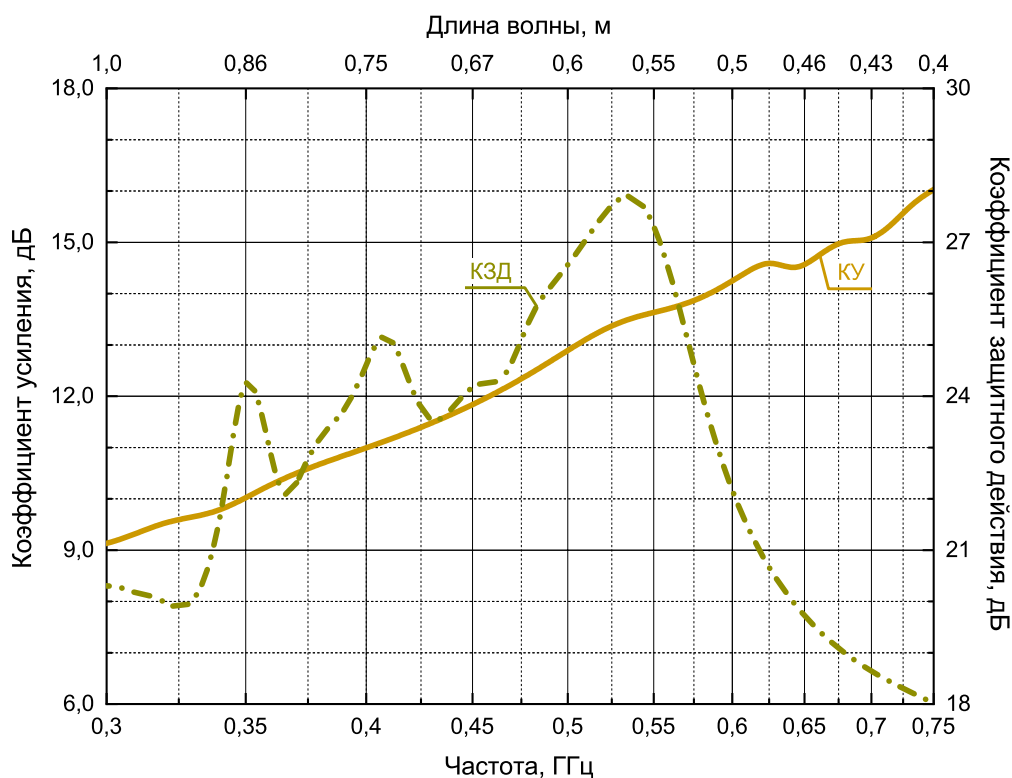


Рис. 21. КУ и КЗД антенны

Fig. 21. Amplification coefficient and protective action coefficient of antenna

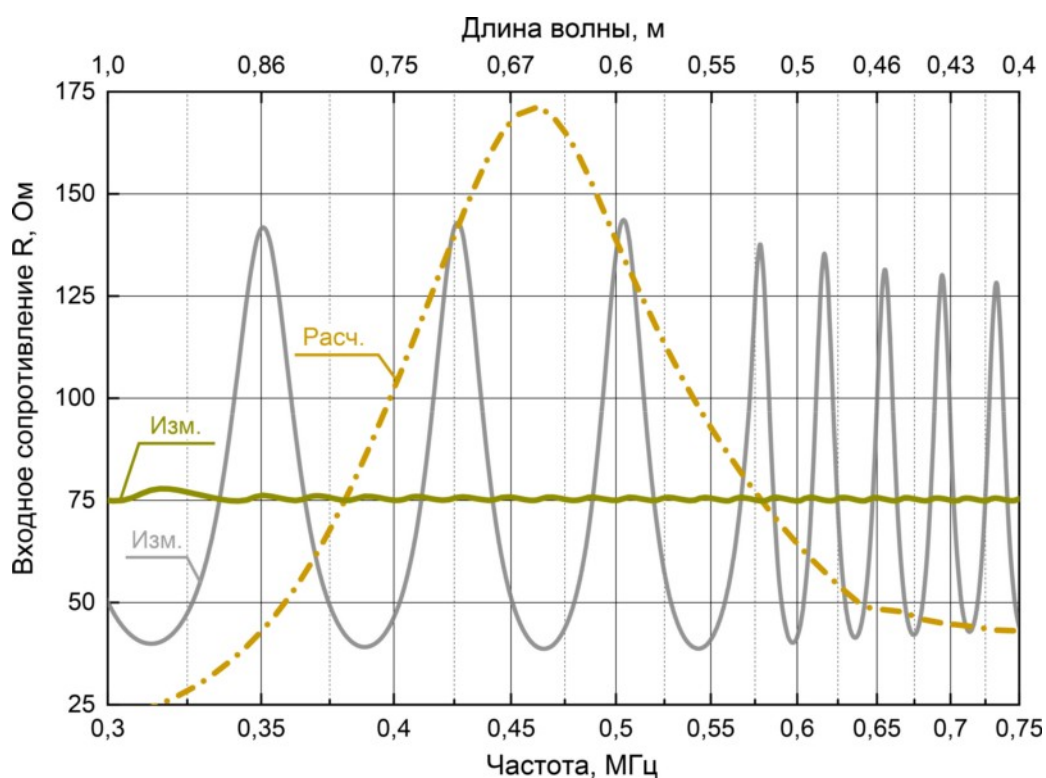


Рис. 22. Входное сопротивление антенны

Fig. 22. Antenna input impedance

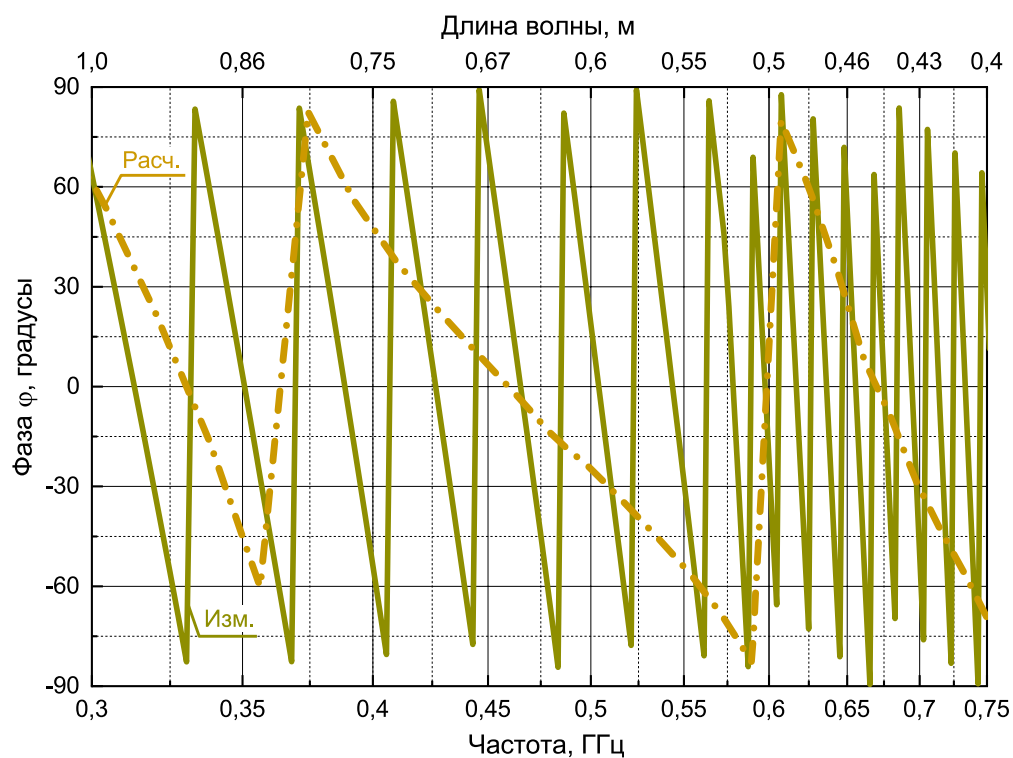


Рис. 23. Фазовая характеристика комплексного сопротивления
 Fig. 23. Phase characteristic of complex resistance

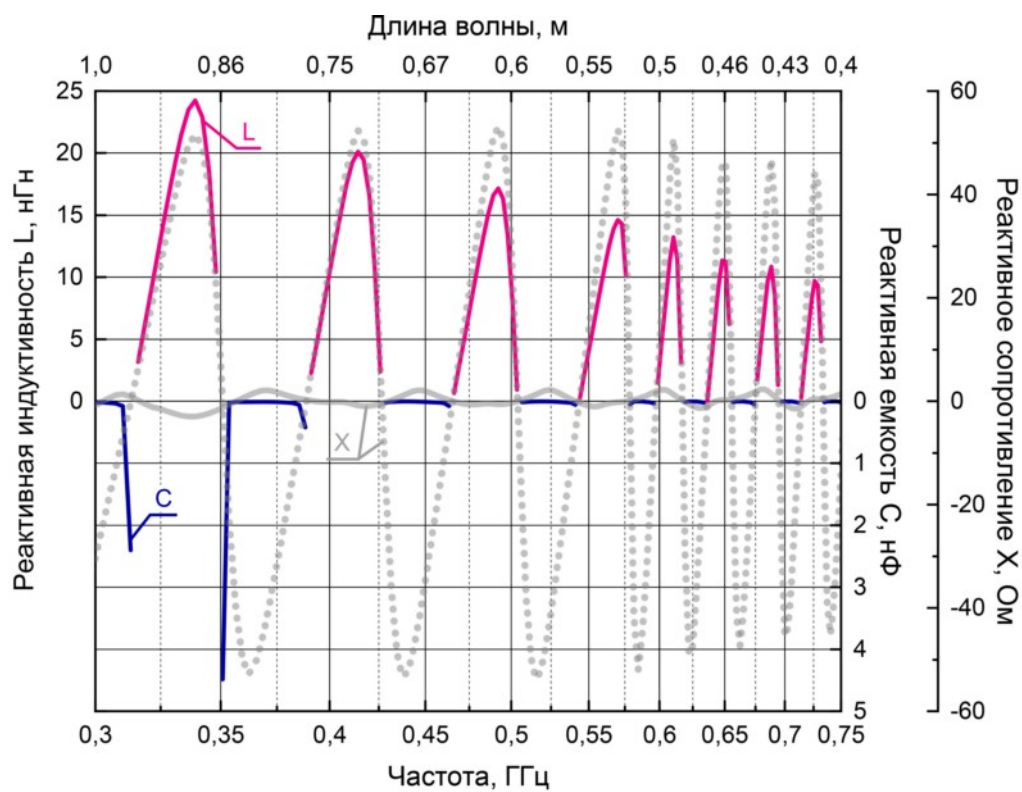


Рис. 24. Измеренные значения реактивного сопротивления
 Fig. 24. Measured reactance values

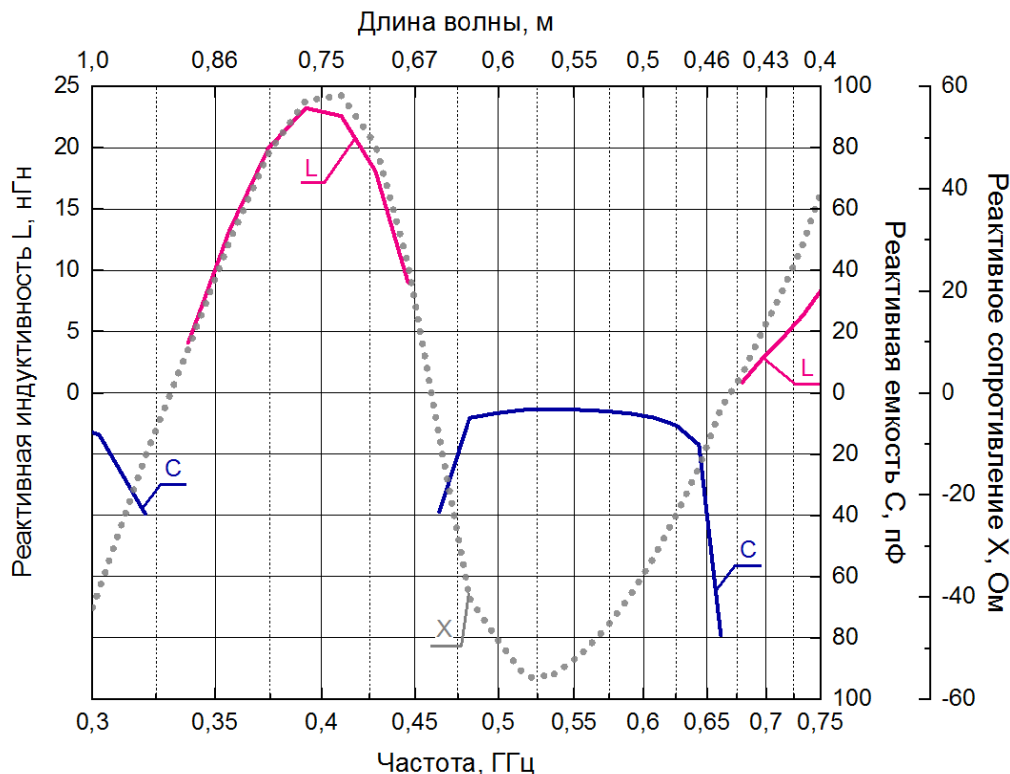


Рис. 25. Расчетные значения реактивного сопротивления
Fig. 25. Calculated reactance values

величине $-13,6$ дБ. В вертикальной плоскости (рис. 11) на центральной частоте F_0 расчетный минимум кроссполяризационной развязки сдвинут относительно фазового центра на $20,7^\circ$ с уровнем $-29,3$ дБ. На конечной частоте рассматриваемого диапазона F_h расчетный и измеренный минимумы кроссполяризационной развязки в горизонтальной плоскости (рис. 12) совпадают с фазовым центром антенны и различаются по уровням, $-20,2$ дБ и $-3,0$ дБ соответственно. В вертикальной плоскости (рис. 13) кроссполяризационный минимум сдвинут на $21,5^\circ$ с уровнем $-11,3$ дБ.

Согласно полученным расчетным и экспериментальным данным, требования ГОСТ Р 50867-96 по уровню максимумов кроссполяризации (или уровню кроссполяризационного излучения в заданном пространственном секторе углов вблизи направления главного излучения), которые должны составлять от -15 до -30 дБ, не выполняются, а также расчетные и измеренные кроссполяризационные минимумы не совпадают с фазовым центром антенны, что требует дополнительного анализа конструкции (модели) антенны и ее последующей доработки.

По ширине расчетные и измеренные ДН на начальной частоте F_l в вертикальной (рис. 15) и горизонтальной (рис. 14) плоскостях по уровню -3 дБ

и -10 дБ превышают значения справочных диаграмм Рекомендаций МСЭ Rec. ITU-R F.699. На центральной и конечной частотах F_0 и F_h в вертикальной (рис. 17, 19) и горизонтальной (рис. 16, 18) плоскостях расчетные и измеренные ДН удовлетворяют требованиям указанной рекомендации, в том числе и по уровню заднего излучения на всех трех рассматриваемых частотах.

Расчетные значения уровней первых боковых лепестков (УПБЛ) в вертикальной и горизонтальной плоскостях (рис. 20) совпадают в полосе частот от 300 до 425 МГц. Минимальные значения УПБЛ $-23,1$ дБ наблюдаются в вертикальной плоскости на частоте 513 МГц и $-18,9$ дБ на частоте 462 МГц в горизонтальной плоскости. Максимум УПБЛ в горизонтальной плоскости -9 дБ имеется на частоте 675 МГц, в вертикальной плоскости $-10,1$ дБ на частоте 645 МГц. УПБЛ в горизонтальной плоскости выше, чем в вертикальной.

Расчетное значение ширины ДН с ростом частоты уменьшается как в горизонтальной, так и в вертикальной плоскостях, что приводит к росту расчетного КУ (рис. 21) и КЗД. На частотах до 340 и свыше 530 МГц наблюдается снижение КЗД из-за роста заднего излучения.

На рис. 22 представлены графики расчетного и измеренного входного сопротивления антен-

ны. Как видно из графиков, измеренные значения входного сопротивления имеют осциллирующий характер, изменяющийся по амплитуде в пределах от 39 до 144 Ом. После сглаживания значения входного сопротивления стремятся к величине 75 Ом.

Осциллирующий характер входного сопротивления поясняется представленными на рис. 23 графиками нормированных относительно $\pm 90^\circ$ значений фазовой характеристики (ФХ) комплексного сопротивления. Экстремумы входного сопротивления располагаются на частотах, где ФХ меняет знак с положительного на отрицательный с периодом в 180° . Измеренные и расчетные значения реактивного сопротивления представлены на рис. 24, 25 в виде графиков.

Как видно из графиков, реактивное сопротивление также имеет осциллирующий характер, где смена знака сопротивления происходит на частотах, соответствующих частотам смены знака ФХ. Амплитуда колебаний расчетного и измеренного реактивного сопротивления лежит в пределах ± 60 Ом. Предельные измеренные значения реактивной индуктивности плавно снижаются по мере увеличения частоты с 25 до 10 нГн, а предельные значения реактивной емкости – с 4,5 нФ практически до нуля. Амплитуда колебаний сглаженной функции измеренного реактивного сопротивления стремится к нулю на всем участке рассматриваемого диапазона, что указывает на хорошее согласование антенны практически во всей рассматриваемой полосе частот.

Заключение

Результаты проведенной численно-экспериментальной оценки рассматриваемой конструкции зигзагообразной антенны УВЧ-диапазона средств радиорелейной связи показывают, что антенна имеет неплохие характеристики по согласованию в полосе частот от 300 до 750 МГц. Однако значения КСВН превышают предельно допустимые КСВН = 1,45, установленные Приказом Министерства информационных технологий и связи РФ от 23 ноября 2006 г. № 153 и ГОСТ Р 50867-96. По уровню огибающей ДН, бокового и заднего излучения данная антенна соответствует требованиям указанных документов, а также Рекомендациям МСЭ ITU-R F.699, за исключением начала участка диапазона, где имеется некоторое (до 5 дБ) превышение уровня огибающей. Требования ГОСТ Р 50867-96 по уровню максимумов кроссполяризации (или уровню кроссполяризационного излучения в заданном пространственном секторе углов вблизи направления главного излучения), которые должны составлять от –15 до –30 дБ, не выполняются, а также расчетные и измеренные кроссполяризационные минимумы не совпадают с фазовым центром антенны, что требует дополнительного анализа конструкции (модели) антенны с целью ее последующей доработки для соответствия требованиям.

Для дальнейшего усовершенствования характеристик антенны целесообразным представляется подход, основанный на использовании в их конструкции искусственных композитных структур – метаматериалов [15–17].

Список литературы

1. Антенно-фидерные устройства военных средств и комплексов радиосвязи / под ред. В.И. Власенко. СПб.: ВАС, 2016. С. 192–194.
2. Харченко К.П. Зигзагообразная антенна // Радио. 1961. № 3. С. 47.
3. Харченко К.П. Антенна для дальнего приема телевидения // Радио. 1961. № 4. С. 28–29.
4. Харченко К.П. Двойные зигзагообразные антенны // Радио. 1961. № 8. С. 43–46.
5. Харченко К.П. УКВ антенны. М.: ДОСААФ, 1969. 111 с.
6. Патент RU 2288526. Полиромбическая антенна (варианты) / А.М. Сомов, Р.В. Кебетов, А.Ю. Виноградов; 27.11.2006.
7. Патент RU 2318276. Сверхширокополосная комбинированная зигзагообразная антенна / В.И. Милкин, С.А. Демиденко, В.М. Галишев; 27.02.2008.
8. Патент на полезную модель RU 68784. Диапазонная направленная антенна / А.А. Лобов; 27.11.2007.
9. Патент RU 2324268. Широкополосная зигзагообразная антенна / В.И. Милкин, С.А. Демиденко; 10.05.2008.
10. Патент RU 2355084. Рамочная антенна (варианты) / А.М. Сомов, А.Б. Кожухов, Р.В. Кабетов; 10.05.2009.
11. Патент RU 2395878. Двойная зигзагообразная антенна / А.М. Сомов, А.Б. Кожухов, К.А. Кожухов; 27.07.2010.
12. Патент на полезную модель RU 78987. Зигзагообразный излучатель / А.А. Лобов; 10.12.2008.
13. Патент RU 2580406. Широкополосная направленная зигзагообразная квазишунтовая антенна / В.И. Милкин, В.Н. Лебедев, К.Ю. Боброва, Н.В. Калитенков; 10.04.2016.
14. Фролов О.П., Вальд В.П. Зеркальные антенны для земных станций спутниковой связи. М.: Горячая линия – Телеком, 2008. 448 с.

15. Перспективы использования метаматериалов в антеннах нового поколения / А.Л. Бузов [и др.] // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2017. Т. 20, № 3. С. 15–20. URL: <https://journals.ssau.ru/pwp/article/view/7078>
16. Бузов А.Л., Ключев Д.С., Нещерет А.М. Возможности совершенствования антенной техники путем использования киральных метаматериалов // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2018. Т. 21, № 3. С. 66–72. URL: <https://journals.ssau.ru/pwp/article/view/7020>
17. Нещерет А.М. Анализ микрополосковых антенн с подложками из киральных метаматериалов методом сингулярных интегральных уравнений // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2018. Т. 21, № 4. С. 6–16. URL: <https://journals.ssau.ru/pwp/article/view/6943>

Информация об авторе

Медведев Юрий Валентинович, 1974 г. р., кандидат технических наук, начальник лаборатории ФГБУ «16 ЦНИИИ» Минобороны России, г. Мытищи, Московская обл., Россия. Автор и соавтор 73 научных работ, в том числе 9 патентов РФ на изобретения, 1 патента на полезную модель и 1 свидетельства Роспатента о регистрации программы для ЭВМ.

Область научных интересов: антенно-фидерные устройства, фазированные антенные решетки, диэлектрические купольные линзовые антенны, программное обеспечение расчета характеристик антенно-фидерных устройств.

E-mail: yu.v.medvedev@yandex.ru

ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-2982-755X>

Physics of Wave Processes and Radio Systems 2023, vol. 26, no. 3, pp. 59–78

DOI [10.18469/1810-3189.2023.26.3.59-78](https://doi.org/10.18469/1810-3189.2023.26.3.59-78)
UDC 621.396.67
Original Research

Received 22 March 2023
Accepted 24 April 2023
Published 27 September 2023

Numerical and experimental score of the zigzag UHF antenna characteristics of radio relay communication tools for compliance with the requirements of current legislation and international standards

Yuriy V. Medvedev 

FSBI «16-th CSR-TI» Ministry of Defence of the Russian Federation
17, Komarova Street,
Mytishchi, Moscow Region, 141006, Russia

Abstract – Background. To ensure the integrity, stability of operation and security of the unified telecommunication network of the Russian Federation, as well as to solve the issues of electromagnetic compatibility of radio-relay communication facilities, it is required to use antennas that satisfy both mandatory requirements fixed at the legislative level and requirements of a recommendatory nature of international and regional levels. **Aim.** To establish compliance of the most frequently used zigzag antennas in radio-relay communication facilities with the requirements of the current legislation and international standards on the basis of numerical and experimental evaluation of their characteristics. **Methods.** On the basis of numerical methods the characteristics of the considered antennas were calculated, and also measurements of these characteristics were carried out in an anechoic shielded chamber. **Results.** The results of numerical and experimental estimation of gain, voltage standing wave ratio, antenna patterns, crosspolarization decoupling and complex impedance of the double zigzag antenna with UHF reflector of the radio-relay communication range are presented. It is shown that this antenna provides operation in a wide frequency band, and in the considered section of the range does not fully meet the requirements for antennas of radio-relay communications. **Conclusion.** On the basis of the analysis of the requirements of the current legislation and international requirements for the antennas of radio-relay communication facilities and the results of numerical and experimental evaluation of the characteristics of the antennas under consideration, it was established that they comply with the requirements of ITU Recommendations ITU-R F.699 in terms of the envelope level of antenna patterns, side and back radiation, except for the beginning of the range section, where there is some excess of the envelope level. The requirements of GOST R 50867-96 for the level of crosspolarization maxima (or the level of crosspolarization radiation in a given spatial sector of angles near the main radiation direction) are not met.

Keywords – zigzag antenna; voltage standing wave ratio coefficient; antenna gain; antenna pattern; width of the antenna pattern; outside radiation; radio-relay means.

✉ yu.v.medvedev@yandex.ru (Yuriy V. Medvedev)

 © Yuriy V. Medvedev, 2023

References

1. V. I. Vlasenko, Ed. *Antenna-Feeder Devices of Military Facilities and Radio Communication Complexes*. Saint Petersburg: VAS, 2016. (In Russ.)
2. K. P. Kharchenko, “Zigzag Antenna,” *Radio*, no. 3, pp. 47, 1961. (In Russ.)

3. K. P. Kharchenko, "Antenna for long-range television reception," *Radio*, no. 4, pp. 28–29, 1961. (In Russ.)
4. K. P. Kharchenko, "Dual zigzag antennas," *Radio*, no. 8, pp. 43–46, 1961. (In Russ.)
5. K. P. Kharchenko, *VHF Antenna*. Moscow: DOSAAF, 1969. (In Russ.)
6. A. M. Somov, R. V. Kebetov, and A. Yu. Vinogradov, "Polyrhombic antenna (options)," RU Patent 2288526, Nov. 27, 2006. (In Russ.)
7. V. I. Milkin, S. A. Demidenko, and V. M. Galishev, "Ultra wideband combined zigzag antenna," RU Patent 2318276, Feb. 27, 2008. (In Russ.)
8. A. A. Lobov, "Range directional antenna," RU Patent Utility Model 68784, Nov. 27, 2007. (In Russ.)
9. V. I. Milkin and S. A. Demidenko, "Broadband zigzag antenna," RU Patent 2324268, May 10, 2008. (In Russ.)
10. A. M. Somov, A. B. Kozhukhov, and R. V. Kabetov, "Loop antenna (options)," RU Patent 2355084, May 10, 2009. (In Russ.)
11. A. M. Somov, A. B. Kozhukhov, and K. A. Kozhukhov, "Dual zigzag antenna," RU Patent 2395878, Jul. 27, 2010. (In Russ.)
12. A. A. Lobov, "Zigzag emitter," RU Patent Utility Model 78987, Dec. 10, 2008. (In Russ.)
13. V. I. Milkin, V. N. Lebedev, K. Yu. Bobrova, and N. V. Kalitenkov, "Broadband directional zigzag quasi-shunt antenna," RU Patent 2580406, Apr. 10, 2016. (In Russ.)
14. O. P. Frolov and V. P. Val'd, *Reflector Antennas for Satellite Earth Stations*. Moscow: Goryachaya liniya – Telekom, 2008. (In Russ.)
15. A. L. Buzov et al., "Prospects of using metamaterials in the new generation antennas," *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 20, no. 3, pp. 15–20, 2017, url: <https://journals.ssau.ru/pwp/article/view/7078>. (In Russ.)
16. A. L. Buzov, D. S. Klyuev, and A. M. Neshcheret, "Possibilities of improvement of the antenna technology through the use of chiral metamaterials," *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 21, no. 3, pp. 66–72, 2018, url: <https://journals.ssau.ru/pwp/article/view/7020>. (In Russ.)
17. A. M. Neshcheret, "Analysis of microstrip antennas with chiral metamaterials substrates by method of singular integral equations," *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 21, no. 4, pp. 6–16, 2018, url: <https://journals.ssau.ru/pwp/article/view/6943>. (In Russ.)

Information about the Author

Yuriy V. Medvedev was born in 1974, Candidate of Technical Sciences, head of laboratory of FSBI «16-th CSR-TI» Ministry of Defence of the Russian Federation, Mytishchi, Moscow Region, Russia. Author and co-author of 73 scientific works, including 9 patents of the Russian Federation for inventions, 1 patent for a utility model and 1 certificate of Rospatent for registration of a computer program.

Research interests: antennas and feeder devices, phased antenna arrays, dielectric dome lens antennas, software for calculating characteristics of antenna-feeder devices.

E-mail: yu.v.medvedev@yandex.ru

ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-2982-755X>

Прохождение электромагнитной волны через прямоугольный волновод с отрезком полупроводниковой пленки

А.А. Вороной, А.А. Солдатов, В.П. Кубанов

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

Аннотация – Обоснование. В технике СВЧ большой интерес представляет создание усилителей и генераторов на основе тонкослоистых продольных неоднородностей в прямоугольных волноводах, которые являются неотъемлемой частью многих функциональных устройств СВЧ- и КВЧ-диапазонов. **Цель.** Представляет практический интерес расчет одной из таких неоднородностей в прямоугольном волноводе. **Методы.** В качестве одного из методов расчета таких структур рассматривается дифракция электромагнитной волны на отрезке полупроводниковой пленки с отрицательной дифференциальной проводимостью на узкой стенке прямоугольного волновода. На основе граничных условий получено сингулярное интегральное уравнение для электрической составляющей электромагнитного поля. Методом обращения интегрального уравнения и при помощи разложения по полиномам Чебышева интегральное уравнение приведено в системе двух алгебраических уравнений. Коэффициенты системы вычисляются по теории вычетов. Затем получено уравнение для вычисления коэффициента прохождения, который и был рассчитан в среде MathCad. **Результаты.** На основе интегрального уравнения получены значения для расчета коэффициента прохождения для рассматриваемой структуры. **Заключение.** Из полученных графиков для рассчитанного коэффициента прохождения можно сделать вывод, что существуют частотные зоны, где в структуре происходит усиление электромагнитной волны. Значит, на основании рассматриваемой структуры возможно создание усилителей и генераторов СВЧ- и КВЧ-диапазонов.

Ключевые слова – тонкослоистые продольные неоднородности; полупроводниковая пленка с отрицательной дифференциальной проводимостью; сингулярное интегральное уравнение; теория вычетов; коэффициент прохождения.

Введение

В предлагаемой статье рассматривается волноведущая электромагнитная система, представляющая собой прямоугольный волновод с идеально проводящими стенками. На узкую стенку волновода ($y = a$) в интервале z от $-L$ до L помещается отрезок активной полупроводниковой пленки (например, GaAs) с отрицательной дифференциальной проводимостью, как показано на рис. 1. Будем считать, что в прямоугольном волноводе в отсутствие полупроводниковой пленки распространяется только волна H_{10} , а остальные высшие моды являются запердевыми.

1. Постановка задачи

Рассмотрим задачу дифракции основной моды на такой неоднородности. Представим электрическое поле в волноводе в виде суперпозиции поля основной моды и поля, созданного токами на неоднородности [1]:

$$E_x = A_0 \sin r_0(a-y)e^{-i\gamma_0 z} + \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{+\infty} A(\gamma) \sin r(a-y)e^{-i\gamma z} d\gamma, \quad (1)$$

где $r = \sqrt{k^2 \epsilon \mu - \gamma^2}$; $r_0 = \sqrt{k^2 \epsilon \mu - \gamma_0^2}$; $k = \omega/c$; ϵ , μ – диэлектрическая и магнитная проницаемости среды, заполняющей прямоугольный волновод; γ_0 – продольное волновое число для волны H_{10} .

Полагая, что зависимость поля вдоль оси x отсутствует $\left(\frac{\partial}{\partial x} \equiv 0\right)$, из уравнений Максвелла получаем [2]:

$$H_z = \frac{1}{ik\mu} \frac{\partial E_x}{\partial y}.$$

Подставляя в последнее соотношение выражение (1), получим:

$$H_z = \frac{1}{ik\mu} \left(-A_0 r_0 \cos r_0(a-y)e^{-i\gamma_0 z} - \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{+\infty} A(\gamma) r \cos r(a-y)e^{-i\gamma z} d\gamma \right). \quad (2)$$

Полупроводниковый слой в активных волноведущих структурах с поперечным дрейфом носителей имеет малую толщину: $\delta \ll t$, $k_n \delta \ll 1$, где k_n – волновое число в полупроводниковом слое; t – характерный поперечный размер волноведущей структуры; δ – толщина полупроводниковой пленки. Дифференциальная проводимость полупроводника при приложении сильного статиче-

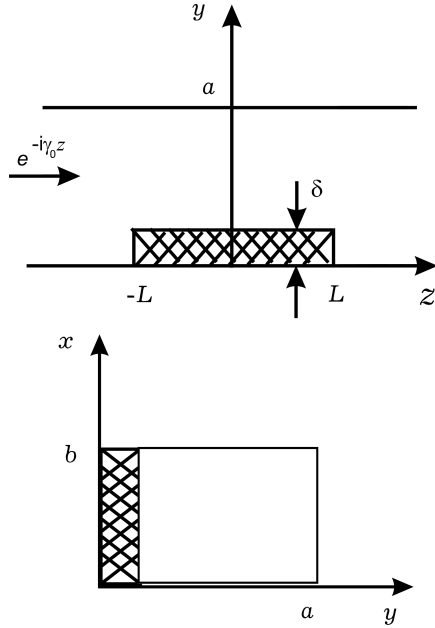


Рис. 1. Прямоугольный волновод с полупроводниковой пленкой конечной длины, расположенной вдоль узкой стенки
Fig. 1. Rectangular waveguide with a semiconductor film of finite length along a narrow wall

ского электрического поля E_0 вдоль оси x становится отрицательной, и появляется возможность усиления электромагнитных волн.

Полупроводниковую пленку в линейном приближении будем описывать с помощью двухсторонних граничных условий (1) при $y = 0$. Учитывая, что $E_x^{(1)} = 0$ (касательное поле на металле) и отсутствует вариация поля вдоль оси x , из них следует ($\mu_n = 1$):

$$E_x^{(2)} - \frac{ik\delta}{2} [H_z^{(1)} + H_z^{(2)}] = 0, \quad (3)$$

$$H_z^{(2)} - H_z^{(1)} - \frac{i\delta}{2k} \left[\frac{\partial^2}{\partial z^2} + k^2 \varepsilon_{\Pi} \right] E_x^{(2)} = 0, \quad (4)$$

где ε_{Π} – комплексная диэлектрическая проницаемость пленки, верхние индексы «1» и «2» указывают на принадлежность составляющих поля к той или иной области вне пленки (индекс «1» соответствует металлу, индекс «2» – волноводу).

При выводе граничных условий (3), (4) были использованы соотношения ($k = 1, 2$):

$$\mu^{(k)} H_y^{(k)} = \frac{i}{k} \left(\frac{\partial E_x^{(k)}}{\partial z} - \frac{\partial E_z^{(k)}}{\partial x} \right), \quad (5)$$

$$\varepsilon^{(k)} E_y^{(k)} = -\frac{i}{k} \left(\frac{\partial H_x^{(k)}}{\partial z} - \frac{\partial H_z^{(k)}}{\partial x} \right),$$

которые следуют непосредственно из уравнений Максвелла.

Из уравнения (3) получаем, что

$$H_z^{(1)} = -H_z^{(2)} + \frac{2}{ik\delta} E_x^{(2)}.$$

Подставим последнее выражение для $H_z^{(1)}$ в уравнение (4):

$$2H_z^{(2)} - \frac{2}{ik\delta} E_x^{(2)} - \frac{i\delta}{2k} \left[\frac{\partial^2}{\partial z^2} + k^2 \varepsilon_{\Pi} \right] E_x^{(2)} = 0,$$

которое после несложных преобразований приводит к следующему приближенному граничному условию для полупроводниковой пленки, лежащей на металле ($z \in [-L, L]$):

$$E_x^{(2)} - ik\delta H_z^{(2)} - \frac{\delta^2}{4} \left[\frac{\partial^2}{\partial z^2} + k^2 \varepsilon_{\Pi} \right] E_x^{(2)} = 0. \quad (6)$$

Вводя обозначения:

$$E_x \equiv E_x^{(2)}, \quad H_z \equiv H_z^{(2)},$$

перепишем граничное условие (6) в более удобном для нас виде:

$$E_x - ik\delta H_z - \frac{\delta^2}{4} \left[\frac{\partial^2}{\partial z^2} + k^2 \varepsilon_{\Pi} \right] E_x = 0. \quad (7)$$

Будем считать, что в силу малости толщины полупроводниковой пленки δ ($k_n \delta \ll 1$):

$$\frac{\partial^2 U_i}{\partial z^2} = -\gamma_0^2 U_i,$$

где U_i – какая-либо составляющая электромагнитного поля в структуре с отрезком полупроводниковой пленки. Тогда граничное условие (7) можно переписать в виде

$$E_x - ik\delta H_z - \frac{\delta^2}{4} r_{\Pi}^2 E_x = 0,$$

где

$$r_{\Pi}^2 = k^2 \varepsilon_{\Pi} - \gamma_0^2.$$

Группируя члены с E_x в последнем соотношении и проведя элементарные преобразования, получаем:

$$E_x = i\eta H_z, \quad (8)$$

где

$$\eta = \frac{k\delta}{1 - \frac{\delta^2}{4} r_{\Pi}^2}. \quad (9)$$

Формула (8) является приближенным эквивалентным граничным условием для полупроводниковой пленки толщины δ с диэлектрической проницаемостью ε_{Π} , лежащей на металле.

Что касается волнораспределительной структуры с отрезком активной пленки (см. рис. 1), то для нее это граничное условие справедливо для плоскости $y = 0$ при $z \in [-L, L]$.

Таким образом, задачу дифракции волны прямоугольного волновода на отрезке полупроводниковой пленки малой толщины δ мы свели к задаче дифракции волны H_{10} на отрезке прямоугольного волновода, для одной из узких стенок которого справедливо импедансное граничное условие (8). Поэтому развиваемый ниже метод расчета тонкослойных полупроводниковых неоднородностей справедлив для всех тех неоднородностей в прямоугольном волноводе, для которых можно записать соответствующие эквивалентные граничные условия типа (8).

2. Аналитический метод расчета продольных тонкослойных неоднородностей в волноводных структурах

Определим функцию $A(\gamma)$, которая фигурирует в интегральном представлении (1). Для этого подставим выражения (1) и (2) в уравнение (8) при $y = 0$; тогда мы можем записать следующее равенство ($z \in [-L, L]$):

$$A_0 \left(\sin r_0 a + \frac{\eta r_0}{k\mu} \cos r_0 a \right) e^{-i\gamma_0 z} + \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{+\infty} A(\gamma) \left(\sin r a + \frac{\eta r}{k\mu} \cos r a \right) e^{-i\gamma z} d\gamma = 0. \quad (10)$$

Введем обозначения при $y = 0$, $z \in [-L, L]$:

$$e_x = E_x, \quad e_x = \begin{cases} E_x, & z \in [-L, L], \\ 0, & z \notin [-L, L], \end{cases}$$

и перепишем соотношение (10) в виде

$$e_x + e_{x0} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{+\infty} A(\gamma) \sin r a e^{-i\gamma z} d\gamma + A_0 \sin r_0 a e^{-i\gamma_0 z}. \quad (11)$$

Умножим обе части равенства (11) на $e^{i\gamma z}$ и проинтегрируем по переменной z от $-L$ до $+L$; в результате можно записать следующее выражение:

$$\int_{-L}^L e_x(z) e^{i\gamma z} dz + \int_{-L}^L e_{x0}(z) e^{i\gamma z} dz = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{+\infty} A(\gamma) \sin r a d\gamma \int_{-\infty}^{+\infty} e^{i(\gamma-\gamma')z} dz + \quad (12)$$

$$+ A_0 \sin r_0 a \int_{-L}^L e^{i(\gamma-\gamma_0)z} dz.$$

С учетом известного соотношения для дельта-функции $\delta(\alpha)$:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} e^{i(\gamma-\gamma')z} dz = 2\pi \delta(\gamma-\gamma'),$$

из (12) нетрудно получить выражение для коэффициента $A(\gamma)$:

$$A(\gamma) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sin r a} \int_{-L}^L e_x(z) e^{i\gamma z} dz.$$

Для улучшения сходимости интеграла в последней формуле перейдем от функции $e_x(z)$ к ее производной по координате z $e'_x(z) \equiv \frac{\partial e_x}{\partial z}$. Для этого воспользуемся формулой интегрирования по частям, считая, что $e_x(z = -L) = e_x(z = L) = 0$:

$$\int_{-L}^L e_x(z) e^{i\gamma z} dz = -\frac{1}{i\gamma} \int_{-L}^L e'_x(z) e^{i\gamma z} dz. \quad (13)$$

Тогда окончательно имеем:

$$A(\gamma) = \frac{i}{\sqrt{2\pi} \gamma \sin r a} \int_{-L}^L e'_x(z) e^{i\gamma z} dz.$$

Подставим выражение (13) для $A(\gamma)$ в уравнение (10) и произведем элементарные преобразования. Тогда его можно записать следующим образом:

$$\int_{-L}^L e'_x(z') T(z', z) dz' + A_0 \alpha_0 e^{-i\gamma_0 z} = 0, \quad (14)$$

где

$$\alpha_0 = \sin r_0 a + \frac{\eta r_0}{k\mu} \cos r_0 a,$$

$$T(z', z) = \frac{i}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \left[1 + \frac{\eta r}{k\mu} \operatorname{ctg} r a \right] \frac{e^{i\gamma(z'-z)}}{\gamma} d\gamma.$$

Нетрудно показать, что:

$$\lim_{\gamma \rightarrow 0} \left[\frac{\eta r}{k\mu} \operatorname{ctg} \frac{r a}{\gamma} \right] = \frac{\eta}{k\mu} \operatorname{sgn}(\gamma),$$

где

$$\operatorname{sgn}(\gamma) = \begin{cases} 1, & \gamma > 0, \\ -1, & \gamma < 0. \end{cases}$$

Прибавляя и отнимая в квадратных скобках формулы для ядра $T(z, z')$ (14) выражение $\frac{\eta}{k\mu} \operatorname{sgn}(\gamma)$, произведя перегруппировку и воспользовавшись известным соотношением:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \operatorname{sgn}(\gamma) e^{i\gamma(z'-z)} d\gamma = \frac{2i}{z'-z},$$

из (14) окончательно получим следующее интегральное уравнение:

$$\begin{aligned} \frac{1}{\pi} \frac{\eta}{k\mu} \int_{-L}^L \frac{e'_x(z') dz'}{z'-z} &= \frac{i}{2\pi} \int_{-L}^L dz' e'_x(z') \times \\ &\times \int_{-\infty}^{+\infty} \alpha(\gamma) e^{i\gamma(z'-z)} d\gamma + A_0 \alpha_0 e^{-i\gamma_0 z}, \end{aligned} \quad (15)$$

где

$$\alpha(\gamma) = \left[\frac{1}{\gamma} + \frac{\eta}{k\mu} \Delta(\gamma) \right], \quad \Delta(\gamma) = \frac{\operatorname{rctgr} a}{\gamma} - \operatorname{sgn}(\gamma). \quad (16)$$

Упростим уравнение (16) путем введения новых переменных

$$z = Lt, \quad z' = Lt'.$$

В этих переменных интегральное уравнение (15) принимает вид

$$\begin{aligned} \frac{\eta}{k\mu} \int_{-1}^1 \frac{e'_x(t') dt'}{t'-t} &= \frac{iL}{2} \int_{-1}^1 dt' e'_x(t') \times \\ &\times \int_{-\infty}^{+\infty} \alpha(\gamma) e^{i\gamma L(t'-t)} d\gamma + A_0 \alpha_0 \pi e^{-i\gamma_0 Lt}. \end{aligned}$$

Ядро интегрального уравнения (16) является сингулярным с особенностью типа Коши. Для его решения воспользуемся формулой обращения интеграла Коши [3]:

$$\frac{1}{\pi} \int_{-1}^1 \frac{e'_x(t') dt'}{t'-t} = f(t), \quad (17)$$

$$e'(t) = -\frac{1}{\pi\sqrt{1-t^2}} \int_{-1}^1 \frac{\sqrt{1-t'^2} f(t')}{t'-t} dt' + \frac{a_0}{\sqrt{1-t^2}},$$

где a_0 – неизвестная постоянная, определяемая из дополнительных условий. Считая функцией $f(t)$ правую часть уравнения (16), нетрудно записать:

$$\begin{aligned} \frac{\eta}{k\mu} e'_x(t) &= -\frac{1}{\pi^2 \sqrt{1-t^2}} \times \\ &\times \int_{-1}^1 \frac{\sqrt{1-v^2}}{v-t} \left\{ \frac{iL}{2} \int_{-1}^1 e'_x(t') dt' \int_{-\infty}^{+\infty} \alpha(t) e^{i\gamma L(t'-v)} d\gamma + \right. \\ &\left. + A_0 \alpha_0 \pi e^{-i\gamma_0 Lv} \right\} dv + \frac{D_0}{\sqrt{1-t^2}}, \end{aligned} \quad (18)$$

где D_0 – некоторая неизвестная постоянная.

Преобразуем уравнение (18) к более простому виду:

$$\frac{\eta}{k\mu} e'_x(t) = -\frac{1}{\sqrt{1-t^2}} \left\{ \frac{iL}{2} \int_{-1}^1 e'_x(t') S(t',t) dt + A_0 \alpha_0 \pi I(\gamma_0 t) + D_0 \right\}, \quad (19)$$

где введены обозначения

$$I(\gamma, t) = \frac{1}{\pi^2} \int_{-1}^1 \frac{\sqrt{1-v^2}}{(v-t)} e^{-i\gamma Lv} dv,$$

$$S(t', t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \alpha(\gamma) I(\gamma, t) e^{i\gamma Lt'} d\gamma.$$

Функция $I(\gamma_0, t)$ получается заменой в выражении для $I(\gamma, t)$ переменной γ на γ_0 .

В дальнейшем нам потребуется следующее разложение показательной функции [4]:

$$e^{i\gamma t} = 2 \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(i)^n J_n(\gamma) T_n(t)}{1 + \delta_{n0}}, \quad (20)$$

где $T_n(t)$ – полиномы Чебышева первого рода, $J_n(\alpha)$ – функции Бесселя первого рода.

Полиномы Чебышева 1-го рода связаны с полиномами Чебышева 2-го рода $U_n(t)$ следующими соотношениями для $n > 1$ [4]:

$$T_n(t) = \frac{1}{2} [U_n(t) - U_{n-2}(t)], \quad (21)$$

$$U_0 = T_0 = 1,$$

$$T_1(t) = t, \quad T_1(t) = \frac{U_1(t)}{2}.$$

С учетом формул (20) перепишем разложение (21) в удобном для нас виде:

$$e^{i\gamma t} = \sum_{n=0}^{\infty} (i)^n [J_n(\gamma) - J_{n+2}(\gamma)] U_n(t). \quad (22)$$

С учетом того, что

$$2J_{k+1} = J_k - J_{k+2}$$

бесконечный ряд (22) можно записать в более простом виде [5]:

$$e^{i\gamma t} = 2 \sum_{n=0}^{\infty} (i)^n J_{n+1}(\gamma) U_n(t). \quad (23)$$

Так как

$$U_n(-t) = (-1)^n U_n(t),$$

то

$$e^{-i\gamma t} = 2 \sum_{n=0}^{\infty} (i)^n J_{n+1}(\gamma) U_n(-t) = \quad (24)$$

$$= 2 \sum_{n=0}^{\infty} (-i)^n J_{n+1}(\gamma) U_n(t).$$

Используя равенство (23) и интегральные представления для полиномов Чебышева [6]:

$$\int_{-1}^1 \frac{\sqrt{1-y^2}}{y-x} U_{n-1}(y) dy = -\pi T_n(x), \quad (25)$$

нетрудно получить следующее выражение для $I(\gamma, t)$:

$$I(\gamma, t) = -2 \sum_{n=0}^{\infty} (-i)^n J_{n+1}(\gamma L) T_{n+1}(t). \quad (26)$$

С учетом выражения (25) интегральное уравнение (19) можно записать в следующем виде:

$$\begin{aligned} \frac{\eta}{k\mu} e'_x(t) = & \\ = \frac{1}{\sqrt{1-t^2}} & \left\{ \sum_{n=0}^{\infty} (-i)^n \left[\frac{iL}{2} \int_{-1}^1 e'_x(t') L_{n+1}(t') dt' + \right. \right. \\ & \left. \left. + 2\pi A_0 \alpha_0 J_{n+1}(\gamma_0 L) \right] T_{n+1}(t) + D_0 \right\}. \end{aligned} \quad (27)$$

Воспользовавшись известным выражением для интеграла [4]:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \frac{J_{n+1}(x)}{x} e^{ixt'} dx = \frac{2i(-1)^n}{(n+1)} (-i)^{n+1} \sqrt{1-t'^2} U_n(t'), \quad (28)$$

Откуда можно получить:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \frac{J_{n+1}(\gamma L)}{\gamma L} e^{it'\gamma L} d(\gamma L) = \frac{2}{(n+1)} (i)^n \sqrt{1-t'^2} U_n(t'). \quad (29)$$

Запишем уравнение (27) в более удобном для нас виде:

$$\begin{aligned} \frac{\eta}{k\mu} e'_x(t) = & \frac{1}{\sqrt{1-t^2}} \left\{ \sum_{n=0}^{\infty} (-i)^n \left[\frac{L(i)^{n+1}}{n+1} \times \right. \right. \\ & \times \int_{-1}^1 e'_x(t') \sqrt{1-t'^2} U_n(t') dt' + \\ & + \frac{iL}{2} \int_{-1}^1 e'_x(t') N_{n+1}(t') dt' + \\ & \left. \left. + 2\pi A_0 \alpha_0 J_{n+1}(\gamma_0 L) \right] T_{n+1}(t) + D_0 \right\}, \end{aligned} \quad (30)$$

где

$$N_{n+1}(t') = \frac{\eta}{k\mu} \int_{-\infty}^{+\infty} \Delta(\gamma) J_{n+1}(\gamma L) e^{i\gamma L t'} d\gamma.$$

Будем искать решение интегрального уравнения (30) в виде разложения по полиномам Чебышева:

$$e'_x(t) = \frac{1}{\sqrt{1-t^2}} \sum_{n=0}^N a_n T_n(t), \quad (31)$$

где a_n – неизвестные постоянные, подлежащие определению.

Получим решение уравнения (30) при учете в разложении (31) для первых трех слагаемых:

$$e'_x(t) = \frac{1}{\sqrt{1-t^2}} (a_0 T_0(t) + a_1 T_1(t) + a_2 T_2(t)). \quad (32)$$

С учетом первых трех слагаемых в сумме в интегральном уравнении оно принимает более простой вид:

$$\begin{aligned} \frac{\eta}{k\mu} e'_x(t) = & \frac{1}{\sqrt{1-t^2}} \left\{ \left[iL \int_{-1}^1 e'_x(t') \sqrt{1-t'^2} U_0(t') dt' + \right. \right. \\ & + \frac{iL}{2} \int_{-1}^1 e'_x(t') M_1(t') dt' + 2\pi A_0 \alpha_0 J_1(\gamma_0 L) \left. \right] T_1(t) + \\ & + \left[\frac{iL}{2} \int_{-1}^1 e'_x(t') \sqrt{1-t'^2} U_1(t') dt' + \frac{L}{2} \int_{-1}^1 e'_x(t') M_2(t') dt' + \right. \\ & \left. \left. + 2\pi A_0 \alpha_0 J_2(\gamma_0 L) \right] T_2(t) + D_0 \right\}, \end{aligned} \quad (33)$$

где

$$M_{n+1} = \frac{2\eta}{k\mu} \sum_{m=0}^{\infty} (i)^m U_m(t') \int_{-\infty}^{+\infty} \Delta(\gamma L) J_{n+1}(\gamma L) J_m(\gamma L) d\gamma$$

($n = 0, 1$).

В дальнейшем нам потребуются следующие равенства:

$$\begin{aligned} \int_{-1}^1 U_0(t) T_0(t) dt &= 2, \\ \int_{-1}^1 U_0(t) T_1(t) dt &= \int_{-1}^1 U_1(t) T_0(t) dt = \int_{-1}^1 U_1(t) T_1(t) dt = 0, \\ \int_{-1}^1 U_0(t) T_2(t) dt &= -\frac{2}{3}, \quad \int_{-1}^1 U_1(t) T_1(t) dt = \frac{4}{3}, \\ \int_{-1}^1 \frac{T_m(t) M_{n+1}(t) dt}{\sqrt{1-t^2}} &= \frac{\pi}{2} (1 + \delta_{m0}) \frac{2\eta}{k\mu} (i)^m \times \\ &\times \int_{-\infty}^{+\infty} \Delta(\gamma) J_{n+1}(\gamma L) J_m(\gamma L) d\gamma. \end{aligned} \quad (34)$$

Учитывая, что на границах ступеньки при $z = \pm L e_x(z) = 0$, запишем следующее граничное условие:

$$\int_{-1}^1 e'_x(t) dt = 0. \quad (35)$$

Подставим решение (33) в граничное условие (35):

$$a_0 \int_{-1}^1 \frac{dt'}{\sqrt{1-t'^2}} + a_1 \int_{-1}^1 \frac{T_1(t')dt'}{\sqrt{1-t'^2}} + a_2 \int_{-1}^1 \frac{T_2(t')dt'}{\sqrt{1-t'^2}} = 0. \quad (36)$$

Так как второй и третий интегралы в равенстве (36) равны нулю, то отсюда следует, что $a_0 = 0$, поэтому из соотношения (33) нетрудно записать следующую систему алгебраических уравнений относительно a_1 и a_2 :

$$\begin{aligned} \frac{\eta}{k\mu} \left(1 + \frac{L\pi}{2} K_{11}\right) a_1 + iL \left(\frac{2}{3} + \frac{\pi\eta}{2k\mu} K_{12}\right) a_2 = \\ = 2\pi A_0 \alpha_0 J_1(\gamma_0 L), \\ -iL \left(\frac{2}{3} + \frac{\pi\eta}{2k\mu} K_{21}\right) a_1 + \frac{\eta}{k\mu} \left(1 + \frac{L\pi}{2} K_{22}\right) a_2 = \\ = 2\pi A_0 \alpha_0 J_2(\gamma_0 L), \end{aligned} \quad (37)$$

где

$$K_{ij} = \int_{-\infty}^{+\infty} \Delta(\gamma) J_{i+1}(\gamma L) J_j(\gamma L) d\gamma. \quad (38)$$

Заметим, что при выводе системы (37) мы воспользовались свойством ортогональности системы функций $\{T_n(t)\}$ на отрезке $[-1, 1]$. Используя метод Крамера, выражения для коэффициентов a_1 и a_2 имеют следующий вид:

$$\begin{aligned} a_1 = \frac{1}{\Delta} 2\pi A_0 \alpha_0 \left\{ \left(\frac{\eta}{k\mu} \left(1 + \frac{L\pi}{2} K_{22}\right) J_1(\gamma_0 L) - \right. \right. \\ \left. \left. - iL \left(\frac{2}{3} + \frac{\pi\eta}{2k\mu} K_{21}\right) J_2(\gamma_0 L) \right) \right\}, \\ a_2 = \frac{1}{\Delta} 2\pi A_0 \alpha_0 \left\{ \left(iL \left(\frac{2}{3} + \frac{\pi\eta}{2k\mu} K_{21}\right) J_1(\gamma_0 L) + \right. \right. \\ \left. \left. + \frac{\eta}{k\mu} \left(1 + \frac{L\pi}{2} K_{11}\right) J_2(\gamma_0 L) \right) \right\}, \end{aligned}$$

где

$$\begin{aligned} \Delta = \left(\frac{\eta}{k\mu} \right)^2 \left(1 + \frac{L\pi}{2} K_{11} \right) \left(1 + \frac{L\pi}{2} K_{22} \right) - \\ - L^2 \left(\frac{2}{3} + \frac{\pi\eta}{2k\mu} K_{12} \right)^2. \end{aligned}$$

3. Вычисление вспомогательных интегралов K_{ij} с помощью теории вычетов

Вычислим интегралы K_{ij} ($ij = 1, 2$), входящие в формулы (37) для нахождения коэффициентов a_1 и a_2 :

$$K_{ij} = \int_{-\infty}^{+\infty} \Delta(\gamma) J_{i+1}(\gamma L) J_j(\gamma L) d\gamma, \quad (39)$$

где

$$\Delta(\gamma) = \frac{r \operatorname{ctg} r a}{\gamma} - \operatorname{sgn} \gamma.$$

Запишем множитель $\Delta(\gamma)$ в несколько другой форме:

$$\Delta(\gamma) = \frac{1}{\gamma} \left[\frac{r \cos r a - |\gamma| \sin r a}{\sin r a} \right].$$

Полюсы подынтегрального выражения определяются нулями знаменателя множителя $\Delta(\gamma)$:

$$r_m = \frac{\pi m}{a}, \quad m = \overline{1, \infty}.$$

В этих особых точках

$$\gamma_m = \pm \sqrt{k^2 - \left(\frac{m\pi}{a} \right)^2}.$$

Для больших m ($m \rightarrow \infty$) можно положить, что

$$\gamma_m \approx i \frac{m\pi}{a}.$$

Если ввести обозначение

$$f = \frac{1}{\gamma} \left[\frac{r \cos r a - |\gamma| \sin r a}{\sin r a} \right] J_{i+1}(\gamma L) J_j(\gamma L),$$

то по теореме о вычетах имеем:

$$K_{ij} = -2\pi i \left\{ \operatorname{Res}_{\gamma=0} f + \sum_{\pm \gamma_m} \operatorname{Res}_{\gamma_m} f \right\},$$

$$\operatorname{Res}_{\gamma=0} f = \frac{k \cos k a}{\sin k a} J_i(0) J_j(0) = k \operatorname{ctg} k a \delta_{i0} \delta_{j0},$$

$$\begin{aligned} \operatorname{Res}_{\gamma_m} f &= \frac{r_m^2 J_i(\gamma_m L) J_j(\gamma_m L)}{-\gamma_m^2 a} = \\ &= -\frac{1}{a} \left(\frac{r_m}{\gamma_m} \right)^2 J_i(\gamma_m L) J_j(\gamma_m L). \end{aligned}$$

Выше мы воспользовались следующими формулами [4]:

$$\operatorname{Res} = \frac{f(a)}{g'(a)}, \quad (\sin r a)' = -\frac{a \gamma \cos r a}{r}. \quad (40)$$

Тогда, учитывая, что $r_m = \frac{\pi m}{a}$, формулу для нахождения K_{ij} можно переписать в виде

$$K_{ij} = -2i\pi \left\{ k \operatorname{ctg} k a \delta_{i0} \delta_{j0} - \right. \quad (41)$$

$$\left. - \frac{\pi^2}{a^3} \sum_{m=1}^{\infty} \left(\frac{m^2}{\gamma_m^2} \right) J_i(\gamma_m L) J_j(\gamma_m L) \right\} =$$

$$= 2\pi \left\{ -ik \operatorname{ctg} k a \delta_{i0} \delta_{j0} + \frac{i\pi^2}{a^3} \frac{1}{\gamma_1^2} J_i(\gamma_1 L) J_j(\gamma_1 L) + \right.$$

$$+ \frac{1}{a} \sum_{m=2}^{\infty} J_i \left(i \frac{\pi}{a} L m \right) J_j \left(i \frac{\pi}{a} L m \right) \Bigg\}.$$

Так как в нашем случае $i, j \neq 0$ (для K_{ij} в формулах (38) $i, j = 1, 2$), то первый член в равенстве (41) равен нулю. Ограничиваясь в выражении (41) вторым членом, в первом приближении интегралы K_{ij} можно вычислять по формулам ($i, j = 1, 2$):

$$K_{ij} = \frac{2i\pi^3}{\gamma_1^2 a^3} J_i(\gamma_1 L) J_j(\gamma_1 L). \quad (42)$$

4. Дифракция основной волны прямоугольного волновода на отрезке активной полупроводниковой пленки с отрицательной дифференциальной проводимостью, расположенной на узкой стенке

Из выражения (13) с учетом соотношения (32) для функции $e'_x(t)$ найдем коэффициент $A(\gamma)$:

$$A(\gamma) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\gamma}} \frac{iL}{\sin ra} \times \times \left\{ \int_{-1}^1 \frac{a_1 T_1(t) e^{i\gamma L t}}{\sqrt{1-t^2}} dt + \int_{-1}^1 \frac{a_2 T_2(t) e^{i\gamma L t}}{\sqrt{1-t^2}} dt \right\}. \quad (43)$$

Учитывая, что $T_1(t) = t$, а $T_2(t) = 2t^2 - 1$, вычислим интегралы в формуле (43):

$$\int_{-1}^1 \frac{T_1(t) e^{i\gamma L t}}{\sqrt{1-t^2}} dt = i\pi J_1(\gamma L),$$

$$\int_{-1}^1 \frac{T_2(t) e^{i\gamma L t}}{\sqrt{1-t^2}} dt = 2\pi \left\{ \frac{J_1(\gamma L)}{\gamma L} - J_2(\gamma L) \right\} - \pi J_0(\gamma L).$$

Подставляя значения вычисленных выше интегралов в соотношение (43), получим, что

$$A(\gamma) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \frac{i\pi L}{\gamma \sin ra} \times \times \left\{ ia_1 J_1(\gamma L) + a_2 \left(\frac{2J_1(\gamma L)}{\gamma L} - 2J_2(\gamma L) - J_0(\gamma L) \right) \right\}. \quad (44)$$

С учетом выражения (44) для $A(\gamma)$, электрическое поле в волноводе определяется следующим образом:

$$E_x = A_0 \sin(r_1(a-y)) e^{-i\gamma_1 z} + \frac{iL}{2} \times \times \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{\gamma \sin ra} \left\{ ia_1 J_1(\gamma L) + a_2 \left(\frac{2J_1(\gamma L)}{\gamma L} - \right. \right. \\ \left. \left. - 2J_2(\gamma L) - J_0(\gamma L) \right) \right\} \sin r(a-y) e^{-i\gamma z} d\gamma. \quad (45)$$

Интеграл в (45) будем вычислять по формуле вычетов. Используя соотношения (40) и равенство:

$$(\sin r a \gamma)' = -\gamma^2 a \frac{\cos r a}{r},$$

а также тот факт, что в волноводе распространяется только основная мода, то есть

$$\gamma_1 = \sqrt{k^2 - \left(\frac{\pi}{a} \right)^2}, \quad r_1 = \frac{\pi}{a},$$

получаем выражение для составляющей электрического поля в прямоугольном волноводе с отрезком полупроводниковой пленки:

$$E_x = A_0 + \frac{L\pi^2}{\gamma_1^2 a^2} \left\{ ia_1 J_1(\gamma_1 L) + \right. \\ \left. + a_2 \left(\frac{2J_1(\gamma_1 L)}{\gamma_1 L} - 2J_2(\gamma_1 L) - J_0(\gamma_1 L) \right) \right\} \times \\ \times \sin r_1(a-y) e^{-i\gamma_1 z}.$$

Так как по определению коэффициент прохождения основной волны в прямоугольном волноводе определяется следующим образом:

$$T = \lim_{z \rightarrow \infty} \left\{ \frac{E_x(\gamma_1, z)}{\sin r_1(a-y) e^{-i\gamma_1 z}} \right\},$$

то окончательно для него получаем простую формулу

$$T = 1 + \frac{L\pi^2}{\gamma_1^2 a^2} \left\{ ia_1 J_1(\gamma_1 L) + \right. \\ \left. + a_2 \left(\frac{2J_1(\gamma_1 L)}{\gamma_1 L} - 2J_2(\gamma_1 L) - J_0(\gamma_1 L) \right) \right\}. \quad (46)$$

Для вычисления модуля коэффициента прохождения $T(\alpha)$, в дальнейшем обозначаемого $|T(\alpha)|$, где $\alpha = \gamma_1 L$, и фазы коэффициента прохождения $\arg T(\alpha)$ необходимо вычислить коэффициенты a_1 и a_2 . Вспомним, что

$$\eta = \frac{k\delta}{1 - \frac{\delta^2}{4} r_{\Pi O}^2},$$

где $r_{\Pi O}^2 = k^2 \varepsilon_{\Pi} - \gamma_1^2$, а комплексная проницаемость пленки $\varepsilon_{\Pi} = \varepsilon - i4\pi\sigma/\omega$. Тогда для коэффициента η получим следующее выражение:

$$\eta = \eta_1 - i\eta_2, \quad (47)$$

$$\eta_1 = \frac{k\delta c}{\left(c^2 - \left(\pi k^2 \delta^2 \frac{\sigma}{\omega} \right)^2 \right)}, \quad (48)$$

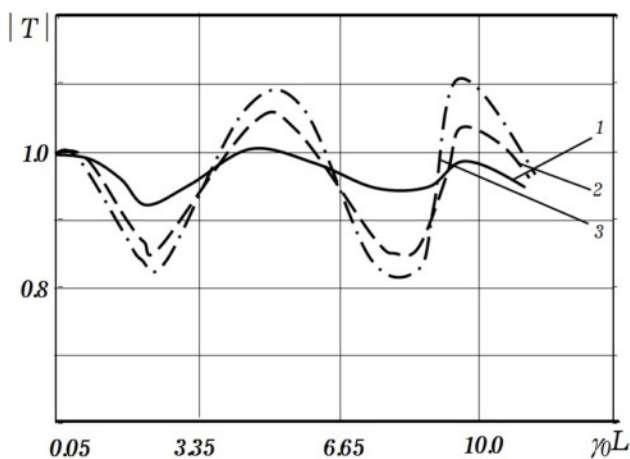


Рис. 2. Зависимость модуля коэффициента прохождения T от длины полупроводниковой пленки $\gamma_1 L$: $\varepsilon = 10$; $\sigma/\omega = 1$; $f = 40$ ГГц, 1 – $k\delta = 0,01$; 2 – $k\delta = 0,1$; 3 – $k\delta = 0,3$
 Fig. 2. Dependence of the modulus of the transmission coefficient T on the length of the semiconductor film $\gamma_1 L$: $\varepsilon = 10$; $\sigma/\omega = 1$; $f = 40$ GHz, 1 – $k\delta = 0,01$; 2 – $k\delta = 0,1$; 3 – $k\delta = 0,3$

$$\eta_2 = \frac{\pi(k\delta)^3 \frac{\sigma}{\omega}}{\left(c^2 - \left(\pi k^2 \delta^2 \frac{\sigma}{\omega} \right)^2 \right)},$$

$$c = 1 + \gamma_1 \delta^2 + \delta^2 k^2 \varepsilon.$$

Оценим значения коэффициентов η_1 и η_2 при $\varepsilon = 10$, $\sigma/\omega = 1$, частоте $f = 40$ ГГц. Нетрудно показать, что при $k\delta = 0,01$ – $\eta_1 = 0,02$, $\eta_2 = 0,00002$; при $k\delta = 0,1$ – $\eta_1 = 0,24$, $\eta_2 = 0,03$; при $k\delta = 0,3$ – $\eta_1 = 0,8$, $\eta_2 = 1,5$.

На рис. 2 и 3 приведены результаты расчета $|T|$ и $\arg(T)$ для разных значений $\gamma_1 L$ и разных значений параметров пленки. Штриховые линии на этих рисунках соответствуют случаю $\sigma = 0$.

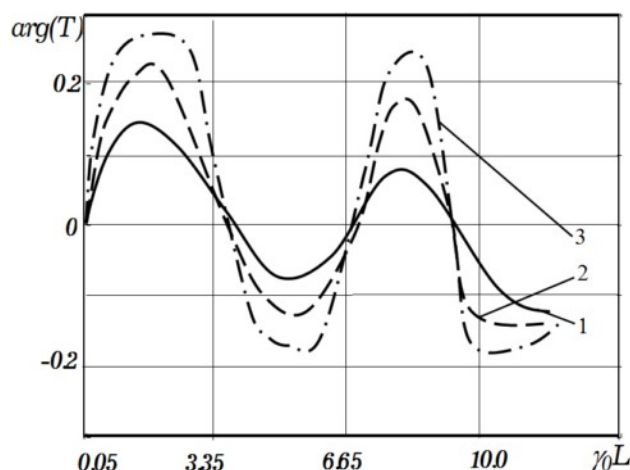


Рис. 3. Зависимость аргумента коэффициента прохождения T от длины полупроводниковой пленки $\gamma_1 L$: $\varepsilon = 10$; $\sigma/\omega = 1$; $f = 40$ ГГц, 1 – $k\delta = 0,01$; 2 – $k\delta = 0,1$; 3 – $k\delta = 0,3$
 Fig. 3. Dependence of the transmission coefficient argument T on the length of the semiconductor film $\gamma_1 L$: $\varepsilon = 10$; $\sigma/\omega = 1$; $f = 40$ GHz, 1 – $k\delta = 0,01$; 2 – $k\delta = 0,1$; 3 – $k\delta = 0,3$

Из анализа кривых, изображенных на рис. 2 и 3 следует, что функции $|T|$ и $\arg(T)$ имеют резонансный характер, причем минимальному $|T|$ соответствует максимальное значение $\arg(T)$. Можно сделать вывод, что при малых значениях $k\delta$ ($k\delta = 0,01$) $|T|$ и $\arg(T)$ изменяются мало и кривая 1 (соответствующая случаю $k\delta = 0,01$) близка к штриховой линии (случай $\sigma = 0$). При увеличении $k\delta$ увеличиваются пределы изменения $|T|$ и $\arg(T)$. Из рисунка следует, что существуют такие интервалы $\gamma_1 L$ (при $k\delta \geq 0,1$), где коэффициент $|T|$ становится больше 1, что соответствует случаю усиления электромагнитной волны в активной полупроводниковой пленке с отрицательной дифференциальной проводимостью.

Список литературы

1. Аналитический метод расчета тонких продольных неоднородностей в волноведущих структурах СВЧ / В.А. Неганов [и др.] // Электродинамика и техника СВЧ и КВЧ: тез. докл. V Межд. науч.-техн. конф. 1995. С. 37–38.
2. Никольский В.В., Никольская Т.И. Электродинамика и распространения радиоволн. М.: Наука, 1989. 544 с.
3. Мухшвили Н.И. Сингулярные интегральные уравнения. М.: Наука, 1986. 512 с.
4. Анго А. Математика для электро- и радиоинженеров: справочник. М.: Наука, 1967. 780 с.
5. Табаков Д.П., Морозов С.В., Ключев Д.С. Применение тонкопроволочного интегрального представления электромагнитного поля к решению задачи 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>
6. 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>

Информация об авторах

Вороной Андрей Андреевич, кандидат физико-математических наук, доцент, заместитель заведующего кафедрой радиоэлектронных систем Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики, г. Самара, Россия.
 Область научных интересов: устойчивость распределенных систем электропитания, электробезопасность.
 E-mail: arminvanburn@yandex.ru

Солдатов Александр Анатольевич, кандидат физико-математических наук, доцент кафедры радиоэлектронных систем Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики, г. Самара, Россия.

Область научных интересов: ферритовые устройства и антенны СВЧ.

E-mail: solger259145@yandex.ru

Кубанов Виктор Павлович, доктор технических наук, профессор кафедры радиоэлектронных систем Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики, г. Самара, Россия. Специалист в области антенн, СВЧ-устройств и их технологий. Его научные работы посвящены теории и практике анализа электромагнитной обстановки вблизи излучающих систем радиосвязи и радиовещания. Электродинамические модели, разработанные автором, вошли в состав государственных нормативных документов и сертифицированного программного продукта, которые решают задачи анализа электромагнитной обстановки вблизи излучающих объектов телекоммуникаций и оптимизации топологии технических средств, входящих в состав излучающих комплексов, позволяют быстро и эффективно осуществлять паспортизацию излучающих объектов радиочастотного диапазона по критерию электромагнитной безопасности. Результаты исследований нашли отражение в 90 публикациях, среди которых: научные монографии и статьи в журналах, доклады на международных и всероссийских конференциях, учебники и учебные пособия для использования в учебном процессе. За высокие достижения в отрасли связи награжден нагрудными знаками «Почетный радист», «Мастер связи», «За отличные успехи в работе высшей школы СССР», памятной медалью «Патриот России», имеет государственную награду «Заслуженный связист Российской Федерации».

Область научных интересов: устройства СВЧ, антенны и распространение радиоволн.

E-mail: kubanov@psati.ru

Physics of Wave Processes and Radio Systems 2023, vol. 26, no. 3, pp. 79–88

DOI 10.18469/1810-3189.2023.26.3.79-88
UDC 621.315.592
Original Research

Received 27 April 2023
Accepted 29 May 2023
Published 27 September 2023

Passage of an electromagnetic wave through a rectangular waveguide with a section of a semiconductor film

Andrey A. Voronoi, Alexander A. Soldatov, Victor P. Kubanov

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

Abstract – Background. In microwave technology, of great interest is the creation of amplifiers and generators based on thin-layered longitudinal inhomogeneities in rectangular waveguides, which are an integral part of many functional devices in the microwave and EHF ranges. **Aim.** Therefore, it is of practical interest to calculate one of these inhomogeneities in a rectangular waveguide. **Methods.** One of the methods for calculating such structures is the diffraction of an electromagnetic wave by a segment of a semiconductor film with negative differential conductivity on a narrow wall of a rectangular waveguide. Based on the boundary conditions, a singular integral equation for the electric component of the electromagnetic field was obtained. By the method of inversion of the integral equation and by means of expansion in terms of Chebyshev polynomials, the integral equation is given in a system of two algebraic equations. The coefficients of the system are calculated according to the theory of residues. Then an equation was obtained for calculating the transmission coefficient, which was calculated in the Matcad environment. **Results.** Based on the integral equation, the values for calculating the transmission coefficient for the structure under consideration are obtained. **Conclusion.** From the graphs obtained for the calculated transmission coefficient, it can be concluded that there are frequency zones where an electromagnetic wave is amplified in the structure. So, on the basis of the structure under consideration, it is possible to create amplifiers and generators of the microwave and EHF ranges.

Keywords – thin-layered longitudinal inhomogeneities; semiconductor film with negative differential conductivity; singular integral equation; residue theory; transmission coefficient.

✉ arminvanburn@yandex.ru (Andrey A. Voronoi)

 © Andrey A. Voronoi et al., 2023

References

1. V. A. Neganov et al., “An Analytical Method for Calculating Thin Longitudinal Inhomogeneities in Waveguide Microwave Structures,” in *Elektrodinamika i tekhnika SVCh i KVCh: tez. dokl. V Mezhd. nauch.-tekhn. konf.*, 1995, pp. 37–38. (In Russ.)
2. V. V. Nikol'skiy and T. I. Nikol'skaya, *Electrodynamics and Radio Wave Propagation*. Moscow: Nauka, 1989. (In Russ.)
3. N. I. Muskheshvili, *Singular Integral Equations*. Moscow: Nauka, 1986. (In Russ.)
4. A. Ango, *Mathematics for Electrical and Radio Engineers: A Handbook*. Moscow: Nauka, 1967. (In Russ.)
5. D. P. Tabakov, S. V. Morozov, and D. S. Klyuev, “Application of the thin-wire integral representation of the electromagnetic field to the solution of the problem of diffraction of electromagnetic waves by 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.)

6. D. S. Klyuev et al., "The occurrence of fluctuations in the amplitude and phase of a 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.)

Information about the Authors

Andrey A. Voronoi, Candidate of Physical and Mathematical Sciences, associate professor, deputy head of the Department of Radio Electronic Systems, Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics, Samara, Russia.

Research interests: stability of distributed power supply systems, electrical safety.

E-mail: arminvanburn@yandex.ru

Alexander A. Soldatov, Candidate of Physical and Mathematical Sciences, associate professor of the Department of Radio Electronic Systems, Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics, Samara, Russia.

Research interests: ferrite devices and microwave antennas.

E-mail: solger259145@yandex.ru

Victor P. Kubanov, Doctor of Technical Sciences, professor of the Department of Radio Electronic Systems, Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics, Samara, Russia. Specialist in the field of antennas, microwave devices and their technologies. His scientific works are devoted to the theory and practice of analyzing the electromagnetic environment near radiating radio communication and broadcasting systems. The electrodynamic models developed by the author are included in the state regulatory documents and a certified software product that solve the problems of analyzing the electromagnetic environment near radiating telecommunications objects and optimizing the topology of technical facilities that are part of radiating complexes, allow you to quickly and efficiently carry out certification of radiating objects in the radio frequency range according to criterion of electromagnetic safety. The results of the research were reflected in 90 publications, including: scientific monographs and articles in journals, reports at international and all-Russian conferences, textbooks and teaching aids for use in the educational process. For high achievements in the communications industry, he was awarded the badges «Honorary Radio Operator», «Master of Communications», «For excellent success in the work of higher education in the USSR», a commemorative medal «Patriot of Russia», has a state award «Honored Signman of the Russian Federation».

Research interests: microwave devices, antennas and radio wave propagation.

E-mail: kubanov@psati.ru

Обоснование концепции системы связи диапазона средних волн в подземных квазиодномерных сооружениях

Д.В. Федосов , А.В. Колесников 

НПО «КВ-СВЯЗЬ»
644012, г. Омск, Россия,
пр. Академика Королева, 32

Аннотация – Обоснование. Современное развитие горнодобывающей промышленности характеризуется поиском новых технологий добычи, повышением сложности, глубины, масштабов выработок и опасности работы, что приводит к поиску подходов в построении информационно-коммуникационных систем с повышенным функционалом, а именно – с возможностью объединения в единую систему средств автоматизации горных работ, датчиков, проходческого оборудования, аппаратуры связи, навигации, управления, аппаратуры, работающей в аварийной обстановке. Поскольку большинство подземных объектов можно считать квазиодномерными (шахты, рудники, метро, коллекторы), для организации передачи данных в них могут эффективно использоваться проложенные вдоль туннелей линии передачи. **Цель.** Рассмотреть физическую сторону работы информационно-коммуникационной системы в диапазонах средних и коротких волн. **Методы.** Зависимость напряженности поля в туннеле с однопроводной и двухпроводной линиями, проложенными в туннеле, получены с помощью электродинамического моделирования методом конечных элементов. **Результаты.** Приведены значения затухания в выработках с различными параметрами среды и зависимости затухания, полученные экспериментально в угольной шахте. В среднем затухание сигнала составляет 15 дБ на 1 км. **Заключение.** Цифровая средневолновая система на основе двухпроводных линий имеет существенные преимущества при развертывании перед системами УКВ-связи. Она может быть использована в качестве базовой, а при необходимости – дополнена УКВ-технологиями (Bluetooth, Wi-Fi), например для работы персонала с использованием взрывозащищенного смартфона и в тех областях, где требуется повышенная пропускная способность, в местах активного ведения горных работ в шахтах и концентрации технологического оборудования и персонала.

Ключевые слова – подземная связь; направляющая линия; система связи; средние волны.

Постановка проблемы

Под квазиодномерными (КПС) понимаются подземные сооружения, такие как рудники и шахты, туннели метро, коллекторы и подобные, длина которых много больше поперечных размеров.

Организация связи и навигации в КПС требует выбора наиболее приемлемого решения по ряду параметров:

- функциональности,
- дальности беспроводной связи,
- надежности передачи информации,
- многоканальности,
- ширины полосы используемых каналов связи,
- себестоимости установок и стоимости содержания (для системы связи),
- точности позиционирования (для навигационных систем),
- ремонтпригодности.

Для работы предприятия в штатном режиме на рынке представлено несколько продуктов – систем связи УКВ-диапазона. Они строятся на основе беспроводных приемопередатчиков у подвижных абонентов, интегрированных в систему либо с использованием проложенного вдоль туннеля

излучающего кабеля, либо через базовые станции (БС) [1; 2]. Взаимодействие БС друг с другом ведется по кабельным линиям. Дорожно-транспортные происшествия, взрывы метана, обрушение породы, обрывы кабельной инфраструктуры и другие чрезвычайные происшествия несут риски для предприятия и персонала и часто выводят из строя штатные системы связи.

При проведении аварийно-спасательных операций используются проводные средства связи и беспроводная связь диапазона средних волн (СВ). Для связи горноспасательных отрядов в России (отряды военизированных горноспасательных частей) используются голосовой канал связи и система кодовых сообщений, включающая около 30 команд. Это может быть реализовано с помощью проводной голосовой связи, а при использовании дыхательного аппарата при проведении спасательных работ возможна подача телеграфных сигналов из длинных и коротких нажатий на тангенту. Более расширенный функционал может обеспечить радиостанция FERRA, работающая на частоте 1 МГц с шириной полосы 2500 кГц и с перестройкой резонансной частоты от 950

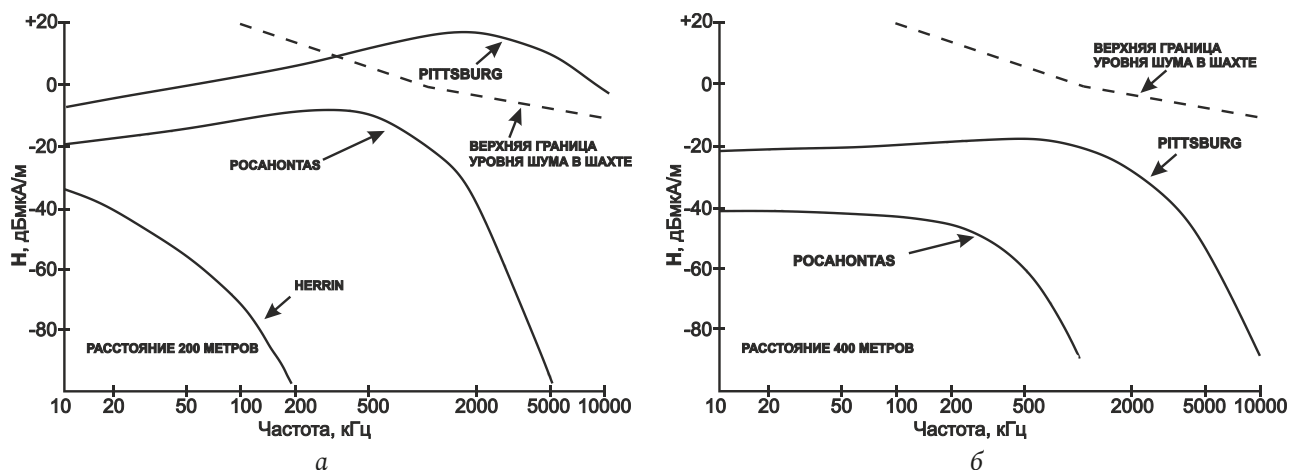


Рис. 1. Зависимости напряженности поля и уровня шумов от частоты для угольных пластов Питтсбурга, Покахонтаса и Херрина (США) на расстоянии (а) 200 м и (б) 400 м [4]
Fig. 1. Dependence of field strength and noise level on frequency for coal seams of Pittsburgh, Pocahontas and Herrin (USA) at a distance of (a) 200 m and (b) 400 m [4]

до 1050 кГц [1]. Она предоставляет возможность общения голосом, а также пересылку более 40 озвучиваемых и выводимых на экран кодовых сообщений, в том числе и с цифровой информацией (концентрация газов, расстояние и т. п.). При этом для передачи сигналов не требуется гальванического соединения с телефонным кабелем, т. к. используется возбуждение направляющих линий.

Направляющие линии (НЛ) – это протяженные металлические проводники (провода, трубы, троллейные линии, кабели с металлической оболочкой), проложенные вдоль горных выработок. Физический процесс распространения радиоволн диапазона СВ вдоль однопроводных НЛ (ОНЛ) в сухих рудниках с низкой проводимостью породы близок к известному процессу распространения УКВ электромагнитных волн вдоль однопроводных линий (линии Зоммерфельда, Губо – Хармса). Данный эффект был использован при создании аппаратуры аварийной или дополнительной связи и позволяет организовывать радиоканалы на несколько километров вдоль НЛ [1; 3; 4]. Для этого используется непосредственное подключение радиостанции к линии либо возбуждение бегущей волны ОНЛ в зоне индукции электрически малой антенной радиостанции.

Проложенная в выработке НЛ может быть использована в качестве среды распространения сигнала для перспективных систем связи диапазона СВ. Отличительной особенностью каналов связи с НЛ является сохранение работоспособности в случае обрыва НЛ из-за обвала, взрыва, чрезвычайного происшествия. Длина волны λ в свободном пространстве на частоте 1 МГц состав-

ляет 300 м, в полупроводящей породе с диэлектрической проницаемостью $\epsilon = 9$, $\lambda_\epsilon = 100$ м. За счет индукционной связи электромагнитные поля могут проникать сквозь даже достаточно протяженный, до нескольких метров, слой породы, что позволяет связываться абонентам по обе стороны обрыва. Последний эффект крайне важен, т. к. это позволяет сохранить связь с горнорабочими, оказавшимися отрезанными завалом.

Поскольку передача энергии в ОНЛ антенной производится с большими потерями, лучший КПД передачи может быть достигнут с помощью согласующих устройств, таких как [5], с КПД передачи около 10 %.

На рис. 1 приведены графики принимаемой напряженности поля на расстояниях от передатчика 200 и 400 м соответственно для рамочной антенны с площадью витков 1 м^2 в активных зонах угольных шахт и верхняя граница уровня шума, полученные в работе [4]. Заметны рост шума на низких частотах и снижение напряженности поля на более высоких.

На рис. 2 показаны данные из [4], полученные в трех шахтах возле проводников, которые иллюстрируют, что существуют оптимальные частоты около 1000 кГц для передачи сигналов. Более высокая частота приводит к большему затуханию сигналов вдоль линии из-за снижения длины волны, на более низких частотах возрастает уровень шума, снижающий отношение сигнал/шум. Стоит отметить, что качество электроэнергии – один из важных факторов для работы систем связи и включает не только вопрос фильтрации шума в радиооборудовании, но и стабильность работы систем вторичного электропитания [6].

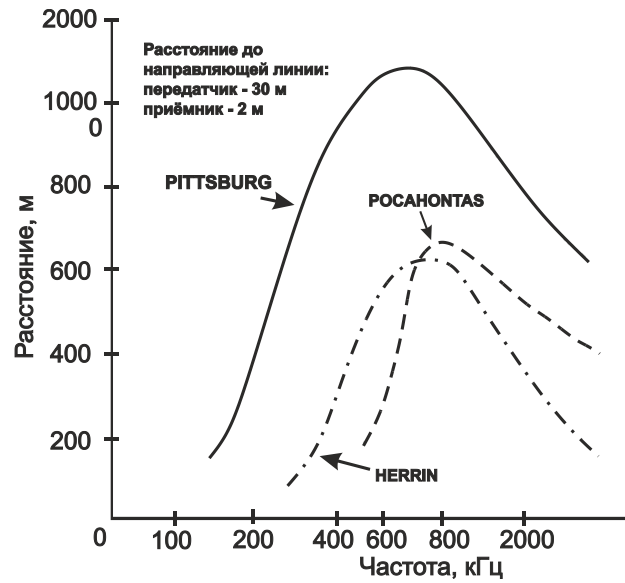


Рис. 2. Частотная зависимость дальности связи вдоль направляющих линий с помощью СВ-радиостанций с магнитными антеннами [4]

Fig. 2. Frequency dependence of the communication range along guide lines using MW radio stations with magnetic antennas [4]

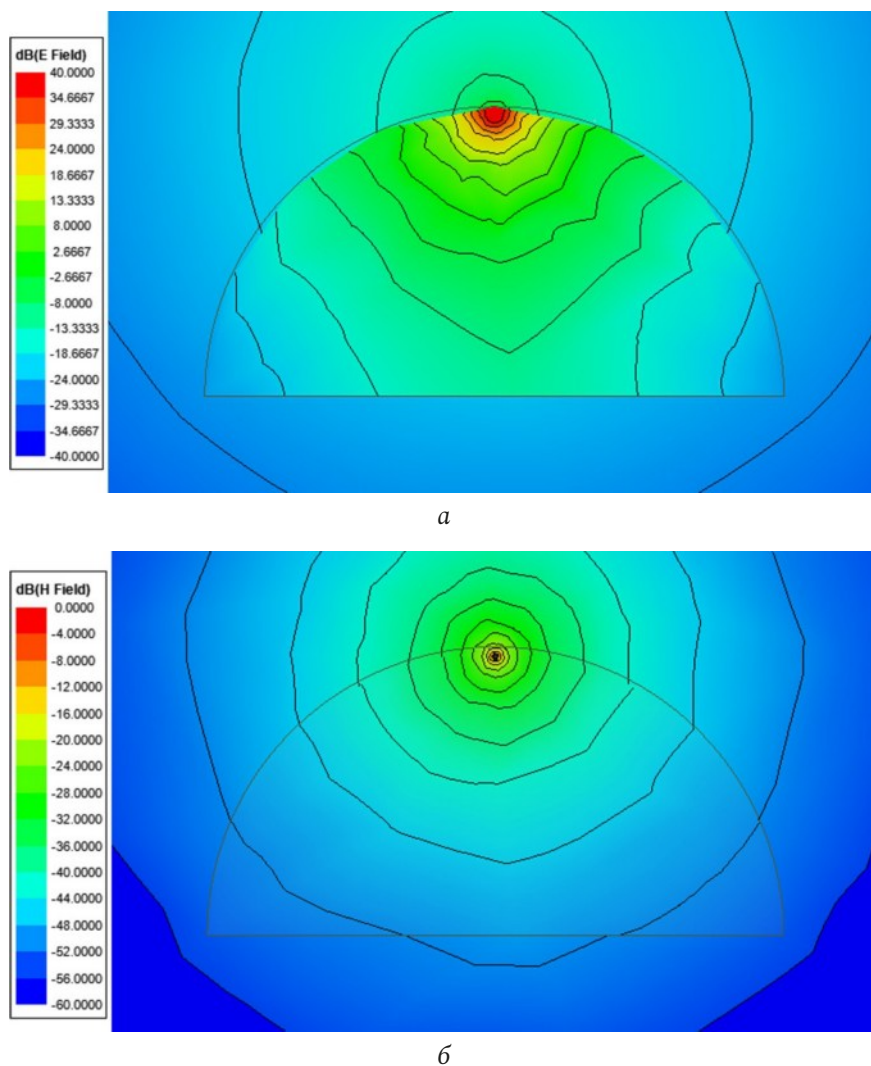
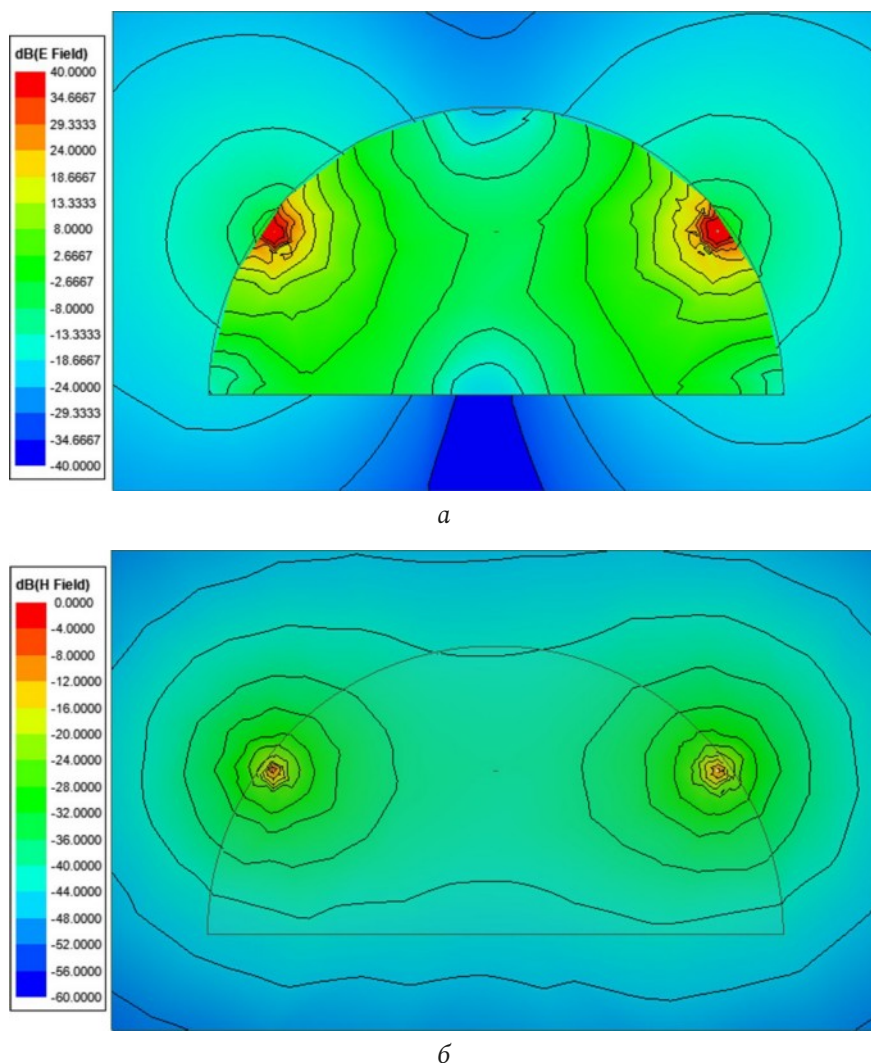


Рис. 3. Визуализация картины поля в туннеле полуцилиндрической формы с радиусом 2 м на частоте 1 МГц для однопроводной НЛ: а – электрическое поле; б – магнитное поле

Fig. 3. Visualization of the field pattern in a semi-cylindrical tunnel with a radius of 2 m at a frequency of 1 MHz for a single-wire GL: а – electric field; б – magnetic field



б

Рис. 4. Визуализация картины поля в туннеле полуцилиндрической формы с радиусом 2 м на частоте 1 МГц для ДНЛ: а – электрическое поле; б – магнитное поле

Fig. 4. Visualization of the field pattern in a semi-cylindrical tunnel with a radius of 2 m at a frequency of 1 MHz for a two-wire GL: а – electric field; б – magnetic field

Для расширения функциональных возможностей средств связи для повседневной работы могут быть спроектированы системы передачи информации и навигации, основой которых в диапазоне СВ являются направляющие линии.

Сравнение одно- и двухпроводных НЛ

На рис. 3 приведены картины напряженности электрического (а) и магнитного (б) поля в сечении туннеля с ОНЛ, полученные моделированием методом конечных элементов (МКЭ) [7] при следующих параметрах модели:

- туннель в модели свободен от других проводников и неоднородностей;
- мощность источника 1 Вт;
- срез произведен на расстоянии 10 м от источника;
- радиус полуцилиндра 2 м;

– расстояние между проводником и породой – 100 мм;

– характеристики породы: диэлектрическая проницаемость $\epsilon = 10$, электропроводность $\sigma = 0,01$ См/м.

На рис. 4 приведены характерные картины напряженности электрического (а) и магнитного (б) поля в сечении туннеля с двухпроводной НЛ (ДНЛ) при тех же параметрах модели и расстоянием от проводников до породы 80 мм, а на рис. 5 – зависимости напряженности электрической и магнитной компонент поля на различных частотах для ОНЛ и ДНЛ.

С инженерной позиции возможно стабильное согласование аппаратуры с ДНЛ, а в сечении КПС поле между противоположными проводниками ДНЛ достаточно равномерно (в сравнении с ОНЛ). Последнее позволяет организовать устойчивую

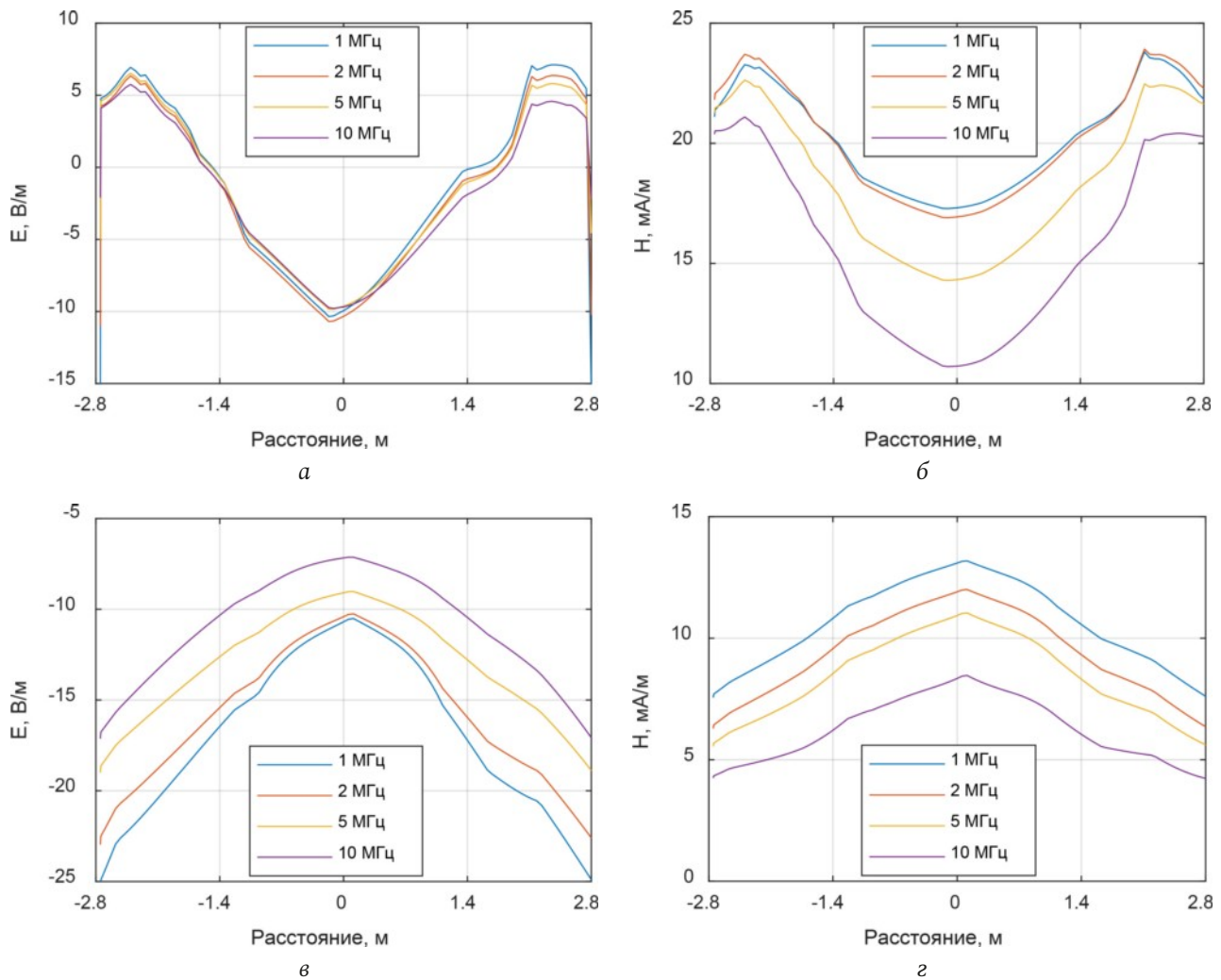


Рис. 5. Зависимость напряженности поля на высоте 1 м на разных частотах для двухпроводной линии (а, б), для однопроводной линии (в, г)

Fig. 5. Dependence of field strength at a height of 1 m at different frequencies for a two-wire line (a, b), for a single-wire line (v, g)

Таблица. Значения коэффициента передачи K_{12} (без учета рассогласования)
Table. K_{12} gain values (without mismatch)

Частота, МГц	Коэффициент передачи K_{12} , дБ		
	$\varepsilon = 10, \sigma = 0,01$ См/м	$\varepsilon = 20, \sigma = 0,01$ См/м	$\varepsilon = 25, \sigma = 0,1$ См/м
1	-11,3	-12,8	-21
2	-46	-50	-55
3	-90	-98	-89

связь с подвижным персоналом и транспортно-технологическим оборудованием.

В таблице приведены значения коэффициента передачи K_{12} (без учета рассогласования) участка ДПЛ для разных частот, полученные моделированием МКЭ:

$$K_{12} = \frac{|S_{12}|}{(1 - |S_{11}|)(1 - |S_{22}|)},$$

где S_{11} , S_{22} – S -параметры отражения первого и второго источников (портов) и S_{12} – S -параметр

передачи, выраженные в децибелах. Значительный рост затухания при повышении частоты вдоль ДПЛ обусловлен ростом погонного затухания, обусловленного кратным увеличением электрических размеров ДПЛ и затухания в среде. Высокие значения затухания соответствуют наихудшим сценариям: сильно обводненным средам с повышенной диэлектрической проницаемостью породы [8].

На рис. 6 приведены относительные зависимости нормированного уровня сигнала, измерен-

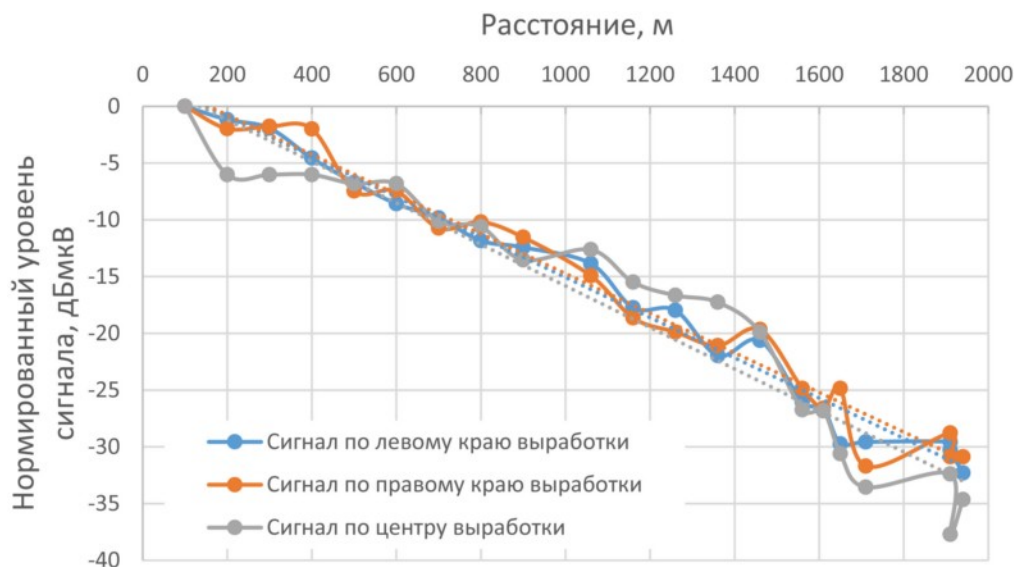


Рис. 6. Зависимости затухания сигнала в угольной шахте
Fig. 6. Signal attenuation in a coal mine

ные в угольной шахте им. Рубана (Кемеровская область) специалистами НПО «КВ-СВЯЗЬ» совместно с ВГСЧ МЧС России. Использовалась станция Ferra L1 Ex, согласованная с двухпроводной линией, проложенной вдоль горной выработки в угольном пласте, на частоте 1 МГц в полосе 2,5 кГц. При этом измерения вдоль выработки проводились портативной радиостанцией с мобильной антенной магнитного типа без подключения к линии у левого, правого края выработки и по центру. Измерения проводились весной при высокой влажности породы. В среднем затухание сигнала составляет 15 дБ на 1 км, что соответствует модели. Таким образом, использование более высоких частот для систем связи с использованием НС нецелесообразно.

Выбор частотного диапазона системы связи обусловлен несколькими факторами:

- при повышении частоты возрастает затухание вдоль однопроводной линии в окружающем пространстве и из-за повышения электрической длины линии;
- при снижении частоты падает КПД электрически малых антенн ПА;
- при снижении частоты возрастает уровень промышленного и естественного шума;
- возможно использование совместимой по диапазону спасательной аппаратуры диапазона СВ.

Анализируя полученные данные и работы [1–4; 8–10], стоит констатировать, что оптимальный диапазон для СВ связи вдоль ДНЛ в большинстве шахт находится около 1 МГц, а наилучшим вариантом для построения систем связи являются

ДНЛ. Варианты таких систем связи защищены патентами [11; 12].

Структурная схема системы

Структурная схема системы связи с ДНЛ в КПС представлена на рис. 7. Все БС связаны между собой через ДНЛ и связаны с центром (диспетчерской). Подвижный абонент (ПА) перемещается вдоль подземного сооружения, находясь в СВ-поле ДНЛ. Связь с ПА обеспечивает персональная малогабаритная приемопередающая СВ-радиостанция (абонентский терминал). Технологическая машина (ТМ) и другое дополнительное оборудование (датчики систем освещения, состава воздуха, вентиляции и пр.) могут быть связаны с БС с помощью СВ-канала. Опрос датчиков технологического оборудования абонентским терминалом может быть осуществлен с помощью Bluetooth. Потенциально возможны совмещение с различными датчиками и расширение до локальных сенсорных сетей, ключевой проблемой при этом будет учет влияния окружающей среды на эффективность работы аппаратуры [13].

Особенностью функционирования физического уровня такой системы является повышенная стойкость к аварийным ситуациям. В частности, данная система может сохранять работоспособность даже при обрыве ДНЛ. Экспериментально установлено, что разрыв одного проводника ДНЛ приводит к потере в коэффициенте передачи K_{12} около 3 дБ, а двух проводников – от 15 до 30 дБ в зависимости от размеров области разрыва. Такая система может быть совместима с цифровым

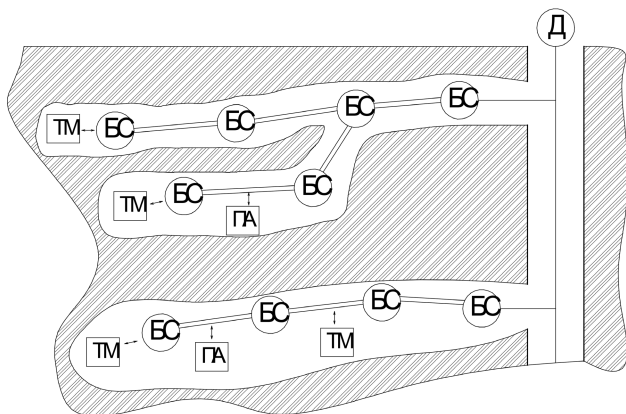


Рис. 7. Участок системы связи с ДНЛ: Д – диспетчерская, БС – базовая станция, ПА – подвижный абонент, ТМ – технологическая машина

Fig. 7. Section of the communication system with a two-wire GL: D – control room, BS – base station, PA – mobile subscriber, TM – technological machine

оборудованием горноспасательных отрядов, что значительно облегчает проведение аварийно-спасательных мероприятий.

В дальнейшем авторы планируют провести анализ модели ДНЛ при различных условиях эксплу-

атации, неоднородностях, нерегулярности линии (переменном сечении), разветвлении и при возникновении обрывов, также будут подробно раскрыты каналный и системный уровни функционирования системы связи, интегрирование с технологией Bluetooth.

Заключение

В статье рассмотрены основные особенности физического уровня технологий передачи данных, связи и навигации в подземных сооружениях в диапазоне СВ. Показано, что система на основе двухпроводных линий имеет существенные преимущества при развертывании. Такая цифровая средневолновая система связи может быть использована в качестве базовой, а при необходимости дополнена УКВ-технологиями (Bluetooth, Wi-Fi) в тех областях, где требуется повышенная пропускная способность, например в местах активного ведения горных работ в шахтах и концентрации технологического оборудования и персонала.

Список литературы

1. Обзор способов организации подземной связи и перспективы использования диапазона средних волн в шахтах / Д.В. Федосов [и др.] // Труды НИИР. 2022. № 1. С. 19–36. DOI: <https://doi.org/10.34832/NIIR.2022.8.1.003>
2. A survey of wireless communications and propagation modeling in underground mines / A.E. Forooshani [et al.] // IEEE Communications Surveys & Tutorials. 2013. Vol. 15, no. 4. P. 1524–1545. DOI: <https://doi.org/10.1109/SURV.2013.031413.00130>
3. Корчагин Ю.А., Саломатов В.П., Чернов А.А. Радиосвязь в проводящих средах. Новосибирск: Наука, 1990. 148 с.
4. Sacks H.K., Chufo R.L. Medium-frequency propagation in coal mines // Proceedings of the Fourth WVU Conference on Coal Mine Electrotechnology. 1978. P. 1–12. URL: <https://www.cdc.gov/niosh/mining/works/cover-sheet225.html>
5. Патент RU 191121 U1. Многодиапазонное устройство подключения для индукционной связи / Д.В. Федосов, Р.А. Бекишев; 25.07.2019.
6. Дмитриков В.Ф., Шушпанов Д.В. Основные научные проблемы построения отечественных агрегатированных (сложных) приборов и распределенных систем вторичного электропитания и причины отставания их характеристик от современных зарубежных аналогов // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2018. Т. 21, № 3. С. 7–11. URL: <https://journals.ssau.ru/pwp/article/view/7011>
7. Чебышев В.В. Основы проектирования антенных систем. М.: Горячая линия – Телеком, 2018. 150 с.
8. Колесников А.В., Федосов Д.В., Николаев А.В. Влияние климато-геофизических факторов на характеристики подземного канала беспроводной связи сквозь горную породу // Электромагнитные волны и электронные системы. 2022. № 4. С. 5–13. URL: http://radiotec.ru/ru/journal/Electromagnetic_Waves_and_Electronic_Systems/number/2022-4/article/22926
9. Dobroski H.N., Stolarczyk L.G. A whole-mine medium-frequency radio communication system // The Sixth WVU Conference on Coal Mine Electrotechnology. 1982. P. 1–13 URL: <https://www.cdc.gov/niosh/mining/works/cover-sheet1525.html>
10. Lagace R.L., Emslie A.G., Grossman M.A. Modeling and Data Analysis of 50 to 5000 kHz Radio Wave Propagation in Coal Mines. Cambridge: Arthur D. Little, Inc., 1980. 238 p. URL: <https://www.cdc.gov/niosh/mining/works/cover-sheet179.html>
11. Патент RU 2642845 C1. Способ и система мобильной связи для протяженных объектов / Д.В. Федосов; 29.01.2018.
12. Патент RU 2672273 C1. Коммуникационная система для подземных сооружений / С.Э. Лапин, А.Г. Бабенко, Д.В. Федосов; 13.11.2018.
13. Парфенов В.И., Ле В.Д. Анализ влияния окружающей среды на эффективность алгоритма обработки информации в беспроводных сенсорных сетях // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2020. Т. 23, № 2. С. 49–54. DOI: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2020.23.2.49-54>

Информация об авторах

Федосов Дмитрий Витальевич, кандидат технических наук, генеральный директор НПО «КВ-СВЯЗЬ», г. Омск, Россия.
Область научных интересов: разработка систем связи и антенн в материальных средах.

E-mail: xferra@mail.ru

ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-5904-2710>**Колесников Андрей Викторович**, инженер антенного оборудования НПО «КВ-СВЯЗЬ», г. Омск, Россия.

Область научных интересов: антенные устройства различных диапазонов частот, теория и техника радиолоний в слабопроводящих средах.

E-mail: kolesnikov.radio@yandex.ru

ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-9048-2899>

Physics of Wave Processes and Radio Systems

2023, vol. 26, no. 3, pp. 89–97

DOI [10.18469/1810-3189.2023.26.3.89-97](https://doi.org/10.18469/1810-3189.2023.26.3.89-97)

UDC 621.396

Original Research

Received 25 April 2023

Accepted 29 May 2023

Published 27 September 2023

Substantiation of the concept of a communication system in the range of medium waves in underground quasi-one-dimensional structures

Dmitry V. Fedosov , Andrey V. Kolesnikov RPSLL «HF-Communication»
32, Akademika Koroleva Avenue,
Omsk, 644012, Russia

Abstract – Background. The modern development of the mining industry is characterized by the search for new mining technologies, increasing the complexity, depth, scale of workings and the danger of work, which leads to the search for approaches in building information and communication systems with increased functionality, namely, with the possibility of combining into a single system of mining automation tools, sensors, tunneling equipment, communication equipment, navigation, controls, equipment operating in an emergency situation. Since most underground facilities can be considered quasi-one-dimensional (mines, subways, sewers), transmission lines laid along tunnels can be effectively used to organize data transmission in them. **Aim.** Consider the physical side of the operation of the information and communication system in the medium and high frequency ranges. **Methods.** The dependence of the field strength in a tunnel with single-wire and bifilar lines laid in the tunnel was obtained using electrodynamic modeling by the finite element method. **Results.** The values of attenuation in workings with different medium parameters and attenuation dependences obtained experimentally in a coal mine are given. On average, the signal attenuation is 15 dB per 1 km. **Conclusion.** A digital medium-wave system based on bifilar lines has significant advantages when deployed over VHF communication systems. It can be used as a base, and if necessary, supplemented with VHF technologies (Bluetooth, Wi-Fi), for example, for personnel using an explosion-proof smartphone, and in areas where increased throughput is required, in places of active mining operations in mines and concentration of technological equipment and personnel.

Keywords – underground communication; guide line; communication system; medium wave.

✉ kolesnikov.radio@yandex.ru (Andrey V. Kolesnikov)

 © Dmitry V. Fedosov, Andrey V. Kolesnikov, 2023

References

1. D. V. Fedosov et al., “Review of methods for organizing underground communications and prospects for using the medium wave range in mines,” *Trudy NIIR*, no. 1, pp. 19–36, 2022, doi: <https://doi.org/10.34832/NIIR.2022.8.1.003>. (In Russ.)
2. A. E. Forooshani et al., “A survey of wireless communications and propagation modeling in underground mines,” *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 15, no. 4, pp. 1524–1545, 2013, doi: <https://doi.org/10.1109/SURV.2013.031413.00130>
3. Yu. A. Korchagin, V. P. Salomatov, and A. A. Chernov, *Radio Communication in Conductive Media*. Novosibirsk: Nauka, 1990. (In Russ.)
4. H. K. Sacks and R. L. Chufo, “Medium-frequency propagation in coal mines,” in *Proceedings of the Fourth WVU Conference on Coal Mine Electrotechnology*, 1978, pp. 1–12, url: <https://www.cdc.gov/niosh/mining/works/cover-sheet225.html>.
5. D. V. Fedosov and R. A. Bekishev, “Multi-band connection device for inductive coupling,” RU Patent 191121 U1, Jul. 25, 2019. (In Russ.)
6. V. F. Dmitriyev and D. V. Shushpanov, “The main scientific problems of constructing domestic aggregated (complex) devices and distributed secondary power supply systems and the reasons for the lag of their characteristics from modern foreign analogues,” *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 21, no. 3, pp. 7–11, 2018, url: <https://journals.ssau.ru/pwp/article/view/7011>. (In Russ.)
7. V. V. Chebyshev, *Antenna System Design Fundamentals*. Moscow: Goryachaya liniya – Telekom, 2018. (In Russ.)
8. A. V. Kolesnikov, D. V. Fedosov, and A. V. Nikolaev, “Influence of climatic and geophysical factors on the characteristics of an underground wireless communication channel through rock,” *Elektromagnitnye volny i elektronnye sistemy*, no. 4, pp. 5–13, 2022, url: http://radiotec.ru/ru/journal/Electromagnetic_Waves_and_Electronic_Systems/number/2022-4/article/22926. (In Russ.)
9. H. H. Dobroski and L. G. Stolarczyk, “A whole-mine medium-frequency radio communication system,” in *Proceedings of the Sixth WVU Conference on Coal Mine Electrotechnology*, 1982, pp. 1–13, url: <https://www.cdc.gov/niosh/mining/works/cover-sheet1525.html>.

10. R. L. Lagace, A. G. Emslie, and M. A. Grossman, *Modeling and Data Analysis of 50 to 5000 kHz Radio Wave Propagation in Coal Mines*. Cambridge: Arthur D. Little, Inc., 1980, url: <https://www.cdc.gov/niosh/mining/works/cover-sheet179.html>.
11. D. V. Fedosov, “Mobile communication method and system for extended objects,” RU Patent 2642845 C1, Jan. 29, 2018. (In Russ.)
12. S. E. Lapin, A. G. Babenko, and D. V. Fedosov, “Communication system for underground structures,” RU Patent 2672273 C1, Nov. 13, 2018. (In Russ.)
13. V. I. Parfenov and V. D. Le, “Analysis of the influence of the environment on the efficiency of information processing algorithms in wireless sensor networks,” *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 23, no. 2, pp. 49–54, 2020, doi: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2020.23.2.49-54>. (In Russ.)

Information about the Authors

Dmitry V. Fedosov, Candidate of Technical Sciences, general director of RPSLL «HF-Communication», Omsk, Russia.

Research interests: development of communication systems and antennas in earth materials.

E-mail: xferra@mail.ru

ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-5904-2710>

Andrey V. Kolesnikov, engineer of RPSLL «HF-Communication», Omsk, Russia.

Research interests: antenna devices of various frequency ranges, theory and technology of radio lines in earth semiconducting materials.

E-mail: kolesnikov.radio@yandex.ru

ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-9048-2899>

Исследование возможности повышения однозначности определения временной задержки фазокодоманипулированного сигнала в корреляционном измерителе на базе ПЛИС

А.В. Ширкаев, А.В. Назаров

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

Аннотация – Обоснование. В радиолокационных системах широко применяются фазокодоманипулированные сигналы. Непрерывные сигналы данного вида имеют преимущество, заключающееся в низком уровне боковых лепестков взаимной функции корреляции и высокой помехозащищенности, но имеют ограничения по размерам зоны обзора, связанные с наличием пиков неоднозначности. **Цель.** В статье рассматривается возможность повышения однозначности определения временной задержки фазокодоманипулированного сигнала в корреляционном измерителе на основе комбинированного правила кодирования на базе ПЛИС. **Методы.** Для достижения поставленной цели выполнялось численное моделирование корреляционного измерителя временной задержки с модулирующими сигналами, образованными различными правилами кодирования. **Результаты.** Предлагается в корреляционном измерителе при непрерывном приеме фазокодоманипулированного сигнала для повышения однозначности измерения временной задержки в качестве модулирующего применять сигнал, образованный двумя псевдослучайными последовательностями, одинаковыми по правилу кодирования, но разными по длительности. Приводятся результаты численного моделирования системы последетекторной цифровой обработки, основанной на предлагаемом методе. **Заключение.** Применение предлагаемого правила кодирования позволяет реализовать корреляционный измеритель с минимальным количеством вычислительных ресурсов при повышении однозначности и расширении диапазона измеряемых временных задержек.

Ключевые слова – ФКМ-сигнал; коррелятор; псевдослучайная последовательность; правило кодирования.

В радиолокационных системах (РЛС) широко применяется когерентно-импульсная обработка с применением фазокодоманипулированных (ФКМ) сигналов, закон модуляции в которых задается псевдослучайной последовательностью (ПСП), например М-последовательностью [1–4]. Автокорреляционная функция таких сигналов имеет сильно выраженный корреляционный пик, что позволяет эффективно применять методы обработки, основанные на вычислении взаимной функции корреляции (ВФК) принимаемого сигнала с опорным. Непрерывные сигналы данного вида имеют преимущество, заключающееся в низком уровне боковых лепестков ВФК, но имеют ограничения на размеры зоны обзора, связанные с наличием пиков неоднозначности их ВФК, когда каждый из пиков принадлежит одной из М зон обзора по дальности, определяемой длительностью одной фазоманипулированной посылки. Для того чтобы избежать неоднозначности определения временных задержек, необходимо знать, какой из зон обзора по дальности принадлежат максимумы в распределениях значений функции корреляции.

Наиболее часто применяемым подходом к проблеме устранения неоднозначности определения

временных задержек принимаемых сигналов является разбиение требуемого диапазона измерения на поддиапазоны, в пределах которых определение однозначно и соответствует требуемой точности измерения. При этом вводится задержка приема сигнала на количество периодов зондирующего импульса в зависимости от удаленности поддиапазона и вобуляция периода излучаемого сигнала для устранения череспериодного приема. Таким образом, при определении временной задержки происходит поиск отраженного сигнала во всех поддиапазонах, что, в свою очередь, увеличивает время обработки, а наличие пауз между излучениями сигналов повышает пик-фактор.

В случае применения ФКМ-сигналов способом устранения неоднозначности определения временной задержки является увеличение длины ПСП, которая формирует опорный сигнал, что позволяет увеличить количество элементов дальности. Это приводит либо к потере точности определения временной задержки при увеличении длительности кванта ПСП, либо к пропорциональному росту элементов коррелятора, что повышает количество требуемых вычислительных ресурсов. Также для устранения неопреде-

ленности в приемном устройстве применяются отдельные для каждой из M зон корреляторы, что требует значительных аппаратных затрат. Другим возможным способом устранения неоднозначности отсчетов дальности является приоритетная обработка, когда один коррелятор применяется для обработки фазоманипулированных посылок, принадлежащих всем M элементам дальности. В этом случае проблема разрешается назначением приоритета каждому из M элементов, а среди активных посылок обрабатывается только одна с наивысшим приоритетом [5].

Для повышения быстродействия вычислительных систем применяются программируемые логические интегральные схемы (ПЛИС) в связи с их низкой стоимостью и возможностью воспроизведения алгоритмов на различных платформах, а также удобством разработки программного обеспечения и его оперативной коррекции [6].

Целью работы является исследование возможности применения комбинированного правила кодирования для устранения неоднозначности определения временной задержки непрерывно принимаемого ФКМ-сигнала при минимальном увеличении требуемых вычислительных ресурсов ПЛИС.

Представим ФКМ-сигнал в аналитическом виде:

$$S(t) = s_0(t)e^{j(2\pi f_0 t + \varphi(t))}, \quad (1)$$

где f_0 – несущая частота, а s_0 – дискретно-кодированная огибающая:

$$\begin{aligned} s_0(t) &= \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{l=0}^{L-1} W_l A_0(t - (l + iL)\Delta_t) = \\ &= \sum_{i=-\infty}^{\infty} P_0(t - iL\Delta_t), \end{aligned} \quad (2)$$

в виде периодически повторяющейся бинарной M -последовательности

$$P_0(t) = \sum_{l=0}^{L-1} W_l A_0(t - l\Delta_t), \quad (3)$$

образованной импульсными дискретами $A_0(t)$ с длительностью Δ_t . Правило кодирования задается весовыми коэффициентами $W_l = [-1, 1]$. Период повторения $T = L\Delta_t$, где L – длина кодовой ПСП.

Для повышения точности измерения временной задержки и однозначности определения местоположения удаленных на значительные расстояния объектов в корреляционном измерителе [7], в качестве модулирующего предлагается применять сигнал, образованный двумя ПСП, одинаковыми по правилу кодирования, но разными по длитель-

ности. Принимаемый сигнал детектируется синхронным детектором и после аналого-цифрового преобразования (АЦП) поступает в ПЛИС для вычисления ВФК с опорными последовательностями W_1 и W_2 по формуле

$$K_{1,2}(i) = \sum_{n=nt}^{M_{1,2}-nt-1} W_{1,2}(n)S(n-i). \quad (4)$$

Значение ВФК для каждого текущего момента времени nt (время измеряется в отсчетах) вычисляется по M предшествующим, взятым из скользящего окна, отсчетам. Число отсчетов M в скользящем окне равно длительности опорной ПСП.

Временная задержка в таком измерителе определяется по положению максимума распределения значений ВФК до верхней границы окна анализа по каждой опорной последовательности.

Рассмотрим два варианта формирования комбинированного правила кодирования:

- сложение опорных ПСП:

$$W = W_1 + W_2; \quad (5)$$

- умножение опорных ПСП:

$$W = W_1 W_2. \quad (6)$$

Правило кодирования для обеих ПСП задается одинаковым набором бинарных значений M -последовательности, состоящим из 1 и -1. Последовательность W_1 имеет длительность дискрета, равную периоду дискретизации АЦП, и период $T_1 = L\Delta_t$, что позволит вычислять ВФК по составляющей W_1 в темпе поступления данных с АЦП. Назовем такую последовательность быстрой. Длительность дискрета последовательности W_2 задается пропорциональной длительности дискрета последовательности W_1 , тогда период $T_2 = Lk\Delta_t$, где k – коэффициент масштабирования. Назовем такую последовательность медленной. Если $k = L$, то такие последовательности будут ортогональны.

Промодулированный таким образом ФКМ-сигнал $S(t)$ на выходе детектора будет содержать две составляющие: $S_1(t)$, образованную от W_1 , и $S_2(t)$, образованную от W_2 . В приемном тракте их можно разделить, вычисляя взаимную функцию корреляции принимаемого сигнала $S(t)$ и опорных ПСП W_1 и W_2 на двух корреляторах. Время, необходимое для вычисления одного значения ВФК, будет определяться Δ_t , количество элементов одного коррелятора L , другого – Lk . На рис. 1 представлены наложения значений ВФК от ФКМ-сигналов, образованных комбинированными правилами кодирования $W_1 + W_2$ (а) и $W_1 W_2$ (б) с

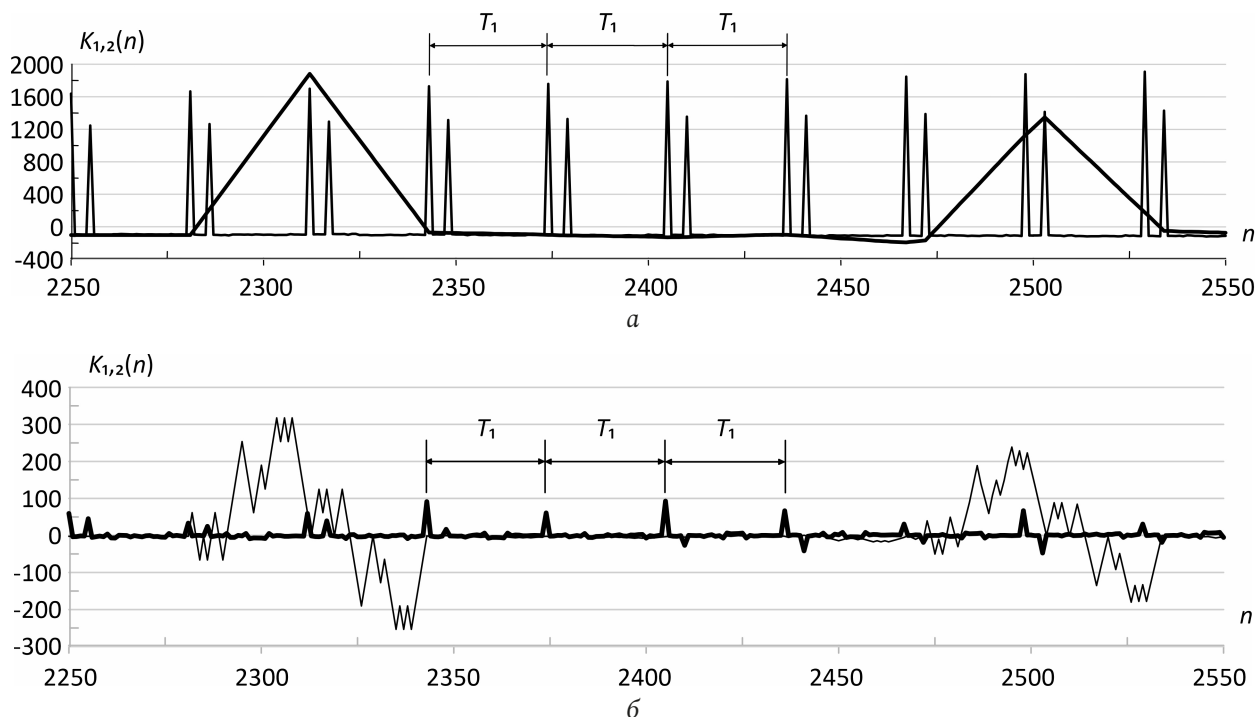


Рис. 1. Результат наложения ВФК $K_1(n)$ и $K_2(n)$ с правилом кодирования $W_1 + W_2$ (а), результат наложения ВФК $K_1(n)$ и $K_2(n)$ с правилом кодирования $W_1 W_2$ (б)
Fig. 1. The result of applying the correlation function $K_1(n)$ and $K_2(n)$ with encoding rule $W_1 + W_2$ (a) or $W_1 W_2$ (b)

различной временной задержкой. При этом временные задержки значительно превышают период T_1 .

Результаты моделирования показали, что при формировании опорного сигнала по правилу (6) определение временной задержки без применения дополнительных средств обработки затруднено, а в случае нарушения ортогональности ПСП – невозможно.

Когда опорный сигнал сформирован по правилу (5), то вследствие ортогональности опорных последовательностей составляющая с одним опорным сигналом не вносит значительных искажений в результат вычисления на корреляторе с другой опорной последовательностью. На рис. 2, а представлен результат вычисления функции корреляции с опорной ПСП W_1 при условии, что на выходе детектора присутствует только компонента сигнала S_2 , промодулированная медленной ПСП. На рис. 2, б представлена функция корреляции, полученная на корреляторе с опорной последовательностью W_2 при условии, что на его входе присутствует только компонента S_1 . В случае нарушения ортогональности, то есть при $k \neq L$, влияние одной составляющей на значения ВФК с другой составляющей увеличивается, что в свою очередь будет вносить дополнительную шумовую компоненту, возрастающую с периодом накопле-

ния. На рис. 2, в, г представлены результаты моделирования при аналогичных условиях, что и на рис. 2, а, б, но при коэффициенте масштабирования, не равном длине быстрой ПСП.

Несмотря на то что вносимая шумовая компонента при $k \neq L$ возрастает и имеет накопительный характер, ей можно пренебречь, когда отношение сигнал/шум близко к 0. Серьезное влияние этот эффект окажет при увеличении количества опорных последовательностей, задающих модуляцию ФКМ-сигнала. Таким образом, сигнал, образованный сложением ПСП с одинаковым правилом кодирования, при обработке на двух корреляторах разделять специальными методами или фильтровать не требуется.

В рассмотренном методе обработки ФКМ-сигнала с комбинированным правилом кодирования точность определения временной задержки определяется по ширине пиковых значений ВФК быстрой ПСП и зависит от Δ_f , а диапазон измеряемых временных задержек – по ВФК медленной ПСП и зависит от T_2 . Таким образом, устраняется неоднозначность определения временной задержки от дальних областей обзора.

Предложенный подход позволяет устранить неоднозначность определения временной задержки при расширении диапазона измерения, однако требует увеличения необходимых ресурсов вы-

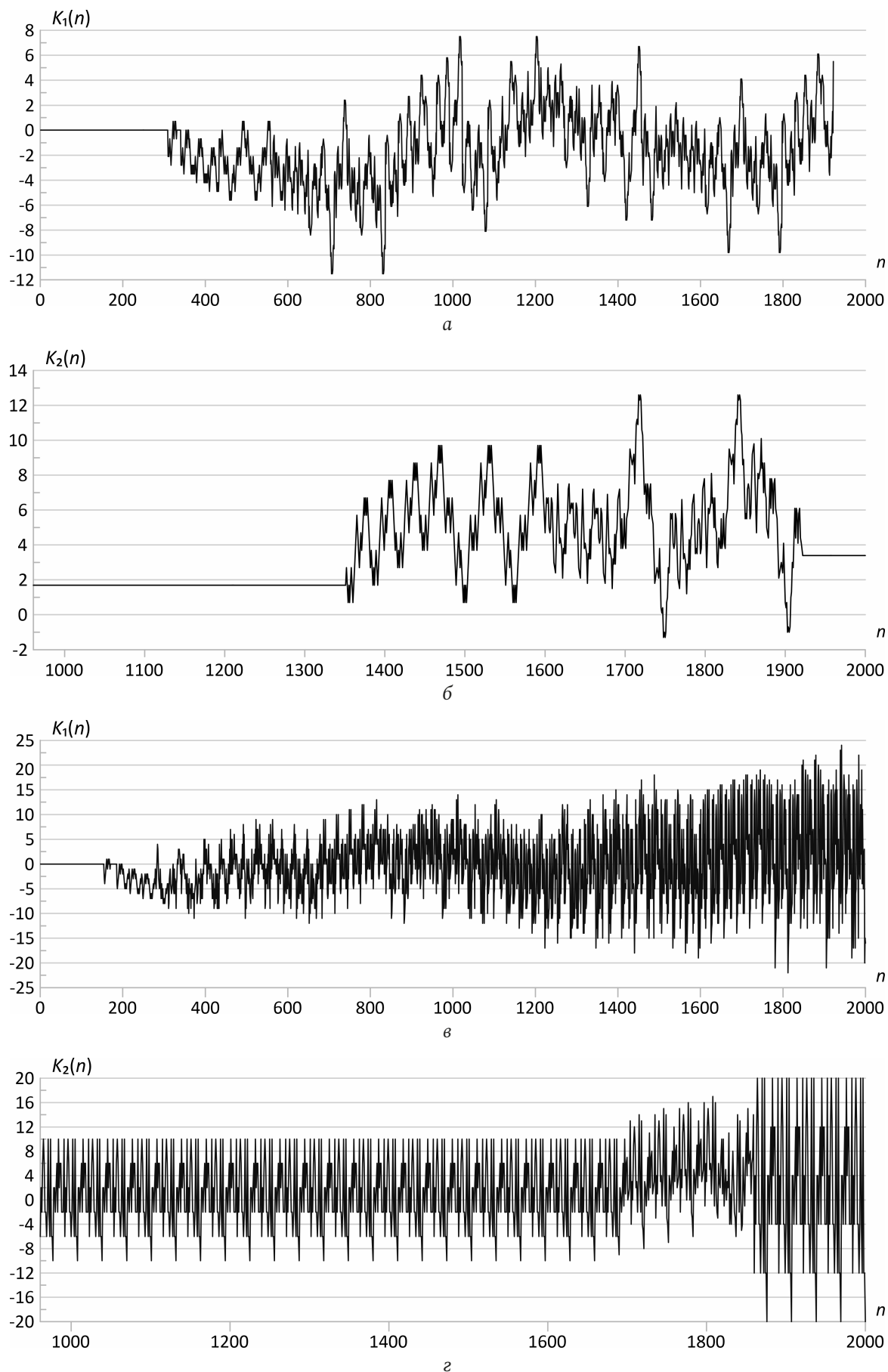


Рис. 2. Результат вычисления ВКФ при $k = L$ (а, б) и $k = L - 1$ (в, г) и отсутствии одной из компонент S_1 или S_2
Fig. 2. The result of calculating the correlation function at $k = L$ (a, b) and $k = L - 1$ (c, d) in the absence of one of the components S_1 or S_2

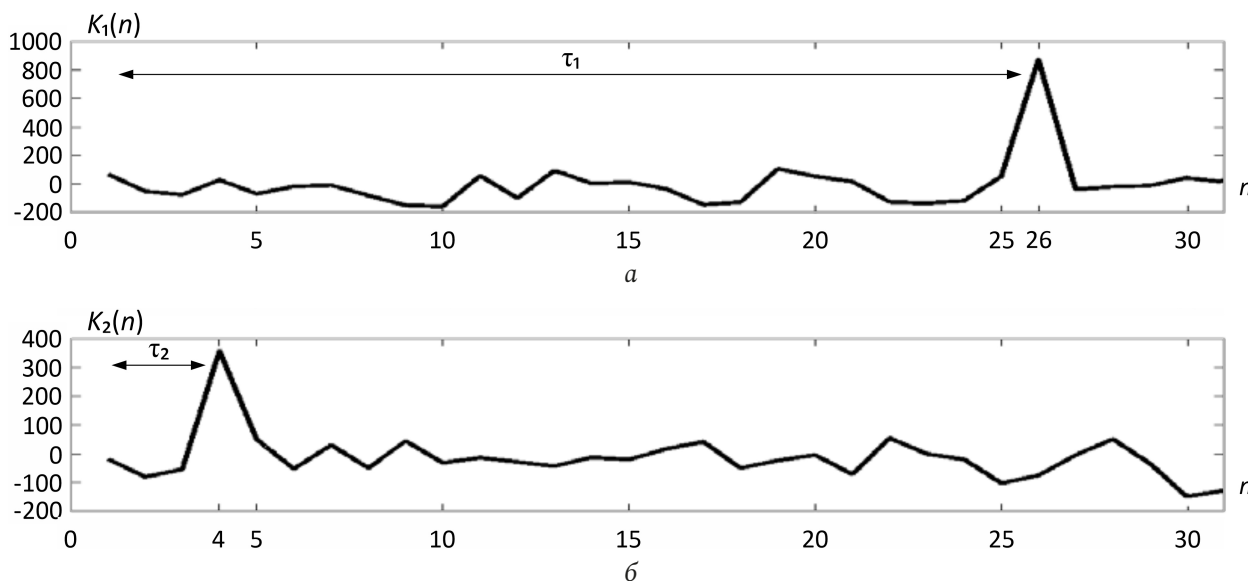


Рис. 3. ВФК для быстрой (а) и медленной (б) составляющих сигнала. Отношение сигнал/шум = -10 дБ
Fig. 3. Cross correlation function for fast (a) and slow (b) signal components. SNR = -10 dB

числительной техники за счет увеличения объема буфера хранения данных и применения второго коррелятора с количеством элементов, равным Lk . Для устранения этого недостатка был предложен следующий подход, который реализуется на базе ПЛИС.

В связи с избыточностью информации и значительным количеством отсчетов в составляющей S_2 был предложен подход, в котором для генерации W_1 и W_2 необходимы две синхронизирующие импульсные последовательности – одна c_1 для генерации составляющей W_1 , а другая c_2 – для генерации составляющей W_2 [8]. При этом c_1 является тактовой частотой для АЦП. Импульсная последовательность c_2 из последовательности c_1 получается путем деления частоты на коэффициент масштабирования k . Важным является то, что данный подход может быть реализован на ПЛИС, причем синхронизирующие импульсные последовательности c_1 и c_2 образуются из одной тактовой частоты ПЛИС. Таким образом, изменяя тактовую частоту ПЛИС, возможно изменять длительности опорных последовательностей, что, в свою очередь, изменяет характеристики локационной системы по точности и дальности измерения. Для накопления входных данных по составляющей S_2 применяется регистр сдвига, тактируемый c_2 . Это позволяет выполнить прореживание входного сигнала с целью устранения избыточности информации в сигнале для вычисления значений ВФК на втором корреляторе. Получается, что количество элементов второго коррелятора уменьшается в k раз и становится равным L в случае ортогонально-

сти ПСП, а сами корреляторы различаются только темпом поступления в них данных. Быстродействие и точность определения временной задержки такой системы обработки сохраняются прежними, однако значительно снижаются требуемые вычислительные ресурсы ПЛИС. Для определения, к какой зоне обзора принадлежит временная задержка, достаточно номер максимума ВФК на выходе второго коррелятора умножить на k . На рис. 3 представлены значения ВФК, полученные по описанному методу при $k = L$. При этом становится неважно, как сформировано комбинированное правило кодирования – по (5) или (6), так как при прореживании информация, содержащая быструю составляющую, на входе второго коррелятора отсутствует.

В условиях постоянно меняющейся помеховой обстановки возникает необходимость перестройки несущей частоты зондирующего сигнала, для чего перейдем к квазинепрерывному зондированию пачками ФКМ-сигналов, используя паузы между пачками для перестройки несущей частоты. Время между пачками можно использовать для дальнейшей обработки сигнала и обмена информацией с внешней системой управления. Тактовая частота ПЛИС может быть значительно выше периода синхронизирующей последовательности c_1 . Если учесть, что правило кодирования одинаковое для обеих компонент сигнала и корреляторы при прореживании становятся идентичными по количеству элементов, то становится возможным обработку по медленной составляющей делать во время паузы между пачками с частотой тактиро-

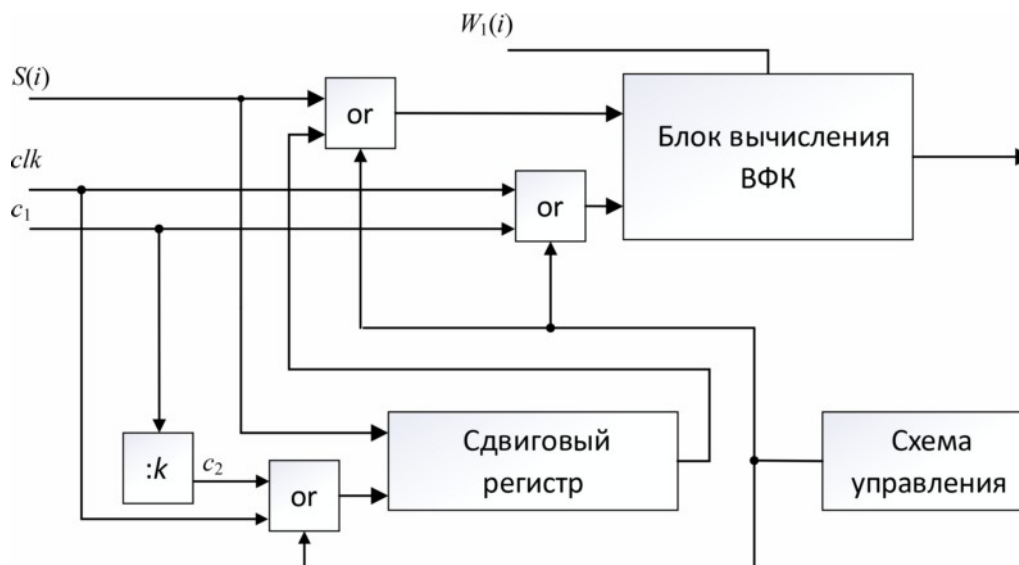


Рис. 4. Схема последетекторной обработки сигнала
Fig. 4. Scheme of post-detector signal processing

вании ПЛИС на том же корреляторе, что и по быстрой, подключив к его входу сдвиговой регистр, в котором хранятся прореженные данные. Недостатком такого подхода является незначительное снижение быстродействия системы обработки.

На рис. 4 представлена схема последетекторной обработки сигнала, промодулированного комбинированным правилом кодирования на одном корреляторе с прореживанием для сокращения избыточности информации. Для смены тактового сигнала используется «Схема управления», в которой формируется сигнал разрешения в паузах между пакетами излучения.

В результате, несмотря на усложнение закона модуляции, удалось свести к минимуму объем вычислений и обеспечить повышение однозначности определения временной задержки принимаемого ФКМ-сигнала при корреляционной обработке на базе ПЛИС с сохранением точности измерения. Для дальнейшего расширения диапазона и устранения неоднозначности измеряемых

задержек при излучении и приеме ФКМ-сигналов возможно добавление в модулирующий сигнал дополнительных опорных ПСП, у которых длина кванта будет равной периоду предыдущей последовательности. Однако следует обратить внимание, что при таком подходе будет увеличиваться время накопления входных данных и количество сдвиговых регистров для их накопления. Поэтому под конкретную задачу следует выбирать правило кодирования, исходя из требуемой точности, быстродействия определения временной задержки, а также объема доступных вычислительных ресурсов.

Применение метода формирования излучаемого сигнала на основе комбинированного правила кодирования и обработка принимаемого сигнала на одном корреляторе с прореживанием позволяют расширить диапазон измеряемых временных задержек без потери точности при незначительном увеличении требуемых вычислительных ресурсов ПЛИС.

Список литературы

1. Гантмахер В.Е., Быстров Н.Е., Чеботарев Д.В. Шумоподобные сигналы. Анализ, синтез, обработка. СПб.: Наука и техника, 2005. 440 с.
2. Методы современной радиолокации и системы обработки сигналов / Р.П. Быстров [и др.] // Успехи современной радиоэлектроники. 2005. № 9. С. 11–28.
3. Guangmin S., Guosui L., Hong G. Signal analysis and processing for random binary phase coded pulse radar // Journal of Systems Engineering and Electronics. 2004. Vol. 15, no. 4. P. 520–524.
4. Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. М.: Радио и связь, 1981. 416 с.
5. Быстров Н.Е., Жукова И.Н. Приоритетная обработка амплитудно-фазоманипулированных сигналов // Вестник Новгородского государственного университета. 2003. № 23.С. 52–56.

6. Принципы проектирования средств цифровой обработки сигналов бортовых РЛС, реализующих оптимальные или близкие к оптимальным алгоритмы в реальном масштабе времени / С.В. Катин [и др.] // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2011. Т. 14, № 2. С. 53–57. URL: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=16904749>
7. Шкелев Е.И., Ширкаев А.В. Корреляционный измеритель временной задержки на базе ПЛИС // Успехи современной радиоэлектроники. 2018. № 7. С. 64–69. URL: http://radiotec.ru/journal/Achievements_of_Modern_Radioelectronics/number/2018-7/article/21047
8. Шкелев Е.И., Ширкаев А.В. Метод обработки сигнала в измерителе временной задержки с непрерывным псевдошумовым зондированием и с регулируемой зоной обзора // DSPA: вопросы применения цифровой обработки сигналов. 2018. Т. 8, № 4. С. 85–89. URL: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=36548416>

Информация об авторах

Ширкаев Алексей Владимирович, ведущий инженер исследователь филиала РФЯЦ-ВНИИЭФ «НИИИС имени Ю.Е. Седакова», г. Нижний Новгород, Россия.

Область научных интересов: алгоритмы цифровой обработки сигналов.

E-mail: avshirkaev@mail.ru

Назаров Андрей Викторович, кандидат технических наук, заместитель начальника научно-исследовательского отделения филиала РФЯЦ-ВНИИЭФ «НИИИС имени Ю.Е. Седакова», г. Нижний Новгород, Россия.

Область научных интересов: электродинамика, техника СВЧ-, КВЧ-диапазонов, алгоритмы цифровой обработки сигналов.

E-mail: anazarov@niiis.nnov.ru

Physics of Wave Processes and Radio Systems

2023, vol. 26, no. 3, pp. 98–105

DOI 10.18469/1810-3189.2023.26.3.98-105

UDC 681.2.08

Original Research

Received 7 May 2023

Accepted 8 June 2023

Published 27 September 2023

Research of the possibility of increasing the uniqueness of determining the time delay of the phase-code shift keyed signal in a correlation meter on the basis of FPGA

Alexey V. Shirkaev, Andrey V. Nazarov

Branch of FSUE RFNC-VNIIEF «NIIIS named after Yu.E. Sedakov»
47, Tropinin Street,
Nizhny Novgorod, 603137, Russia

Abstract – Background. In radar systems, phase code-domain keying signals are widely used. Continuous signals of this kind have the advantage of low side lobes of the cross-correlation function and high noise immunity, but have limitations on the size of the area of view associated with the presence of ambiguity peaks. **Aim.** The paper considers the possibility of increasing the unambiguity of determining the time delay of the phase-code shift keyed signal in a correlation meter based on a combined FPGA-based coding rule. **Methods.** To achieve this goal, a numerical simulation of a correlation time delay meter with modulating signals formed by different coding rules was performed. **Results.** It is proposed in the correlation meter with continuous reception of the phase-code shift keyed signal to improve the accuracy of measuring the time delay and the unambiguity of determining the location of remote objects, as a modulating signal, use a signal formed by two pseudo-random sequences that are the same according to the coding rule, but different in duration. The results of numerical simulation of the post-detection digital processing system based on the proposed method are presented. **Conclusion.** The application of the proposed coding rule makes it possible to implement a correlation meter with a minimum amount of computing resources while increasing the unambiguity and expanding the range of measured time delays.

Keywords – phase-code shift keyed signal; correlator; pseudo-random sequence; encoding rule.

✉ avshirkaev@mail.ru (Alexey V. Shirkaev)

 © Alexey V. Shirkaev, Andrey V. Nazarov, 2023

References

1. V. E. Gantmakher, N. E. Bystrov, and D. V. Chebotarev, *Noise-Like Signals. Analysis, Synthesis, Processing*. Saint Petersburg: Nauka i tekhnika, 2005. (In Russ.)
2. R. P. Bystrov et al., “Modern radar methods and signal processing systems,” *Uspekhi sovremennoy radioelektroniki*, no. 9, pp. 11–28, 2005. (In Russ.)
3. S. Guangmin, L. Guosui, and G. Hong, “Signal analysis and processing for random binary phase coded pulse radar,” *Journal of Systems Engineering and Electronics*, vol. 15, no. 4, pp. 520–524, 2004.

4. Ya. D. Shirman and V. N. Manzhos, *Theory and Technology of Processing Radar Information Against a Background of Interference*. Moscow: Radio i svyaz', 1981. (In Russ.)
5. N. E. Bystrov and I. N. Zhukova, "Priority processing of amplitude-phase-shift keyed signals," *Vestnik Novgorodskogo gosudarstvennogo universiteta*, no. 23, pp. 52–56, 2003. (In Russ.)
6. S. V. Katin et al., "Design principles for digital signal processing of airborne radars that implement optimal or near-optimal algorithms in real time," *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 14, no. 2, pp. 53–57, 2011, url: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=16904749>. (In Russ.)
7. E. I. Shkelev and A. V. Shirkaev, "Correlation time delay meter based on FPGA," *Uspekhi sovremennoy radioelektroniki*, no. 7, pp. 64–69, 2018, url: http://radiotec.ru/ru/journal/Achievements_of_Modern_Radioelectronics/number/2018-7/article/21047. (In Russ.)
8. E. I. Shkelev and A. V. Shirkaev, "Method of signal processing in a time delay meter with continuous pseudonoise probing and with an adjustable viewing area," *DSPA: voprosy primeneniya tsifrovoy obrabotki signalov*, vol. 8, no. 4, pp. 85–89, 2018, url: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=36548416>. (In Russ.)

Information about the Authors

Alexey V. Shirkaev, lead research engineer of Branch of FSUE RFNC-VNIIEF «NIIIS named after Yu.E. Sedakov», Nizhny Novgorod, Russia.

Research interests: digital signal processing.

E-mail: avshirkaev@mail.ru

Andrey V. Nazarov, Candidate of Technical Sciences, deputy head of the research department, Branch of FSUE RFNC-VNIIEF «NIIIS named after Yu.E. Sedakov», Nizhny Novgorod, Russia.

E-mail: anazarov@niiis.nnov.ru

Research interests: electrodynamics, technology of SHF, EHF ranges, digital signal processing.

Цифровые модемы сигналов минимальной частотной манипуляции и их характеристики

А.И. Тяжев 

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

Аннотация – Обоснование. Необходимость описания особенностей формирования сигналов минимальной частотной манипуляции, раскрыть преимущества этого вида модуляции, привести схемы цифровых демодуляторов сигналов минимальной частотной манипуляции, обеспечивающие наилучшую помехоустойчивость приема, указать пути повышения спектральной эффективности модемов сигналов минимальной частотной манипуляции. **Цель.** Рассмотрены различные варианты построения цифровых модемов сигналов минимальной частотной манипуляции, особенности схем модемов при четных и нечетных числах полупериодов на отрезках длительности передаваемых посылок, а также специфика формирования опорных колебаний в когерентных демодуляторах. **Методы.** Принцип работы модуляторов и демодуляторов сигналов минимальной частотной манипуляции поясняется временными диаграммами сигналов в различных точках трактов формирования и детектирования сигналов минимальной частотной манипуляции. Такое представление обеспечивает достоверность и наглядность работы модемов сигналов минимальной частотной манипуляции. **Результаты.** Показано, что когерентные демодуляторы сигналов минимальной частотной манипуляции обеспечивают такую же помехоустойчивость, как и противоположные сигналы относительной фазовой манипуляции, но при этом имеют постоянный уровень сигнала и меньшую ширину спектра. В двухканальном модеме сигналов минимальной частотной манипуляции вдвое повышается спектральная эффективность по сравнению с одноканальным модемом, но уровень сигнала становится непостоянным. **Заключение.** Приведены сведения, поясняющие причину широкого применения сигналов минимальной частотной манипуляции в системах сотовой связи, в системах космической связи и в беспроводных телефонах, а также пути дальнейшего совершенствования цифровых модемов сигналов минимальной частотной манипуляции.

Ключевые слова – цифровые модемы; сигналы минимальной частотной манипуляции (МЧМ); варианты построения цифровых модемов сигналов МЧМ; прямая и квадратурная схемы формирования сигналов МЧМ; описание работы цифровых модемов сигналов МЧМ; сравнение помехоустойчивости различных схем цифровых модемов частотно-манипулированных и фазоманипулированных сигналов; модем сигналов МЧМ с бинарным квантованием сигнала; двухканальный модем сигналов МЧМ.

Введение

Цифровые модемы сигналов минимальной частотной манипуляции (МЧМ) широко используются в системах сотовой связи стандарта GSM, в системах беспроводной связи стандарта DECT, в системах спутниковой связи и в ряде других систем. На заре своего появления сигналы МЧМ применялись в системах аналоговой сотовой связи стандарта NMT для передачи цифровых сигналов набора номера. Столь широкое применение модемов сигналов МЧМ обусловлено высокой помехоустойчивостью сигналов МЧМ, сравнительно узкой шириной спектра и постоянной амплитудой сигнала. В многочисленной литературе, посвященной описанию сигналов МЧМ [1–9], приводятся сведения об особенностях этого вида модуляции, а также различные варианты схем реализации модемов сигналов МЧМ. В отечественной литературе минимальную частотную модуляцию называют также модуляцией с минимальным

сдвигом частоты (ММС), а в англоязычной литературе она получила название MSK (Minimum Shift Keying). Для сужения спектра сигнала МЧМ подлежащие передаче прямоугольные посылки предварительно пропускают через фильтр нижних частот (фильтр Гаусса). Такую разновидность сигнала МЧМ называют гауссовой МЧМ, а в англоязычной литературе она получила аббревиатуру GMSK. С формальной точки зрения название «минимальная частотная манипуляция» некорректное. Принято считать, что частотная манипуляция называется минимальной, если сдвиг частот сигнала f_p равен частоте манипуляции $F_m = V / 2$, где $V = 2F_m$ – скорость манипуляции, а девиация частоты $f_d = f_p / 2 = F_m / 2$. Тогда индекс частотной модуляции, равный отношению девиации частоты сигнала f_d к частоте манипуляции F_m , у сигнала МЧМ равен $B = f_d / F_m = 0,5$. Но девиацию частоты сигнала можно сделать меньше $F_m / 2$. Почему же сигнал МЧМ получил такое название? Ответ на этот вопрос изложен ниже.

1. Алгоритмы формирования сигналов классической частотной манипуляции и сигналов минимальной частотной манипуляции

Отличие алгоритма формирования сигнала МЧМ от алгоритма формирования классического ортогонального в усиленном смысле сигнала частотной манипуляции (ЧМ) состоит в следующем. У классического ортогонального сигнала частотной манипуляции (ЧМ) за длительность передачи посылки одного знака $T = 1 / V$ укладывается целое число периодов колебаний синуса или косинуса, а при передаче посылки другого знака за время T укладывается целое число периодов, отличающееся на единицу. У сигнала МЧМ за длительность T передачи посылки одного знака укладывается целое число полупериодов колебаний синуса или косинуса, а при передаче посылки другого знака за время T укладывается целое число полупериодов, отличающееся на единицу. Причем в отличие от фазоманипулированного сигнала, в котором присутствуют скачки фазы, в сигнале МЧМ фаза сигнала при переходе от одной посылки к другой непрерывная. Это означает, что фаза сигнала в начале следующей посылки совпадает с фазой сигнала в конце предыдущей посылки. Поэтому сигнал МЧМ называют также сигналом ЧМ с непрерывной фазой [6; 8]. Покажем, что из-за отличий алгоритмов формирования сигналов ЧМ и МЧМ индекс частотной модуляции у ортогонального сигнала ЧМ равен $B = f_{\partial} / F_m = 1$, а у сигнала МЧМ он равен $B = f_{\partial} / F_m = 0,5$. Для этого обозначим буквой f_n нижнюю, а буквой f_{∂} верхнюю частоту сигналов ЧМ и МЧМ, тогда, соответственно, периоды колебаний будут равны

$$T_n = 1 / f_n, T_{\partial} = 1 / f_{\partial}.$$

Пусть за длительность посылки T укладывается N_n периодов $T_n = 1 / f_n$ и $N_{\partial} = N_n + 1$ периодов $T_{\partial} = 1 / f_{\partial}$. Тогда из алгоритма формирования сигнала ЧМ запишем:

$$T_n N_n = T, T_{\partial} N_{\partial} = T_{\partial} (N_n + 1) = T.$$

Приравняем левые части этих выражений и получим: $T_n N_n = T_{\partial} (N_n + 1)$. Перейдем от периодов к частотам: $f_{\partial} N_n = f_n (N_n + 1)$, откуда получим: $N_n (f_{\partial} - f_n) = f_n$. Разность частот

$$f_{\partial} - f_n = 2f_{\partial} = f_n / N_n = 1 / (T_n N_n) = 1 / T = V = 2F_m,$$

тогда индекс модуляции для классического ортогонального сигнала ЧМ равен $B = f_{\partial} / F_m = 1$. Про-

ведем аналогичные преобразования для сигнала МЧМ с учетом отличия от ЧМ алгоритма его формирования. Пусть за длительность посылки T укладывается N_n полупериодов $0,5T_n$ и $N_{\partial} = N_n + 1$ полупериодов $0,5T_{\partial}$. Тогда из алгоритма формирования сигнала МЧМ запишем:

$$0,5T_n N_n = T, 0,5T_{\partial} N_{\partial} = 0,5T_{\partial} (N_n + 1) = T.$$

Приравняем левые части этих выражений и получим: $0,5T_n N_n = 0,5T_{\partial} (N_n + 1)$. Умножим это уравнение на 2 и перейдем от периодов к частотам $f_{\partial} N_n = f_n (N_n + 1)$, откуда получим: $N_n (f_{\partial} - f_n) = f_n$. Разность частот

$$f_{\partial} - f_n = 2f_{\partial} = f_n / N_n = 1 / (T_n N_n) = 1 / 2T = V / 2 = F_m,$$

тогда индекс модуляции для сигнала МЧМ будет равен $B = f_{\partial} / F_m = 0,5$. Разница в приведенных формулах для сигналов ЧМ и МЧМ в том, что для сигнала ЧМ произведение $T_n N_n = T$, а для сигнала МЧМ $T_n N_n = 2T$. Отметим, что сигналы МЧМ можно формировать как из отрезков синусоиды, так и из отрезков косинусоиды. В последнем случае изменение частоты сигнала происходит не в моменты перехода сигнала через ноль, а в моменты экстремумов сигнала. Такой сигнал из отрезков косинусоиды приведен на рис. 7. А теперь ответим на вопрос о названии сигнала МЧМ. Несмотря на разные алгоритмы формирования сигналов ЧМ и МЧМ, последний также является ортогональным на интервале длительности посылки T , т. к. интеграл произведения сигналов от посылок разных знаков $x_1(t)$ и $x_2(t)$ на интервале длительности посылки T для сигнала МЧМ также равен нулю:

$$\int_0^T x_1(t)x_2(t)dt = 0. \quad (1)$$

При снижении девиации частоты f_{∂} меньше $F_m / 2$ и, соответственно, индекса модуляции B меньше 0,5 ортогональность сигналов МЧМ нарушается, и указанный выше интеграл (1) будет отличен от нуля. Таким образом, название сигналов МЧМ обусловлено минимальным значением индекса модуляции $B = f_{\partial} / F_m = 0,5$, при котором еще обеспечивается ортогональность сигналов посылок разных знаков $x_1(t)$ и $x_2(t)$ в сигнале МЧМ на интервале длительности посылки T . Требуемые временные соотношения при формировании сигнала МЧМ могут быть обеспечены только при цифровой обработке сигналов.

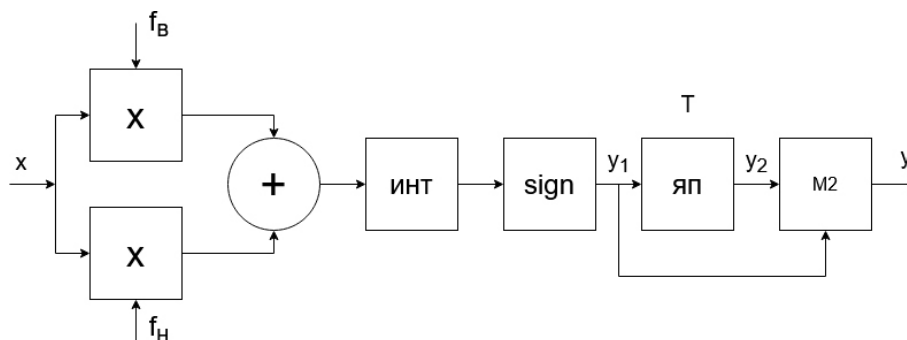


Рис. 1. Структурная схема когерентного демодулятора сигналов МЧМ
Fig. 1. Block diagram of a coherent demodulator of MSK signals

2. Формирование сигналов МЧМ

Существует несколько способов формирования сигналов МЧМ [8; 9]. Опишем два способа, которые получили названия квадратурный и прямой. При квадратурном способе сигнал МЧМ $x(t)$ представим в виде

$$x(t) = \cos(\omega_0 t + 2\pi \int_0^t f_{\partial} x_M(t) dt) = C_0(t)C(t) - S_0(t)S(t),$$

где $\omega_0 = 2\pi f_0$, $f_0 = 0,5(f_{\partial} + f_H)$ – центральная частота сигнала МЧМ, $f_{\partial} = V/4$ – девиация частоты сигнала МЧМ, $x_M(t) = 1$ или $x_M(t) = -1$ – модулирующий сигнал, а квадратурные компоненты равны:

$$C_0(t) = \cos \omega_0 t, \quad S_0(t) = \sin \omega_0 t,$$

$$C(t) = \cos(2\pi \int_0^t f_{\partial} x_M(t) dt), \quad S(t) = \sin(2\pi \int_0^t f_{\partial} x_M(t) dt).$$

Из этих выражений следует, что для формирования сигнала МЧМ квадратурным способом нужны интегратор модулирующего сигнала $x_M(t)$, функциональные преобразователи в косинус и синус сигнала на выходе интегратора, косинусно-синусный генератор центральной частоты f_0 сигнала МЧМ, два перемножителя и сумматор [9]. Сигнал МЧМ, сформированный по описанному выше квадратурному способу, получается в виде отрезков косинусоид. Прямой способ формирования сигнала МЧМ выполняется на базе генератора пилообразных колебаний, частоты f_{∂} и f_H которого задаются коэффициентами A_{∂} и A_H , рассчитанными по формулам:

$$A_{\partial} = 2f_{\partial} / F_{\partial}, \quad A_H = 2f_H / F_{\partial},$$

а сами частоты f_{∂} и f_H рассчитываются из соотношений, следующих из алгоритма формирования сигнала МЧМ при выбранных значениях N_H и $N_{\partial} = N_H + 1$. Отсчеты $Z(n)$ пилообразных колебаний формируются по формулам:

$$Z(n) = Z(n-1) + A \text{ при } Z(n-1) + A < 1;$$

$$Z(n) = Z(n-1) + A - 2 \text{ при } Z(n-1) + A > 1,$$

где $A = A_{\partial}$ или $A = A_H$ в зависимости от передаваемого сообщения. Затем с помощью функционального преобразования отсчеты пилообразных колебаний преобразуются в отсчеты треугольных колебаний, которые затем пересчитываются в отсчеты гармонических колебаний, например с помощью нечетных полиномов Чебышева первого рода [7]. При этом способе формирования сигнала МЧМ может быть сформирован как из отрезков синусоид, так и из отрезков косинусоид, т. к. цифровые косинусно-синусные генераторы имеют два выхода: синусный и косинусный. Для повышения чистоты спектра сигналов косинусно-синусных генераторов их можно пропустить через рекурсивные цифровые фильтры второго порядка [10].

3. Когерентный демодулятор сигналов МЧМ

Существует также несколько способов детектирования сигналов МЧМ [1; 2; 8; 9]. Опишем схему когерентного демодулятора сигналов МЧМ с когерентными сигналами $x_1(t)$ и $x_2(t)$ опорными колебаниями на частотах f_{∂} и f_H . Помехоустойчивость в гауссовом канале у него такая же, как у демодулятора сигналов относительной фазовой манипуляции со скачками фазы сигнала на π [1; 2; 6]. Такую модуляцию называют также модуляцией с противоположными сигналами. Структурная схема когерентного демодулятора сигналов МЧМ приведена на рис. 1.

В состав демодулятора входят генераторы сигналов частот f_{∂} и f_H (на схеме они не показаны), формирующие когерентные с входными сигналами $x_1(t)$ и $x_2(t)$ колебания. Кроме того, в состав схемы демодулятора входят два перемножителя, сумматор, интегратор, блок sign, ячейка памяти (ЯП) и узел сложения по модулю два (М2) на выходе. На рис. 2 приведены временные диаграммы, поясня-

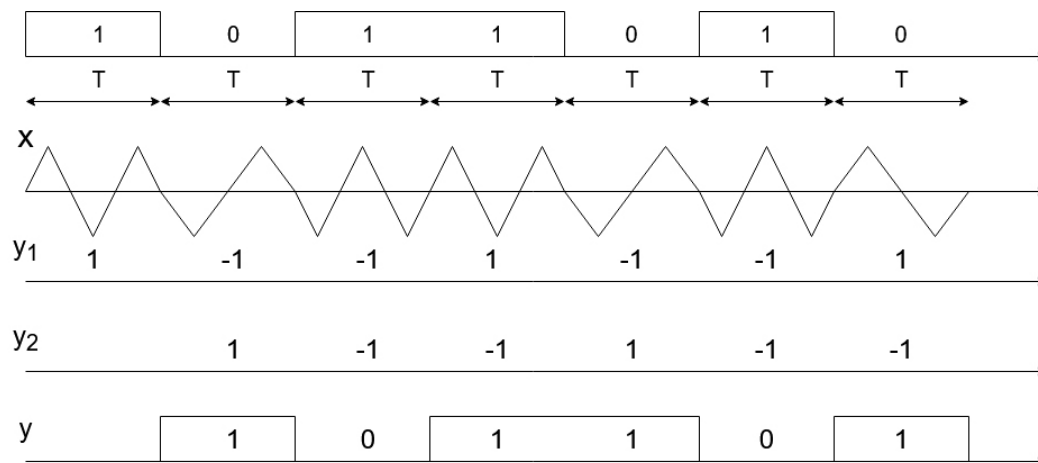


Рис. 2. Временные диаграммы, поясняющие работу демодулятора сигнала МЧМ с числами полупериодов $N_n = 2$ и $N_g = 3$
Fig. 2. Timing diagrams explaining the operation of the MSK signal demodulator with the numbers of half-cycles $N_n = 2$ and $N_g = 3$

ющие работу изображенного на рис. 1 демодулятора сигнала МЧМ с числами полупериодов $N_n = 2$ и $N_g = 3$.

На первой верхней диаграмме показана подлежащая передаче последовательность посылок 1011010 длительностью T каждая. На передающей стороне в модуляторе посылке 1 ставится в соответствие модулирующий сигнал $x_m(t) = 1$, а посылке 0 – модулирующий сигнал $x_m(t) = -1$. На второй диаграмме показан сформированный в соответствии с этой последовательностью посылок сигнал МЧМ из отрезков синусоид. Для простоты графического исполнения вместо синусоиды изображены треугольные сигналы, что не влияет на принцип работы демодулятора сигналов МЧМ. Из второй диаграммы рис. 2 видно, что при передаче посылки 0 число полупериодов синусного сигнала $N_n = 2$, а при передаче посылки 1 число полупериодов синусного сигнала $N_g = 3$. Из этой же диаграммы видно, что фаза сигнала непрерывная. Благодаря этому начальная фаза сигналов $x_1(t)$ и $x_2(t)$ на интервале посылки T может принимать значения 0 или π . Таким образом, модуляция в сигнале МЧМ по природе соответствует модуляции с противоположными сигналами. В результате в сигнале МЧМ может быть четыре варианта передаваемого сигнала: два варианта с разными частотами f_g и f_n и два варианта с разными начальными фазами 0 или π на интервале посылки T . Как видно из рис. 1, входной сигнал поступает на два перемножителя, на вторые входы которых поступают когерентные с сигналами $x_1(t)$ и $x_2(t)$ колебания частот f_g и f_n , причем на верхний перемножитель поступает колебание синуса с частотой f_g , а на нижний перемножитель – колебание синуса с частотой f_n . Если включить на выходы этих перемножителей

два интегратора, то в соответствии с формулой (1) на выходе интегратора перемножителя сигналов с несовпадающими частотами сигнал в конце посылки будет равен нулю. А на выходе интегратора перемножителя сигналов с совпадающими частотами сигнал в конце посылки будет положительным или отрицательным в зависимости от того, с какой начальной фазой 0 или π поступил входной сигнал x . Из сказанного следует, что на выходе одного из интеграторов сигнал в конце посылки будет равен нулю. Принимая это во внимание, а также то, что интеграл суммы равен сумме интегралов, в схеме демодулятора можно вместо двух интеграторов оставить один интегратор и включить его на выходе сумматора сигналов с выходов перемножителей, как это сделано на рис. 1. На выходе интегратора включен блок sign, формирующий сигнал y_1 по следующему алгоритму: если на входе блока sign сигнал в конце посылки положительный, то $y_1 = 1$, если на входе блока sign сигнал в конце посылки отрицательный, то сигнал $y_1 = -1$. Поясним, как формируется сигнал y_1 , приведенный на третьей диаграмме. Сигнал от первой посылки с частотой f_g поступает с начальной фазой, равной нулю. Опорные колебания всегда формируются с начальной фазой, равной нулю, поэтому в конце приема первой посылки на выходе интегратора сигнал будет положительный и сигнал $y_1 = 1$. При передаче второй посылки сигнал x на частоте f_n имеет начальную фазу π , поэтому сигнал на выходе верхнего интегратора в конце второй посылки будет отрицательным, следовательно, $y_1 = -1$. При передаче третьей посылки сигнал x на частоте f_g имеет начальную фазу π , поэтому сигнал на выходе интегратора в конце третьей посылки также будет отрицательным, следовательно,

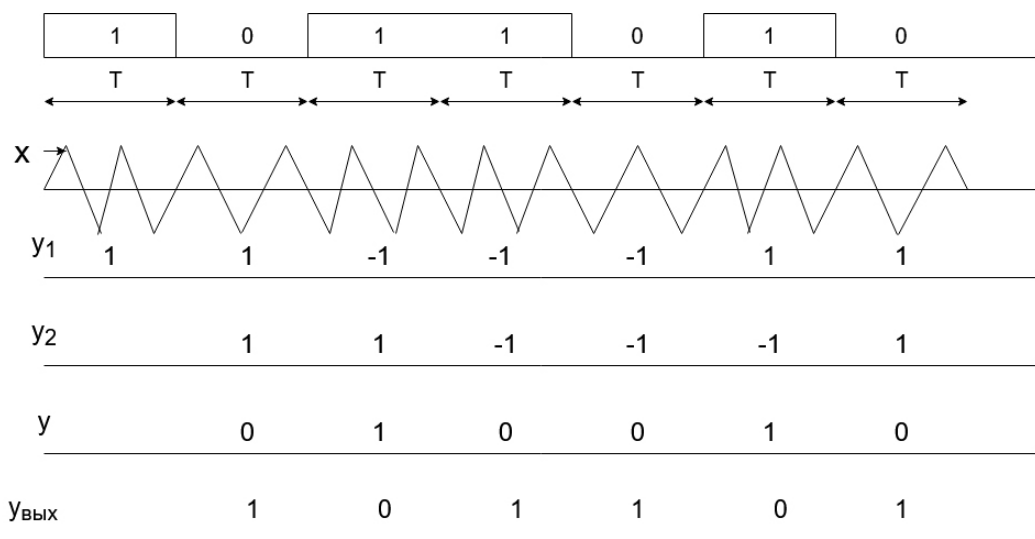


Рис. 3. Временные диаграммы, поясняющие работу демодулятора сигнала МЧМ с числами полупериодов $N_n = 3$ и $N_g = 4$
Fig. 3. Timing diagrams explaining the operation of the MSK signal demodulator with the numbers of half-cycles $N_n = 3$ and $N_g = 4$

$u_1 = -1$. А при передаче четвертой посылки сигнал x на частоте f_g имеет начальную фазу 0, поэтому сигнал на выходе интегратора в конце четвертой посылки также будет положительным, следовательно, $u_1 = 1$. Аналогичный анализ проведем для остальных посылок и получим приведенные на третьей диаграмме сигналы u_1 . На четвертой диаграмме приведен сигнал u_2 , это задержанный с помощью ячейки памяти на время длительности посылки T сигнал u_1 . Выходной сигнал u формируется из сигналов u_1 и u_2 в узле сложения по модулю два по правилу: если сигналы u_1 и u_2 одинаковые, то $u = 0$, если сигналы u_1 и u_2 разные, то $u = 1$. Сформированный по этому правилу сигнал u приведен на пятой диаграмме. Сравнение этого сигнала с передаваемым сигналом показывает, что принятый сигнал u совпадает с передаваемым сигналом, приведенным на первой диаграмме. На рис. 3 построены временные диаграммы, поясняющие работу изображенного на рис. 1 демодулятора сигнала МЧМ с числами полупериодов $N_n = 3$ и $N_g = 4$ и с такой же последовательностью передаваемых посылок, как на рис. 2.

Формирование сигналов u_1 , u_2 и u на рис. 3 происходит так же, как описано выше для рис. 2. Однако сигнал u на рис. 3 является инвертированным по отношению к передаваемым посылкам. Чтобы воспроизвести передаваемые посылки, пропустим сигнал u через инвертор и получим сигнал $u_{\text{вых}}$, совпадающий с передаваемыми посылками. Таким образом, при четных числах N_n инвертор на выходе демодулятора на рис. 1 не нужен, а при нечетных числах N_n надо включать инвертор на выходе. Отметим также, что в генераторе с четным

числом N_n или N_g фаза колебаний в начале каждой посылки равна нулю, а в генераторе с нечетным числом N_n или N_g она чередуется и равна либо нулю, либо π . Чтобы обеспечить начальную фазу колебаний этого генератора равной нулю в начале поступления сигнала каждой посылки, надо предварительно перемножить колебание генератора на меандр с длительностью посылок T с чередующимися значениями $+1$ и -1 . Если для детектирования сигналов МЧМ применять другие частотные детекторы, не учитывающие начальные фазы сигналов $x_1(t)$ и $x_2(t)$, то помехоустойчивость у этих детекторов будет хуже, чем у когерентного демодулятора сигнала МЧМ. Но в этом демодуляторе схема сложнее, т. к. в ней надо обеспечить синхронность и синфазность колебаний генераторов с сигналами $x_1(t)$ и $x_2(t)$.

4. Автокорреляционный демодулятор сигналов МЧМ с бинарным квантованием сигнала

Ниже приведены схема и описание работы наиболее простого в реализации цифрового демодулятора сигналов МЧМ, в котором вместо аналого-цифрового преобразователя на входе включен ограничитель сигнала ОГР [2]. За счет ограничителя происходит бинарное квантование входного сигнала x по алгоритму: если $x > 0$ или $x = 0$, то выходной сигнал ограничителя $u_1 = 1$, если $x < 0$, то $u_1 = 0$. На рис. 4. приведена структурная схема автокорреляционного демодулятора сигналов МЧМ с бинарным квантованием сигнала. Помехоустой-

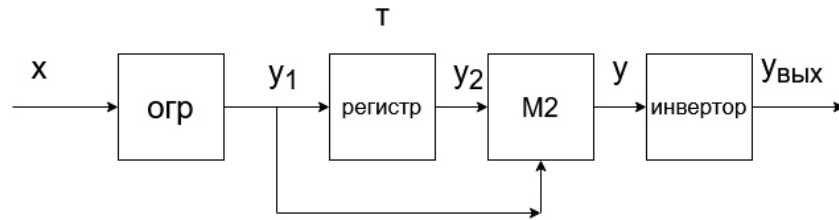


Рис. 4. Структурная схема автокорреляционного демодулятора сигналов МЧМ с бинарным квантованием сигнала
Fig. 4. Block diagram of an autocorrelation demodulator for MSK signals with binary quantization of the signal

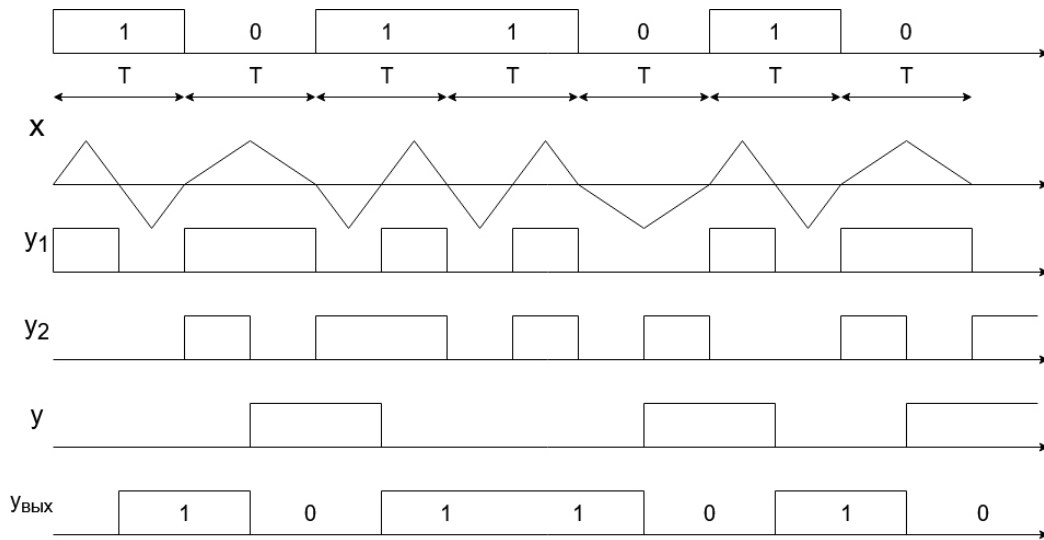


Рис. 5. Временные диаграммы, поясняющие работу демодулятора сигнала МЧМ с бинарным квантованием сигнала при $N_h = 1, N_g = 2$
Fig. 5. Timing diagrams explaining the operation of the MSK signal demodulator with binary quantization of the signal at $N_h = 1, N_g = 2$

чивость у этого демодулятора такая же, как у автокорреляционного демодулятора сигналов ФРМ.

В состав схемы демодулятора входит ограничитель на входе, последовательный регистр, задерживающий входной цифровой сигнал y_1 на длительность посылки T , узел сложения по модулю 2 и инвертор на выходе. В [2] показано, что в этом демодуляторе при изменении частоты входного сигнала смена знака сигнала на выходе узла M2 сопровождается дроблениями. Длительность импульсов дробления изменяется на величину $0,5(T_n - T_g)$ по арифметической прогрессии, а число этих импульсов равно $m_1 = f_n / f_p$. Суммарная длительность импульсов дробления равна:

$$T_c = 0,5(T_n - T_g)(m_2 - 1)m_2 / 2, \quad (2)$$

где $m_2 = 0,5m_1$ при четном m_1 , $m_2 = 0,5(m_1 - 1)$ при нечетном m_1 . Перейдем в (2) от периодов к частотам и получим:

$$T_c = \frac{2f_n - f_g}{16f_n f_p} \text{ при нечетном } m_1; \quad (3)$$

$$T_c = \frac{2f_g - f_n}{16f_g f_p} \text{ при четном } m_1. \quad (4)$$

Из формулы (3) следует важный вывод, что при выполнении условия $f_g = 2f_n$ величина $T_c = 0$. Сле-

довательно, при выполнении указанного условия дробления посылок на выходе узла M2 при изменении частоты сигнала отсутствуют, благодаря чему обеспечивается наилучшая помехоустойчивость сигнала МЧМ в демодуляторе на рис. 4. Из условия $f_g = 2f_n$ вытекают следующие соотношения для сигнала МЧМ:

$$T_g = T, T_n = 2T, N_h = 1, N_g = 2. \quad (5)$$

На рис. 5 приведены временные диаграммы, поясняющие работу демодулятора сигнала МЧМ с бинарным квантованием сигнала, причем сигнал МЧМ удовлетворяет приведенным выше условиям и соотношениям (5).

На верхней диаграмме приведены подлежащие передаче посылки 1 0 1 1 0 1 0 длительностью T . На второй диаграмме приведен сигнал МЧМ x , сформированный из отрезков синусоид, причем при передаче 1 за время T укладывается 2 полупериода синусоиды с частотой f_g , а при передаче 0 за время T укладывается 1 полупериод синусоиды с частотой f_n , при этом фаза сигнала x непрерывная. На третьей диаграмме приведен сигнал на выходе ограничителя y_1 , сформированный в соответствии с алгоритмом работы ограничителя. На четвертой диаграмме приведен сигнал y_2 на вы-

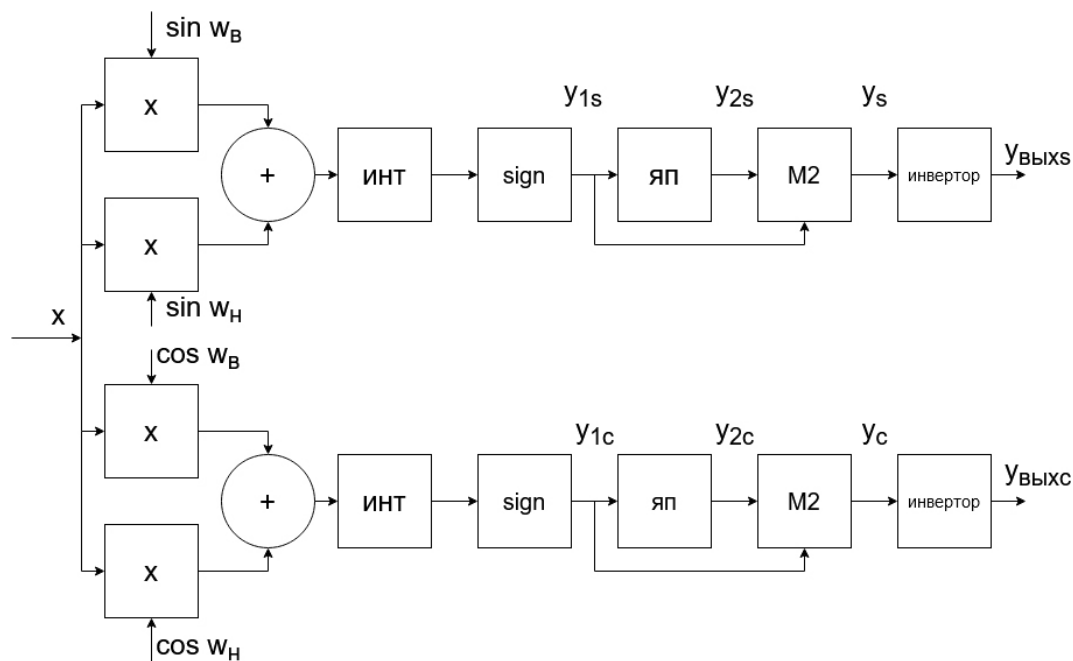


Рис. 6. Структурная схема двухканального демодулятора сигналов МЧМ
Fig. 6. Block diagram of a two-channel MSK signal demodulator

ходе регистра, это задержанный на время T сигнал y_1 . Если сложить сигналы y_1 и y_2 по модулю 2, то получим сигнал y на выходе узла M2. Сигнал y является инверсией передаваемых посылок, т. к. число $N_n = 1$ нечетное. На шестой диаграмме приведен выходной сигнал демодулятора $y_{\text{вых}}$, являющийся инверсией сигнала y . Сравнивая сигналы на первой и шестой диаграммах, убеждаемся, что выходной сигнал демодулятора $y_{\text{вых}}$ совпадает с передаваемыми посылками. Сформировать сигнал МЧМ из отрезков синусоиды или косинусоиды с числами $N_n = 1$, $N_g = 2$ цифровым способом не представляет трудности. Затем с помощью гетеродина и преобразователя частоты этот сигнал переносится в диапазон высоких частот для передачи по радиоканалу. На приемной стороне с помощью преобразователя и гетеродина частоту сигнала снова приводят в первоначальное значение. При этом условие $f_g = 2f_n$ служит критерием для обеспечения синхронизации частоты гетеродина в преобразователе приемника.

5. Двухканальный модем сигналов МЧМ

Выше было отмечено, что для формирования сигнала МЧМ можно использовать как отрезки полупериодов синусоиды, так и отрезки полупериодов косинусоиды. Но сами функции синусоиды и косинусоиды одного аргумента на отрезке полупериода являются ортогональными. Это об-

стоятельство позволяет создать двухканальный модем сигналов МЧМ, способный передавать две независимые последовательности посылок со скоростью передачи $V = 1 / T$ каждая, при этом ширина спектра такого двухканального сигнала МЧМ не расширится, а остается такой же, как у одноканального сигнала МЧМ. Таким образом, в двухканальном модеме сигналов МЧМ спектральная эффективность в два раза выше, чем у одноканального модема сигналов МЧМ. Построение двухканального модулятора сигнала МЧМ тривиально, поэтому здесь не описывается. На рис. 6 приведена структурная схема двухканального демодулятора сигнала МЧМ, а на рис. 7 приведены временные диаграммы, поясняющие работу двухканального демодулятора сигналов МЧМ с числами полупериодов $N_n = 1$, $N_g = 2$.

В схеме двухканального демодулятора на рис. 6 оба канала идентичны. Отличие состоит только в том, что на вторые входы умножителей в верхнем канале поступают колебания синуса частот $\omega_g = 2\pi f_g$ и $\omega_n = 2\pi f_n$, а на вторые входы умножителей в нижнем канале поступают колебания косинуса частот $\omega_g = 2\pi f_g$ и $\omega_n = 2\pi f_n$.

Так как функции синуса и косинуса одного аргумента ортогональны на интервале полупериода, они будут ортогональны и на интервале длительности посылки T , потому что на этом интервале укладывается целое число полупериодов N_n и N_g . Для простоты и наглядности на рис. 7 изображе-

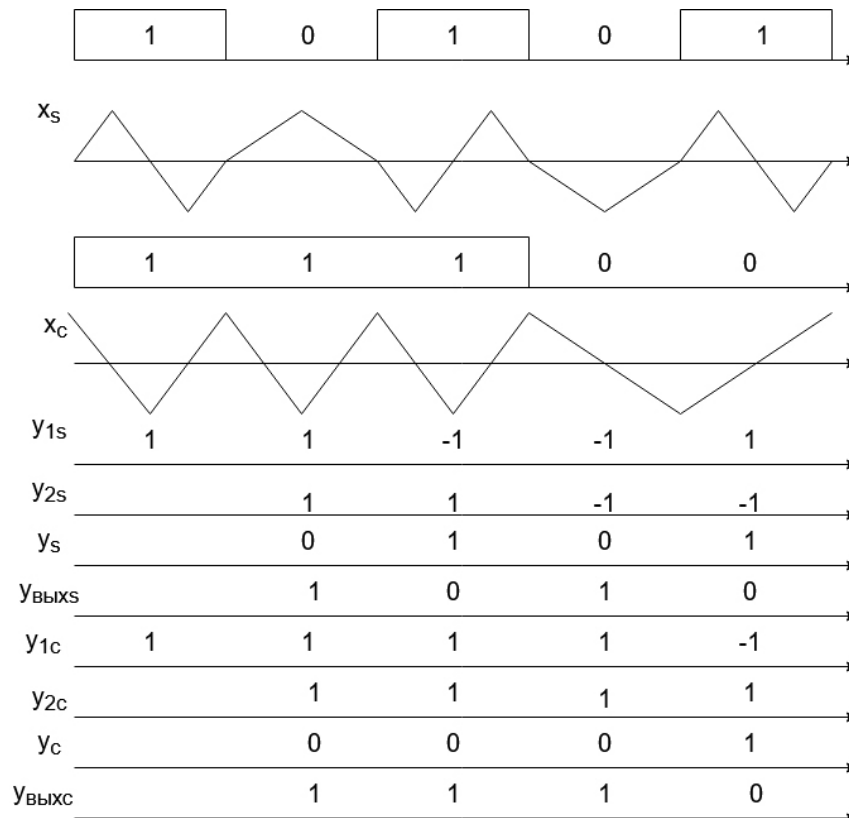


Рис. 7. Временные диаграммы, поясняющие работу двухканального демодулятора сигналов МЧМ с числами полупериодов $N_n = 1$, $N_g = 2$
Fig. 7. Timing diagrams explaining the operation of a two-channel demodulator of MSK signals with numbers of half-cycles $N_n = 1$, $N_g = 2$

ны сигналы МЧМ с числами полупериодов $N_n = 1$, $N_g = 2$, хотя эти числа могут быть и другими. На верхней диаграмме приведены посылки 10101 для передачи по каналу синуса, а на второй диаграмме изображен соответствующий этим посылкам сигнал МЧМ x_s из отрезков синусоиды. На третьей диаграмме приведены посылки 1 1 1 0 0 для передачи по каналу косинуса, а на четвертой диаграмме изображен соответствующий этим посылкам сигнал МЧМ x_c из отрезков косинусоиды. На вход демодулятора на рис. 6 поступает суммарный сигнал $x = x_s + x_c$. Но в силу ортогональности функций синуса и косинуса сигнал x_c не влияет на работу верхнего канала, а сигнал x_s не влияет на работу нижнего канала, т. к. интеграл (6) равен нулю:

$$\int_0^T x_s(t)x_c(t)dt = 0. \quad (6)$$

Поэтому приведенные на рис. 7 сигналы синусного канала y_{1s} , y_{2s} , y_s и $y_{выхс}$ формируются так же, как и сигналы y_1 , y_2 , y и $y_{вых}$ на рис. 3. Приведенные на рис. 7 сигналы косинусного канала y_{1c} , y_{2c} , y_c и $y_{выхс}$ формируются так же, как и сигналы y_1 , y_2 , y и $y_{вых}$ на рис. 3, с той лишь разницей, что на вторые входы перемножителей этого канала поступают колебания косинуса частот $\omega_g = 2\pi f_g$ и $\omega_n = 2\pi f_n$.

Сопоставляя сигналы $y_{выхс}$ и $y_{выхс}$ с передаваемыми посылками по каналам синуса и косинуса, убеждаемся, что принятые по этим каналам посылки совпадают с передаваемыми посылками.

Заклучение

У описанных модемов сигналов МЧМ помехоустойчивость в гауссовом канале такая же, как у демодулятора сигналов относительной фазовой манипуляции (ОФМ) со скачками фазы сигнала на π [1; 2; 6]. Но у сигналов МЧМ есть еще два преимущества по сравнению с сигналами ОФМ – это постоянная амплитуда и меньшая ширина спектра, благодаря чему сигналы МЧМ практически вытеснили сигналы ОФМ из аппаратуры связи. У двухканального модема сигналов МЧМ спектральная эффективность в два раза выше, чем у одноканального модема сигналов МЧМ. Работа этого модема сходна с работой модема сигналов OFDM [11; 12]. Как и в модеме сигнала OFDM, суммарный сигнал двухканального модема $x = x_s + x_c$ не является сигналом с постоянной амплитудой, это может создать некоторые проблемы в работе передающей части модемов двухканальных сигналов МЧМ.

Список литературы

1. Спилкер Дж. Цифровая спутниковая связь / пер. с англ.; под ред. В.В. Маркова. М.: Связь, 1979. 592 с.
2. Тяжев А.И. О помехоустойчивости автокорреляционного цифрового демодулятора сигналов ЧТ // Радиотехника. 1980. Т. 29, № 10. С. 5–9.
3. Диденко М.Г., Коновалов Г.В. Энергетические характеристики радиосигналов при методах манипуляции с минимальным сдвигом // Радиотехника. 1982. Т. 37, № 7. С. 3–7.
4. Крохин В.В., Беляев В.Ю., Гореликов А.В. Методы модуляции и приема цифровых частотно-манипулированных сигналов с непрерывной фазой // Зарубежная радиоэлектроника. 1982. № 4. С. 58–72.
5. Балашов В.А., Воробейко П.П., Ляховецкий Л.М. Системы передачи ортогональными гармоническими сигналами. М.: ЭкоТренз, 2012. 226 с.
6. Проксис Дж. Цифровая связь / пер. с англ.; под ред. проф. Д.Д. Кловского. М.: Радио и связь, 2000. 798 с.
7. Тяжев А.И. Оптимизация цифровых детекторов в приемниках по минимуму вычислительных затрат. Самара: ПГУТИ, 1994. 256 с.
8. Макаров С.Б., Цикин И.А. Передача дискретных сообщений по радиоканалам с ограниченной полосой пропускания. М.: Радио и связь, 1988. 304 с.
9. Иванова В.Г., Тяжев А.И. Цифровая обработка сигналов и сигнальные процессоры / под общей ред. А.И. Тяжева. Самара: Офорт, 2008. 264 с.
10. Тяжев А.И. Алгоритм расчета коэффициентов рекурсивного цифрового фильтра второго порядка по заданным требованиям к АЧХ с применением точных расчетных формул // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2018. Т. 21, № 4. С. 54–57. URL: <https://journals.ssau.ru/pwp/article/view/6950>
11. Ложкин Л.Д., Тяжев А.И. О пропускной способности модемов OFDM в радиоканалах с замираниями сигнала // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2020. Т. 23, № 1. С. 100–105. DOI: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2020.23.1.100-105>

Информация об авторе

Тяжев Анатолий Иванович, доктор технических наук, профессор кафедры радиоэлектронных систем Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики, г. Самара, Россия.

Область научных интересов: цифровая обработка сигналов, цифровые системы автоматического управления, радиоуправление, цифровые системы радиосвязи и телевидения.

E-mail: a.tyazhev@psuti.ru

ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-4402-1597>

Physics of Wave Processes and Radio Systems

2023, vol. 26, no. 3, pp. 106–115

DOI [10.18469/1810-3189.2023.26.3.106-115](https://doi.org/10.18469/1810-3189.2023.26.3.106-115)

UDC 936.027.24

Original Research

Received 17 March 2023

Accepted 18 April 2023

Published 27 September 2023

Digital modems of minimum frequency shift keying signals and their characteristics

Anatoly I. Tyazhev 

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

Abstract – Background. The need to describe the features of the formation of minimum frequency shift keying signals, reveal the advantages of this type of modulation, provide circuits for digital demodulators of minimum frequency shift keying signals that provide the best reception noise immunity, and indicate ways to improve the spectral efficiency of minimum frequency shift keying signal modems. **Aim.** Various options for constructing digital modems for minimum frequency shift keying signals, features of modem circuits for even and odd numbers of half-periods on segments of the duration of transmitted messages, as well as the specifics of the formation of reference oscillations in coherent demodulators are considered. **Methods.** The principle of operation of modulators and demodulators of minimum frequency shift keying signals is explained by the timing diagrams of signals at various points in the paths for the formation and detection of minimum frequency shift keying signals. This representation ensures the reliability and clarity of the operation of modems of minimum frequency shift keying signals. **Results.** It is shown that coherent demodulators of minimum frequency shift keying signals provide the same noise immunity as opposite signals of relative phase shift keying, but at the same time they have a constant signal level and a smaller spectrum width. A dual-channel minimum frequency shift keying signal modem doubles the spectral efficiency of a single-channel modem, but the signal level becomes inconsistent. **Conclusion.** Information is given explaining the reason for the widespread use of minimum frequency

shift keying signals in cellular communication systems, in space communication systems and in cordless phones, as well as ways to further improve digital modems of minimum frequency shift keying signals.

Keywords – digital modems; minimum frequency shift keying (MSK) signals; options for building digital modems for MSK signals; direct and quadrature schemes for generating MSK signals; a description of the operation of digital modems for MSK signals; a comparison of the noise immunity of various digital modem circuits for frequency-shift-shift keyed and phase-shift keyed signals; MSK signal modem with binary signal quantization; two-channel MSK signal modem.

✉ a.tyazhev@psuti.ru (Anatoly I. Tyazhev)

 © Anatoly I. Tyazhev, 2023

References

1. J. Spilker, *Digital Satellite Communications*. Trans. from English; ed. by V. V. Markova. Moscow: Svyaz', 1979. (In Russ.)
2. A. I. Tyazhev, "On the noise immunity of an autocorrelation digital demodulator for CT signals," *Radiotekhnika*, vol. 29, no. 10, pp. 5–9, 1980. (In Russ.)
3. M. G. Didenko and G. V. Konovalov, "Energy characteristics of radio signals using minimal shift manipulation methods," *Radiotekhnika*, vol. 37, no. 7, pp. 3–7, 1982. (In Russ.)
4. V. V. Krokhin, V. Yu. Belyaev, and A. V. Gorelikov, "Methods for modulating and receiving digital frequency-shift keyed signals with continuous phase," *Zarubezhnaya radioelektronika*, no. 4, pp. 58–72, 1982. (In Russ.)
5. V. A. Balashov, P. P. Vorobienko, and L. M. Lyakhovetsky, *Orthogonal Harmonic Signal Transmission Systems*. Moscow: Ekotrenz, 2012. (In Russ.)
6. J. Proksis, *Digital Communication*. Trans. from English; ed. by D. D. Klovsky. Moscow: Radio i svyaz', 2000. (In Russ.)
7. A. I. Tyazhev, *Optimization of Digital Detectors in Receivers to Minimize Computational Costs*. Samara: PGUTI, 1994. (In Russ.)
8. S. B. Makarov and I. A. Tsikin, *Transmission of Discrete Messages over Radio Channels with Limited Bandwidth*. Moscow: Radio i svyaz', 1988. (In Russ.)
9. V. G. Ivanova and A. I. Tyazhev, *Digital Signal Processing and Signal Processors*. Ed. by A. I. Tyazhev. Samara: Ofort, 2008. (In Russ.)
10. A. I. Tyazhev, "Algorithm for calculation of recursive digital filter coefficients of the second order according to the specific requirements for the access with the application accurate design forms," *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 21, no. 4, pp. 54–57, 2018, url: <https://journals.ssau.ru/pwp/article/view/6950>. (In Russ.)
11. L. D. Lozhkin and A. I. Tyazhev, "About the capacity of OFDM modems in radio channels with signal jams," *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 23, no. 1, pp. 100–105, 2020, doi: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2020.23.1.100-105>. (In Russ.)

Information about the Author

Anatoly I. Tyazhev, Doctor of Technical Sciences, professor of the Department of Radioelectronic Systems, Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics, Samara, Russia.

Research interests: digital signal processing, digital automatic control systems, radio control, digital radio and television systems.

E-mail: a.tyazhev@psuti.ru

ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-4402-1597>

Анализ возможностей искусственного интеллекта для расследования мошенничества

Д.С. Ключев¹ , А.Б. Смушкин² , Ю.В. Соколова¹ , С.Е. Платонов²

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

² Поволжский институт (филиал) Всероссийского государственного университета юстиции (РПА Минюста России)
410003, Россия, г. Саратов,
ул. им. Радищева А.Н., 55

Аннотация – Обоснование. В результате цифровизации общества растет число мошеннических действий с применением информационно-телекоммуникационных технологий. Технологическая сложность расследования такова, что требует применения аналогичных инструментов в следственных и оперативно-розыскных мероприятиях. Таким инструментом может являться искусственный интеллект. **Цель.** Определить потенциал искусственного интеллекта в следственных и оперативных действиях. **Методы.** Методом анализа проведена оценка существующих решений для применения в следственных и оперативных мероприятиях, таких как распознавание лица, основанное на правилах Хаара, программ имитаторов и управления голосом, решений сервиса «Инцидент менеджмент», АДИС «Папилон», ГИС «Зеркало», проект «Форвер», ИС «Образ++», возможностей машинного обучения, нейронных сетей. **Результаты.** Показаны некоторые актуальные решения, требующие интеграции в единую систему технологических и интеллектуальных решений (искусственный интеллект) для следственных действий и оперативно-розыскных мероприятий. **Заключение.** Приведены современные автоматизированные информационные инструменты, требующие их объединения в единую интеллектуальную технологическую систему (искусственный интеллект) расследования преступлений.

Ключевые слова – следственные действия; классическое и цифровое мошенничество; машинное обучение; нейросети; цифровые следы; интеллектуальная идентификация; искусственный интеллект.

Примеров мошеннических действий с применением современных технологий на сегодняшний день множество. Например, предоставление дубликатов фотографий аварий для получения выплат от страховых компаний. Подделка основных персональных данных – «создание» человека по разным идентификаторам: номер СНИЛС, номер и серия паспорта, серия полиса ОМС. Так, в аналитических источниках, указано, что мошенничество с использованием поддельных удостоверений личности является самым быстрорастущим финансовым преступлением в США [1].

По данным RTM Group, в 2021 г. зарегистрировано 517 722 преступлений, связанных с хищениями с использованием информационных технологий, что всего на 1,44 % больше, чем в 2020 г. (510 396 преступлений), но практически вдвое превышает 294 409 зарегистрированных преступлений в 2019 г.

Хищения в сети Интернет характеризуются высокой скрытностью и низкой раскрываемостью, в том числе из-за возможности дистанционного совершения данных преступлений. Раскрываемость категории дел составляет в среднем 20 % ежегодно.

Самыми распространенными преступлениями в данной сфере являются мошенничество (ст. 159

УК РФ, 159.3, 159.6) – в 2021 г. зарегистрировано 249 249 дел, и кража (п. г ч. 3 ст. 158 УК РФ) – 156 792 дела.

По опубликованным данным распространенными сферами мошенничества являются:

- сделки с недвижимостью (фиктивные договоры аренды помещения, ипотеки, купли-продажи);
- заключение гражданско-правовых договоров (купля-продажа товаров в Интернете, к примеру б/у автомобилей на сайте Авито; оказание туристических и строительных услуг);
- социальные сети, сайты знакомств (для продолжения общения лица просили перевести денежные средства, объясняя это тяжелой жизненной ситуацией).

Наиболее распространенными способами совершения хищений при помощи интернет-технологий являются следующие:

- дистанционное подписание фиктивного договора;
- инвестиции в фейковые «биржи», розыгрыши;
- фишинговые атаки.

Ущерб от действий телефонных и интернет-мошенников составил 150 миллиардов рублей в 2021 г. Данные о размерах ущерба в результате

хищений при помощи интернет-технологий разнятся в зависимости от источников, но при этом остаются весьма высокими. По данным МВД, за 2021 г. ущерб от телефонных и интернет-мошенников достиг 45 миллиардов рублей (статистика обусловлена фактическим количеством зарегистрированных преступлений). Данные социологических опросов и исследований выявили ущерб от действий телефонных и интернет-мошенников в размере около 150 миллиардов рублей за 2020 г., и результаты исследований окончательно не подведены [2].

Причиной вариативности данных преступлений будет являться разнообразие социальной активности человека, степени социализации общества, которая требует автоматизации общественных процессов, по причине огромного количества создаваемых данных и запросов к ним.

Очевидно, что уже сегодня классический инструментарий следователей и дознавателей недостаточен, а по факту они находятся в роли догоняющих за подобными преступлениями.

И пути решения должны быть адаптивны и ситуативными. С позиции оперативно-розыскной деятельности и экономической точки зрения расследование будет успешнее не только с увеличением числа следователей, но и с наделением их высокотехнологическими инструментами. Таким инструментом может являться искусственный интеллект с множеством его возможностей, которые рассмотрим в данной работе.

Работа искусственного интеллекта заключается в сочетании большого объема данных с возможностями быстрой, интерактивной обработки этих данных интеллектуальными алгоритмами, что позволяет программам автоматически обучаться на базе закономерностей и признаков, содержащихся в данных [3].

К признакам системы искусственного интеллекта относится рациональность, которая характеризует возможность принятия ею ситуационно и причинно обусловленного, наилучшего из возможных решения при соблюдении неких условно стабильных правил. В рассматриваемом случае использование системы искусственного интеллекта применительно к следственной деятельности следует понимать как комбинацию норм уголовного материального права, уголовно-процессуальных норм, а также технико- и тактико-криминалистических рекомендаций. Автономность – независимость системы от внешних факторов. Она может быть ресурсной (к примеру, энергетической)

и информационной. Учитывая, что деятельность следователя направлена на работу с информационными источниками, приоритет имеет именно информационный аспект автономности систем искусственного интеллекта, ориентированных на обработку информации и принятие решений; ресурсная автономность же более характерна для роботизированных систем, которые в целом также могут быть использованы в следственной деятельности. Распознавание – определение относимости входящих объектов (образов) к единичной искомой группе. Примером реализации такой функции (с точки зрения решаемых задач, но не принципов работы) может служить АДИС «Попилон», которая с большими условностями может быть отнесена к системам искусственного интеллекта (экспертного типа, а не на базе машинного обучения). К задачам распознавания относятся идентификации человека по его внешности, номера транспортного средства, группы генов в геноме и пр. В этом случае предполагаемых групп существует две: искомые объекты и все остальные объекты, не соответствующие интересам расследования. Классификация – распределение данных по группам согласно заданным параметрам, к примеру при оценке достоверности информации в Интернете, определении способов подделок и подлогов. Соответственно, на конечной стадии дихотомического деления происходит ответ на вопрос «Относится ли данный объект к искомой группе?». Предсказание – определение будущего состояния определенной информационной системы или отдельных ее показателей, к примеру динамики преступности в регионе, места нахождения преступника или совершения следующего эпизода многоэпизодного преступления и пр. К этой же группе задач относится интеллектуальное формирование юридических документов. В этом случае предъявляется совокупность статистических данных, на основании анализа которых система должна сделать предположение о будущем состоянии и вариантах развития источников данных. Ответ в этом случае тоже является бинарным: будет ли данный объект в будущем (или неизвестном настоящем) иметь заданную характеристику, или нет. Следует также упомянуть, что интеллектуальные системы могут использоваться как элемент навигации по справочным базам данных правового, криминалистического или иного характера. С технической точки зрения системой искусственного интеллекта экспертного типа (а не на основе машинного обучения) может являться

любая система управления базой данных, однако с точки зрения настоящей работы интерес представляют возможности повышения эффективности именно деятельности следователя, а не увеличение его знаний за счет внешнего их источника, что, впрочем, также крайне важно [4].

Искусственный интеллект в правоохранительной деятельности – это технико-технологическая способность решать следственные задачи, используя различные машинные технологии как криминалистические инструменты. В работе будет осуществлена попытка осмысления цифровой архитектуры для расследования классического и цифрового мошенничества.

Основа архитектуры – база данных преступлений одной правоохранительной службы. Создание единой базы правоохранительных органов только повысит ее уязвимость, а территориальная разветвленность будет способствовать ее автономности. На первоначальном этапе в структуре правоохранительной службы должны появиться аналитические отделы, создающие данную базу и вносящие в нее данные прошлых лет. Оперативную информацию вносят действующие следователи и дознаватели. Естественным будет создание внутренней сети и сети дата-центров на территории Российской Федерации.

Следующей ключевой многослойной надстройкой будет являться построение логики будущих решений. По сути, это уже программное решение, которое с помощью технологий машинного обучения будет формировать решение, повышающее эффективность следственных действий. Машинное обучение как процесс становления искусственного интеллекта и его инструменты позволят автоматизировать процесс извлечения известных и построения неизвестных закономерностей.

Машинное обучение – это алгоритмы анализа данных, способствующие поиску в представленной информации закономерностей. При этом используются методы нейросетей, статистики, исследования операций и т. п. для выявления скрытой полезной информации в данных; при этом явно не программируются инструкции, указывающие, где искать данные и как делать выводы.

Элементами данного программного решения, по сути, его можно и назвать искусственным интеллектом следственных действий, должны быть:

- фундаментальные знания математики, линейной алгебры, теории вероятностей, статистики,

информационных технологий, языков программирования (LISP, Python, Java, SQL, PHP, Swift, Kotlin, C/C++, Go);

- технологии интеллектуальной идентификации, технологии распознавания лица, включающие признаки Хаара, 68-и антропометрических точек и подобные другие;

- все известные голосовые программы, программы имитаторы голоса (Deepfake – созданные на базе нейронных сетей копии лиц и голосов);

- все известные алгоритмы, коды программирования, программы декодирования данных. Так как хакеры, как правило, используют разные диалекты кодирования для разных проектов;

- известные «цифровые» следы как способы и как конкретные преступные, уже совершенные деяния;

- типы, модели, компьютерные алгоритмы функционирования нейросетей, в том числе самообучающихся. Считается, что нейросеть – это один из методов машинного обучения; математическая модель, а также ее программное или аппаратное воплощение, построенная по принципу организации и функционирования биологических нейронных сетей – сетей нервных клеток живого организма. В общем случае искусственная нейронная сеть (ИНС) может состоять из нескольких слоев простейших процессоров (нейронов), каждый из которых осуществляет некоторое математическое преобразование (вычисляет результат математической функции) над входными данными и передает полученный результат на следующий слой или на выход сети;

- компьютерное зрение, способное обрабатывать дактилоскопические базы, фотоматериалы, документальную информацию, личные дела сотрудников правоохранительного органа. С использованием нейросетей в компьютерном зрении можно выявлять от 92 до 99 % всех дефектов в зависимости от задачи, при ложных срабатываниях – на уровне 3–4 %. Современные системы видеоаналитики могут выявлять потенциально опасные ситуации. Среди основных сценариев работы видеоаналитики, например, контроль наличия средств индивидуальной защиты (каска, страховочные тросы, халаты, наушники) и доступа в опасные зоны;

- методы предиктивного анализа анализируют текущие и исторические данные, используя методы из статистики, интеллектуального анализа дан-

ных, машинное обучение и искусственный интеллект для того, чтобы делать прогнозы о будущем;

- интеграция с отдельными разработками российских разработчиков, таких как:
 - проект ученых Нижегородского университета им. Лобачевского «ФОРВЕР», позволяющий формировать наиболее перспективные версии о личности преступника;
 - система «Блок», обеспечивающая информационное криминалистическое сопровождение расследования экономических преступлений;
 - система «Маньяк», обеспечивающая получение информации при расследовании серийных убийств на сексуальной почве;
 - система «Спрут», помогающая установить контактные связи преступников;
 - система «Сейф», в которой систематизируется информация о хищениях денежных средств из хранилищ;
 - система мониторинга трафика компании NtechLab;
 - географическая информационная система «Зеркало», оперирующая пространственными (фактографическими и статистическими) данными, и др.

Но надо понимать, что указанные базы данных и программные комплексы основаны на «нисходящем» подходе к пониманию искусственного интеллекта, поскольку ориентированы на решение либо одной конкретной задачи, либо группы однородных задач [5].

Предполагается, что создаваемая искусственная интеллектуальная система будет способствовать автоматизации данных, повышению производительности оперативно-розыскных действий, принятию процессуальных решений в рамках правоохранительного органа, персонализации преступлений, сокращению фактических сроков расследования, снижению как преступлений мошенничества, так и других квалификаций.

Согласно данным Министерства экономического развития Российской Федерации, сейчас реализуются возможности современных технологий искусственного интеллекта по следующим направлениям:

- компьютерному зрению (оно опирается на распознавание шаблонов и на глубокое обучение для распознавания изображений и видео. Машины уже умеют обрабатывать, анализировать и понимать

изображения, а также снимать фото или видео и интерпретировать окружающую обстановку);

- обработке естественного языка (это способность компьютеров анализировать, понимать и синтезировать человеческий язык, включая устную речь. Используя Siri или Google assistant, уже можно управлять компьютерами с помощью обычного языка, используемого в повседневном обиходе.);
 - распознаванию и синтезу речи;
 - интеллектуальным системам поддержки принятия решений (ИСППР) (инструментарий выработки рекомендаций для лица, принимающего решение. Алгоритмы упорядочивают (ранжируют) конечное множество альтернатив (решений) или оптимизируют их на бесконечном множестве, используя технологии датамайнинга, моделирования и визуализации).

По данным, опубликованным на сайте Научно-технического центра ФГУР «ГРЧЦ», рынок данных услуг в России имеет тенденцию роста. По отношению к 2018 г., в 2023 г. он может вырасти в 4,8 раза, что составит 38 млрд рублей. Ключевые игроки на этом рынке сосредоточены на стратегическом партнерстве, приобретениях и выпусках новых продуктов для увеличения доходов. Примером является подписанное 9 ноября 2019 г. соглашение об альянсе Mail.ru Group, Сбербанк, Яндекс, Газпром нефть, МТС и РФПИ с целью реализации национальной стратегии развития искусственного интеллекта.

Уже сейчас при определенных законодательных инициативах, которые синхронизируются с Указом Президента Российской Федерации № 490 от 11.10.2019 г. «О развитии искусственного интеллекта в Российской Федерации», с инициативой Центрального Банка РФ по созданию национальной цифровой платформы для сбора, обработки и хранения биометрических персональных данных и отчасти уже реализованы для ГИБДД в системах мониторинга транспорта, можно предоставить правоохранительным органам доступ к программе регистрации СИМ-карт на базовых станциях мобильных операторов с целью отслеживания передвижения предполагаемых преступников [6].

Построение подобной структуры полностью увязывается с программой «Цифровая экономика России» по направлению «Цифровая инфраструктура», в которой предполагается развитие ряда технологических платформ 6-го технологического уклада, таких как:

- SafeNet (технологии комплексной безопасности инфокоммуникационных сетей),
- AeroNet (технологии беспилотных воздушных сетевых комплексов),
- EnergyNet (технологии интеллектуальных энергетических сетей),
- InfoNet (технологии информационных сетей),
- InnoNet (технологии сетевых нововведений – просьюмеринга, пиринговых и викисообществ на-

учного и инженерного самоопределения в функции концептуальных единиц цифровой среды антропопрактик новой, приходящей парадигмы развития) [7].

Если начать сейчас построение правоохранительной цифровой архитектуры, первые практические результаты работающей как единое целое системы будут получены не ранее 2027 г.

Список литературы

1. Борьба с мошенничеством с помощью искусственного интеллекта. URL: <https://calmins.com/borba-s-moshennichestvom-s-pomoshhyu-iskusstvennogo-intellekta>
2. Мошенничество в сети: судебная практика и ключевые аспекты. URL: <https://rtmtech.ru/research/online-fraud-research>
3. Искусственный интеллект: технологии и применение // Научно-технический центр ФГУП «ГРЧЦ». URL: <https://rdc.grfc.ru/2020/12/aitech>
4. Бахтеев Д.В. Искусственный интеллект в следственной деятельности: задачи и проблемы // Российский следователь. 2020. № 9. С. 3–6. URL: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=43855502>
5. Бахтеев Д.В. Искусственный интеллект в криминалистике: состояние и перспективы использования // Уголовный процесс и криминалистика. 2018. № 2. С. 43–49. URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/iskusstvennyy-intellekt-v-kriminalistike-sostoyanie-i-perspektivy-ispolzovaniya>
6. Указ Президента Российской Федерации от 10.10.2019 г. № 490 «О развитии искусственного интеллекта в Российской Федерации». URL: <http://www.kremlin.ru/acts/bank/44731>
7. Концепция глобально-интегрированной инфраструктуры пространственно-территориального развития как основа Генеральной схемы развития сетей связи Российской Федерации в рамках плана мероприятий по направлению «Информационная инфраструктура» программы «Цифровая экономика Российской Федерации» / С.А. Попов [и др.] // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2019. Т. 22, № 1. С. 67–79. DOI: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2019.22.1.67-79>

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>

Смушкин Александр Борисович, кандидат юридических наук, доцент кафедры уголовного права и процесса Поволжского института (филиал) Всероссийского государственного университета юстиции (РПА Минюста России), г. Саратов, Россия.

Область научных интересов: цифровая криминалистика, цифровизация, цифровая трансформация расследования, электронное правосудие, информационные технологии в расследовании.

E-mail: skif32@yandex.ru

ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-1619-8325>

Соколова Юлия Владимировна, кандидат физико-математических наук, доцент, доцент кафедры радиоэлектронных систем Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики, г. Самара, Россия.

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

E-mail: ula.81.81@mail.ru

ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-2873-8675>

Платонов Сергей Евгеньевич, младший судебный пристав по обеспечению установленного порядка деятельности судов специализированного отделения по обеспечению установленного порядка деятельности Шестого кассационного суда общей юрисдикции Российской Федерации Главного управления Федеральной службы судебных приставов России по Самарской области, прапорщик внутренней службы, магистрант Поволжского института (филиал) Всероссийского государственного университета юстиции (РПА Минюста России), г. Саратов, Россия.

Область научных интересов: криминалистика, информационные технологии, методика следственных действий.

E-mail: platonovse@mail.ru

Physics of Wave Processes and Radio Systems 2023, vol. 26, no. 3, pp. 116–122

DOI 10.18469/1810-3189.2023.26.3.116-122
UDC 343.9
Original Research

Received 13 December 2022
Accepted 17 January 2023
Published 27 September 2023

Analysis of the possibilities of artificial intelligence for investigation of fraud

Dmitriy S. Klyuev¹ , Alexander B. Smushkin² ,
Yulia V. Sokolova¹ , Sergey E. Platonov²

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

² Povolzhskiy Institute (branch) of the All-Russian State University of Justice (RLA of the Ministry of Justice of Russia)
55, Radishchev A.N. Street,
Saratov, 410003, Russia

Abstract – Background. As a result of the digitalization of society, the number of fraudulent activities using information and telecommunication technologies is growing. The technological complexity of the investigation is such that it requires the use of similar tools in investigative and operational-search activities. Such tools can be artificial intelligence. **Aim.** Determine the potential of artificial intelligence in investigative and operational activities. **Methods.** The analysis method was used to evaluate existing solutions for use in investigative and operational activities, such as face recognition, based on Haar rules, imitator programs and voice control, solutions of the Incident Management service, Papillon AFIS, Zerkalo GIS, Forver project, IS «Obraz++», machine learning capabilities, neural networks. **Results.** Some relevant solutions are shown that require integration into a single system of technological and intelligent solutions (artificial intelligence) for investigative actions and operational-search activities. **Conclusion.** Presented are modern automated information tools that require their integration into a single intelligent technological system (artificial intelligence) for investigating crimes.

Keywords – investigative actions; classical and digital fraud; machine learning; neural networks; digital footprints; intelligent identification; artificial intelligence.

✉ platonovse@mail.ru (Sergey E. Platonov)

 © Dmitriy S. Klyuev et al., 2023

References

1. “Fight against fraud with the help of artificial intelligence.” [Online.] Available: <https://calmins.com/borba-s-moshennichestvom-s-pomoshhyu-iskusstvennogo-intellekta> (In Russ.)
2. “Online fraud: jurisprudence and key aspects.” [Online.] Available: <https://rtmtech.ru/research/online-fraud-research> (In Russ.)
3. “Artificial intelligence: technologies and applications.” Scientific and technical center of the Federal State Unitary Enterprise «GRC». [Online.] Available: <https://rdc.grfc.ru/2020/12/aitech> (In Russ.)
4. D. V. Bakhteev, “Artificial intelligence in investigative activities: tasks and problems,” *Rossiyskiy sledovatel*, no. 9, pp. 3–6, 2020, url: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=43855502>. (In Russ.)
5. D. V. Bakhteev, “Artificial intelligence in forensics: state and prospects for use,” *Ugolovnyy protsess i kriminalistika*, no. 2, pp. 43–49, 2018, url: <https://cyberleninka.ru/article/n/iskusstvennyy-intellekt-v-kriminalistike-sostoyanie-i-perspektivy-ispolzovaniya>. (In Russ.)
6. Decree of the President of the Russian Federation of October 10, 2019, no. 490 «On the development of artificial intelligence in the Russian Federation», url: <http://www.kremlin.ru/acts/bank/44731>. (In Russ.)
7. S. A. Popov et al., “The concept of a global-integrated infrastructure of spatial and territorial development as the basis of the General scheme for the development of communication networks of the Russian Federation in the framework of the action plan for the «Information infrastructure» program of the «Digital economy of the Russian Federation»,” *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 22, no. 1, pp. 67–79, 2019, doi: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2019.22.1.67-79>. (In Russ.)

Information about the Authors

Dmitriy S. Klyuev, Physical and Mathematical Sciences Doctor, Radioelectronic Systems Department Head, 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>

Alexander B. Smushkin, Candidate of Legal Sciences, associate professor of the Department of Criminal Law and Procedure, Povolzhskiy Institute (branch) of the All-Russian State University of Justice (RLA of the Ministry of Justice of Russia), Saratov, Russia.

Research interests: digital forensics, digitalization, digital transformation of investigation, e-justice, information technologies in investigation.

E-mail: skif32@yandex.ru

ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-1619-8325>

Yulia V. Sokolova, Physical and Mathematical Sciences Candidate, Radioelectronic Systems Department Associate Professor, Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics, Samara, Russia.

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

E-mail: ula.81.81@mail.ru

ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-2873-8675>

Sergey E. Platonov, junior bailiff for ensuring the established procedure for the activities of the courts of the specialized department for ensuring the established procedure for the activities of the Sixth Cassation Court of General Jurisdiction of the Russian Federation of the Main Directorate of the Federal Bailiffs Service of Russia for the Samara Region, ensign of the internal service, undergraduate of the Povolzhskiy Institute (branch) of the All-Russian State University of Justice (RLA of the Ministry of Justice of Russia), Saratov, Russia.

Research interests: forensic science, information technology, investigative methodology.

E-mail: platonovse@mail.ru

Устройство для воздействия постоянным магнитным полем и системный многофакторный анализ в магнитобиологическом эксперименте

И.Л. Слободянюк¹, Ю.В. Никольская², С.Е. Кисляев³,
П.Г. Пичугина⁴, Т.А. Антипова¹ , Л.В. Матвеева⁵,
В.А. Мачихин⁶, В.А. Поляков¹, Э.С. Гаспаров⁶, А.Г. Майоров⁷

¹ Самарский государственный медицинский университет
443099, Россия, г. Самара,
ул. Чапаевская, 89

² ДЮСШ ОР «Икар»
607182, Россия, Нижегородская обл., г. Саров,
пр. Музрукова, 43, стр. 2

³ Самарский национальный исследовательский университет имени академика С.П. Королева
443086, Россия, г. Самара,
Московское шоссе, 34

⁴ Пензенский государственный университет
440026, Россия, г. Пенза,
ул. Красная, 40

⁵ Национальный исследовательский Мордовский государственный университет имени Н.П. Огарева
430005, Россия, г. Саранск,
ул. Большевикская, 68

⁶ Самарский государственный технический университет
443100, Россия, г. Самара,
ул. Молодогвардейская, 244

⁷ Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики
443010, Россия, г. Самара,
ул. Л. Толстого, 23

Аннотация – Обоснование. Интерес к биологическому воздействию электромагнитных излучений на биологические объекты связан с возможностью их использования при решении целого ряда фундаментальных и прикладных задач: от рассмотрения биологических обратных связей в реальном масштабе времени, что позволяет разрабатывать радиоэлектронные медицинские комплексы, до создания нейрокомпьютерных интерфейсов, включая компоненты живых клеток. **Цель.** В работе отображена разработка устройства для воздействия на биологические объекты постоянным магнитным полем, позволяющего моделировать основные параметры физического фактора, для проведения магнитобиологического эксперимента с нормировкой воздействия неионизирующего излучения заданных параметров. **Методы.** Устройство для воздействия на биологические объекты постоянным магнитным полем позволяет получить в большом объеме максимально однородное магнитное поле. **Результаты.** Математическое моделирование изменений морфофункционального состояния коры надпочечников по одиннадцати биологическим параметрам в разные сроки воздействия нормированным постоянным магнитным полем при воздействии предельно допустимого уровня оценивалось по отклонению интервального показателя и его нормированного значения. Воздействие данного фактора приводило к отклонению интегрального показателя в клубочковой зоне надпочечников, на 30-е сутки составило $6,53 \pm 1,30 \cdot 10^{-2}$, в дальнейшем на 60-й день отклонение увеличилось на $8,28 \pm 1,55 \cdot 10^{-2}$, на 90-е – $4,84 \pm 1,50 \cdot 10^{-2}$, далее на 120-е сутки оно не отличалось от нормированного. **Заключение.** После прекращения действия постоянного магнитного поля в сериях 15–30 мТл экспериментов морфофункциональное состояние тимуса возвращалось к норме. Таким образом, устройство рекомендовано к применению в экспериментальной деятельности.

Ключевые слова – действия магнитных полей; многофакторный анализ; магнитобиологический эксперимент.

Введение

Целью работы является разработка устройства для воздействия на биологические объекты постоянным магнитным полем, позволяющего моделировать основные параметры физического фактора, для проведения магнитобиологического эксперимента с нормировкой воздействия не-

ионизирующего излучения заданных параметров. Промышленное производство и активизация темпов научно-технического прогресса изменяют интенсивность многих физических факторов окружающей среды (температура, электромагнитное излучение и т. п.), что создает условия для напряжения систем организма, обеспечивающих адаптацию организма к внешним факторам. Ис-

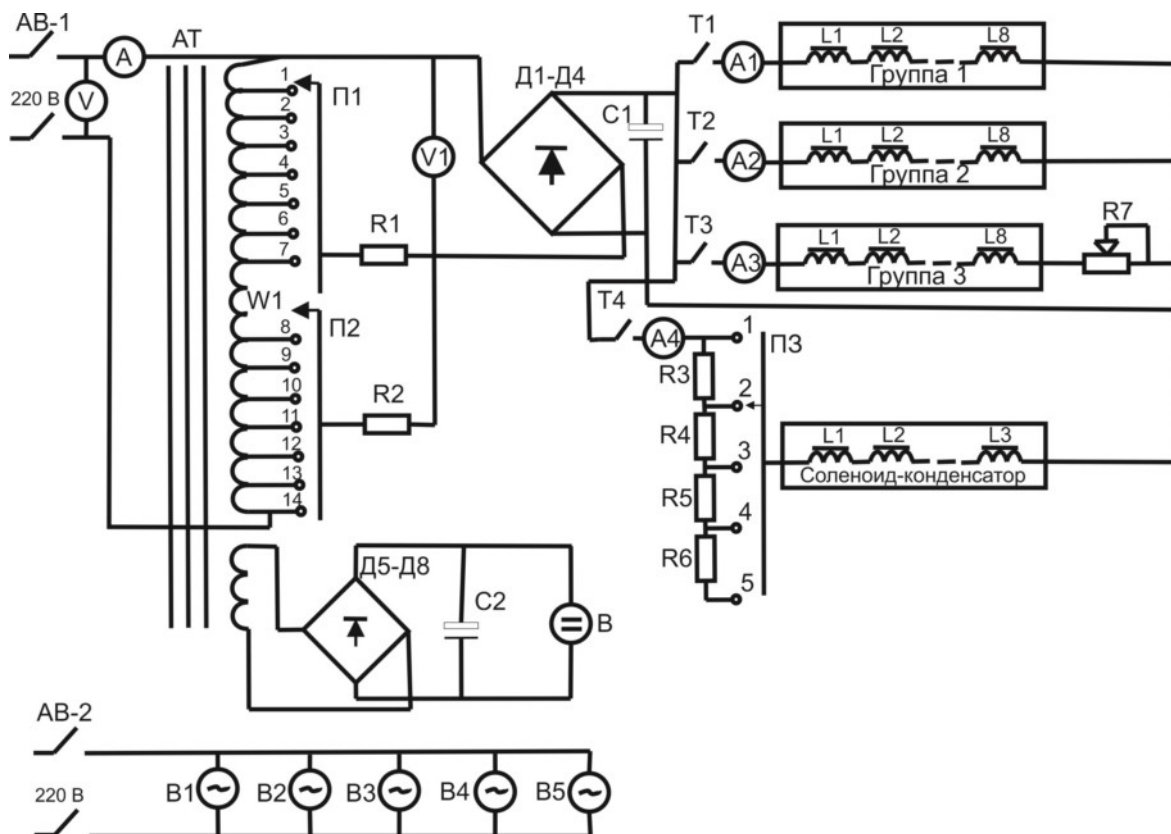


Рис. 1. Принципиальная схема устройства
Fig. 1. Schematic diagram of the device

кусственные магнитные поля обладают биологической активностью, позволяя изменять функциональное состояние нервной системы, влиять на функциональную активность гипоталамуса, изменять гормональный статус эндокринных желез и оказывать влияние на различные стороны метаболизма.

Биотропные параметры постоянного магнитного поля (ПМП) выбирались в соответствии с запросами создания и использования новых видов техники. Особую актуальность и значимость в теоретическом и прикладном значении исследования, связанные с изучением биологической эффективности магнитного поля (МП), приобретают к концу XX и началу XXI века. Научно-технический прогресс, охватив все стороны общественной жизни, способствует расширению контактов человечества с МП различной напряженности. Это постоянно ставит вопросы не только безопасности для человека, но и охраны всех элементов биосферы. Научные исследования, проводимые в различных областях электротехники, электроники, ядерной физики и т. д., осуществляются с использованием приборов и установок, генерирующим мощные МП. Широко применяются магниты в электродвигателях и генераторах постоянного

тока, на рабочих местах обслуживающего персонала установок, в военной технике. В настоящее время ПМП различных характеристик и интенсивностей нашли широкое применение в клинической медицине как физиотерапевтический фактор. Было отмечено, что ПМП обладают значительной проникающей способностью на биологические структуры, чем, вероятно, можно и объяснить тотальный характер воздействия ПМП на все органы, ткани и системы организма биологических объектов. Наиболее центральными и привлекающими внимание в работе исследователей являются две гипотезы: 1) влияние МП на радикальные реакции, протекающие в клетке; 2) влияние МП вызываются электрическими токами, индуцированными в тканях организма. По степени участия в ответной реакции организма при общем воздействии МП на системы организма можно распределить в следующем порядке: нервная, эндокринная, сердечно-сосудистая, дыхательная, костная.

1. Предлагаемое устройство

Устройство для воздействия на биологические объекты ПМП (рис. 1) позволяет получить в большом объеме максимально однородное магнитное

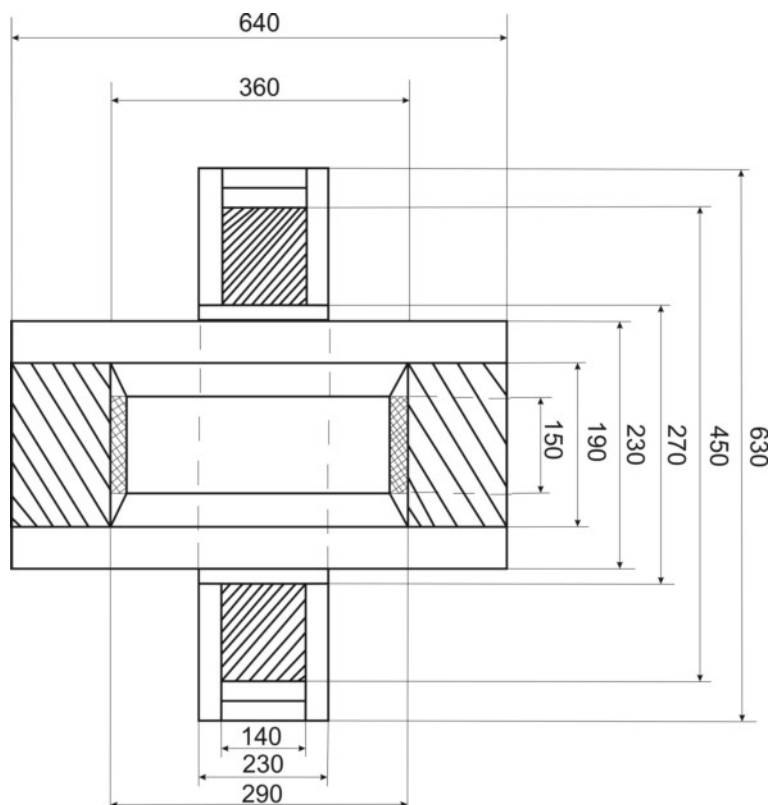


Рис. 2. Схема и размеры камеры устройства
Fig. 2. Diagram and dimensions of the device camera

поле. Данное устройство предназначено для экспериментальных исследований в области магнито-биологии. Конструкция устройства позволяет одновременно воздействовать ПМП на 30-40 половозрелых белых крыс, 15-18 морских свинок. Схема и размеры камеры устройства представлены на рис. 2. Величина магнитной индукции в месте нахождения лабораторных животных может плавно меняться от 0 до 0,1 Тл (100 мТл).

Однородность магнитной индукции во всех участках межполюсного пространства (место нахождения контейнера с животными) около 98,5 %, что отличает данную конструкцию от известных генераторов ПМП, используемых при изучении магнитобиологических эффектов. Максимально однородное ПМП горизонтальной направленности величиной магнитной индукции до 0,1 Тл создается в межполюсном пространстве объемом около 30 000 см³ тремя группами (ступенями) электромагнитов и трехсекционным соленоидом-концентратором. Соленоид-концентратор, имеющий прямоугольную форму, предназначен для выравнивания величины магнитной индукции по всему объему межполюсного пространства и создания дополнительного магнитного поля. Устройство

для воздействия на биообъекты состоит из трех основных частей:

- источника с контейнером для животных;
- системы управления и контроля;
- вентиляционной части.

Рабочая часть излучателя состоит из двух расположенных параллельно прямоугольных пластин (1), выполненных из магнитомягкого материала, в пространстве между которыми создается магнитное поле (рис. 2). Магнитное поле излучательной части представляет собой определенным образом расположенные магнитопривод (5), электромагниты (2, 3, 4) и соленоид-концентратор (6). Электромагниты первой группы (2) создают магнитное поле между пластинами и состоят из двух секций по четыре соленоиды, расположенных в ряд в верхней и нижней части магнитополюсного пространства соответственно. Электромагниты второй группы (3), две секции по 4 соленоиды, третьей группы (4), усиливают магнитное поле в центральной продольной части основных пластин.

Максимально однородное магнитное поле создается концентраторной системой, состоящей из пассивной и активной частей. Пассивная часть представляет собой пластины (7) из мягкой стали, укрепленной на внутренней части основных пла-

стин. Активная часть представлена соленоидом-концентратором (6), обмотка которого (8) состоит из трех секций определенной конфигурации, что позволяет при оптимальном соотношении токов во всех группах соленоидов излучательной части устройства получить максимально однородное ПМП. Кроме того, специальное выполнение крайних секций трехсекционной обмотки в виде трапеции обеспечивает коррекцию неравномерности постоянного магнитного поля по периферии заданного объема. Все пластины, магнитопровод, концентраторные пластины и сердечники изготовлены из мягкой отожженной стали марки СТ.3. Сердечники длиной 190 мм и 60 мм помещены внутри катушек с обмотками из медной проволоки длиной 1,42 мм, в каждой катушке 2000 витков.

Для крепления использовались латунные болты и гайки диаметром 13 мм. Края концентраторной пластины имеют скосы под углом 130 (рис. 2). Станина изготовлена из деревянных брусков высотой 300 мм в форме прямоугольника (рамы), покрыта сверху декоративным пластиком. Тщательная герметизация стыков брусков и пластика способствует созданию внутри растяжения (при работе всех 5 вентиляторов) для оптимальной вентиляции контейнера и электромагнитов. Соленоид-концентратор в нерабочем положении выдвигается по специальным направляющим для установки контейнера с животными.

Работа устройства для воздействия на биологические объекты ПМП происходит следующим образом. Напряжение 220 В, 50 Гц при включении автоматического выключателя АВ-1 поступает на обмотку автотрансформатора, состоящую из 14 одинаковых секций. С помощью переключателей П1 и П2 осуществляется ступенчатое изменение напряжения, подаваемого на выпрямитель, состоящий из диодов Д1, ..., Д4. Сопротивления R1 и R2 предназначены для предотвращения протекания тока короткого замыкания при ошибочных операциях с переключателями П1 и П2. На выходе выпрямителя для сглаживания пульсаций 6800 мкФ.

Подключение трех групп электромагнитов и концентратора-соленоида выпрямленного напряжения включена емкость С1, равная 6800 мкФ. Подключение трех групп электромагнитов и концентратора-соленоида к выпрямленному и сглаженному напряжению осуществляется с помощью тумблеров Т1, ..., Т4. Сопротивление R7 предназначено для установки тока 3-й группы соленоидов (состоящей из 6 электромагнитов), равного току 1-й и 2-й групп (состоящей из 8 электромагнитов каждая). С помощью переключателя П3 осуществ-

ляется изменение тока соленоида-концентратора, тем самым может быть подобрано оптимальное соотношение токов групп электромагнитов и тока соленоида-концентратора. Вся контрольно-измерительная аппаратура установлена в отдельном блоке.

Несмотря на несогласованность результатов проводимых исследователями работ в области магнитобиологии, отмечается, что реакции организма на изучаемый фактор разнообразны и определяются индивидуальными особенностями биологического объекта. Эмбриотропное действие поля может наблюдаться при индукции магнитного поля большей 10–20 мТл и ежедневной экспозиции 2 часа. Изменения на энцефалограмме наступают при индукции 15–25 мТл, выброс сератонина и катехоламинов наблюдается при значениях индукции порядка 400 мТл при экспозиции 1 час.

Процессы образования электромагнитных полей представлены в [1; 2] и в данной статье не рассматриваются.

В магнитобиологическом эксперименте исследование проводилось в четырех сериях в зависимости от интенсивности и длительности действия ПМП. Животные подвергались 30-суточному воздействию в первых двух сериях ПМП с величинами индукции 15 и 60 мТл и ежедневной экспозицией 1 час. Материалами для исследования были тимус, надпочечники.

Оценку их морфофункционального состояния проводили, используя комплекс морфологических, морфометрических гистохимических и цитохимических методов. В препаратах тимуса исследовали максимально возможную количественную информацию о размерах основных структурных зон тимуса, диаметров просвета сосудистого русла органа. Получены многомерные характеристики, определяющие морфофункциональное состояние органа при различных режимах воздействия ПМП в разные сроки исследования, и наиболее значимые показатели, отражающие удельный вклад в общую динамику процессов изменения морфофункционального состояния изучаемых объектов.

Для этого в работе нами применялась модификация метода системного многофакторного анализа по Котельников Г.П. и соавт., 2006.

2. Многофакторный анализ

Под системой понимается комплекс морфометрических, биохимических, иммунологических и

многих других показателей различных структурных элементов, объединенных процессом функционирования, которого нет у составляющих его элементов. Система, включающая элементы разных типов и обладающая разными связями между ними, называется сложной. Одной из важных задач изучения сложной системы является понимание ее функционирования. В упрощенном виде системный анализ – это методика, позволяющая не упустить из рассмотрения важные стороны и связи изучаемого объекта, процесса, явления.

В основе системного многофакторного анализа лежит вычисление обобщенных (интегральных) показателей по полученным единичным параметрам в различных периодах патологического процесса или стадиях заболевания. Для вычисления этих показателей многомерные количественные характеристики с несопоставимыми абсолютными значениями переводят в сопоставимые путем вычисления относительных разностей [3–6]:

$$j = (x_j - x_0) / x_0, \quad (1)$$

где j – относительная разность каждого из параметров; x_j – среднее арифметическое значение j -го показателя одной серии исследований; x_0 – нормированное значение, принятое за норму среднего арифметического значения того же показателя.

Степень влияния отдельных показателей на функциональное состояние системы в целом оценивают по величине весового коэффициента (коэффициента влияния):

$$p_i = a / \sigma^2, \quad (2)$$

где a – постоянный множитель, выбираемый из удобства масштаба, а σ – среднеквадратичное отклонение, вычисляемое по формуле

$$\sigma^2 = \left(|m_i^2 - m_0^2| \right) / x_0^2, \quad (3)$$

где m_i – среднеквадратичное отклонение среднего арифметического значения каждого из показателей.

По полученным данным рассчитывают взвешенное среднее для каждой группы параметров. Это величина интегральная, характеризующая изучаемый процесс по заданному вектору (в относительных единицах):

$$X_{Bi} = \frac{\sum_{i=1}^n p_i X_j}{\sum_{i=1}^n p_i}. \quad (4)$$

Очень часто результаты медико-биологических исследований (иммунологические, гематологиче-

ские, морфометрические и др.) не подчиняются нормальному распределению. Нами предлагается в этих случаях для деления исследуемого фактора на интервалы или градации использовать медиану с верхним и нижним квартилями или процентилями в зависимости от необходимого числа групп. Кроме того, для получения несмещенных оценок интегрального показателя мы предлагаем исключить из исследуемой выборки экстремальные значения и выбросы [4–6].

Значения, находящиеся достаточно «далеко» от центра распределения, называются выбросами и экстремальными значениями, если они удовлетворяют следующим условиям (рис. 3).

1) Точка данных считается выбросом, если: значение в точке $> 3ВГ + к.в. \cdot (3ВГ - 3НГ)$, или значение в точке $< 3НГ - к.в. \cdot (3ВГ - 3НГ)$,

где $3ВГ$ – значение на верхней границе прямоугольника на диаграмме размаха (например, [среднее + стандартная ошибка] или [75-й процентиль]); $3НГ$ – значение на нижней границе прямоугольника на диаграмме размаха (например, [среднее – стандартная ошибка] или [25-й процентиль]); к.в. – коэффициент выбросов.

2) Точка будет экстремальной, если для ее значения выполнено следующее:

значение $> ВЗП + 2 \cdot к.в. \cdot (ВЗП - НЗП)$, или значение $< НЗП - 2 \cdot к.в. \cdot (ВЗП - НЗП)$,

где $ВЗП$ – верхнее значение прямоугольника на диаграмме размаха (например, среднее + стандартная ошибка или 75-й процентиль); $НЗП$ – нижнее значение прямоугольника на диаграмме размаха (например, среднее – стандартная ошибка или 25-й процентиль); к.в. – коэффициент выбросов (если он равен 1,5, то экстремальные значения находятся на расстоянии, большем утроенной разности верхнего и нижнего значений прямоугольника).

Мы предлагаем в случаях небольшого числа наблюдений или большого количества выбросов и экстремальных значений исключить из исследования наблюдения, значения которых меньше 5-го и больше 95-го перцентилей.

Использование медианы и перцентилей в качестве границ интервалов значений исследуемого показателя и исключение из исследования выбросов и экстремальных значений позволяют получить более однородные по количеству наблюдений группы.

Нами разработаны и применяется процедуры (файл-сценарии) для пакета статистических исследований SPSS одноименной фирмы и Microsoft

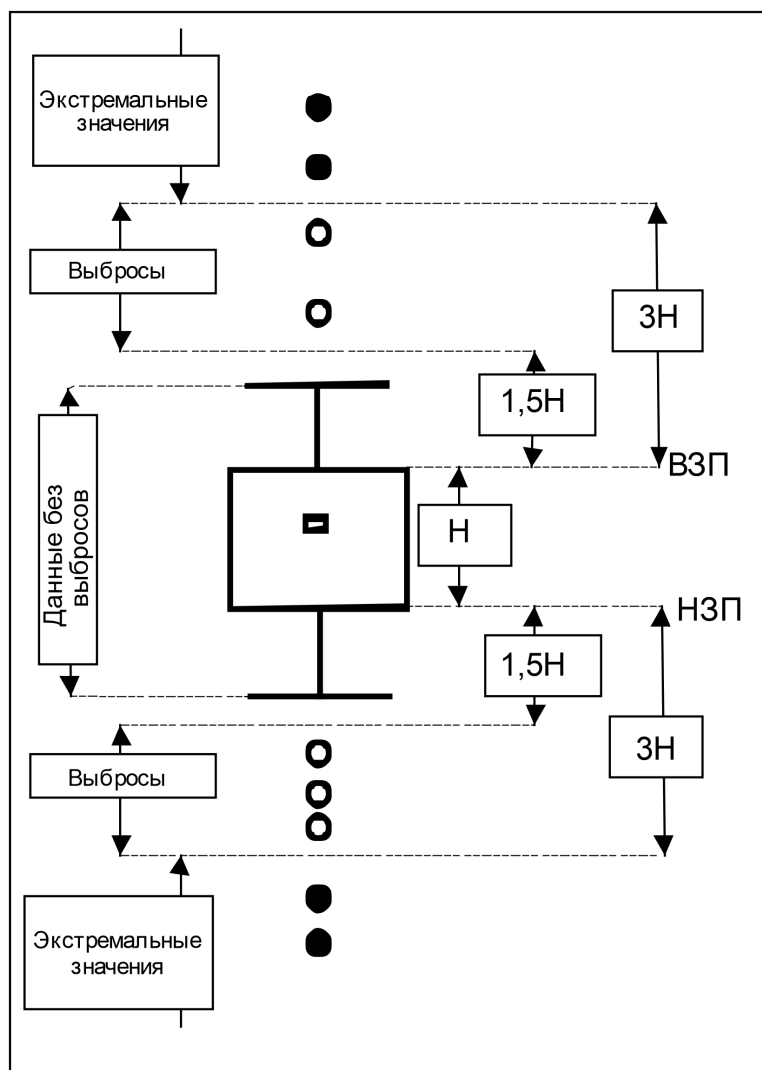


Рис. 3. Диапазоны выбросов и крайних точек на «классической» диаграмме размаха
Fig. 3. Ranges of outliers and extreme points on the «classical» range diagram

Excel, позволяющие автоматизировать и стандартизировать процесс как подготовки данных, так и проведения системного многофакторного анализа. Это значительно сокращает затраты времени на проведение математического моделирования, унифицирует все этапы обработки данных и уменьшает число ошибок субъективного характера. Данная методика позволяет оценивать практически неограниченное число параметров в нескольких группах сразу [3].

Заключение

Математическое моделирование изменений морфофункционального состояния коры надпочечников по одиннадцати биологическим параметрам в разные сроки воздействия нормированным ПМП при воздействии предельно допустимого уровня оценивалось по отклонению интерваль-

ного показателя и его нормированного значения [3–6]. Воздействие данного фактора приводило к отклонению интегрального показателя в клубочковой зоне надпочечников, на 30-е сутки оно составило $6,53 \pm 1,30 \cdot 10^{-2}$, в дальнейшем на 60-й день отклонение увеличилось на $8,28 \pm 1,55 \cdot 10^{-2}$, на 90-е – $4,84 \pm 1,50 \cdot 10^{-2}$, далее на 120-е сутки оно не отличалось от нормированного. В пучковой зоне надпочечников $5,30 \pm 0,13 \cdot 10^{-2}$, далее $6,20 \pm 0,21 \cdot 10^{-2}$ и $12,01 \pm 0,14 \cdot 10^{-2}$ соответственно. Изменения в структуре микроциркуляторного русла в различных зонах тимуса проявлялись частичным увеличением относительной площади сосудистого русла и расширением просвета структурных элементов гемомикроциркуляторного русла с явлениями истончения капилляров. После прекращения действия ПМП в сериях 15–30 мТл экспериментов морфофункциональное состояние тимуса возвращалось к норме.

Список литературы

1. Неганов В.А., Табаков Д.П. Решение задач электродинамики на основе сингулярных интегральных представлений электромагнитного поля: теория антенн, дифракция электромагнитных волн, метаструктуры // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2016. Т. 19, № 3. С. 49–59. URL: <https://journals.ssau.ru/pwp/article/view/7139>
2. Табаков Д.П., Майоров А.Г. О собственных значениях интегрального оператора сингулярного интегрального уравнения тонкого трубчатого вибратора // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2019. Т. 22, № 1. С. 26–31. DOI: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2019.22.1.26-31>
3. Морфологический анализ и математическое моделирование в изучении внутриорганной опографии кровеносных сосудов / П.А. Гелашвили [и др.]. Самара: Офорт, 2008. 223 с.
4. Влияние постоянного магнитного поля на вилочковую железу и надпочечники в магнитобиологическом эксперименте / И.Л. Слободянюк [и др.] // Проблемы информатики в образовании, управлении, экономике и технике: сб. статей XX Межд. научно-техн. конф., посвященной 75-летию Победы в Великой Отечественной войне. Пенза: Приволжский Дом знаний, 2020. С. 48–52.
5. Влияние постоянного магнитного поля на эндокринные железы биологического объекта (нормализация, системный многомерный анализ / В.А. Мачихин [и др.] // IV Научный форум телекоммуникации: Теория и технологии ТТТ-2020. Физика и технические приложения волновых процессов ФИТПВП-2020: мат. XVIII Межд. научно-техн. конф. Самара: ПГУТИ, 2020. С. 248–249.
6. Использование индекса фрактальности в медико-биологических исследованиях / В.А. Мачихин [и др.] // IV Научный форум телекоммуникации: Теория и технологии ТТТ-2020. «Физика и технические приложения волновых процессов ФИТПВП-2020»: мат. XVIII Межд. научно-техн. конф. Самара: ПГУТИ, 2020. С. 246–247.

Информация об авторах

Слободянюк Игорь Леонидович, полковник медицинской службы, кандидат медицинских наук, доцент Самарского государственного медицинского университета, г. Самара, Россия. Врач высшей категории, сертифицированный тренер тренажерного зала (Академия Life Fitness, г. Москва). 1 разряд по вольной борьбе.

Область научных интересов: спортивная медицина.

E-mail: savonarola256@yandex.ru

Никольская Юлия Владимировна, тренер-педагог детской юношеской спортивной школы «Икар», г. Саров, Россия. Заочный аспирант Пензенского государственного университета.

Область научных интересов: спортивная медицина.

E-mail: yuliya.nikolskaya.96@mail.ru

Кисляев Сергей Евгеньевич, кандидат технических наук, заведующий лабораторией аналитических комплексов и систем Самарского национального исследовательского университета имени академика С.П. Королева, г. Самара, Россия.

Область научных интересов: спортивная медицина, биотехнологии, медицинские приборы.

E-mail: thegreatsteamgolem@yandex.ru

Пичугина Полина Григорьевна, кандидат педагогических наук, доцент кафедры компьютерных технологий Пензенского государственного университета, г. Пенза, Россия.

Область научных интересов: математика, математическая статистика.

E-mail: polinapichugina@yandex.ru

Антипова Татьяна Александровна, кандидат технических наук, доцент кафедры физики Самарского государственного медицинского университета, г. Самара, Россия.

Область научных интересов: фрактальный анализ, математическая статистика.

E-mail: antipovata81@gmail.com

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

Матвеева Любовь Васильевна, доктор медицинских наук, профессор кафедры иммунологии, микробиологии и вирусологии Медицинского института Национального исследовательского Мордовского государственного университета имени Н.П. Огарева, г. Саранск, Россия.

Область научных интересов: медицина.

E-mail: matveevaljubov1@mail.ru

Мачихин Вячеслав Андреевич, кандидат технических наук, доцент кафедры электронных систем и информационной безопасности Самарского государственного технического университета, доцент кафедры радиоэлектронных систем Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики, г. Самара, Россия.

Область научных интересов: радиотехника, фрактальный анализ, медицинская техника.

E-mail: vmachihin@mail.ru

Поляков Виктор Алексеевич, кандидат медицинских наук, доцент кафедры реабилитологии, физиотерапии, курортологии и спортивной медицины Института повышения квалификации врачей Самарского государственного медицинского университета, г. Самара, Россия.

Область научных интересов: реабилитология, физиотерапия, курортология и спортивная медицина.

E-mail: viktorpolyakov47@gmail.com

Гаспаров Эрик Сергеевич, кандидат технических наук, доцент кафедры электронных систем и информационной безопасности Самарского государственного технического университета, г. Самара, Россия.

Область научных интересов: радиотехника, математическое моделирование случайных процессов.

E-mail: ericgasparov@rambler.ru

Майоров Андрей Геннадьевич, инженер кафедры физики Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики, г. Самара, Россия.

Область научных интересов: математическое моделирование электромагнитных процессов, антенны.

E-mail: andreyka.mayorov.92@mail.ru

Physics of Wave Processes and Radio Systems

2023, vol. 26, no. 3, pp. 123–131

DOI 10.18469/1810-3189.2023.26.3.123-131

UDC 303.722.22, 303.447.35, 537.636

Original Research

Received 9 March 2023

Accepted 10 April 2023

Published 27 September 2023

A device for exposure to a permanent magnetic field and a system multifactorial analysis in a magnetobiological experiment

Igor L. Slobodyanyuk¹, Yulia V. Nikolskaya², Sergey E. Kislyayev³,
Polina G. Pichugina⁴, Tatyana A. Antipova¹ , Lyubov V. Matveeva⁵,
Vyacheslav A. Machikhin⁶, Viktor A. Polyakov¹, Eric S. Gasparov⁶, Andrey G. Mayorov⁷

¹ Samara State Medical University

89, Chapayevskaya Street,

Samara, 443099, Russia

² YSS «Ikar»

43, bldg. 2, Muzrukov Avenue,

Nizhny Novgorod Region, Sarov, 607182, Russia

³ Samara National Research University

34, Moskovskoye shosse,

Samara, 443086, Russia

⁴ Penza State University

40, Krasnaya Street,

Penza, 440026, Russia

⁵ National Research Ogarev Mordovia State University

68, Bolshevistskaya Street,

Saransk, 430005, Russia

⁶ Samara State Technical University

244, Molodogvardeyskaya Street,

443100, Samara, Russia

⁷ Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics

23, L. Tolstoy Street,

Samara, 443010, Russia

Abstract – Background. Interest in the biological effects of electromagnetic radiation on biological objects is associated with the possibility of their use in solving a number of fundamental and applied problems: from the consideration of biological feedbacks in real time, which allows the development of electronic medical complexes, to the creation of neuro-computer interfaces, including components of living cells. **Aim.** The paper shows the development of a device for influencing biological objects with a permanent magnetic field, which allows modeling the basic parameters of the physical factor, for conducting a magnetobiological experiment with normalization of the effects of non-ionizing radiation of the specified parameters. **Methods.** The device for influencing biological objects of constant magnetic field allows to obtain, in a large volume, the most homogeneous magnetic field. **Results.** Mathematical modeling of changes in the morphofunctional state of the adrenal cortex according to eleven biological parameters at different periods of exposure to normalized constant magnetic field when exposed to the maximum permissible level was evaluated by the deviation of the interval indicator and its normalized value. The effect of this factor led to a deviation of the integral index in the glomerular zone of the adrenal glands on the 30th day was $-6,53 \pm 1,30 \cdot 10^{-2}$, later on the 60th day the deviation increased by $8,28 \pm 1,55 \cdot 10^{-2}$, on the 90th $4,84 \pm 1,50 \cdot 10^{-2}$, then on the 120th day, it did not differ from normalized. **Conclusion.** After the termination of the constant magnetic field in a series of 15–30 mT experiments, the morphofunctional state of the thymus returned to normal. Thus, the device is recommended for use in experimental activities.

Keywords – effects of magnetic fields; multifactorial analysis; magnetobiological experiment.

References

1. V. A. Neganov and D. P. Tabakov, "Solving problems of electrodynamics on the basis singular integral presentations of the electromagnetic field: antennas theory, the diffraction of electromagnetic waves, metastructures," *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 19, no. 3, pp. 49–59, 2016, url: <https://journals.ssau.ru/pwp/article/view/7139>. (In Russ.)
2. D. P. Tabakov and A. G. Mayorov, "Eigenvalues of integral operator of the singular integral equation for a thin tubular vibrator antenna," *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 22, no. 1, pp. 26–31, 2019, doi: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2019.22.1.26-31>. (In Russ.)
3. P. A. Gelashvili et al., *Morphological Analysis and Mathematical Modeling in the Study of Intraorgan Opography of Blood Vessels*. Samara: Ofort, 2008. (In Russ.)
4. I. L. Slobodyanyuk et al., "The influence of a constant magnetic field on the thymus and adrenal glands in a magnetobiological experiment," in *Problemy informatiki v obrazovanii, upravlenii, ekonomike i tekhnike: sb. statey XX Mezhd. nauchno-tekhn. konf., posvyashchennoy 75-letiyu Pobedy v Velikoy Otechestvennoy voyne*. Penza: Privolzhskiy Dom znaniy, pp. 48–52, 2020. (In Russ.)
5. V. A. Machikhin et al., "The influence of a constant magnetic field on the endocrine glands of a biological object (normalization, systemic multidimensional analysis)," in *IV Nauchnyy forum telekommunikatsii: Teoriya i tekhnologii TTT-2020. «Fizika i tekhnicheskie prilozheniya volnovykh protsessov FITPVP-2020»: mat. XVIII Mezhd. nauchno-tekhn. konf.* Samara: PGUTI, pp. 248–249, 2020. (In Russ.)
6. V. A. Machikhin et al., "Use of the fractality index in biomedical research," in *IV Nauchnyy forum telekommunikatsii: Teoriya i tekhnologii TTT-2020. «Fizika i tekhnicheskie prilozheniya volnovykh protsessov FITPVP-2020»: mat. XVIII Mezhd. nauchno-tekhn. konf.* Samara: PGUTI, pp. 246–247, 2020. (In Russ.)

Information about the Authors

Igor L. Slobodyanyuk, Colonel of the medical service, Candidate of Medical Sciences, associate professor of the Samara State Medical University, Samara, Russia. Doctor of the highest category, certified gym trainer (Life Fitness Academy, Moscow). 1 category in freestyle wrestling.

Research interests: sports medicine.

E-mail: savonarola256@yandex.ru

Yulia V. Nikolskaya, coach-teacher of the Children's Youth Sports School «Ikar», Sarov, Russia. Correspondence graduate student of the Penza State University.

Research interests: sports medicine.

E-mail: yuliya.nikolskaya.96@mail.ru

Sergey E. Kislyayev, Candidate of Technical Sciences, head of the Laboratory of Analytical Complexes and Systems, Samara National Research University, Samara, Russia.

Research interests: sports medicine, biotechnologies, medical devices.

E-mail: thegreatsteamgolem@yandex.ru

Polina G. Pichugina, Candidate of Pedagogical Sciences, associate professor of the Department of Computer Technologies, Penza State University, Penza, Russia.

Research interests: mathematics, mathematical statistics.

E-mail: polinapichugina@yandex.ru

Tatyana A. Antipova, Candidate of Technical Sciences, Associate Professor of the Department of Physics, Samara State Medical University, Samara, Russia.

Research interests: fractal analysis, mathematical statistics.

E-mail: antipovata81@gmail.com

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

Lyubov V. Matveeva, Doctor of Medical Sciences, professor of the Department of Immunology, Microbiology and Virology, National Research Ogarev Mordovia State University, Saransk, Russia.

Research interests: medicine.

E-mail: matveevaljubov1@mail.ru

Vyacheslav A. Machikhin, Candidate of Technical Sciences, associate professor of the Department of Electronic Systems and Information Security, Samara State Technical University, associate professor of the Department of Radioelectronic Systems, Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics, Samara, Russia.

Research interests: radio engineering, fractal analysis, medical technology.

E-mail: vmachihin@mail.ru

Viktor A. Polyakov, Candidate of Medical Sciences, associate professor of the Department of Rehabilitation, Physiotherapy, Balneology and Sports Medicine, Institute of Advanced Training of Doctors, Samara State Medical University, Samara, Russia.

Research interests: rehabilitation, physiotherapy, balneology and sports medicine.

E-mail: viktorpolyakov47@gmail.com

Eric S. Gasparov, Candidate of Technical Sciences, associate professor of the Department of Electronic Systems and Information Security, Samara State Technical University, Samara, Russia.

Research interests: radio engineering, mathematical modeling of random processes.

E-mail: ericgasparov@rambler.ru

Andrey G. Mayorov, Engineer of the Department of Physics, Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics, Samara, Russia.

Research interests: mathematical modeling of electromagnetic processes, antennas.

E-mail: andreyka.mayorov.92@mail.ru

К сведению авторов

В журнале «Физика волновых процессов и радиотехнические системы» могут быть опубликованы материалы, касающиеся оригинальных исследований и разработок, не публиковавшиеся ранее и не предназначенные для публикации в других изданиях. В зависимости от характера представляемых работ они классифицируются по следующим разделам: общая теория волновых процессов, математические методы в теории волновых процессов, вопросы анализа и синтеза радиотехнических устройств и систем, передача и обработка информации в радиотехнических системах, электродинамика и техника СВЧ и КВЧ, антенно-фидерные системы и распространение радиоволн, теория средств функциональной электроники, нелинейная электродинамика и хаос в радиотехнических системах, экологические и медико-биологические аспекты теории волновых процессов.

Все статьи проходят рецензирование и проверку в программе «Антиплагиат».

Материалы, сопровождаемые актом экспертизы о возможности опубликования, представляются в редакцию по почте и e-mail: klyuevd@yandex.ru). Текст статьи должен быть сохранен в формате **Microsoft Word**. Текст статьи печатается шрифтом **Times New Roman Cyr** (размер 14 пт) через 1,5 интервала на одной стороне стандартного листа формата А4. При использовании других TrueType шрифтов их необходимо прилагать в виде файлов.

Рисунки следует представлять только в виде файлов графических форматов **CDR, VSD, WMF** или **EPS** (векторная графика). Формат CDR предпочтительней. Текст на рисунках печатается шрифтом **Times New Roman Cyr** (размер 10 пт). В случае большой сложности рисунков допускается представление в виде графических форматов TIFF Bitmap и Windows Bitmap (растровая графика) и в виде распечатки на отдельных листах. Все рисунки должны быть приложены в виде отдельных графических файлов (для растровой графики – разрешением 600 dpi).

Все формулы, переменные, константы, а также размерности величин, содержащие надстрочные и(или) подстрочные символы, **в том числе и в рисунках**, должны быть набраны в редакторе формул **MathType 5**. Не допускается набор формул в текстовом виде без использования указанного редактора.

Один из двух экземпляров распечатки должен быть размечен по общепринятым правилам:

- во всех случаях, когда строчные и прописные буквы одинаковы по начертанию и отличаются только своими размерами (например, С и с, W и w и др.), необходимо подчеркивать прописные буквы двумя чертами снизу, а строчные – двумя чертами сверху;
- для различия между О (буквой) и 0 (нулем) букву О следует подчеркивать двумя чертами снизу;
- надстрочные знаки отчеркиваются дугой $\cup$, подстрочные – дугой $\cap$ (например, a_k ; a^k);
- индексы, являющиеся сокращениями от русских слов, поясняются отдельно (предпочтительно использование индексов с латинскими символами);
- греческие буквы подчеркиваются красным карандашом (например, β);
- матрицы подчеркиваются синим карандашом (например, $\underline{a}$);
- векторы обозначаются стрелками над буквами, усредненные величины – чертой сверху.

Внимание! Список литературы должен быть набран с соблюдением ГОСТ Р 7.0.5-2008 Библиографическая ссылка. Общие требования и правила составления.

– Статьи должны присылаться с указанием авторов, названия (обязательно), полного названия журнала, года, тома, номера или выпуска, страниц. Инициалы следуют после фамилии авторов, в качестве разделителя между страницами используется среднее тире без пробелов, например, 67–78:

Житнюк В.С., Мелков Г.А., Соловьев Д.А. Исследование включения полупроводникового диода в диэлектрический резонатор // Известия вузов. Радиоэлектроника. 1998. Т. 31. № 7. С. 76–79.

– Книги должны присылаться с указанием авторов, названия, места издания, названия издателя, года, количества страниц. Если авторов трое, то они указываются в начале библиографического описания (Иванов В.П., Архатов З.И., Пономарев С.С. Исследования...); если авторов больше трех, то сначала идет название книги или статьи, а затем через косую фамилия первого автора и слова «и др.» в квадратных скобках, т. е. Исследования... / С.С. Иванов [и др.]:

Кинг Р., Тай-Цзунь У. Рассеяние и дифракция электромагнитных волн / пер. с англ. Г.В. Воскресенского; под ред. Э.Л. Бурштейна. М.: Изд-во иностр. лит-ры, 1962. 195 с.

Полупроводники / С.С. Игнашевич [и др.]; под ред. К.Т. Андреева. СПб., 1978. 34 с.

Жилищное право: электрон. журн. 2007. № 1. URL: <http://www.gilpravo.ru> (дата обращения: 20.08.07).

– Патенты должны присылаться с указанием авторов, названия, номера патента, даты приоритета:

Патент 2003109213/09 (009761 Российская Федерация. Селективное экранирующее покрытие для защиты от электромагнитного излучения / А.А. Долбичкин, В.А. Неганов, О.В. Осипов; приоритет от 01.04.2003. 3 с.

Статья представляется в редакцию в двух экземплярах. Неразмеченный экземпляр распечатки должен быть подписан всеми авторами. Отдельно должен быть приложен реферат для ВИНТИ в двух экземплярах.

Представленные материалы **обязательно** должны включать следующую информацию:

- индекс универсальной десятичной классификации (УДК);
- инициалы и фамилии авторов, ORCID (orcid.org) на русском и английском языках;
- название статьи на русском и английском языках;
- краткую аннотацию (100–200 слов) и ключевые слова на русском и английском языках;
- реферат для ВИНТИ (в двух экземплярах);
- краткую (10–15 строк) творческо-биографическую справку, включающую фамилию, имя, отчество (полностью), ученую степень (звание, должность), область научных интересов;
- служебные и домашние адреса с обязательным указанием почтового индекса и номеров средств связи (телефон, e-mail).

При оформлении работ редакция просит руководствоваться приведенными ниже правилами:

- объем материала должен составлять не более 35 машинописных страниц формата А4, отпечатанных через полтора интервала;
- иллюстрации, таблицы выполняются в виде отдельного файла, нумерация проставляется только на распечатке. Обязательны названия на русском и английском языках;
- термины и определения, единицы физических величин, используемые в статье, должны соответствовать действующим ГОСТам;
- нумерация формул проставляется в круглых скобках, ссылки на использованные источники – в квадратных, сноски отмечаются звездочками.

Рукописи, в которых не соблюдены данные правила, возвращаются авторам без рассмотрения.

Редакция не ставит в известность авторов об изменениях и сокращениях рукописи, имеющих редакционный характер и не затрагивающих принципиальных вопросов.