12+

ТЕОРИЯ И ТЕХНИКА РАДИОСВЯЗИ

Научно-технический журнал

№ 4/2022

Воронеж 2022

Главный редактор
докт. техн. наук, проф.
В.И. НИКОЛАЕВ

РЕДАКЦИОННЫЙ СОВЕТ:

Председатель
докт. техн. наук, проф., академик РАН
В.И. БОРИСОВ

Заместитель председателя
докт. техн. наук, проф.
В.И. НИКОЛАЕВ

Члены редакционного совета
докт. техн. наук, доцент
М.Л. АРТЕМОВ (г. Воронеж)
докт. техн. наук, доцент
Р.Ю. БОРОДУЛИН (г. Санкт-Петербург)
докт. физ.-мат. наук, проф., академик РАН
А.С. БУГАЕВ (г. Москва)
докт. физ.-мат. наук, проф., академик РАН
Ю.В. ГУЛЯЕВ (г. Москва)
докт. техн. наук, проф.
В.В. ЗЕЛЕНЕВСКИЙ (г. Серпухов)
докт. техн. наук, проф.
Ю.Л. КОЗИРАЦКИЙ (г. Воронеж)
докт. техн. наук, проф., академик РАН
Н.А. КУЗНЕЦОВ (г. Москва)
докт. физ.-мат. наук, проф.
Ю.Б. НЕЧАЕВ (г. Воронеж)
докт. техн. наук, проф.
В.Н. ПОВЕТКО (г. Воронеж)
докт. техн. наук, проф.
А.Ю. САВИНКОВ (г. Воронеж)
докт. физ.-мат. наук, проф., академик РАН
А.С. СИГОВ (г. Москва)
докт. техн. наук, доцент
Н.М. ТИХОМИРОВ (г. Воронеж)
докт. техн. наук, проф.
В.А. ЦИМБАЛ (г. Серпухов)

Научно-технический журнал «Теория и техника радиосвязи» издаётся с 1966 года. Выходит 4 раза в год. В журнале публикуются статьи ведущих специалистов, докторантов и аспирантов АО «Концерн «Созвездие» (Воронежского НИИ связи) и отрасли по общим вопросам радиосвязи, теоретическим и экспериментальным исследованиям в области передачи непрерывных и дискретных сообщений, проблемам помехоустойчивости и методам передачи информации в условиях высокоорганизованного радиопротиводействия; особенностям построения различных видов систем связи с использованием узкополосных и широкополосных шумоподобных сигналов; вопросам разработки методов совмещения телекоммуникационных, измерительных и управляющих систем, а также другим вопросам областей исследований, соответствующих группе специальностей 2.2. «Электроника, фотоника, приборостроение и связь»: 2.2.13. Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения; 2.2.14. Антенны, СВЧ-устройства и их технологии; 2.2.15. Системы, сети и устройства телекоммуникаций.

Журнал входит в Перечень изданий, рекомендуемых ВАК РФ для опубликования основных результатов диссертаций на соискание учёной степени доктора и кандидата наук.

Издание зарегистрировано в Федеральной службе по надзору в сфере связи, информационных технологий и массовых коммуникаций, регистрационный номер ПИ № ФС77-36740 от 01.07.2009.

Подписной индекс 72972 в Интернет-каталоге «Пресса России».

Подписано в печать 24.11.2022. Дата выхода в свет 07.12.2022.
Формат 60×88 ⅛. Уч.-изд. л. 10,3. Тираж 200 экз. Заказ № 260. Свободная цена.

Учредитель и издатель: АО «Концерн «Созвездие».

Адрес издателя и редакции: 394018, г. Воронеж, ул. Плехановская, д. 14;
тел.: +7 (473) 252-52-52, доб. 10113; e-mail: office@sozvezdie.su
(для редакции журнала «Теория и техника радиосвязи»).
Отпечатано в типографии АО «Концерн «Созвездие»,
394062, г. Воронеж, ул. Антокольского, д. 10Б.

Страница издания в сети «Интернет»: http://www.sozvezdie.su/science/journal

© АО «Концерн «Созвездие», 2022

СОДЕРЖАНИЕ

№ 4, 2022

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ТЕОРИИ РАДИОСВЯЗИ

Системно-кибернетическая методология разработки систем управления, связи и радиоэлектронной борьбы
В.И. Борисов, С.В. Вилков ……..……..…… 5

Способы противодействия беспилотным летательным аппаратам
М.А. Белицкий, В.Н. Поветко …...…….. 9

ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ И АЛГОРИТМЫ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ УСТРОЙСТВ РАДИОСВЯЗИ

Оценка помехоустойчивости многоканального обнаружителя шумоподобного сигнала с принятием решения по каналу с максимальным значением сигнала при мажоритарном алгоритме контрольных проверок
Ю.В. Сидоров, В.И. Шестопалов, А.И. Мордовин ……...…… 18

О синтезе эффективных спектрозональных фильтров многоканального энергетического приемника для радиомониторинга
В.Ю. Полев, В.Н. Поветко, Е.А. Бокова ……..……...……... 34

Обобщенное неравенство Крамера–Рао для пеленгования источников радиоизлучения в условиях сложной электромагнитной обстановки
М.П. Сличенко, О.Н. Завалишина 41

Пропускная способность систем связи с технологией Massive MIMO при гибридном диаграммообразовании
Л.И. Аверина, П.А. Токарев, Н.Е. Гутерман ……. 46

Об эффективности сдвоенного приема
С.А. Постников, А.П. Солодовников, Т.Н. Скобелкина, Л.В. Струнская-Зленко …….. 54

Метод электродинамического зондирования подстилающей поверхности в месте развертывания антенн
Р.Ю. Бородулин, А.С. Леонюк ……..…….. 64

Взаимное влияние элементов защищенных активных фазированных антенных решёток
А.М. Шанин …… 73

Оптимальная комплексная обработка информации инерциальной навигационной системы и когерентного радиовысотомера в интересах уменьшения ошибок измерения скоростных параметров воздушного судна
А.Ю. Фролов, А.Ю. Трущинский, М. Мусаллам, С.А. Буланов …….. 80

Экспериментальные исследования напряжения возникновения коронного разряда на поверхности образца троса передающей выпускной самолетной СДВ-ДВ антенны
В.Н. Кузнецов, В.В. Кучеров, Т.В. Митрофанова, М.А. Чернокозов ……. 87

РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ И ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ ЭЛЕКТРОНИКА РАДИОСВЯЗИ

Технология получения наноструктур золота с твердотельными лучами для микро- и наноэлектроники
В.Е. Сахаров, Д.Б. Омороков, Н.Ю. Евсикова ……...…...……. 95

РАЗНОЕ

Апробация методики формирования производственной программы предприятия с использованием модели Раша
С.С. Медведев, Е.И. Макаров, С.И. Моисеев, М.И. Королев …….……...…….. 101

РЕКЛАМА

Комплексная навигационная аппаратура «АЗИМУТ» ……...... 110

Общие вопросы теории радиосвязи

Теория и техника радиосвязи. 2022. № 4. С. 5–8. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2022. No. 4. Pp. 5–8. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 621.391.28

Системно-кибернетическая методология разработки систем управления, связи и радиоэлектронной борьбы

Василий Иванович Борисов[1], Сергей Валерьевич Вилков[2]
[1,2]Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия
[1]va.a.yanina@sozvezdie.su, [2]s.v.vilkov@sozvezdie.su

Аннотация. *Предложена методология перехода от платформоцентрического к сетецентрическому управлению, построению самоорганизующихся сетей (MESH-сетей), реализации синергетического эффекта (военный синергизм).*

Ключевые слова: *системы управления, связи и радиоэлектронной борьбы, самоорганизующиеся сети, сетецентрическое управление, синергетический эффект.*

Common issues of radio communication theory

System-cybernetic methodology of control, communication and electronic warfare systems development

Vasily I. Borisov[1], Sergey V. Vilkov[2]
[1-3]Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia
[1]va.a.yanina@sozvezdie.su, [2]s.v.vilkov@sozvezdie.su

Abstract. *The methodology of transition from platform-centric to network-centric control, to construction of self-organizing networks (MESH-networks), to realization of synergic effect (military synergism) is offered.*

Keywords: *control, communication and electronic warfare systems, self-organizing networks, network-centric control, synergic effect.*

По мере накопления знаний и расширения сферы научных исследований, обусловленного требованиями общественной практики, начиная с XVIII века в развитии науки всё более отчетливо стала проявляться тенденция дифференциации знаний, выражающаяся в увеличении количества отдельных наук (химия, физика, математика, биология, география и т.д.) и в ослаблении связей между ними.

Однако одновременно с процессом дифференциации знаний в общенаучной методологии возникла тенденция интеграции знаний, примером которой явилось формирование в XX веке нового научного направления, основу которого составили фундаментальные обобщающие понятия и концепции, такие как *система, среда, концепция системного перехода* [1, 2].

Важную роль при этом сыграло введенное академиком А. Бергом определение кибернетики как «*науки об оптимальном управлении сложными динамическими системами*»; он называл кибернетику «*наукой величайших возможностей*».

Всё это позволяет говорить о становлении во второй половине XX века нового фундамен-

© Борисов В.И., Вилков С.В., 2022

тального направления в современной науке, которое может быть названо ***теорией системных исследований***.

Таким образом, *науку о системах* не совсем корректно сравнивать с другими науками – правильнее рассматривать ее как новое измерение в науке.

В качестве количественного показателя этого измерения предполагается ввести «энтропию систем управления». В упрощенном понимании энтропия – это количественный показатель беспорядка. В разных научных дисциплинах имеются свои понятия энтропии: термодинамическая, информационная, статистическая и другие, но между ними имеется глубокая внутренняя связь. Фактически все эти виды – различные интерпретации одного понятия. Если система замкнутая, т.е. изолирована от внешней среды, то она перераспределяет энтропию внутри себя и быстро приходит в равновесие. Рассматриваемая система управления является открытой системой, для которой должен выполняться следующий принцип: ее структурное состояние должно стремиться к такому, при котором производство энтропии минимально, что доказано в виде теоремы бельгийского ученого И. Пригожина.

В ближайшее десятилетие в АО «Концерн «Созвездие» получат развитие системы управления, системы связи и системы радиоэлектронной борьбы [1–4]. Следуя общепринятому определению, термин «система» означает совокупность N элементов и R связей между элементами.

Развитие промышленности и информационных технологий включает в себя шесть технологических укладов, пять из которых определяют развитие промышленности, а шестой уклад определяет развитие информационных технологий (рис. 1).

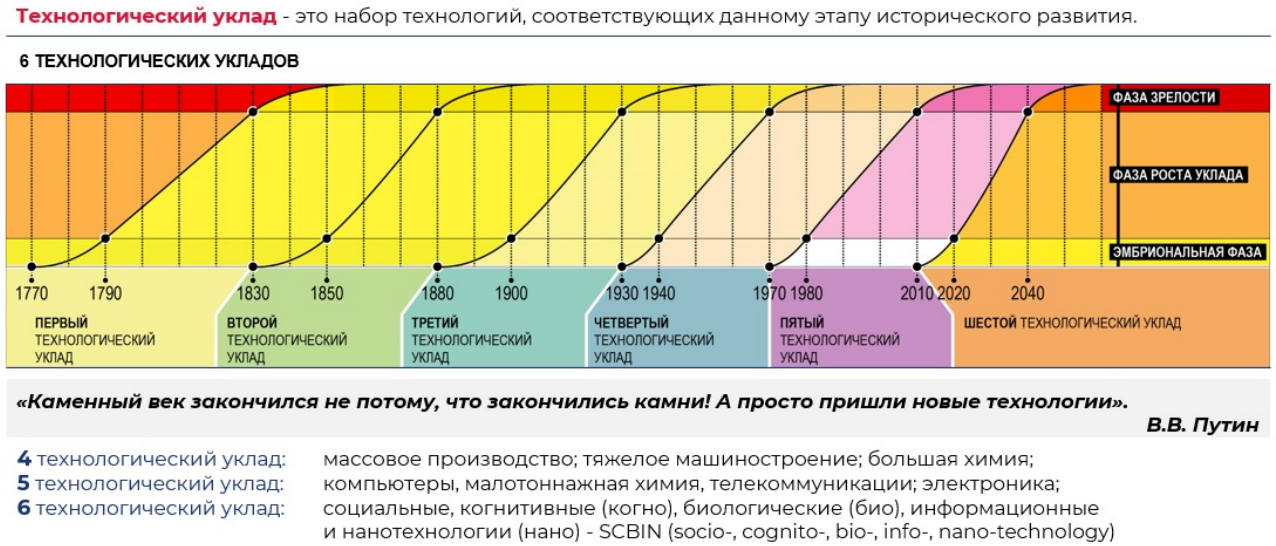


Рис. 1. Шесть технологических укладов развития промышленности и информационных технологий

По классификации академика РАН С.Ю. Глазьева технологическое развитие с 1880-х по 1930-е годы определялось третьим укладом, главными технологическими достижениями которого стали электродвигатель, электротехническое и тяжелое машиностроение.

В рамках четвертого уклада ключевую роль играли такие отрасли, как автомобиле- и тракторостроение, цветная металлургия, производство товаров длительного пользования, стратегические материалы, органическая химия, добыча и переработка нефти.

С 1970–1980 годов экономику стран-лидеров определяет пятый технологический уклад (рис. 2). К числу ведущих отраслей относятся электронная промышленность, телекоммуникации и вычислительная техника [3].

Рис. 2. Технологии 5-го технологического уклада

В основу построения технологической платформы заложен переход от платформоцентрического к сетецентрическому управлению [1–4]. Особенностями платформоцентрического управления являются достижение превосходства над противником за счёт постоянно увеличивающейся мощности основных средств (самый большой самолёт, самая мощная ракета, самая мощная подводная лодка) и стабильности иерархических систем передачи информации между командными инстанциями. Иерархическое управление обуславливает движение основных потоков «сверху вниз» и «снизу вверх», то есть обмен осуществляется по вертикали между верхними и нижними этажами структуры (стволовой принцип). Равные по рангу подсистемы обмениваются информацией через объединяющий их вышестоящий орган.

Сетецентрическое управление строится на интеграции разнообразных вычислительных информационно-телекоммуникационных ресурсов в единую информационную среду, что предопределяет формирование принципиально новой концепции боевых действий, получившей название *«Сетецентрическое управление – сетецентрические войны»*.

Концепция «Сетецентрическое управление – сетецентрические войны» появилась в конце 90-х годов и получила обозначение C5I – Command, Control, Communications, Computers, Intelligence and Combat Systems. Здесь к стандартной концепции C4I добавляется еще один элемент «C» – боевые системы. Таким образом, концепция C5I рассматривает боевые системы как своеобразные устройства, подключенные к единой сети. В зависимости от выбора сетевой архитектуры и её типа такими устройствами могут быть корабли, самолёты, различные средства поражения, средства управления, связи, разведки и наблюдения, группа военнослужащих или отдельные солдаты, а также комбинации и тех, и других. В этом случае возможности боевых формирований определяются не столько индивидуальными тактико-техническими характеристиками ВВТ, сколько возможностями всей группы подключенных к сети средств. В этом, собственно, и проявляется синергетический эффект. *Военный синергизм – это эффект от совместного действия объединённых в сеть средств вооружённой борьбы, который по совокупному результату превышает сумму эффектов тех же средств по отдельности.*

Суть сетецентрической войны заключается в достижении успеха в вооружённой борьбе не за счёт преимущества в численности и огневой мощи, а в результате превосходства в информационных возможностях и применения воинских формирований на основе сетецентрических структур. Эти формирования, рассредоточенные на значительных расстояниях и представляющие собой различные рода и виды войск, благодаря широкому использованию информационно-телекоммуникационных технологий будут способны вести действия, находясь на значительном расстоянии друг от друга.

В основе развития экономики любой страны мира лежит базовый принцип «*единство науки, образования и промышленности*».

Наука и промышленность в своем диалектическом взаимодействии являются основой развития любого общества. Знаменитый английский философ Фрэнсис Бэкон (1561–1626) первым четко сформулировал прагматическую функцию науки – служить рациональной основой промышленности.

В процессе реализации инновационного развития предлагается использовать выдающееся достижение XX века: открытие эффекта динамического хаоса, описываемого моделью «эффекта бабочки». В соответствии с ним взмах крыльев бабочки в нужное время и в нужном месте может через 2–3 недели привести к разрушительному урагану в сотнях километров от того места, где бабочка взмахнула крыльями. *Именно такой системой является научно-техническая среда*: в ней одно открытие, изобретение или технология могут кардинально изменить ситуацию.

Лауреата Нобелевской премии П.Л. Капицу в свое время спросили: оправданы ли в его вузе сверхнагрузки на студентов и преподавателей, вложенные ресурсы? «Если мы сумеем за 20 лет вырастить одного физика уровня Ньютона или Эйнштейна, то всё будет оправдано», – последовал ответ.

Список источников

1. *Артемов М.Л., Борисов В.И., Маковий В.А., Сличенко М.П.* Автоматизированные системы управления, радиосвязи и радиоэлектронной борьбы. Основы теории и принципы построения / Под. ред. М.Л. Артемова. М.: Радиотехника, 2021. 556 с.

2. *Клир Дж.* Системология. Автоматизация решения системных задач / Пер. с англ. М.А. Зуева; под ред. А.И. Горлина. М.: Радио и связь, 1990.

3. *Борисов В.И.* Прогноз развития науки, техники и технологий в радиоэлектронной промышленности до 2030 года // Сб. трудов XXVI Междунар. науч.-техн. конф. «Радиолокация, навигация, связь». 2020. Т. 1. С. 27–36.

4. *Борисов В.И.* Направления развития автоматизированных систем управления и связи // Сб. трудов XXV Междунар. науч.-техн. конф. «Радиолокация, навигация, связь». 2019. Т. 1. С. 35–42.

Информация об авторах

В.И. Борисов, д.т.н., профессор, академик РАН, научный руководитель
С.В. Вилков, временный генеральный директор

Information about the authors

V.I. Borisov, D.Sc. in Engineering Sciences, Professor, Academician of RAS, Scientific Adviser
S.V. Vilkov, Interim Director-General

Статья поступила в редакцию 14.10.2022
Одобрена после рецензирования 20.10.2022
Принята к публикации 21.10.2022

The article was submitted 14.10.2022
Approved after reviewing 20.10.2022
Accepted for publication 21.10.2022

Теория и техника радиосвязи. 2022. № 4. С. 9–17. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2022. No. 4. Pp. 9–17. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 621.39

Способы противодействия беспилотным летательным аппаратам

Михаил Александрович Белицкий[1], Василий Николаевич Поветко[2]
[1,2]Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия
[1]coobox@inbox.ru, [2]pvp79@inbox.ru

Аннотация. *Рассмотрена классификация беспилотных летательных аппаратов (БПЛА), преимущества и недостатки их применения, а также способы противодействия БПЛА. Проанализирована эффективность описанных способов применительно к различным БПЛА. На основании анализа сделаны выводы о необходимости комплексного подхода к решению задачи противодействия БПЛА.*

Данная статья может быть полезна специалистам в области построения и применения систем противодействия БПЛА.

Ключевые слова: *беспилотный летательный аппарат (БПЛА), группа (рой) БПЛА, мультикоптеры, классификация БПЛА, способы противодействия БПЛА, эффективность противодействия БПЛА.*

Ways to counter unmanned aerial vehicles

Mikhail A. Belitsky[1], Vasily N. Povetko[2]
[1,2]Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia
[1]coobox@inbox.ru, [2]pvp79@inbox.ru

Abstract. *The classification of unmanned aerial vehicle (UAVs), the advantages and disadvantages of their use, as well as ways to counter UAVs are considered. The effectiveness of described ways is analyzed in relation to various UAVs. Based on the analysis, conclusions about the need an integrated approach to solving the problem of countering UAVs are drawn.*

This article may be useful for specialists in the field of construction and use of UAV countermeasure systems.

Keywords: *unmanned aerial vehicle (UAVs), a swarm of UAVs, multicopters, classification of UAVs, UAV countermeasure systems, effectiveness of countering UAV.*

С появлением новых технологий в построении радиоуправляемых робототехнических устройств, которые с каждым годом становятся более доступными широким слоям населения, возникают новые вызовы. Применение различных БПЛА регулярными войсками, военизированными организациями и партизанскими формированиями во время военных конфликтов по всему миру стало реальностью. На сегодняшний день БПЛА становятся высокоэффективным инструментом ведения войны, и это лишь вопрос времени – когда население столкнется с массовым применением БПЛА в террористических атаках. В связи с этим эффективное противодействие БПЛА или дронам приобретает в современных реалиях особое значение.

Область задач, связанных с противодействием БПЛА, можно обобщить военным термином «противовоздушная оборона». Этот чисто военный термин теперь используется в связи с противодействием, в том числе, коммерчески-доступным БПЛА легкого класса малого радиуса действия в соответствии с российской классификацией БПЛА (взлетная масса 5–50 кг и дальность действия 10–70 км), которые в руках отдельных лиц или групп могут нанести значительный ущерб, в том числе объектам критически важной инфраструктуры.

Важным аспектом современной защиты от атакующих БПЛА является их раннее обнаружение, что позволяет выиграть время и использовать необходимую и достаточную систему противодействия.

Например, дрон с взрывчатым веществом на борту опасно сбивать над населенным пунктом или охраняемым объектом, и если его вовремя не обнаружить, то список применимых способов противодействия значительно уменьшится. Также стоит учитывать то, что дорогостоящие оборонные комплексы, способные вести борьбу с

© Белицкий М.А., Поветко В.Н., 2022

БПЛА на расстоянии в десятки километров, не всем и не везде доступны.

В настоящей работе рассмотрена классификация БПЛА, преимущества и недостатки их применения, а также способы противодействия БПЛА. При этом проведен анализ описанных способов с целью поиска универсального и наиболее эффективного способа противодействия применительно к различным БПЛА.

Классификация и назначение БПЛА

Беспилотный летательный аппарат (БПЛА) – летательный аппарат самолетного или вертолетного типа без экипажа на борту, полет которого осуществляется либо по заранее заложенной программе, либо путем удаленного управления по каналам связи.

Чтобы сделать выводы об эффективности той или иной системы противодействия БПЛА, необходимо классифицировать их по типу, функционалу и выполняемым задачам, проанализировать их преимущества и недостатки, а также рассмотреть основные способы противодействия им.

БПЛА можно классифицировать по следующим параметрам [1, 2]:

– по скорости полета (малоскоростные, среднескоростные и скоростные);

– по дальности полета (ближней, малой, средней и большой дальности);

– по уровню решаемых задач (стратегические, оперативно-тактические, тактические);

– по размеру и полезной нагрузке (самые маленькие современные БПЛА имеют размер несколько миллиметров и могут весить всего несколько граммов, а размеры сверхтяжелых БПЛА измеряются метрами, а их вес составляет несколько тонн);

– по принципу полета (самолетного и вертолетного типа);

– по типу двигателя (электродвигатели, двигатели внутреннего сгорания и комбинированное решение, когда на одном летательном аппарате используются разные двигатели совместно);

– по типу управления (дистанционно-пилотируемые, автономные, с комбинированной системой управления);

– по назначению (многоразового (разведывательные, транспортные) и одноразового (дрон-камикадзе) применения);

– по различным тактико-техническим характеристикам.

Наиболее распространены на сегодняшний день БПЛА с вертолетным и самолетным принципами полета. К примеру, мультикоптеры приобрели популярность сравнительно недавно, примерно с 2010 года. Они представляют собой корпус произвольной формы с различным числом пропеллеров. Как правило, это от 2 до 8 винтов. Наибольшее распространение получили **квадрокоптеры** (летательные аппараты с 4 пропеллерами). Управление такими БПЛА простое, а распределенные винты и возможность зависания в воздухе делают их очень маневренными. Главным их недостатком является низкая скорость и продолжительность полета.

Интересен также пример нестандартного типа БПЛА – так называемого **привязанного БПЛА**. Данный БПЛА был разработан с целью отделения от него батареи питания, так как она является весьма тяжелым элементом ограниченной емкости. Соответственно, такие БПЛА соединяются с наземными элементами питания проводом. Данная конструкция позволяет беспилотнику неделями находиться в воздухе. Как следствие, такие аппараты неспособны передвигаться на большие расстояния, но длительное зависание в воздухе делает их незаменимыми в задачах, связанных с наблюдением или функциями ретрансляции, приема или передачи сигналов [3].

Состав и оснащение БПЛА

Традиционно БПЛА оснащается комплектом минимально необходимой бортовой аппаратуры, куда входят [4]:

– двигательная установка;

– система электроснабжения;

– навигационная система (автономная или основанная на использовании сигналов спутниковых радионавигационных систем);

– система связи, включающая в себя каналообразующую аппаратуру КРУ, по которой осуществляется управление БПЛА с ПУ и передаются телеметрические данные о состоянии оборудования БПЛА, а также каналообразующую аппаратуру передачи данных от целевой нагрузки;

– целевая нагрузка (аппаратура разведки и средства поражения).

Основными задачами БПЛА являются: боевые (поражение объектов), обеспечивающие (разведка) и специальные (создание помех, ретрансляция сигналов, доставка грузов и др.).

В большинстве случаев БПЛА решают следующие частные задачи [5, 6, 7]:

– ведение наблюдения и разведки, в том числе в реальном масштабе времени;

– нанесение ударов по наземным и надводным целям самостоятельно или носимыми средствами поражения;

– постановка радиоэлектронных помех;

– целеуказание для других средств поражения, а также корректировка их применения;

– транспортировка и доставка грузов и средств в заданный район;

– ретрансляция данных между удаленными абонентами сетей связи;

– отвлечение внимания или использование их в качестве ложных воздушных целей;

– препятствование воздушному движению в аэропортах.

Таким образом, решаемые БПЛА задачи весьма разнообразны, а противодействие БПЛА является актуальным направлением исследований и разработок.

Преимущества и недостатки БПЛА

Основными преимуществами БПЛА, затрудняющими задачу их обнаружения и противодействия им, являются [8–11]:

– возможность удаленного выполнения задач при безопасном удалении оператора и при этом – обеспечение оператора информацией о ходе выполняемой задачи практически в реальном масштабе времени;

– применение широкого спектра малогабаритных целевых нагрузок на современной элементно-компонентной базе (радиолокационных станций, средств радиоэлектронной разведки, боевых частей с направленным поражением др.);

– возможность длительного нахождения над зоной боевых действий, а также возможность самостоятельного подавления или поражения средств ПВО;

– низкая заметность БПЛА в радиолокационном и оптическом диапазонах за счет более низких массогабаритных характеристик по сравнению с пилотируемыми летательными аппаратами (ЛА) и широкого применения в конструкции БПЛА пластиковых и композитных материалов;

– возможность совершать полеты с высокими перегрузками и использовать режимы полета, приводящие к снижению эффективности существующих и перспективных средств ПВО: возможность полета на предельно малых высотах (до 50 метров) с использованием защитных свойств рельефа местности, а также на низких скоростях полета (10–30 м/с); при этом большинство современных ЗРК имеют ограничения на обстрел воздушных целей при их минимальной высоте до 1 км и минимальной скорости до 100 м/с. Кроме того, при приеме отраженных сигналов РЛС от малоразмерных, малоскоростных БПЛА возможно их попадание в стробы защиты РЛС от пассивных помех и стационарных предметов (что делает БПЛА неразличимыми для РЛС на фоне местности или в облаке пассивных помех);

– малые геометрические размеры, обуславливающие низкие значения вероятностей поражения снарядами зенитной артиллерии, а также приводящие к несрабатыванию радиовзрывателей зенитных управляемых ракет при их подлете в район малоразмерной цели;

– скрытность применения БПЛА, обеспечиваемая относительной бесшумностью их двигателей, а также за счет полета в режиме «радиомолчания» до выхода их в зону непосредственного боевого применения;

– значительное снижение общего уровня затрат, связанных с переброской и временным базированием достаточно компактных подразделений БПЛА в районы боевого предназначения, ремонтом и обслуживанием БПЛА и обеспечивающей аппаратуры в полевых условиях.

При этом риск успешного применения БПЛА значительно возрастает, а эффективность защиты снижается в следующих случаях:

– БПЛА может выполнять задачу в автономном полете без использования системы глобального позиционирования (GPS);

– атаковать цель может рой БПЛА (БПЛА микро- и мини-классов ближнего радиуса действия могут нести небольшой объем взрывчатого вещества, но поражать объекты почти одновременным подрывом группы или роя БПЛА);

– БПЛА может распознавать объект атаки;

– БПЛА имеют несколько каналов дистанционного управления, а значит, больше возможностей для управления.

Отметим, что противодействие **группе (рою) БПЛА** – отдельный, более сложный вопрос, как с точки зрения обнаружения, так и защиты. Управление и координация роя обусловлены применением сложных сенсорных систем и искусственного интеллекта. В случае однородных или неоднородных групп БПЛА существует ряд новых возможностей и способов обнаружения. Применение активных радиолокационных способов будет зависеть не только от характери-

стик каждого отдельного БПЛА, но и от расстояния между ними. То есть если технические возможности радара могут формировать «групповую цель» (когда система радара «предполагает», что несколько БПЛА являются единой целью), то дальность обнаружения, вероятно, увеличится. Если расстояние между БПЛА превысит разрешение радара, произойдет классификация «группы целей». При этом высокая плотность радиотрафика между БПЛА в рое увеличивает эффективность обнаружения роя БПЛА как «групповой цели». Защита от роя БПЛА – это подраздел исследований, которому в будущем будет уделяться особое внимание.

Основными недостатками БПЛА являются:

– ограничения по применению в зависимости от времени суток и погодных условий для отдельных категорий БПЛА;

– низкий уровень технической надежности и «интеллектуальности» действий БПЛА в автономном режиме;

– низкая живучесть и устойчивость БПЛА к физическому воздействию любого рода;

– низкая скрытность каналов радиоуправления (КРУ) и передачи данных;

– подверженность КРУ и канала спутниковой навигации БПЛА воздействию радиоэлектронных помех;

– сравнительно небольшая дальность действия дистанционного управления БПЛА с ПУ при отсутствии дополнительных средств ретрансляции;

– существенные ограничения по массе и составу полезной нагрузки.

Особо необходимо отметить, что каждое существенное внешнее возмущение (попадание осколка или пули, резкий порыв ветра, восходящий или нисходящий воздушный поток, попадание БПЛА в воздушную яму) может привести к потере пространственной ориентации БПЛА и последующей аварии [12, 13].

Вместе с тем, подавление радиоканала приема сигнала управления от наземного ПУ (или обратного канала передачи данных к наземному ПУ) либо канала спутниковой навигации приводит к дезориентации БПЛА и невозможности выполнения задачи. Результат – принудительная посадка дрона или его возвращение на базу.

При этом по опыту применения БПЛА в локальных войнах специалистами сделан вывод, что частота аварий БПЛА многократно выше, чем пилотируемых ЛА. Основными причинами этого являются значительно меньшая надежность бортового радиоэлектронного оборудования (РЭО) БПЛА и отсутствие дублирования функций основного РЭО ввиду малой грузоподъемности БПЛА, в отличие от пилотируемых ЛА.

Кроме того, при сбоях в работе пилотируемого ЛА летчик в ряде случаев способен быстро диагностировать и исправить случившуюся во время полета аварийную ситуацию, устранить неисправность, взять на себя ручное управление и т.д., а при эксплуатации БПЛА такие действия в полете провести невозможно. Высокая уязвимость БПЛА для различных факторов боевой обстановки и их низкая «интеллектуальность» в автономном режиме ввиду отсутствия таких незаменимых человеческих качеств, как оперативное принятие решения, возможность переноса основных усилий на новые, более важные объекты, умение уклоняться от опасности и оперативно применять меры по обману противника, введению его в заблуждение и т.д., являются сегодня неразрешимыми проблемами, снижающими эффективность боевого применения современных БПЛА.

Способы противодействия БПЛА

Для борьбы с БПЛА используются следующие **системы** [14, 15, 16]:

- Система выявления – производит сканирование радиочастотного спектра и выявляет потенциально опасные каналы связи, по которым осуществляется управление квадрокоптерами и передача видеоизображения.
- Система подавления – канал управления дроном дублируется и подменяется новыми инструкциями от системы противодействия. БПЛА уводится на безопасное расстояние, выводится из строя либо двигается по ложным координатам.
- Система мониторинга – интерфейс, помогающий быстро принимать решения по обеспечению защиты от БПЛА.

Акустические

БПЛА всегда оснащаются гироскопом, который работает на определенной частоте. И если получится подобрать нужную частоту, то гироскоп можно ввести в состояние резонанса, при котором беспилотник становится практически неуправляем. Как следствие, возникает аварийная ситуация, и аппарат выходит из строя.

Главной проблемой повсеместного использования данного способа защиты является сложность подбора резонансной частоты. Некоторые

гироскопы работают в ультразвуковом диапазоне, а некоторые – в слышимом. Команда из института KAIST (Южная Корея) экспериментально подтвердила эффективность данного способа в 50% случаев, из чего можно сделать вывод о том, что данный способ не является универсальным.

Известны случаи, когда удавалось сделать мультикоптер практически неуправляемым, создавая для акселерометра шумы. Есть ряд своих источников вибраций и помех для данного устройства, например пропеллеры, вентильные двигатели, крепления, которые производители пытаются уменьшить с помощью фильтра.

На рис. 1 продемонстрирован график уровня шума без использования амортизирующего слоя и, наоборот, при его применении.

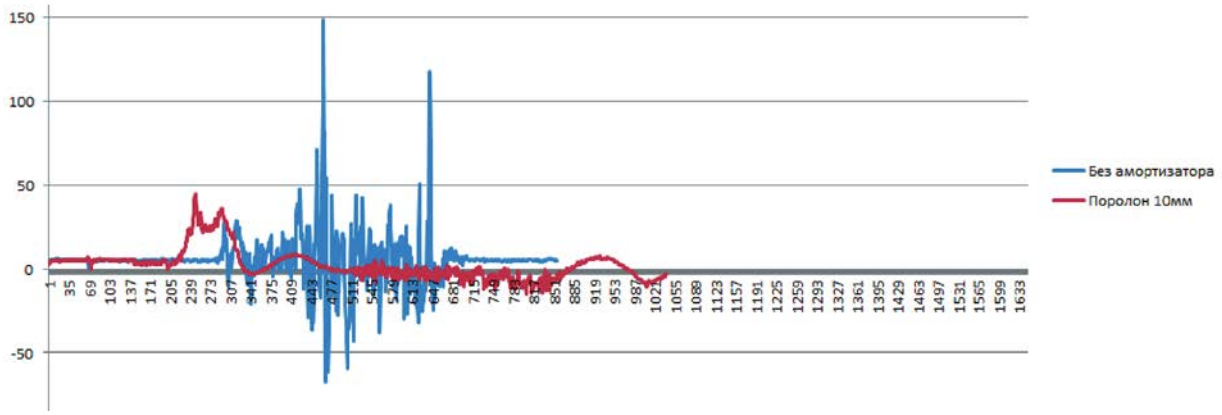


Рис. 1. Зависимость уровня шума от слоя шумоизоляции

Как видно, если не защищать акселерометр летательного аппарата, то шумы становятся слишком высокими и мешают работе системе стабилизации. На основании этих данных именно акселерометр также может быть уязвимым местом для акустических способов борьбы с БПЛА [17].

Лазерные

LWS (Laser Weapon System), или лазерные системы – одно из самых перспективных направлений, так как они способны к внушительным поражающим воздействиям и в то же время имеют компактные размеры.

Испытания показывают, что захват цели возможен на расстоянии до 15 километров с мощностью системы всего в 2 кВт, что позволяет вывести из строя БПЛА малых размеров посредством повреждения сенсоров, датчиков и других уязвимых элементов.

Собранный современный прототип данной установки имеет вес около 200 килограмм, водяную систему охлаждения и резервную систему питания от аккумуляторов. Также на американский рынок еще в 2017 году вышла установка мощностью более 30 кВт, способная уничтожать цели на расстоянии до 9 километров [17].

Микроволновые

Принцип действия данной системы защиты в том, чтобы дистанционно вывести из строя часть бортовой электроники БПЛА.

Данный способ является практически универсальным, однако требует очень больших энергетических затрат и дорогостоящего оборудования, поэтому данными установками могут быть оснащены только крупные предприятия и оборонные комплексы. Также специфика установки не гарантирует безопасность других летающих объектов в зоне поражения оборонительного сооружения.

Системы радиоэлектронного противодействия

Можно выделить следующие виды действия РЭС [15, 16]:

– системы автоматического обнаружения БПЛА в заданном секторе (оптические, радарные, акустические, по радиоизлучению, комбинированные);

– системы перехвата управления БПЛА;

– системы постановки помех в канале управления беспилотником;

– системы постановки помех для работы систем геопозиционирования БПЛА на частотах

GPS/ГЛОНАСС и других систем спутникового геопозиционирования.

Компания DroneShield (США) достигла существенных результатов в построении систем противодействия БПЛА, способных обнаруживать и заглушать сигнал, исходящий от дрона, и обезвреживать его. Регламентируемая дальность такого рода систем находится в районе 2 км [9].

Механические способы

Захват дрона сетью – технически самый нехитрый способ борьбы с БПЛА. Данные установки бывают двух типов. Первый – захват нарушителя осуществляется с помощью дрона-перехватчика. Достаточно подлететь к цели, накинуть на нее сеть, и она сама запутается в винтах, тем самым сбив нарушителя. Второй тип подразумевает наземную установку, которая с земли будет метать сеть в нарушителя.

Механические способы борьбы с БПЛА также не являются универсальными и достаточно эффективными, так как подходят не для всех ситуаций и требуют определенной сноровки и навыков команды противодействия. Но стоит отметить, что, например, для борьбы с привязанными дронами способ механического противодействия будет наиболее простым и эффективным в сравнении с другими.

Если рассматривать дроны самолетного типа, то против них данный способ противодействия будет практически бесполезен, так как попросту не будет времени развернуть или поднять в воздух систему защиты – самолет уже выполнит свою задачу, будь то разведка или диверсионные цели, так как данный тип БПЛА имеет высокую скорость полета.

Хакинг БПЛА
(перехват управления беспилотником)

Хакинг – это отдельное очень популярное и динамично развивающееся направление как борьбы с БПЛА, так и захвата данных устройств в целях овладения ими. При этом производители БПЛА находятся в постоянном поиске новых способов защиты ПО дрона от внешних воздействий.

Выделяют следующие основные способы взлома БПЛА:

– получение доступа к управлению за счет взлома шифрованного канала связи или подмены данных авторизации;

– использование уязвимостей ПО, включая переполнение буфера;

– использование интерфейсов и каналов данных оригинального ПО для внесения, к примеру, стороннего кода.

Компания ApolloShield разработала и представила широкой публике систему автоматической борьбы с нарушителями. Они заявляют, что их разработка обнаруживает заблудившийся БПЛА и отправляет его домой посредством взлома и отправки сигналоподобных помех [9].

Система спроектирована из отдельных модулей и позволяет перекрывать большую территорию. Данные, поступающие из различных сегментов сети, обрабатываются и заносятся в единую базу, а далее передаются в центр управления. Данная система хорошо подходит для тюрем, аэропортов, отелей, объектов критически важной инфраструктуры, правительственных учреждений и публичных демонстраций, а также охраны социально важных объектов.

Для корректной работы системе требуется длительная калибровка и указание уникальных идентификационных номеров БПЛА, которым разрешен полет на охраняемой площади. При этом данная система требует постоянной калибровки и обновления ПО, а также ей требуется время на развертывание.

Данную систему нельзя назвать универсальной по причине того, что ПО требует постоянного обновления, и она может не обладать актуальными и достоверными данными о конфигурациях БПЛА нарушителя в требуемый момент времени.

Известно, что одним из важных параметров, которые определяют качество и комфорт пилотирования, является экспонента. Это нелинейное поведение отклика системы на изменение сигнала управления. Принцип формирования нелинейного сигнала определяется по следующей формуле:

$$exp(x) = (e^{kz} - 1)/(e^{k} - 1), \qquad (1)$$

где x – значение отклонения рукоятки; k – коэффициент пропорциональности.

Но, чтобы постоянно не загружать процессор данными вычислениями, эти данные уже внесены в исходную таблицу, откуда просто подставляются в систему. Во время работы пульта данные из таблицы накладываются на линейную зависимость по формуле

$$Y = N * exp(x) + (1 - N) * x, \qquad (2)$$

где N – это процент экспоненты в настройках пульта.

Другими словами, чем больше процент экспоненты N, тем сильнее искажается линейная зависимость в соответствии со значениями из таблицы (рис. 2).

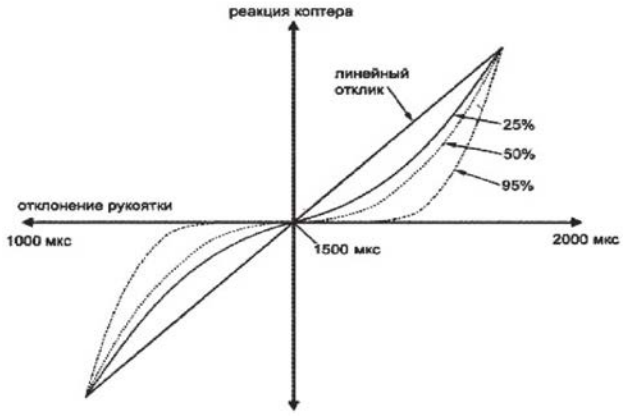


Рис. 2.

Высокая экспонента позволяет плавно управлять БПЛА, однако не дает быстро реагировать для совершения резких маневров.

Используя эти данные, можно предположить, что экспонента является доступным для воздействия извне параметром, т.к. настраивается индивидуально под каждый дрон непосредственно пилотом. Прямое воздействие на экспоненту не позволит захватить управление аппаратом, однако обеспечит практически полное отсутствие управляемости и может привести к аварийным ситуациям. Также воздействие на данный параметр может оказаться значительно проще, чем полностью захватить БПЛА противника [18, 19].

Комплексный подход к повышению эффективности противодействия БПЛА

Учитывая тот факт, что ни один из описанных выше способов противодействия БПЛА по тем или иным причинам нельзя считать универсальным, возникает потребность в их комплексировании с целью увеличения эффективности противовоздушной обороны в отношении БПЛА. При этом для достижения указанной цели предлагается предпринять **комплекс следующих первоочередных мер**:

1) оценить угрозы и риски применения различных БПЛА для человека, компании, критически важной инфраструктуры, в том числе с точки зрения ожидания уязвимости (среднесрочная и долгосрочная оценки и прогнозирование угроз);

2) адаптировать охраняемую инфраструктуру к различным атакам с применением БПЛА (оценка инфраструктуры);

3) осуществлять постоянное наблюдение (визуальное, видеомониторинг, радиомониторинг) за воздушным пространством с целью обнаружения БПЛА на подлете (наблюдение);

4) получить все возможные данные о БПЛА во время его подлета, оценить риски его применения (отслеживание и оценка неизбежных угроз);

5) осуществлять подавление сигналов управления и глобальной навигационной системы БПЛА (подавление GPS и сигналов управления);

6) осуществлять непрерывные попытки обнаружения пульта дистанционного управления (радиоуправления) БПЛА и захвата оператора (обнаружение и захват оператора БПЛА);

7) заблаговременно принимать решение о летальных (ликвидация) или нелетальных (перехват управления с целью принудительной посадки или устранения из охраняемой зоны) действиях против БПЛА для пресечения их атаки или противоправного применения (прекращение полета и деактивация БПЛА);

8) постоянно оценивать предпринимаемые способы противодействия БПЛА с целью их совершенствования и быстрой адаптации под новую обстановку (улучшение доступных способов противодействия и внедрение новых методов).

Заключение

В статье была рассмотрена классификация БПЛА, проанализированы преимущества и недостатки применения, возможные угрозы, исходящие от них, а также способы противодействия БПЛА. Из представленных данных можно сделать вывод, что в настоящее время не существует универсального способа противодействия БПЛА и каждый способ имеет свои достоинства и недостатки.

Наиболее перспективное направление, на наш взгляд, – это воздействие на дроны с помощью стороннего сигнала и тем самым получение доступа к их управлению. Каждый БПЛА управляется и обменивается данными на определенных радиочастотах и имеет уникальный тип сигнальной последовательности, посредством которой производится управление. Если удается найти и быстро сформировать схожий сигнал для управления БПЛА, то с большей долей вероятности можно будет сформировать сигналоподобную помеху и если не заполучить беспилотник себе, то по крайней мере нарушить систему его управления.

Однако такой способ не подходит для случаев, когда на борту летательного аппарата находится взрывчатое вещество или он переносит ценный груз, который необходимо заполучить, что не позволяет считать данный способ универсальным.

Наибольшую перспективу в данном направлении имеют программные способы защиты, которые позволяют перехватить управление БПЛА и использовать его по своему усмотрению. Однако разнообразие моделей не дает подобрать универсальный способ программной защиты.

При этом в сложной электромагнитной обстановке (а это правило, а не исключение) обнаружение и идентификация БПЛА является нетривиальной задачей. В радиоэфире могут присутствовать излучения любых диапазонов радиочастот, не имеющие отношения к излучениям искомого БПЛА. Поэтому необходимо постоянно вести распознавание излучений не только по диапазону радиочастот, но и по другим параметрам (виду сигналов, включая их длительность; параметрам сигнально-кодовых конструкций и т.д.).

Вместе с тем, при решении некоторых задач БПЛА могут функционировать в режиме радиомолчания. Для обнаружения и идентификации таких БПЛА радиоэлектронные средства комплексов противодействия могут быть использованы только в режиме пассивной локации в условиях наличия достаточно мощных источников внешних излучений.

Поэтому, как свидетельствует накопленный опыт, эффективное решение задачи противодействия БПЛА возможно при условии использования комплекса средств и способов их применения.

Одновременно приоритетной задачей является раннее обнаружение потенциальной угрозы от БПЛА противника или нарушителя с целью своевременного выбора средства и способа защиты из располагаемого комплекса противодействия.

Учитывая вышеизложенное, можно сделать вывод, что основной задачей на сегодняшний день является поиск универсального комплекса противодействия любым типам БПЛА одновременно, а также постоянное совершенствование средств и способов противодействия, входящих в его состав.

В заключение считаем необходимым отметить, что создание сложных робототехнических комплексов, а также комплексов противодействия им – неотъемлемая задача обеспечения технологического суверенитета Российской Федерации. При этом решение подобного рода задач потребует создания соответствующей аппаратуры с применением отечественных доверенных программно-аппаратных комплексов из отечественных доверенных элементно-компонентной базы и программного обеспечения.

Список источников

1. *Макаренко С.И.* Противодействие беспилотным летательным аппаратам, 2020. 16, 36, 163 с.
2. *Павлушенко М., Евстафьев Г., Макаренко И.* Беспилотные летательные аппараты: история, применение, угроза распространения и перспективы развития. М.: Права человека, 2005. 609 с.
3. *Бойко А.* Привязные беспилотники. URL: http://robotrends.ru/robopedia/privyaznye-bespilotniki (дата обращения 29.06.2022).
4. *Красильщикова М.Н., Себрякова Г.Г.* Современные информационные технологии в задачах навигации и наведения беспилотных маневренных летательных аппаратов. М.: Физматлит, 2009. 556 с.
5. *Самойлов П.В., Иванов К.А.* Угрозы применения малоразмерных БПЛА и определение наиболее эффективного способа борьбы с ними // Молодой ученый. 2017. № 45. С. 59–65.
6. *Митрофанов Д.Г., Шишков С.В.* Инновационный подход к вопросу обнаружения малогабаритных БПЛА // Известия ЮФУ. Технические науки. 2018. № 1 (195). С. 28–40.
7. *Макаренко С.И.* Анализ средств и способов противодействия беспилотным летательным аппаратам. Ч. 1, 2 // Системы управления, связи и безопасности. 2020. № 1, 2. doi: 10.24411/2410-9916-2020-10205; 10.24411/2410-9916-2020-10106.
8. *Кратки М., Фарлик Дж.* Противодействие беспилотным летательным аппаратам – движущая сила исследований в области военной техники // Def. Sci. J. 2018; 68: 460–466. [Google ученый].
9. *Кард Б.А.* Террор сверху. Как революция коммерческих беспилотных летательных аппаратов угрожает США // Air Space Power J. 2018; 32: 80–86. [Google Scholar].
10. Беспилотный летательный аппарат БПЛА. URL: http://www.tadviser.ru/index.php (дата обращения 22.08.2022).
11. *Калленборн З., Блик П.С.* Уничтожение роем: рои дронов и химическое, биологическое, радиологическое и ядерное оружие. Nonproliferat. Ред. 2019: 1-21. doi: 10.1080/10736700.2018.1546902. [CrossRef] [Google Scholar].
12. *Митрофанов Д.Г., Шишков С.В.* Инновационный подход к вопросу обнаружения малогабаритных БПЛА // Известия ЮФУ. Технические науки. 2018. № 1 (195). С. 12–26.
13. *Макаренко С.И.* Анализ средств и способов противодействия беспилотным летательным аппаратам. Части 3, 4 // Системы управления, связи и безопасности. 2020. № 3, 4. doi: 10.24411/2410-9916-2020-10105; 10.24411/2410-9916-2020-10304.

14. *Кашкаров А.П.* Электронные устройства для глушения беспроводных сигналов (GSM, Wi-Fi, GPS и некоторых радиотелефонов). URL: https://kartaslov.ru/ (дата обращения 19.07.2022).

15. Системы противодействия дронам. URL: https://www.qinetiq.com/what-we-do/c4isr/obsidian (дата обращения 12.07.2022).

16. *Мишель А.Х.* Системы борьбы с дронами. URL: https://dronecenter.bard.edu/files/2018/02/CSD-Counter-Drone-Systems-Report.pdf (дата обращения 12.07.2022).

17. *Евсегнеев О.* Амортизируем контроллер мультикоптера. URL: http://www.poprobot.ru/home/quadrotor_accelerometer_vibration_absorber (дата обращения 24.08.2022).

18. *Парлин К., Алам М.М., Ле Муллек Ю.* Подавление систем дистанционного управления БПЛА с использованием программно-конфигурируемой радиосвязи // Материалы Международной конференции по военной связи и информационным системам, Варшава, Польша, 22–23 мая 2018 г. [Google Scholar] (дата обращения 20.06.2022).

19. О борьбе с беспилотными летательными аппаратами. URL: https://topwar.ru/98134-o-borbe-s-bespilotnymi-letatelnymi-apparatami.html (дата обращения 05.08.2022).

Информация об авторах

Белицкий М.А., соискатель
Поветко В.Н., д.т.н., профессор, научный референт

Information about the authors

Belitsky M.A., applicant
Povetko V.N., D.Sc. in Engineering Sciences, Professor, Scientific Adviser

Статья поступила в редакцию 10.10.2022
Одобрена после рецензирования 17.10.2022
Принята к публикации 20.10.2022

The article was submitted 10.10.2022
Approved after reviewing 17.10.2022
Accepted for publication 20.10.2022

Принципы построения и алгоритмы функционирования устройств радиосвязи

Теория и техника радиосвязи. 2022. № 4. С. 18–33. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2022. No. 4. Pp. 18–33. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 621.391

Оценка помехоустойчивости многоканального обнаружителя шумоподобного сигнала с принятием решения по каналу с максимальным значением сигнала при мажоритарном алгоритме контрольных проверок

Юрий Викторович Сидоров[1], Виктор Иванович Шестопалов[2], Андрей Иванович Мордовин[3]
[1–3]Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия
[1]cesnov58@yandex.ru, [2]viktor.shest.@yandex.ru, [3]a.i.mordovin@sozvezdie.su

Аннотация. *Проведен анализ работы многоканального обнаружителя шумоподобного сигнала с принятием решения по максимальному сигналу при мажоритарном алгоритме контрольных проверок. Проведена оценка характеристик помехоустойчивости работы многоканального обнаружителя с принятием решения по максимальному сигналу при различных параметрах мажоритарного алгоритма контрольных проверок.*

Ключевые слова: *шумоподобный сигнал, многоканальный обнаружитель, распределения Релея, Райса, мажоритарный алгоритм контрольных проверок.*

Construction principles and functioning algorithms of radio communication devices

Immunity assessment of multi-channel detector of noise-like signal with the decision taken over a channel with the maximum value signal with a majority algorithm of control checks

Yury V. Sidorov[1], Victor I. Shestopalov[2], Andrey I. Mordovin[3]
[1–3]Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia
[1]cesnov58@yandex.ru, [2]viktor.shest.@yandex.ru, [3]a.i.mordovin@sozvezdie.su

Abstract. *For a multichannel detector of a noise-like signal, an analysis of the operation with decision-making on the maximum value signal with the majority algorithm of control checks is carried out. A noise immunity characteristic's assessment of multichannel detector operation with a decision on the maximum value signal for various parameters of majority algorithm of control checks is carried out.*

Keywords: *noise-like signal, multichannel detector, Rayleigh and Rice distributions, majority algorithm of control checks.*

В современных системах связи, управления и навигации широкое применение нашли шумоподобные сигналы (ШПС), получаемые прямым расширением спектра с использованием фазовой манипуляции на основе псевдослучайных последовательностей (ПСП) [1–4]. Использование ШПС сигналов в этих системах позволяет обеспечить высокую помехозащищенность при действии мощных помех, а также кодовое разделение при работе в общей полосе частот.

© Сидоров Ю.В., Шестопалов В.И., Мордовин А.И., 2022

Для обеспечения работы с ШПС сигналами системам связи, управления и навигации требуется взаимная синхронизация передающей и приемной аппаратуры [5]. В передаваемом суммарном ШПС сигнале имеется специальный синхросигнал, по которому в приемнике обеспечивается взаимная синхронизация с передатчиком. Устранение временной неопределенности между приходящим от передатчика ШПС сигналом и опорным сигналом от генератора ПСП в приемном устройстве происходит в режиме обнаружения. После устранения временной неопределенности проводится синхронизация фазы приходящего сигнала, и выполняется когерентное выделение передаваемой информации. Процесс обнаружения ШПС сигнала осуществляется в некогерентном режиме. Для ускорения обнаружения ШПС сигнала применяют многоканальную схему обнаружителя. Упрощенный вариант схемы такого многоканального обнаружителя с принятием решения по максимальному сигналу из всех корреляционных каналов представлен на рис. 1.

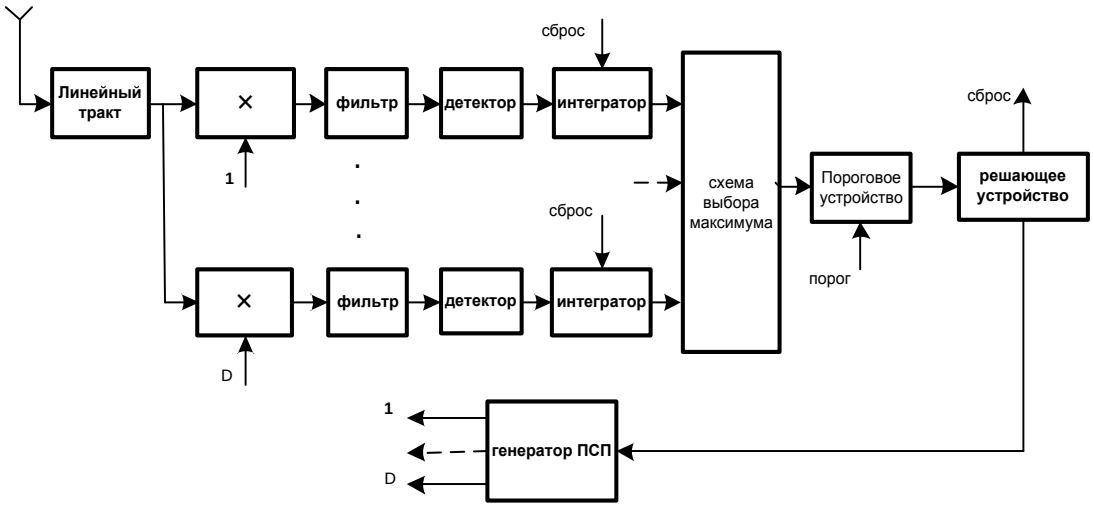


Рис. 1. Схема многоканального обнаружителя ШПС сигнала с выбором максимального сигнала

В настоящей работе оценка характеристик обнаружения проводится для ШПС сигнала со следующими параметрами: T – период длительности псевдослучайной последовательности (ПСП); τ – длительность элементарного импульса ПСП; $T/\tau = N$ – число элементарных импульсов в периоде ПСП, которые характеризуются как база сигнала ШПС.

Работа многоканального приемного устройства в режиме обнаружения осуществляется следующим образом. Принятый сигнал поступает на вход линейного тракта, а полученный с его выхода сигнал поступает на D входов корреляционных каналов.

Принятый сигнал в корреляционных каналах умножается на опорные копии, которые формируются с D выходов генератора ПСП и сдвинуты друг относительно друга на величину τ – длительности элементарного импульса ПСП.

С выхода умножителя сигнал поступает на фильтр с полосой $\Delta f = 1/2T$ и далее через детектор – на интегратор со сбросом, у которого время интегрирования равно – T. С выхода интегратора сигнал поступает на схему выбора максимального сигнала, где из D приходящих сигналов выбирается максимальный, который и поступает на пороговое устройство.

С выходов порогового устройства сигнал поступает на вход решающего устройства, где в конце периода T принимается решение о сдвиге опорных копий генератора ПСП на $D\tau$ периодов при условии отсутствия сигнала на выходе порогового устройства. В случае появления сигнала на выходе порогового устройства решающая схема останавливает перестройку опорной копии генератора ПСП и проводит дополнительные контрольные проверки, длительность которых определяется выбранным алгоритмом.

В настоящей работе рассмотрен мажоритарный алгоритм контрольной проверки, в котором используется факт превышения порога в g из m интервалов длительностью $–T$. При этом полная длительность этапа контрольной проверки равна mT. По результатам анализа этапа контрольной проверки принимается окончательное решение об обнаружении сигнала.

Учитывая, что опорные сигналы в корреляторах сдвинуты между собой на τ, можно считать, что сигналы на выходах интеграторов каждого из каналов являются статистически независимыми случайными величинами.

Имеем D независимых случайных величин $X_1, X_2, ...X_D$ с плотностями распределения $W_1(x_1), W_2(x_2), ...W_D(x_D)$. Функция распределения величины $Z = \max\{X_1, X_2, ..., X_D\}$ имеет вид [6]:

$$F_z(x) = \prod_{i=1}^{D} F_i(x), \qquad (1)$$

где $F_i(x) = \int_0^x W_i(y_i)\,dy_i$.

Плотность распределения величины $Z = \max\{X_1, X_2, ..., X_D\}$ получается дифференцированием функции распределения $F_z(x)$ и имеет вид [6]:

$$W_z(x) = \sum_{j=1}^{D} \frac{W_j(x)}{F_j(x)} \prod_{i=1}^{D} F_i(x). \qquad (2)$$

Для D каналов с шумом и без сигнала плотность распределения на выходе схемы выбора максимума в соответствии с выражением (2) имеет вид

$$W_z^1(x) = DW_1(x)F_1^{D-1}(x), \qquad (3)$$

где W_1 – плотность распределения шума на выходе интегратора.

Для случая $D-1$ каналов с шумом и одним каналом с сигналом плотность распределения на выходе схемы выбора максимума в соответствии с выражением (2) имеет вид

$$W_z^2(x) = $$

$$= (D-1)W_1(x)F_1^{D-2}(x)F_2(x) + F_1^{D-1}(x)W_2(x), \qquad (4)$$

где W_2 – плотность распределения смеси сигнала и шума на выходе интегратора.

Вероятность ложной тревоги на выходе порогового устройства [7], с учетом величины плотности распределения на выходе схемы выбора максимума из D каналов в соответствии с выражением (3), можно представить в виде

$$P_{\text{ЛТМ}} = \int_{\eta}^{\infty} W_z^1(x)\,dx = \int_{\eta}^{\infty} DW_1(x)F_1^{D-1}(x)\,dx, \qquad (5)$$

где η – порог, который обеспечивает требуемую вероятность ложной тревоги.

При совпадении приходящего сигнала и опорной копии вероятность пропуска на выходе порогового устройства, с учетом величины плотности распределения на выходе схемы выбора максимума из D каналов в соответствии с выражением (4), можно представить в виде

$$P_{\text{ПРМ}} = \int_0^{\eta} W_z^2(x)\,dx =$$

$$= \int_0^{\eta} (D-1)W_1(x)F_1^{D-2}(x)F_2(x)\,dx +$$

$$+ \int_0^{\eta} F_1^{D-1}(x)W_2(x)\,dx. \qquad (6)$$

За полный цикл проверки всех N точек неопределенности ШПС сигнала вероятность ложной тревоги можно представить в виде

$$P_{\text{ЛТЦ}} = 1 - (1 - P_{\text{ЛТМ}})^{N/D}. \qquad (7)$$

С учетом разложения по формуле Ньютона [5]

$$(1-B)^D = \sum_{\gamma=0}^{D} (-1)^{\gamma} C_D^{\gamma} B^{\gamma} \approx 1 - DB \qquad (8)$$

вероятность ложной тревоги за полный цикл проверки можно представить в виде

$$P_{\text{ЛТЦ}} = 1 - (1 - P_{\text{ЛТМ}})^{N/D} \approx \frac{N}{D} P_{\text{ЛТМ}}. \qquad (9)$$

Для мажоритарного алгоритма контрольной проверки при превышении порога в g из m интервалов длительностью T вероятность ложной тревоги $\left(P_{\text{ЛТМ}}^{g \to m}\right)$ и правильного обнаруже-

ния $\left(P_{\text{ОБ}}^{g\to m}\right)$ на этапе контрольной проверки длительностью mT определяется формулой Бернулли и имеет вид [6]

$$P_{\text{ЛТМ}}^{g\to m}=\sum_{i=g}^{m}C_m^i P_{\text{ЛТМ}}^i\left(1-P_{\text{ЛТМ}}\right)^{m-i}, \qquad (10)$$

$$P_{\text{ОБ}}^{g\to m}=\sum_{i=g}^{m}C_m^i P_{\text{ОБ}}^i\left(1-P_{\text{ОБ}}\right)^{m-i}=$$

$$=\sum_{i=g}^{m}C_m^i\left(1-P_{\text{ПРМ}}\right)^i P_{\text{ПРМ}}^{m-i}. \qquad (11)$$

Вероятность ложной тревоги за полный цикл проверки $\left(P_{\text{ЛТЦК}}^{g\to m}\right)$ всех N точек неопределенности ШПС сигнала с учетом рассматриваемого мажоритарного алгоритма контрольной проверки можно представить в виде

$$P_{\text{ЛТЦК}}^{g\to m}=P_{\text{ЛТЦ}}P_{\text{ЛТМ}}^{g\to m}=$$

$$=\frac{N}{D}P_{\text{ЛТМ}}\left(\sum_{i=g}^{m}C_m^i P_{\text{ЛТМ}}^i\left[1-P_{\text{ЛТМ}}\right]^{m-i}\right). \qquad (12)$$

Вероятность пропуска сигнала $\left(P_{\text{ПРМК}}^{g\to m}\right)$ с учетом рассматриваемого мажоритарного алгоритма контрольной проверки при совпадении приходящего сигнала и опорной копии можно представить в виде

$$P_{\text{ПРМК}}^{g\to m}=1-P_{\text{ОБ}}P_{\text{ОБ}}^{g\to m}=$$

$$=1-\left[1-P_{\text{ПРМ}}\right]\left[\sum_{i=g}^{m}C_m^i\left(1-P_{\text{ПРМ}}\right)^i P_{\text{ПРМ}}^{m-i}\right]. \qquad (13)$$

При отсутствии на входе полезного сигнала полный цикл времени проверки всех точек неопределенности ШПС сигнала с учетом многоканальности и перестройки генератора ПСП с шагом $D\tau$ можно представить в виде

$$T_{\text{Ц}}=\frac{N}{D}T+\Delta, \qquad (14)$$

где Δ – время контрольных проверок.

Время контрольных проверок можно представить в виде $\Delta=\frac{N}{D}P_{\text{ЛТМ}}mT$. Тогда полный цикл времени проверок всех точек неопределенности имеет вид

$$T_{\text{Ц}}=\frac{N}{D}T+\frac{N}{D}P_{\text{ЛТМ}}mT. \qquad (15)$$

В режиме обнаружения сигнала вероятность ложной тревоги для приемного устройства задается в виде вероятности ложной тревоги за час работы устройства ($P_{\text{ЛТЧ}}$):

$$P_{\text{ЛТЧ}}=1-\left(1-P_{\text{ЛТЦК}}^{g\to m}\right)^M\approx MP_{\text{ЛТЦК}}^{g\to m}, \qquad (16)$$

где $M=\frac{3600}{T_{\text{Ц}}}$.

Учитывая малое значение величины $\frac{N}{D}P_{\text{ЛТМ}}$, выражение (15) можно представить в виде

$$T_{\text{Ц}}=\frac{N}{D}T+NP_{\text{ЛТМ}}mT\approx\frac{N}{D}T. \qquad (17)$$

Тогда с учетом (16) и (17) величину $P_{\text{ЛТЦК}}$ можно представить в виде

$$P_{\text{ЛТЦК}}^{g\to m}=\frac{P_{\text{ЛТЧ}}TN}{3600D}. \qquad (18)$$

При наличии только шума на входе приемника плотность распределения сигнала на выходе интегратора каждого канала определяется законом Релея [7]:

$$W_1(x)=\frac{x}{\sigma^2}\exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right), \qquad (19)$$

где σ^2 – дисперсия шума.

Так как $F_i(x)=\int_0^x W_i(y_i)dy_i$, то с учетом (19) будем иметь

$$F_1^{D-1}(x)=\left[\int_0^x\frac{y}{\sigma^2}\exp\left(-\frac{y^2}{2\sigma^2}\right)dy\right]^{D-1}=$$

$$=\sum_{v=0}^{D-1}(-1)^v C_{D-1}^v\exp\left(-\frac{vx^2}{2\sigma^2}\right). \qquad (20)$$

С учетом выбора максимума из D каналов в соответствии с выражениями (5) и (20) вероятность ложной тревоги на выходе порогового устройства можно представить в виде

$$P_{\text{ЛТМ}} = \int_{\eta}^{\infty} W_z^1(x)\,dx = \int_{\eta}^{\infty} DW_1(x)F_1^{D-1}(x)\,dx = \int_{\eta}^{\infty} D\frac{x}{\sigma^2}\exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right)\sum_{v=0}^{D-1}(-1)^v C_{D-1}^v \exp\left(-\frac{vx^2}{2\sigma^2}\right)dx =$$

$$= \sum_{k=0}^{D-1}(-1)^v C_{D-1}^v D\int_{\eta}^{\infty}\frac{x}{\sigma^2}\exp\left(-\frac{(v+1)x^2}{2\sigma^2}\right)dx. \qquad (21)$$

Проведем замену $y = \frac{x}{\sigma}$ $\sigma dy = dx$ $\eta_{\text{н}} = \frac{\eta}{\sigma}$ (нормированный порог); тогда получим

$$P_{\text{ЛТМ}} = \int_{\eta_и}^{\infty} Dy\exp\left(-\frac{y^2}{2}\right)\sum_{v=0}^{D-1}(-1)^v C_{D-1}^v \exp\left(-\frac{vy^2}{2}\right)dy =$$

$$= \sum_{v=0}^{D-1}(-1)^v C_{D-1}^v D\int_{\eta_{\text{н}}}^{\infty} y\exp\left(-\frac{(v+1)y^2}{2}\right)dy = \sum_{v=0}^{D-1}(-1)^v C_{D-1}^v \frac{D}{v+1}\exp\left(-\frac{(v+1)\eta_{\text{н}}^2}{2}\right) \approx D\exp\left(-\frac{\eta_{\text{н}}^2}{2}\right). \qquad (22)$$

Из выражения (22) получаем

$$\eta_{\text{н}} = \sqrt{-2\ln\left(\frac{P_{\text{ЛТМ}}}{D}\right)}. \qquad (23)$$

При контрольной проверке по алгоритму наличия превышения порога в 2-х из 3-х интервалов длительностью T на длительности этапа контрольной проверки $3T$ вероятность ложной тревоги $\left(P_{\text{ЛТЦК}}^{2\to3}\right)$ за полный цикл всех N точек неопределенности ШПС сигнала с учетом (12) можно представить в виде

$$P_{\text{ЛТЦК}}^{2\to3} =$$

$$= \frac{N}{D}P_{\text{ЛТМ}}\left(\sum_{i=2}^{3} C_3^i P_{\text{ЛТМ}}^i\left[1-P_{\text{ЛТМ}}\right]^{3-i}\right) \approx 3\frac{N}{D}P_{\text{ЛТМ}}^3. \qquad (24)$$

Из (24) получаем

$$P_{\text{ЛТМ}} = \left(\frac{P_{\text{ЛТЦК}}^{2\to3}D}{3N}\right)^{\frac{1}{3}}. \qquad (25)$$

С учетом (18) величину $P_{\text{ЛТМ}}$ можно представить в виде

$$P_{\text{ЛТМ}} = \left(\frac{P_{\text{ЛТЧ}}T}{3\times3600}\right)^{\frac{1}{3}}. \qquad (26)$$

При этом с учетом (26) величина нормированного порога (23) $\eta_{\text{н}}^{2\to3}$ будет иметь вид

$$\eta_{\text{н}}^{2\to3} = \sqrt{-2\ln\left(\frac{P_{\text{ЛТМ}}}{D}\right)} =$$

$$= \sqrt{2\ln D - \frac{2}{3}\ln\left(\frac{P_{\text{ЛТЧ}}T}{3\times3600}\right)}. \qquad (27)$$

При контрольной проверке по алгоритму наличия превышения порога в 3-х из 3-х интервалов T на длительности этапа контрольной проверки $3T$ вероятность ложной тревоги $\left(P_{\text{ЛТЦК}}^{3\to3}\right)$ за полный цикл всех N точек неопределенности ШПС сигнала с учетом (12) можно представить в виде

$$P_{\text{ЛТЦК}}^{3\to3} =$$

$$= \frac{N}{D}P_{\text{ЛТМ}}\left(\sum_{i=3}^{3} C_3^i P_{\text{ЛТМ}}^i\left[1-P_{\text{ЛТМ}}\right]^{3-i}\right) = \frac{N}{D}P_{\text{ЛТМ}}^4. \qquad (28)$$

Из (28) получаем

$$P_{\text{ЛТМ}} = \left(\frac{P_{\text{ЛТЦК}}^{3\to3}D}{N}\right)^{\frac{1}{4}}. \qquad (29)$$

С учетом (18) величину $P_{\text{ЛТМ}}$ можно представить в виде

$$P_{\text{ЛТМ}} = \left(\frac{P_{\text{ЛТЧ}}T}{3600}\right)^{\frac{1}{4}}. \qquad (30)$$

При этом с учетом (30) величина нормированного порога (23) $\eta_{\text{н}}^{3\to3}$ будет иметь вид

$$\eta_{\text{н}}^{3\to3}=\sqrt{-2\ln\left(\frac{P_{\text{ЛТМ}}}{D}\right)}=$$

$$=\sqrt{2(\ln D)-\frac{1}{2}\ln\left(\frac{P_{\text{ЛТч}}T}{3600}\right)}. \qquad (31)$$

При контрольной проверке по алгоритму наличия превышения порога в 3-х из 5 интервалов T на длительности этапа контрольной проверки $5T$ вероятность ложной тревоги $\left(P_{\text{ЛТЦК}}^{3\to5}\right)$ за полный цикл всех N точек неопределенности ШПС сигнала с учетом (12) можно представить в виде

$$P_{\text{ЛТЦК}}^{3\to5}=$$

$$=\frac{N}{D}P_{\text{ЛТМ}}\left(\sum_{i=3}^{5}C_5^iP_{\text{ЛТМ}}^i\left[1-P_{\text{ЛТМ}}\right]^{5-i}\right)\approx10\frac{N}{D}P_{\text{ЛТМ}}^4. \qquad (32)$$

Из (32) получаем

$$P_{\text{ЛТМ}}=\left(\frac{P_{\text{ЛТЦК}}^{3\to5}D}{10N}\right)^{\frac{1}{4}}. \qquad (33)$$

С учетом (18) величину $P_{\text{ЛТМ}}$ можно представить в виде

$$P_{\text{ЛТМ}}=\left(\frac{P_{\text{ЛТч}}T}{10\times3600}\right)^{\frac{1}{4}}. \qquad (34)$$

При этом с учетом (34) величина нормированного порога (23) $\eta_{\text{н}}^{3\to5}$ будет иметь вид

$$\eta_{\text{н}}^{3\to5}=\sqrt{-2\ln\left(\frac{P_{\text{ЛТМ}}}{D}\right)}=$$

$$=\sqrt{2\ln D-\frac{1}{2}\ln\left(\frac{P_{\text{ЛТч}}T}{10\times3600}\right)}. \qquad (35)$$

При контрольной проверке по алгоритму наличия превышения порога в 5 из 5-ти интервалов T на длительности этапа контрольной проверки $5T$ вероятность ложной тревоги $\left(P_{\text{ЛТЦК}}^{5\to5}\right)$ за полный цикл всех N точек неопределенности ШПС сигнала с учетом (12) можно представить в виде

$$P_{\text{ЛТЦК}}^{5\to5}=\frac{N}{D}P_{\text{ЛТМ}}\left(\sum_{i=5}^{5}C_5^iP_{\text{ЛТМ}}^i\left[1-P_{\text{ЛТМ}}\right]^{5-i}\right)=$$

$$=\frac{N}{D}P_{\text{ЛТМ}}^6. \qquad (36)$$

Из (36) получаем

$$P_{\text{ЛТМ}}=\left(\frac{P_{\text{ЛТЦК}}^{3\to5}D}{N}\right)^{\frac{1}{6}}. \qquad (37)$$

С учетом (18) величину $P_{\text{ЛТМ}}$ можно представить в виде

$$P_{\text{ЛТМ}}=\left(\frac{P_{\text{ЛТч}}T}{3600}\right)^{\frac{1}{6}}. \qquad (38)$$

При этом с учетом (38) величина нормированного порога (23) $\eta_{\text{н}}^{5\to5}$ будет иметь вид

$$\eta_{\text{н}}^{5\to5}=\sqrt{-2\ln\left(\frac{P_{\text{ЛТМ}}}{D}\right)}=$$

$$=\sqrt{2\ln D-\frac{1}{3}\ln\left(\frac{P_{\text{ЛТч}}T}{3600}\right)}. \qquad (39)$$

При наличии сигнала и шума на входе приемника плотность распределения на выходе интегратора определяется законом Райса [7]:

$$W_2(x)=\frac{x}{\sigma^2}\exp\left(-\frac{x^2+A^2}{2\sigma^2}\right)I_0\left(\frac{xA}{\sigma^2}\right), \qquad (40)$$

где σ^2 и A – соответственно дисперсия шума и амплитуда сигнала; $I_0\left(\frac{xA}{\sigma^2}\right)$ – модифицированная функция Бесселя нулевого прядка.

Так как $F_i(x)=\int_0^x W_i(y_i)dy_i$, то с учетом (19) и (40) будем иметь

$$F_1^{D-1}(x)=\left[\int_0^x\frac{y}{\sigma^2}\exp\left(-\frac{y^2}{2\sigma^2}\right)dy\right]^{D-1}=$$

$$=\sum_{v=0}^{D-1}(-1)^vC_{D-1}^v\exp\left(-\frac{vx^2}{2\sigma^2}\right),$$

$$F_1^{D-2}(x)=\left[\int_0^x \frac{y}{\sigma^2}\exp\left(-\frac{y^2}{2\sigma^2}\right)dy\right]^{D-2}=\sum_{v=0}^{D-2}(-1)^v C_{D-2}^v \exp\left(-\frac{vx^2}{2\sigma^2}\right), \quad (41)$$

$$F_2(x)=\int_0^x W_2(y)dy=\int_0^x \frac{y}{\sigma^2}\exp\left(-\frac{y^2+A^2}{2\sigma^2}\right)I_0\left(\frac{yA}{\sigma^2}\right)dy.$$

С учетом выбора максимума из D каналов в соответствии с выражениями (6) и (41) вероятность пропуска при совпадении приходящего сигнала и опорной копии на выходе порогового устройства можно представить в виде

$$P_{\text{ПРМ}}=\int_0^{\eta} W_z^2(x)dx=\int_0^{\eta}(D-1)W_1(x)F_1^{D-2}(x)F_2(x)dx+\int_0^{\eta}F_1^{D-1}(x)W_2(x)dx=$$

$$=\int_0^{\eta_{\text{н}}}(D-1)x\sum_{v=0}^{D-2}(-1)^v C_{D-2}^v\exp\left(-\frac{(v+1)x^2}{2}\right)\int_0^x y\exp\left(-\frac{y^2+2h^2}{2}\right)I_0\left(\sqrt{2}yh\right)dydx+$$

$$+\int_0^{\eta_{\text{н}}}\sum_{v=0}^{D-1}(-1)^v C_{D-1}^v\exp\left(-\frac{vx^2}{2}\right)x\exp\left(-\frac{x^2+2h^2}{2}\right)I_0\left(\sqrt{2}xh\right)dx, \quad (42)$$

где $h^2=\dfrac{A^2}{2\sigma^2}$ – отношение сигнал/шум.

Для упрощения выражения (42) используем только первые члены сумм при $v=0$ и получим выражение

$$P_{\text{ПРМ}}=\int_0^{\eta_{\text{н}}}(D-1)x\exp\left(-\frac{x^2}{2}\right)\int_0^x y\exp\left(-\frac{y^2+2h^2}{2}\right)I_0\left(\sqrt{2}yh\right)dydx+\int_0^{\eta_{\text{н}}}x\exp\left(-\frac{x^2+2h^2}{2}\right)I_0\left(\sqrt{2}xh\right)dx. \quad (43)$$

С учетом величины нормированного порога $\eta_{\text{н}}^{2\to3}$ (27), $\eta_{\text{н}}^{3\to3}$ (31), $\eta_{\text{н}}^{3\to5}$ (35) и $\eta_{\text{н}}^{5\to5}$ (39) вероятность пропуска (43) можно представить в виде

$$P_{\text{ПРМ}}^{2\to3}=\int_0^{\sqrt{2\ln D-\frac{2}{3}\ln\left(\frac{P_{\text{ЛТЧ}}T}{3\times3600}\right)}}(D-1)x\exp\left(-\frac{x^2}{2}\right)\int_0^x y\exp\left(-\frac{y^2+2h^2}{2}\right)I_0\left(\sqrt{2}yh\right)dydx+$$

$$+\int_0^{\sqrt{2\ln D-\frac{2}{3}\ln\left(\frac{P_{\text{ЛТЧ}}T}{3\times3600}\right)}}x\exp\left(-\frac{x^2+2h^2}{2}\right)I_0\left(\sqrt{2}xh\right)dx, \quad (44)$$

$$P_{\text{ПРМ}}^{3\to3}=\int_0^{\sqrt{2\ln D-\frac{1}{2}\ln\left(\frac{P_{\text{ЛТЧ}}T}{3600}\right)}}(D-1)x\exp\left(-\frac{x^2}{2}\right)\int_0^x y\exp\left(-\frac{y^2+2h^2}{2}\right)I_0\left(\sqrt{2}yh\right)dydx+$$

$$+\int_0^{\sqrt{2\ln D-\frac{1}{2}\ln\left(\frac{P_{\text{ЛТЧ}}T}{3600}\right)}}x\exp\left(-\frac{x^2+2h^2}{2}\right)I_0\left(\sqrt{2}xh\right)dx, \quad (45)$$

$$P_{\text{ПРМ}}^{3\to5}=\int\limits_0^{\sqrt{2\ln D-\frac{1}{2}\ln\left(\frac{P_{\text{ЛТЧ}}T}{10\times3600}\right)}}(D-1)x\exp\left(-\frac{x^2}{2}\right)\int\limits_0^x y\exp\left(-\frac{y^2+2h^2}{2}\right)I_0\left(\sqrt{2}yh\right)dydx+$$

$$+\int\limits_0^{\sqrt{2\ln D-\frac{1}{2}\ln\left(\frac{P_{\text{ЛТЧ}}T}{10\times3600}\right)}}x\exp\left(-\frac{x^2+2h^2}{2}\right)I_0\left(\sqrt{2}xh\right)dx, \tag{46}$$

$$P_{\text{ПРМ}}^{5\to5}=\int\limits_0^{\sqrt{2\ln D-\frac{1}{3}\ln\left(\frac{P_{\text{ЛТЧ}}T}{3600}\right)}}(D-1)x\exp\left(-\frac{x^2}{2}\right)\int\limits_0^x y\exp\left(-\frac{y^2+2h^2}{2}\right)I_0\left(\sqrt{2}yh\right)dydx+$$

$$+\int\limits_0^{\sqrt{2\ln D-\frac{1}{3}\ln\left(\frac{P_{\text{ЛТЧ}}T}{3600}\right)}}x\exp\left(-\frac{x^2+2h^2}{2}\right)I_0\left(\sqrt{2}xh\right)dx. \tag{47}$$

При контрольной проверке по алгоритму наличия превышения порога в 2-х из 3-х интервалов T на длительности этапа контрольной проверки $3T$ вероятность пропуска $\left(P_{\text{ПРМК}}^{2\to3}\right)$ при совпадении приходящего сигнала и опорной копии с учетом (13) можно представить в виде

$$P_{\text{ПРМК}}^{2\to3}=1-\left[1-P_{\text{ПРМ}}^{2\to3}\right]\left[\sum_{i=2}^{3}C_3^i\left(1-P_{\text{ПРМ}}^{2\to3}\right)^i\left(P_{\text{ПРМ}}^{2\to3}\right)^{3-i}\right]\approx P_{\text{ПРМ}}^{2\to3}+3\left(P_{\text{ПРМ}}^{2\to3}\right)^2. \tag{48}$$

С учетом (44) выражение (48) имеет вид

$$P_{\text{ПРМК}}^{2\to3}=\left\{\int\limits_0^{\sqrt{2\ln D-\frac{2}{3}\ln\left(\frac{P_{\text{ЛТЧ}}T}{3\times3600}\right)}}(D-1)x\exp\left(-\frac{x^2}{2}\right)\int\limits_0^x y\exp\left(-\frac{y^2+2h^2}{2}\right)I_0\left(\sqrt{2}yh\right)dydx\right\}+$$

$$+\left\{\int\limits_0^{\sqrt{2\ln D-\frac{2}{3}\ln\left(\frac{P_{\text{ЛТЧ}}T}{3\times3600}\right)}}x\exp\left(-\frac{x^2+2h^2}{2}\right)I_0\left(\sqrt{2}xh\right)dx\right\}+$$

$$+3\left\{\int\limits_0^{\sqrt{2\ln D-\frac{2}{3}\ln\left(\frac{P_{\text{ЛТЧ}}T}{3\times3600}\right)}}(D-1)x\exp\left(-\frac{x^2}{2}\right)\int\limits_0^x y\exp\left(-\frac{y^2+2h^2}{2}\right)I_0\left(\sqrt{2}yh\right)dydx\right\}^2+ \tag{49}$$

$$+6\left\{\int\limits_0^{\sqrt{2\ln D-\frac{2}{3}\ln\left(\frac{P_{\text{ЛТЧ}}T}{3\times3600}\right)}}(D-1)x\exp\left(-\frac{x^2}{2}\right)\int\limits_0^x y\exp\left(-\frac{y^2+2h^2}{2}\right)I_0\left(\sqrt{2}yh\right)dydx\right\}\times$$

$$\times\left\{\int\limits_0^{\sqrt{2\ln D-\frac{2}{3}\ln\left(\frac{P_{\text{ЛТЧ}}T}{3\times3600}\right)}}x\exp\left(-\frac{x^2+2h^2}{2}\right)I_0\left(\sqrt{2}xh\right)dx\right\}+3\left\{\int\limits_0^{\sqrt{2\ln D-\frac{2}{3}\ln\left(\frac{P_{\text{ЛТЧ}}T}{3\times3600}\right)}}x\exp\left(-\frac{x^2+2h^2}{2}\right)I_0\left(\sqrt{2}xh\right)dx\right\}^2.$$

При контрольной проверке по алгоритму наличия превышения порога в 3-х из 3-х интервалов T на длительности этапа контрольной проверки $3T$ вероятность пропуска $\left(P_{\text{ПРМК}}^{3\to3}\right)$ при совпадении приходящего сигнала и опорной копии с учетом (13) можно представить в виде

$$P_{\text{ПРМК}}^{3\to3}=1-\left[1-P_{\text{ПРМ}}^{3\to3}\right]\left[\sum_{i=3}^{3}C_3^i\left(1-P_{\text{ПРМ}}^{3\to3}\right)^i\left(P_{\text{ПРМ}}^{3\to3}\right)^{3-i}\right]=4P_{\text{ПРМ}}^{3\to3}. \tag{50}$$

С учетом (45) выражение (50) имеет вид

$$P_{\text{ПРМК}}^{3\to3}=4\left(\int_0^{\sqrt{2\ln D-\frac{1}{2}\ln\left(\frac{P_{\text{ЛТЧ}}T}{3600}\right)}}(D-1)x\exp\left(-\frac{x^2}{2}\right)\int_0^x y\exp\left(-\frac{y^2+2h^2}{2}\right)I_0\left(\sqrt{2}yh\right)dydx\right)+$$
$$+4\left(\int_0^{\sqrt{2\ln D-\frac{1}{2}\ln\left(\frac{P_{\text{ЛТЧ}}T}{3600}\right)}}x\exp\left(-\frac{x^2+2h^2}{2}\right)I_0\left(\sqrt{2}xh\right)dx\right). \tag{51}$$

При контрольной проверке по алгоритму наличия превышения порога в 3-х из 5 интервалов T на длительности этапа контрольной проверки $5T$ вероятности пропуска $\left(P_{\text{ПРМК}}^{3\to5}\right)$ при совпадении приходящего сигнала и опорной копии с учетом (13) можно представить в виде

$$P_{\text{ПРМК}}^{3\to5}=1-\left[1-P_{\text{ПРМ}}^{3\to5}\right]\left[\sum_{i=3}^{5}C_3^i\left(1-P_{\text{ПРМ}}^{3\to5}\right)^i\left(P_{\text{ПРМ}}^{3\to5}\right)^{5-i}\right]\approx P_{\text{ПРМ}}^{3\to5}+10\left(P_{\text{ПРМ}}^{3\to5}\right)^3. \tag{52}$$

С учетом (46) выражение (52) имеет вид

$$P_{\text{ПРМК}}^{3\to5}=\left(\int_0^{\sqrt{2\ln D-\frac{1}{2}\ln\left(\frac{P_{\text{ЛТЧ}}T}{10\times3600}\right)}}(D-1)x\exp\left(-\frac{x^2}{2}\right)\int_0^x y\exp\left(-\frac{y^2+2h^2}{2}\right)I_0\left(\sqrt{2}yh\right)dydx\right)+$$
$$+\left(\int_0^{\sqrt{2\ln D-\frac{1}{2}\ln\left(\frac{P_{\text{ЛТЧ}}T}{10\times3600}\right)}}x\exp\left(-\frac{x^2+2h^2}{2}\right)I_0\left(\sqrt{2}xh\right)dx\right)+ \tag{53}$$
$$+10\left(\int_0^{\sqrt{2\ln D-\frac{1}{2}\ln\left(\frac{P_{\text{ЛТЧ}}T}{10\times3600}\right)}}(D-1)x\exp\left(-\frac{x^2}{2}\right)\int_0^x y\exp\left(-\frac{y^2+2h^2}{2}\right)I_0\left(\sqrt{2}yh\right)dydx\right)^3+$$
$$+30\left(\int_0^{\sqrt{2\ln D-\frac{1}{2}\ln\left(\frac{P_{\text{ЛТЧ}}T}{10\times3600}\right)}}(D-1)x\exp\left(-\frac{x^2}{2}\right)\int_0^x y\exp\left(-\frac{y^2+2h^2}{2}\right)I_0\left(\sqrt{2}yh\right)dydx\right)^2\times$$
$$\times\left(\int_0^{\sqrt{2\ln D-\frac{1}{2}\ln\left(\frac{P_{\text{ЛТЧ}}T}{10\times3600}\right)}}x\exp\left(-\frac{x^2+2h^2}{2}\right)I_0\left(\sqrt{2}xh\right)dx\right)+$$
$$+30\left(\int_0^{\sqrt{2\ln D-\frac{1}{2}\ln\left(\frac{P_{\text{ЛТЧ}}T}{10\times3600}\right)}}(D-1)x\exp\left(-\frac{x^2}{2}\right)\int_0^x y\exp\left(-\frac{y^2+2h^2}{2}\right)I_0\left(\sqrt{2}yh\right)dydx\right)\times$$

$$\times\left(\int\limits_0^{\sqrt{2\ln D-\frac{1}{2}\ln\left(\frac{P_{\text{ЛТЧ}}T}{10\times3600}\right)}} x\exp\left(-\frac{x^2+2h^2}{2}\right)I_0\left(\sqrt{2}xh\right)dx\right)^2+$$

$$+10\left(\int\limits_0^{\sqrt{2\ln D-\frac{1}{2}\ln\left(\frac{P_{\text{ЛТЧ}}T}{10\times3600}\right)}} x\exp\left(-\frac{x^2+2h^2}{2}\right)I_0\left(\sqrt{2}xh\right)dx\right)^3.$$

При контрольной проверке по алгоритму наличия превышения порога в 5 из 5-ти интервалов T на длительности этапа контрольной проверки $5T$ вероятности пропуска $\left(P_{\text{ПРМК}}^{5\to5}\right)$ при совпадении приходящего сигнала и опорной копии с учетом (13) можно представить в виде

$$P_{\text{ПРМК}}^{5\to5}=1-\left[1-P_{\text{ПРМ}}^{5\to5}\right]\left[\sum_{i=5}^{5}C_3^i\left(1-P_{\text{ПРМ}}^{5\to5}\right)^i\left(P_{\text{ПРМ}}^{5\to5}\right)^{5-i}\right]=6P_{\text{ПРМ}}^{5\to5}. \tag{54}$$

С учетом (47) выражение (54) имеет вид

$$P_{\text{ПРМК}}^{5\to5}=6\left(\int\limits_0^{\sqrt{2\ln D-\frac{1}{3}\ln\left(\frac{P_{\text{ЛТЧ}}T}{3600}\right)}}(D-1)x\exp\left(-\frac{x^2}{2}\right)\int\limits_0^x y\exp\left(-\frac{y^2+2h^2}{2}\right)I_0\left(\sqrt{2}yh\right)dydx\right)+$$

$$+6\left(\int\limits_0^{\sqrt{2\ln D-\frac{1}{3}\ln\left(\frac{P_{\text{ЛТЧ}}T}{3600}\right)}} x\exp\left(-\frac{x^2+2h^2}{2}\right)I_0\left(\sqrt{2}xh\right)dx\right). \tag{55}$$

Будем считать, что скорость передачи равна $\frac{1}{T}$. Для наглядности полученного результата по выражениям (49), (51), (53) и (55) проведены расчеты, которые представлены в табл. 1–6 и на рис. 2–9, для различных значений параметров.

Таблица 1

Зависимость вероятности пропуска сигнала с учетом алгоритма контрольных проверок 2-3; 3-3; 3-5; 5-5 при $P_{\text{ЛТЧ}}=10^{-2}$, $D=1$ (одноканальный режим обнаружения), $T=\frac{1}{20}=0,05$ с (при скорости передачи 20 бит/с) и $T=\frac{1}{1000}=10^{-3}$ с (при скорости передачи 1000 бит/с)

	$P_{\text{ЛТЧ}}=10^{-2}$ $T=0,05$ $D=1$				$P_{\text{ЛТЧ}}=10^{-2}$ $T=0,001$ $D=1$			
$P_{\text{прмк}}=10^{-1}$	2-3	3-3	3-5	5-5	2-3	3-3	3-5	5-5
	$h^2=10,3$	$h^2=10,3$	$h^2=9,44$	$h^2=9,5$	$h^2=10,98$	$h^2=10,91$	$h^2=10,08$	$h^2=10,13$
$P_{\text{прмк}}=10^{-2}$	2-3	3-3	3-5	5-5	2-3	3-3	3-5	5-5
	$h^2=11,9$	$h^2=11,77$	$h^2=11,3$	$h^2=11,07$	$h^2=12,47$	$h^2=12,27$	$h^2=11,81$	$h^2=11,56$
$P_{\text{прмк}}=10^{-3}$	2-3	3-3	3-5	5-5	2-3	3-3	3-5	5-5
	$h^2=13,0$	$h^2=12,76$	$h^2=12,5$	$h^2=12,1$	$h^2=13,52$	$h^2=13,24$	$h^2=12,96$	$h^2=12,56$

Таблица 2

Зависимость вероятности пропуска сигнала с учетом алгоритма контрольных проверок 2-3; 3-3; 3-5; 5-5 при $P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-4}$, $D = 1$ (одноканальный режим обнаружения), $T = \frac{1}{20} = 0,05$ с (при скорости передачи 20 бит/с) и $T = \frac{1}{1000} = 10^{-3}$ с (при скорости передачи 1000 бит/с)

	$P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-4}$ T = 0,05 D = 1				$P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-4}$ T = 0,001 D = 1			
$P_{\text{прмк}} = 10^{-1}$	2-3	3-3	3-5	5-5	2-3	3-3	3-5	5-5
	h^2 = 11,12	h^2 = 11,05	h^2 = 10,2	h^2 = 10,2	h^2 = 11,7	h^2 = 11,55	h^2 = 10,62	h^2 = 10,6
$P_{\text{прмк}} = 10^{-2}$	2-3	3-3	3-5	5-5	2-3	3-3	3-5	5-5
	h^2 = 12,54	h^2 = 12,35	h^2 = 11,9	h^2 = 11,67	h^2 = 13,05	h^2 = 12,81	h^2=12,35	h^2 = 12,05
$P_{\text{прмк}} = 10^{-3}$	2-3	3-3	3-5	5-5	2-3	3-3	3-5	5-5
	h^2 = 13,61	h^2 = 13,3	h^2 = 13,08	h^2 = 12,6	h^2 = 14,0	h^2 = 13,72	h^2 = 13,37	h^2 = 13,0

Таблица 3

Зависимость вероятности пропуска сигнала с учетом алгоритма контрольных проверок 2-3; 3-3; 3-5; 5-5 при $P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-6}$, $D = 1$ (одноканальный режим обнаружения), $T = \frac{1}{20} = 0,05$ с (при скорости передачи 20 бит/с) и $T = \frac{1}{1000} = 10^{-3}$ с (при скорости передачи 1000 бит/с)

	$P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-6}$ T = 0,05 D = 1				$P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-6}$ T = 0,001 D = 1			
$P_{\text{прмк}} = 10^{-1}$	2-3	3-3	3-5	5-5	2-3	3-3	3-5	5-5
	h^2 = 11,75	h^2 = 11,65	h^2 = 10,77	h^2 = 10,76	h^2 = 12,18	h^2 = 12,04	h^2 = 11,21	h^2 = 11,12
$P_{\text{прмк}} = 10^{-2}$	2-3	3-3	3-5	5-5	2-3	3-3	3-5	5-5
	h^2 = 13,1	h^2 = 12,88	h^2 = 12,36	h^2 = 12,08	h^2 = 13,56	h^2 = 13,18	h^2 = 12,8	h^2 = 12,47
$P_{\text{прмк}} = 10^{-3}$	2-3	3-3	3-5	5-5	2-3	3-3	3-5	5-5
	h^2 = 14,05	h^2 = 13,76	h^2 = 13,44	h^2 = 13,07	h^2 = 14,4	h^2 = 14,1	h^2 = 13,8	h^2 = 13,3

Таблица 4

Зависимость вероятности пропуска сигнала с учетом алгоритма контрольных проверок 2-3; 3-3; 3-5; 5-5 при $P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-2}$, $D = 10$ (многоканальный режим обнаружения), $T = \frac{1}{20} = 0,05$ с (при скорости передачи 20 бит/с) и $T = \frac{1}{1000} = 10^{-3}$ с (при скорости передачи 1000 бит/с)

	$P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-2}$ T = 0,05 D = 10				$P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-2}$ T = 0,001 D = 10			
$P_{\text{прмк}} = 10^{-1}$	2-3	3-3	3-5	5-5	2-3	3-3	3-5	5-5
	h^2 = 11.48	h^2 = 11.45	h^2 = 10.95	h^2 = 10,9	h^2 = 11.96	h^2 = 11.93	h^2 = 11.27	h^2 = 11.25
$P_{\text{прмк}} = 10^{-2}$	2-3	3-3	3-5	5-5	2-3	3-3	3-5	5-5
	h^2 = 12.9	h^2 = 12.81	h^2 = 12.4	h^2 = 12.09	h^2 = 13.3	h^2 = 13.15	h^2 = 12.88	h^2 = 12.52
$P_{\text{прмк}} = 10^{-3}$	2-3	3-3	3-5	5-5	2-3	3-3	3-5	5-5
	h^2 = 13.85	h^2 = 13.6	h^2 = 13.45	h^2 = 13.1	h^2 = 14.22	h^2 = 14.03	h^2 = 13.89	h^2 = 13.42

Таблица 5

Зависимость вероятности пропуска сигнала с учетом алгоритма контрольных проверок 2-3; 3-3; 3-5; 5-5 при $P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-4}$, $D = 10$ (многоканальный режим обнаружения), $T = \frac{1}{20} = 0{,}05$ с (при скорости передачи 20 бит/с) и $T = \frac{1}{1000} = 10^{-3}$ с (при скорости передачи 1000 бит/с)

	$P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-4}$ $T = 0{,}05$ $D = 10$				$P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-4}$ $T = 0{,}001$ $D = 10$			
	2-3	3-3	3-5	5-5	2-3	3-3	3-5	5-5
$P_{\text{прмк}} = 10^{-1}$	$h^2 = 12.01$	$h^2 = 11{,}98$	$h^2 = 11.35$	$h^2 = 11.32$	$h^2 = 12.5$	$h^2 = 12.3$	$h^2 = 11.8$	$h^2 = 11{,}79$
	2-3	3-3	3-5	5-5	2-3	3-3	3-5	5-5
$P_{\text{прмк}} = 10^{-2}$	$h^2 = 13.47$	$h^2 = 13.25$	$h^2 = 12.9$	$h^2 = 12{,}53$	$h^2 = 13.73$	$h^2 = 13.52$	$h^2 = 13.19$	$h^2 = 13.0$
	2-3	3-3	3-5	5-5	2-3	3-3	3-5	5-5
$P_{\text{прмк}} = 10^{-3}$	$h^2 = 14.35$	$h^2 = 14.08$	$h^2 = 13.87$	$h^2 = 13.4$	$h^2 = 14.6$	$h^2 = 14.34$	$h^2 = 14.18$	$h^2 = 13{,}82$

Таблица 6

Зависимость вероятности пропуска сигнала с учетом алгоритма контрольных проверок 2-3; 3-3; 3-5; 5-5 при $P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-6}$, $D = 10$ (многоканальный режим обнаружения), $T = \frac{1}{20} = 0{,}05$ с (при скорости передачи 20 бит/с) и $T = \frac{1}{1000} = 10^{-3}$ с (при скорости передачи 1000 бит/с)

	$P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-6}$ $T = 0{,}05$ $D = 10$				$P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-6}$ $T = 0{,}001$ $D = 10$			
	2-3	3-3	3-5	5-5	2-3	3-3	3-5	5-5
$P_{\text{прмк}} = 10^{-1}$	$h^2 = 12.55$	$h^2 = 12.3$	$h^2 = 11.85$	$h^2 = 11{,}8$	$h^2 = 12.97$	$h^2 = 12.7$	$h^2 = 12.08$	$h^2 = 12.07$
	2-3	3-3	3-5	5-5	2-3	3-3	3-5	5-5
$P_{\text{прмк}} = 10^{-2}$	$h^2 = 13.85$	$h^2 = 13.57$	$h^2 = 13.2$	$h^2 = 13.1$	$h^2 = 14.15$	$h^2 = 13{,}87$	$h^2 = 13.57$	$h^2 = 13.28$
	2-3	3-3	3-5	5-5	2-3	3-3	3-5	5-5
$P_{\text{прмк}} = 10^{-3}$	$h^2 = 14.72$	$h^2 = 14.43$	$h^2 = 14.15$	$h^2 = 13{,}9$	$h^2 = 15.08$	$h^2 = 14.73$	$h^2 = 14.5$	$h^2 = 14.1$

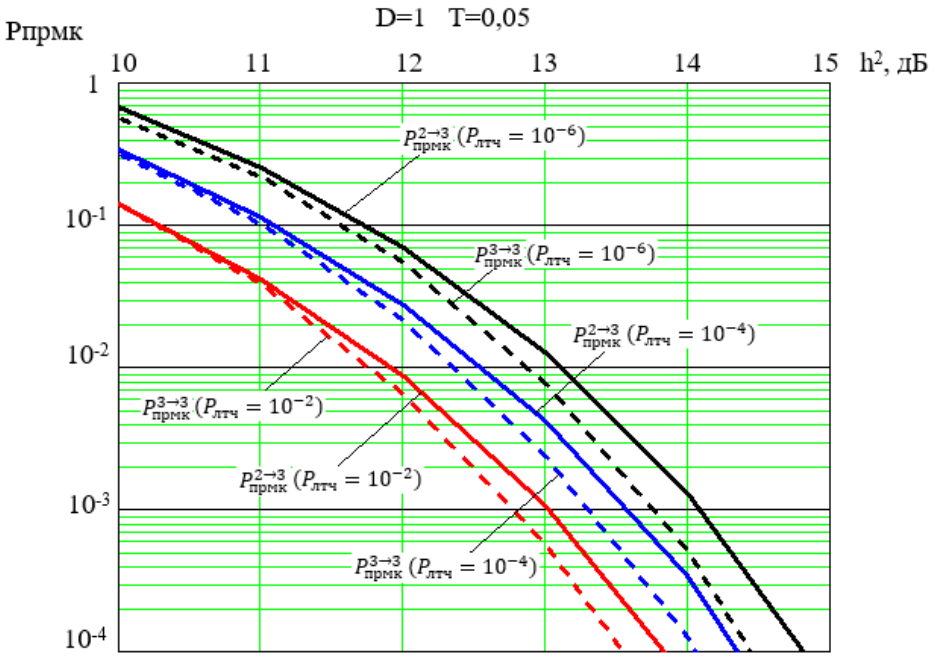


Рис. 2. Графики зависимости вероятности пропуска сигнала с учетом алгоритма контрольных проверок 2-3; 3-3 при $P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-2}$, $P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-4}$, $P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-6}$, $D = 1$ (одноканальный режим обнаружения) и $T = \frac{1}{20} = 0{,}05$ с (при скорости передачи 20 бит/с)

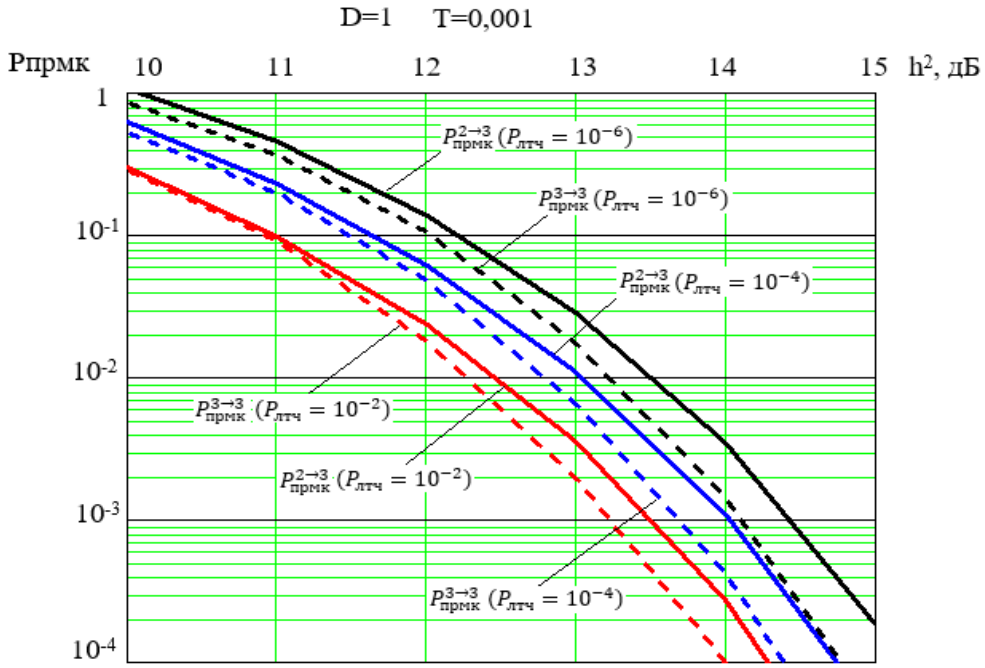


Рис. 3. Графики зависимости вероятности пропуска сигнала с учетом алгоритма контрольных проверок 2-3; 3-3 при $P_{\text{ЛТЧ}}=10^{-2}$, $P_{\text{ЛТЧ}}=10^{-4}$, $P_{\text{ЛТЧ}}=10^{-6}$, $D=1$ (одноканальный режим обнаружения) и $T=\dfrac{1}{1000}=0,001$ с (при скорости передачи 1000 бит/с)

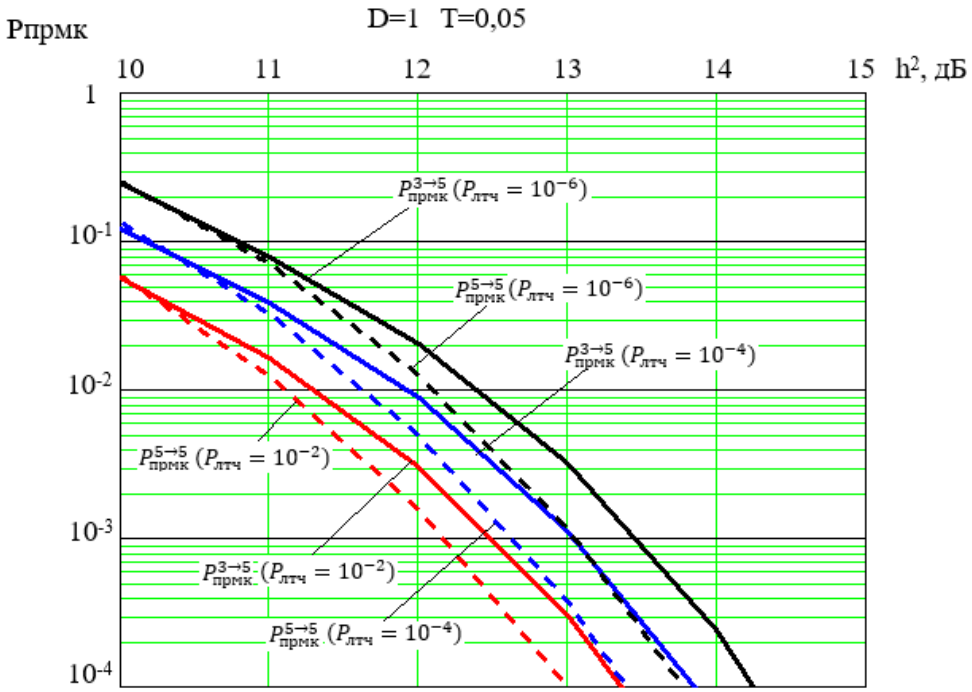


Рис. 4. Графики зависимости вероятности пропуска сигнала с учетом алгоритма контрольных проверок 3-5; 5-5 при $P_{\text{ЛТЧ}}=10^{-2}$, $P_{\text{ЛТЧ}}=10^{-4}$, $P_{\text{ЛТЧ}}=10^{-6}$, $D=1$ (одноканальный режим обнаружения) и $T=\dfrac{1}{20}=0,05$ с (при скорости передачи 20 бит/с)

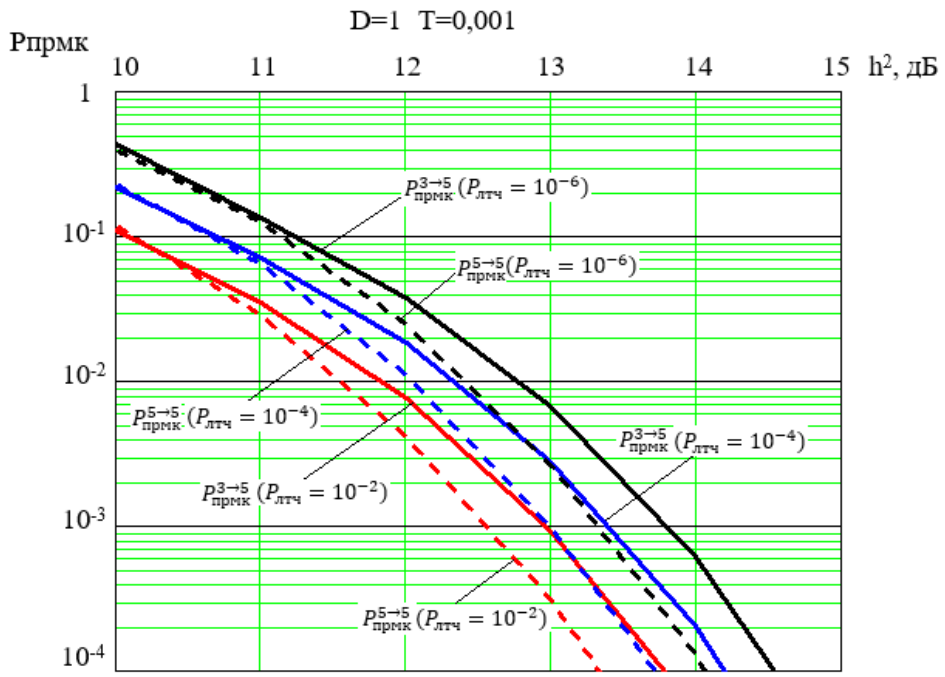


Рис. 5. Графики зависимости вероятности пропуска сигнала с учетом алгоритма контрольных проверок 3-5; 5-5 при $P_{\text{ЛТЧ}}=10^{-2}$, $P_{\text{ЛТЧ}}=10^{-4}$, $P_{\text{ЛТЧ}}=10^{-6}$, $D=1$ (одноканальный режим обнаружения) и $T=\dfrac{1}{1000}=0,001$ с (при скорости передачи 1000 бит/с)

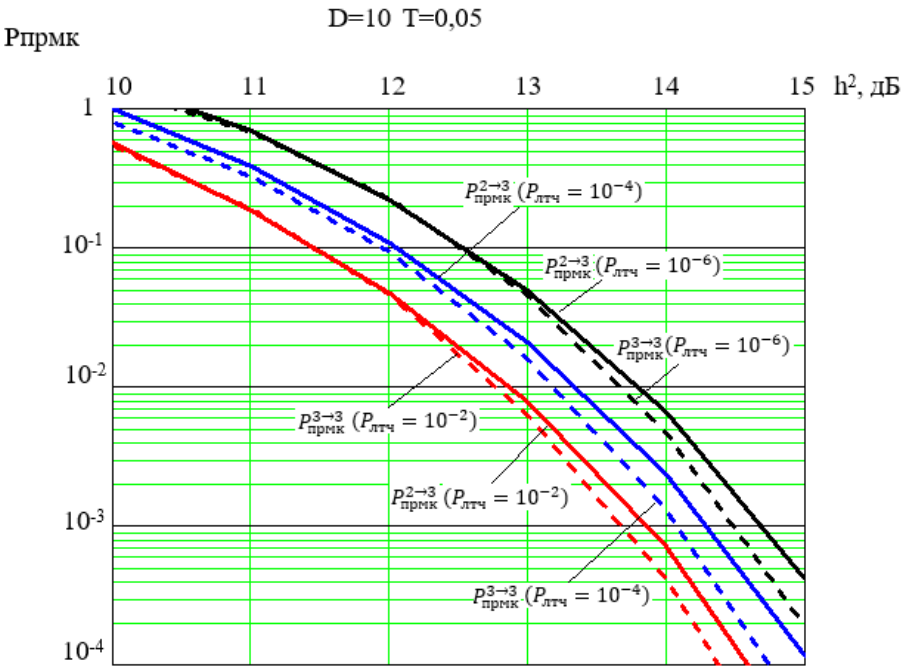


Рис. 6. Графики зависимости вероятности пропуска сигнала с учетом алгоритма контрольных проверок 2-3; 3-3 при $P_{\text{ЛТЧ}}=10^{-2}$, $P_{\text{ЛТЧ}}=10^{-4}$, $P_{\text{ЛТЧ}}=10^{-6}$, $D=10$ (многоканальный режим обнаружения) и $T=\dfrac{1}{20}=0,05$ с (при скорости передачи 20 бит/с)

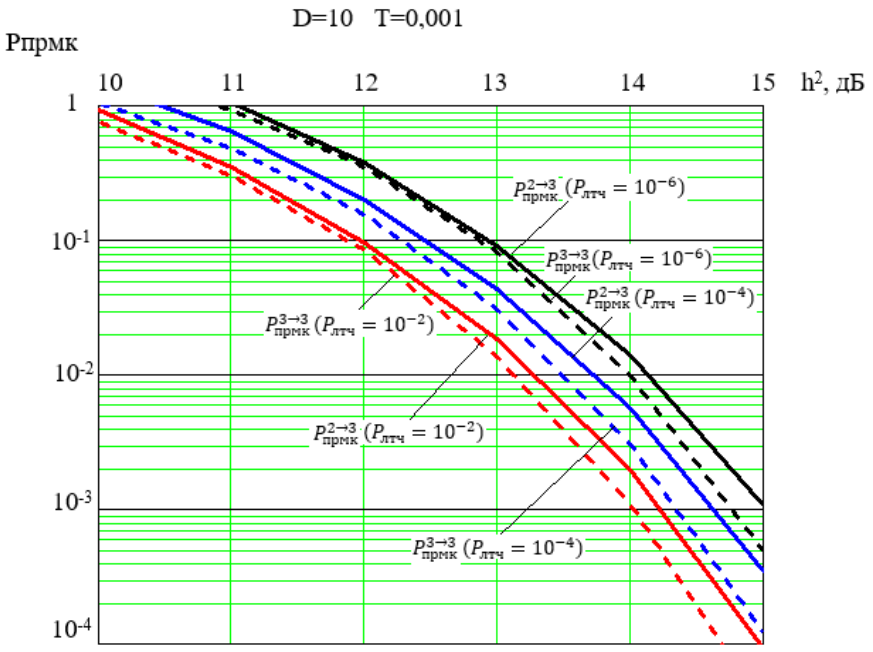


Рис. 7. Графики зависимости вероятности пропуска сигнала с учетом алгоритма контрольных проверок 2-3; 3-3 при $P_{\text{ЛТЧ}}=10^{-2}$, $P_{\text{ЛТЧ}}=10^{-4}$, $P_{\text{ЛТЧ}}=10^{-6}$, $D=10$ (многоканальный режим обнаружения) и $T=\dfrac{1}{1000}=0,001$ с (при скорости передачи 1000 бит/с)

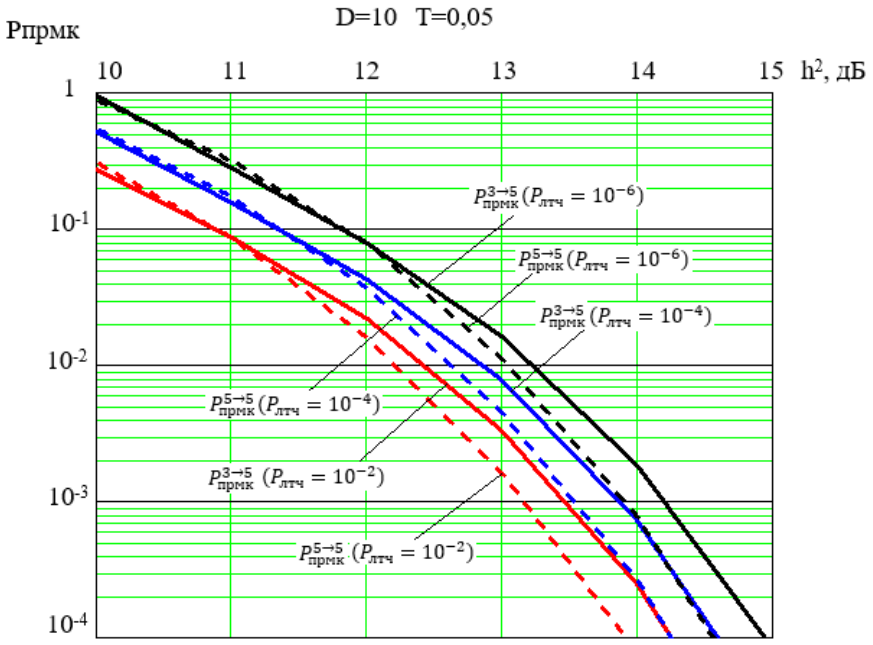


Рис. 8. Графики зависимости вероятности пропуска сигнала с учетом алгоритма контрольных проверок 3-5; 5-5 при $P_{\text{ЛТЧ}}=10^{-2}$, $P_{\text{ЛТЧ}}=10^{-4}$, $P_{\text{ЛТЧ}}=10^{-6}$, $D=10$ (многоканальный режим обнаружения) и $T=\dfrac{1}{20}=0,05$ с (при скорости передачи 20 бит/с)

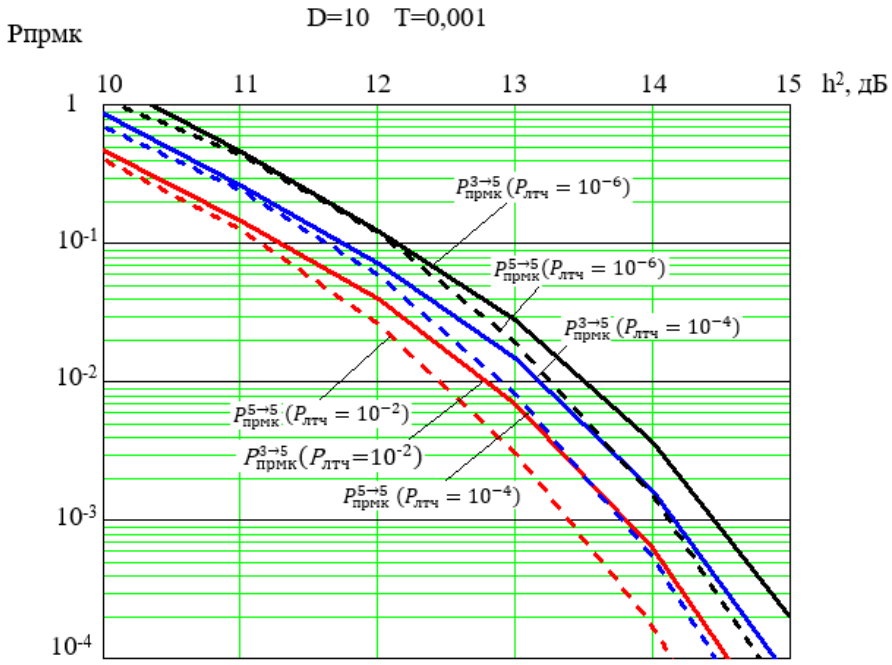


Рис. 9. Графики зависимости вероятности пропуска сигнала с учетом алгоритма контрольных проверок 3-5; 5-5 при $P_{\text{ЛТЧ}}=10^{-2}$, $P_{\text{ЛТЧ}}=10^{-4}$, $P_{\text{ЛТЧ}}=10^{-6}$, $D=10$ (многоканальный режим обнаружения) и $T=\frac{1}{1000}=0,001$ с (при скорости передачи 1000 бит/с)

При рассмотрении результатов расчета, представленных в табл. 1–6 и на рис. 2–9, видно:

– введение контрольных проверок как в *одноканальном* режиме обнаружения, так и в *многоканальном* повышает помехоустойчивость обнаружения, при этом алгоритмы контрольных проверок 5-5 и 3-3 обладают большей помехоустойчивостью, чем алгоритмы контрольных проверок 3-5 и 2-3;

– многоканальный режим обнаружения при 10 каналах обеспечивает сокращение времени обнаружения в 10 раз, но при переходе с одноканального режима обнаружения к многоканальному при рассмотренных алгоритмах контрольных проверок, наблюдается ухудшение помехоустойчивости обнаружения на 1,0–0,6 дБ.

Список источников

1. *Тузов Г.И.* Статистическая теория приема сложных сигналов. М.: Сов. радио, 1977. 400 с.

2. Адресные системы управления и связи. В кн. Вопросы синхронизации / Под ред. Г.И. Тузова. М.: Радио и связь, 1993. 378 с.

3. Шумоподобные сигналы в системах передачи информации / Под ред. В.Б. Пестрякова. М.: Сов. радио, 1973. 424 с.

4. *Варакин Л.Е.* Системы связи с шумоподобными сигналами. М.: Сов. радио, 1985. 384 с.

5. *Борисов В.И., Зинчук В.М., Лимарев А.Е., Шестопалов В.И.* Помехоустойчивость систем радиосвязи с расширением спектра прямой модуляцией псевдослучайной последовательности / Под. ред. В.И. Борисова. М.: РадиоСофт, 2011. 550 с.

6. *Вентцель Е.С., Овчаров Л.Ф.* Теория вероятностей. М.: Наука, 1973.

7. *Тихонов В.И.* Статистическая радиотехника. М.: Сов. радио, 1966. 680 с.

Информация об авторах

Ю.В. Сидоров, д.т.н., руководитель программ
В.И. Шестопалов, к.т.н., руководитель проекта
А.И. Мордовин, ведущий конструктор

Information about the authors

Yu.V. Sidorov, D.Sc. in Engineering Sciences, Program Manager
V.I. Shestopalov, Ph.D. in Engineering Sciences, Project Manager
A.I. Mordovin, Leading Design Engineer

Статья поступила в редакцию 15.08.2022
Одобрена после рецензирования 22.08.2022
Принята к публикации 26.08.2022

The article was submitted 15.08.2022
Approved after reviewing 22.08.2022
Accepted for publication 26.08.2022

Теория и техника радиосвязи. 2022. № 4. С. 34–40. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2022. No. 4. Pp. 34–40. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 537.86:519.2

О синтезе эффективных спектрозональных фильтров многоканального энергетического приемника для радиомониторинга

Виктор Юрьевич Полев[1], Василий Николаевич Поветко[2], Екатерина Алексеевна Бокова[3]
[1-3]Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия
[1]victor.polev@mail.ru, [2]pvp79@inbox.ru, [3]bokova_katya@list.ru

Аннотация. *Синтезированы амплитудно-частотные характеристики спектрозональных фильтров многоканального энергетического приемника, удовлетворяющие заданному параметру различения сигналов. Выявлено влияние параметров фильтров на форму АЧХ.*

Ключевые слова: *радиомониторинг, оценка частоты и спектра, когнитивное радио, синтез АЧХ, обнаружение и различение сигналов.*

On a synthesis of the effective spectrozonal filters of a multichannel energy receiver for radiomonitoring

Viktor Yu. Polev[1], Vasily N. Povetko[2], Yekaterina A. Bokova[3]
[1-3]Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia
[1]victor.polev@mail.ru, [2]pvp79@inbox.ru, [3]bokova_katya@list.ru

Abstract. *Amplitude-frequency characteristics of a multichannel energy receiver spectrozonal filters that meet the specified signal distinction parameter are synthesised. The influence of filter parameters on the shape of amplitude-frequency characteristic is revealed.*

Keywords: *radio monitoring, frequency and spectrum estimation, cognitive radio, synthesis of amplitude-frequency characteristics, signal detection and distinction.*

В интересах исследования когнитивного радио в работе [1] предложена природоподобная (по аналогии со зрением человека) технология оценки рабочей частоты и спектра радиосигналов методом сжатых измерений с использованием многоканального энергетического приемника (ЭП) со специальными спектрозональными фильтрами (СЗФ). Потенциально она может снизить габариты и энергопотребление средств радиомониторинга. В работе [2] проведена оценка влияния характеристик многоканального ЭП на качество радиомониторинга. При этом для простоты вычислений амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) СЗФ задавались симметричными и имеющими вид функции Гаусса, со смещением максимума АЧХ, соизмеримым с эквивалентной полосой частот фильтров. В результате исследования установлено, что обнаружение сигналов многоканальным ЭП осуществляется эффективно, а для различения сигналов по несущей частоте возможности многоканального ЭП при использовании рассмотренных СЗФ существенно ниже. Для обеспечения приемлемых характеристик различения необходимо либо значительное время накопления сигнала (до единиц секунд), либо более эффективные СЗФ. Целью настоящей работы является поиск таких фильтров.

Методика решения задачи

В соответствии с [2] многоканальный приемник содержит N СЗФ, АЧХ которых отличаются (они имеют смещенные по частоте максимумы, но при этом полосы частот фильтров в значительной мере пересекаются), N ЭП и аналого-цифровых преобразователей (АЦП) (рис. 1).

© Полев В.Н., Поветко В.Н., Бокова Е.А., 2022

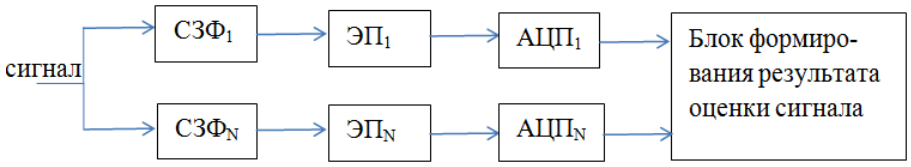


Рис. 1. Структурная схема устройства для оценки рабочей частоты и спектра радиосигнала

Согласно [2] параметр различения сигналов многоканальным ЭП представлен в виде

$$\rho_i^2 \approx \sum_1^N \left\{ \frac{\upsilon_n(1+\gamma_n)}{1+\frac{\gamma_n'}{1+\gamma_n'}} - \frac{\sqrt{2\upsilon_n(1+\gamma_n)-1-\frac{\gamma_n}{1+\gamma_n}}\sqrt{2\upsilon_n(1+\gamma_n')}}{\frac{\gamma_n'}{1+\gamma_n'}} - \frac{\upsilon_n(1+\gamma_n)}{1+\frac{\gamma_n}{1+\gamma_n}} + \right.$$

$$+\frac{\sqrt{2\upsilon_n(1+\gamma_n)-1-\frac{\gamma_n}{1+\gamma_n}}\sqrt{2\upsilon_n(1+\gamma_n)}}{\frac{\gamma_n'}{1+\gamma_n'}} - \frac{\upsilon_n(1+\gamma_n')}{1+\frac{\gamma_n'}{1+\gamma_n'}} + \frac{\sqrt{2\upsilon_n(1+\gamma_n')-1-\frac{\gamma_n'}{1+\gamma_n'}}\sqrt{2\upsilon_n(1+\gamma_n')}}{1+\frac{\gamma_n'}{1+\gamma_n'}} +$$

$$\left. + \frac{\upsilon_n(1+\gamma_n')}{1+\frac{\gamma_n}{1+\gamma_n}} - \frac{\sqrt{2\upsilon_n(1+\gamma_n')-1-\frac{\gamma_n'}{1+\gamma_n'}}\sqrt{2\upsilon_n(1+\gamma_n)}}{1+\frac{\gamma_n}{1+\gamma_n}} \right\}, \qquad (1)$$

где υ_n – число степеней свободы в канале ЭП; $\gamma_n = \frac{E_i A_{in}^2}{\upsilon_n N_{02n}}$, γ_n' – значение этого параметра при расстройке сигнала по несущей частоте на Δf; E_i – энергия сигнала, A_{in}^2 – квадрат АЧХ n-го СЗФ на i-й частоте, N_{02n} – эквивалентная двухсторонняя спектральная плотность шума для n-го СЗФ (канала).

Для решения поставленной задачи можно выделить два способа – эвристический поиск эффективных АЧХ СЗФ и синтез таких АЧХ исходя из обеспечения значений квадрата параметра различения сигналов многоканальным ЭП не ниже требуемых для оценки рабочей частоты источника радиоизлучения. Эвристический поиск показал, что можно найти более эффективные СЗФ с АЧХ, отличающимися от функций Гаусса. В частности, лучшую эффективность имеют СЗФ с АЧХ, близкими к распределению Релея. Однако при этом, как и в ряде других случаев, параметр различения имеет существенную частотную зависимость. Это может приводить к погрешностям оценки рабочих частот сигналов. Поэтому актуален синтез АЧХ исходя из обеспечения значений квадрата параметра различения сигналов многоканальным ЭП, требуемых для достаточно точной оценки рабочей частоты источника радиоизлучения (для этого он должен быть не менее 20 [3]).

Для упрощения задачи синтеза вначале мы ограничились двумя соседними фильтрами. Максимумы их АЧХ были разнесены на 77 МГц. В этом случае выражение (1) содержит два слагаемых, соответствующих этим фильтрам. Каждый из двух фильтров вносит определенный вклад в данное значение. Этот вклад математически можно описать как вес m_n каждого слагаемого в (1). Учитывая этот факт, можно определить выражение для квадрата параметра различения для каждого фильтра в отдельности. Для первого фильтра оно будет иметь следующий вид:

$$\rho_i^2 \cdot m_1 \approx \frac{\upsilon(1+\gamma_1)}{1+\frac{\gamma_1^!}{1+\gamma_1^!}} - \frac{\sqrt{2\upsilon(1+\gamma_1)-1-\frac{\gamma_1}{1+\gamma_1}}\sqrt{2\upsilon_n\left(1+\gamma_n^!\right)}}{1+\frac{\gamma_1^!}{1+\gamma_1^!}} - \frac{\upsilon_n(1+\gamma_1)}{1+\frac{\gamma_1}{1+\gamma_1}} +$$

$$+\frac{\sqrt{2\upsilon(1+\gamma_1)-1-\frac{\gamma_1}{1+\gamma_1}}\sqrt{2\upsilon(1+\gamma_1)}}{\frac{\gamma_n^!}{1+\gamma_n^!}} - \frac{\upsilon_n\left(1+\gamma_1^!\right)}{1+\frac{\gamma_1^!}{1+\gamma_1^!}} + \frac{\sqrt{2\upsilon\left(1+\gamma_1^!\right)-1-\frac{\gamma_1^!}{1+\gamma_1^!}}\sqrt{2\upsilon\left(1+\gamma_1^!\right)}}{1+\frac{\gamma_1^!}{1+\gamma_1^!}} +$$

$$+\frac{\upsilon\left(1+\gamma_1^!\right)}{1+\frac{\gamma_1}{1+\gamma_1}} - \frac{\sqrt{2\upsilon_n\left(1+\gamma_1^!\right)-1-\frac{\gamma_1^!}{1+\gamma_1^!}}\sqrt{2\upsilon(1+\gamma_1)}}{1+\frac{\gamma_1}{1+\gamma_1}}; \qquad (2)$$

$$\rho_i^2 \cdot m_2 \approx \frac{\upsilon(1+\gamma_2)}{1+\frac{\gamma_2^!}{1+\gamma_2^!}} - \frac{\sqrt{2\upsilon(1+\gamma_2)-1-\frac{\gamma_2}{1+\gamma_2}}\sqrt{2\upsilon\left(1+\gamma_2^!\right)}}{1+\frac{\gamma_2^!}{1+\gamma_2^!}} - \frac{\upsilon(1+\gamma_2)}{1+\frac{\gamma_2}{1+\gamma_2}} +$$

$$+\frac{\sqrt{2\upsilon(1+\gamma_2)-1-\frac{\gamma_2}{1+\gamma_2}}\sqrt{2\upsilon(1+\gamma_2)}}{1+\frac{\gamma_2}{1+\gamma_2}} - \frac{\upsilon_n\left(1+\gamma_2^!\right)}{1+\frac{\gamma_2^!}{1+\gamma_2^!}} + \frac{\sqrt{2\upsilon\left(1+\gamma_2^!\right)-1-\frac{\gamma_2^!}{1+\gamma_2^!}}\sqrt{2\upsilon\left(1+\gamma_2^!\right)}}{1+\frac{\gamma_2^!}{1+\gamma_2^!}} +$$

$$+\frac{\upsilon\left(1+\gamma_2^!\right)}{1+\frac{\gamma_2}{1+\gamma_2}} - \frac{\sqrt{2\upsilon\left(1+\gamma_2^!\right)-1-\frac{\gamma_2^!}{1+\gamma_2^!}}\sqrt{2\upsilon(1+\gamma_2)}}{1+\frac{\gamma_2}{1+\gamma_2}}. \qquad (3)$$

Таким образом, можно рассчитать значения АЧХ двух фильтров по отдельности.

В целях оценки влияния ряда параметров СЗФ проведено исследование их влияния на АЧХ. В частности, варьировались значения АЧХ второго фильтра на максимуме АЧХ первого фильтра, а также веса фильтров при расчете параметра различения сигналов. При этом если в определенном диапазоне частот ненулевое значение принимает АЧХ только одного фильтра, то на данном интервале частот необходимо осуществить перераспределение весов фильтров. Например, когда АЧХ первого фильтра опускается до нуля, вес первого фильтра становится равным нулю. Следовательно, вес второго фильтра должен стать равным 1 до тех пор, пока не появится следующий фильтр.

Результаты синтеза АЧХ

Для определенности при расчетах использованы следующие исходные данные:

• начальная эквивалентная полоса частот фильтра W = 38 МГц;

• мощность сигнала $P_i = 3.2 \cdot 10^{-6}$ Вт;

• разнесение несущих частот сигналов Δf = = 1 МГц;

• количество каналов N = 2;

• время интегрирования Δ = 150 мкс;

• оптимальный квадрат параметра различения $\rho_i^2 = 20$.

На рис. 2 показан результат синтеза АЧХ фильтров при одинаковых весах фильтров. Значение АЧХ второго фильтра на частоте максимума первого фильтра равно нулю.

При равных весах амплитудно-частотные характеристики фильтров имеют одинаковые формы, причем АЧХ симметричны относительно центральной частоты. На частотах, соответствующих интервалу значений АЧХ [0.5;1], зависимость АЧХ от частоты можно считать линейной (квазилинейной). На частотах, соответствующих интервалу [0; 0.5], АЧХ меняется быстрее. На центральной частоте наблюдается острый пик. Также можно заметить, что фактическая эквивалентная полоса частот фильтра больше той, которая задавалась изначально и использовалась в расчетах: расчетное значение – 38 МГц, фактическое – 100 МГц. Оказалось необходимым уточнить АЧХ с учетом этого обстоятельства путем итераций.

Для уточнения эквивалентной полосы и получения итоговой формы АЧХ был проведен итерационный расчет АЧХ, при котором на каждой итерации в расчетную формулу (1) подставлялось новое фактическое значение полосы фильтра до тех пор, пока расчетное и фактическое значения не совпали в рамках установленной погрешности. На рис. 3а показаны итерации уточнения эквивалентной полосы для случая равных весов.

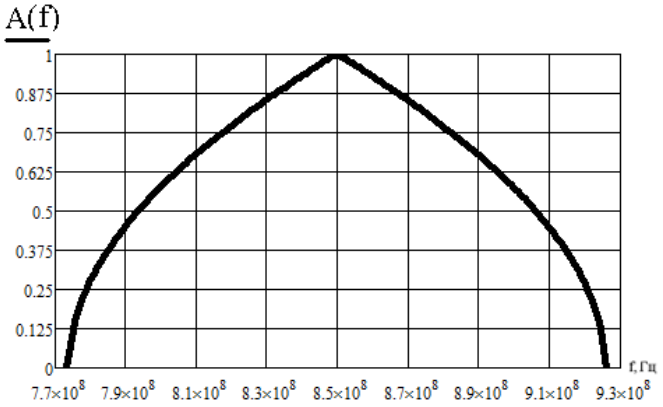
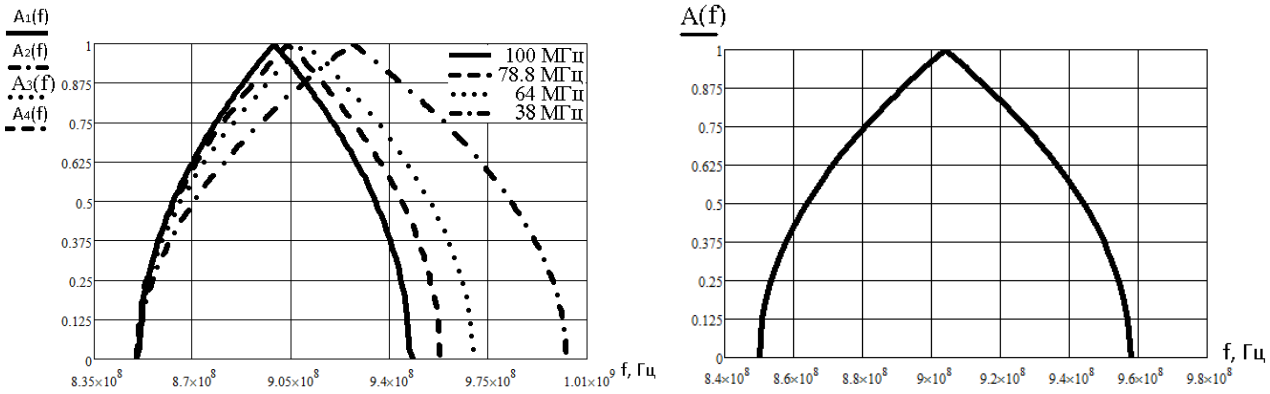


Рис. 2. Форма АЧХ фильтра при одинаковых весах



а) б)

Рис. 3. Уточнение эквивалентной полосы для случая равных весов

После четырех итераций АЧХ фильтра изменилась. Результирующая амплитудно-частотная характеристика показана пунктирной линией на рис. 3а и отдельно на рис. 3б. В данном случае расчетное значение полосы составляет 78.8 МГц, фактическое – 71.4 МГц.

Также необходимо учитывать, что в случае если в некотором интервале частот ненулевое значение принимает АЧХ только одного фильтра, то на данном интервале частот необходимо осуществить перераспределение весов фильтров. Так, в случае трех фильтров и изначально равных весов их АЧХ имеют вид, показанный на рис. 4. Амплитудно-частотные характеристики первого и третьего фильтров вследствие перераспределения весов имеют вид, отличный от показанного на рис. 2, и эквивалентную полосу частот меньшую, чем у второго фильтра.

Представляет интерес то, как изменятся амплитудно-частотные характеристики фильтров при изменении начального значения АЧХ в максимуме соседнего фильтра и их неравных весах. Так, на рис. 5 показан результат синтеза амплитудно-частотных характеристик фильтров при весах $m_1 = 0.6$, $m_2 = 0.4$. Значение второго фильтра на частоте максимума АЧХ первого фильтра задано равным 0.2.

Как видно, в этом случае имеет место асимметрия АЧХ обоих фильтров и смещенный по частоте максимум АЧХ второго фильтра. Для оценки этого влияния на рис. 6 показаны АЧХ второго фильтра при разных начальных значениях АЧХ на частоте максимума первого фильтра. Максимальное смещение по частоте имеет место при больших значениях указанных выше начальных АЧХ.

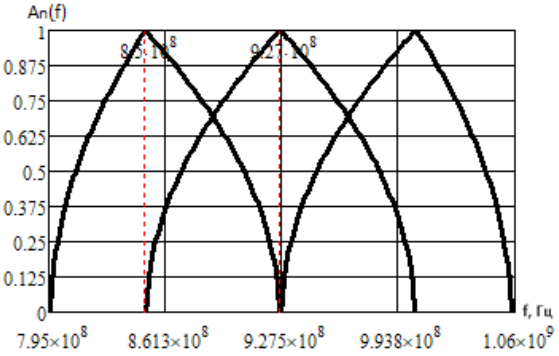
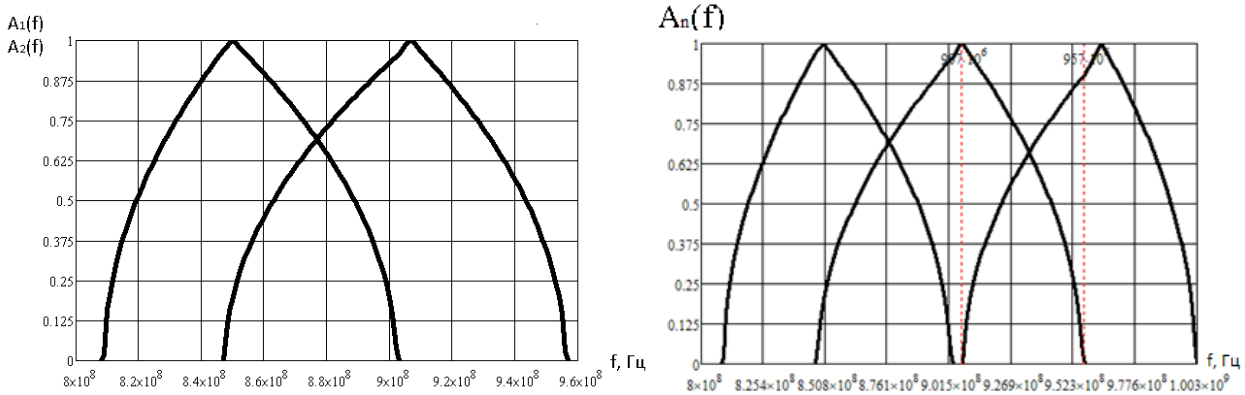


Рис. 4. АЧХ трех фильтров при АЧХ, равной нулю в максимуме АЧХ соседнего фильтра



а) б)

Рис. 5. АЧХ фильтров при $m_1 = 0.6$, $m_2 = 0.4$ и начальном значении АЧХ второго фильтра 0.2

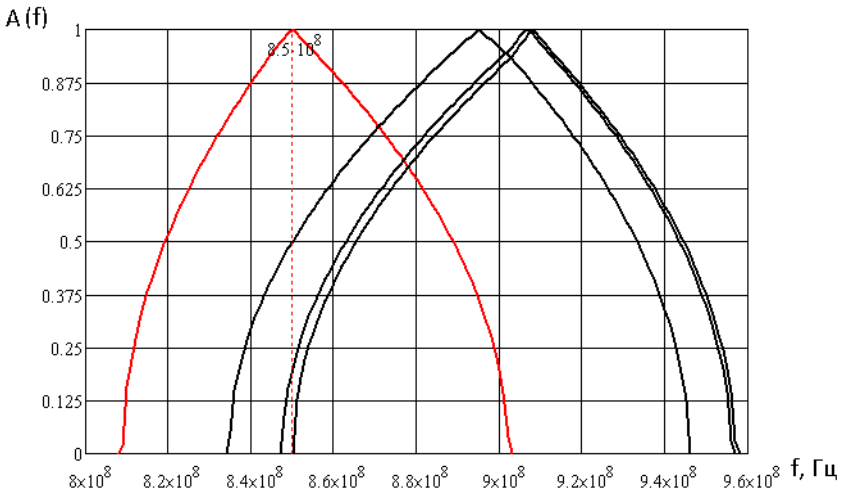


Рис. 6. Сравнение АЧХ второго фильтра при разных значениях на частоте максимума АЧХ первого фильтра

Ниже на рисунках показаны синтезированные АЧХ спектрозональных фильтров при разных весах фильтров: на рис. 7 – для весов $m_1 = 0.8$, $m_2 = 0.2$ с начальным значением АЧХ второго фильтра 0.2; на рис. 8 – для весов $m_1 = 0.9$, $m_2 = 0.1$ с начальным значением АЧХ второго фильтра 0.1.

Для проверки полученных результатов были взяты полученные значения амплитудно-частотных характеристик фильтров для случая равных весов и подставлены в расчетную формулу квадрата параметра различения (1). В результате была получена зависимость результирующего параметра различения от частоты, показанная на рис. 9. В идеализированной модели зависимость имеет прямолинейный характер.

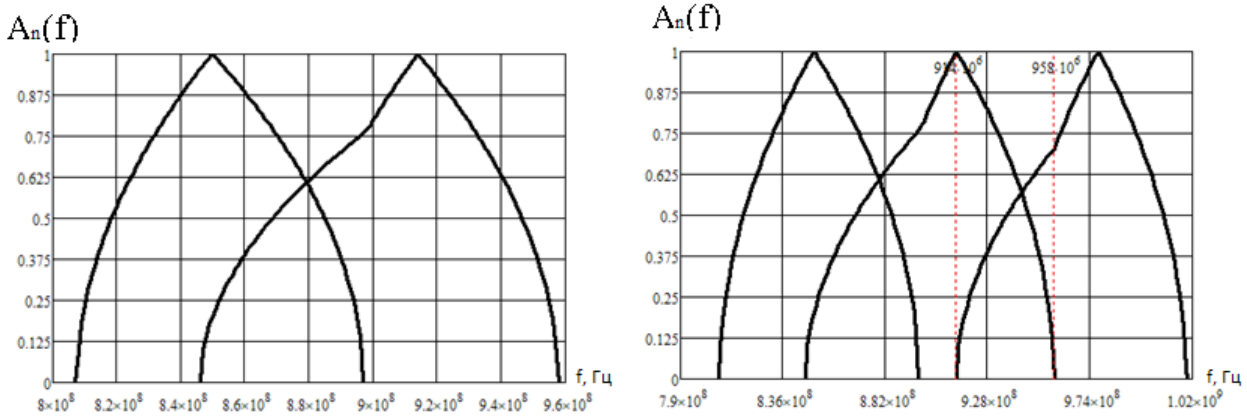


Рис. 7. АЧХ фильтров при $m_1 = 0.8$, $m_2 = 0.2$ и начальном значении АЧХ второго фильтра 0.2

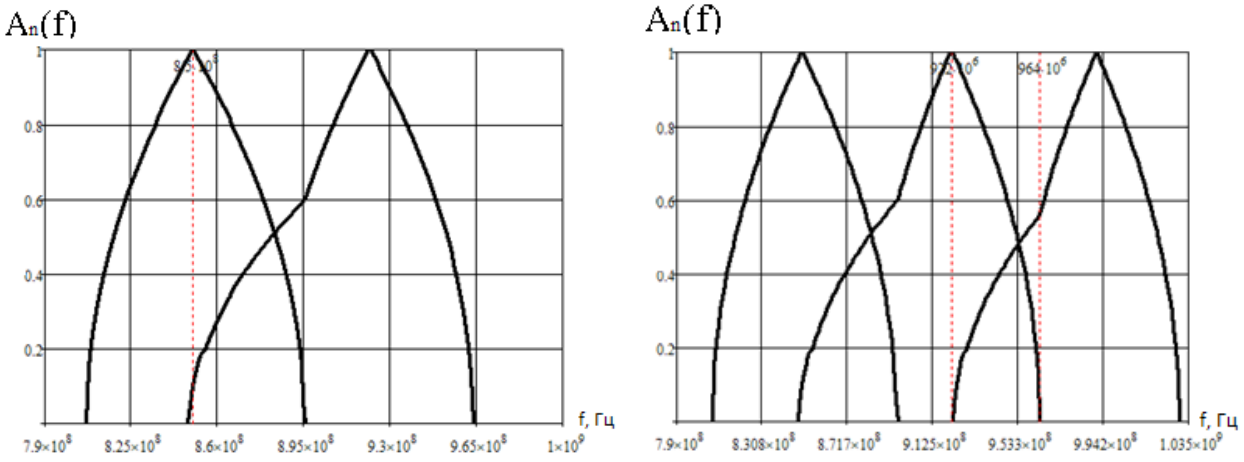


Рис. 8. АЧХ фильтров при $m_1 = 0.9$, $m_2 = 0.1$ и начальном значении АЧХ второго фильтра 0.1

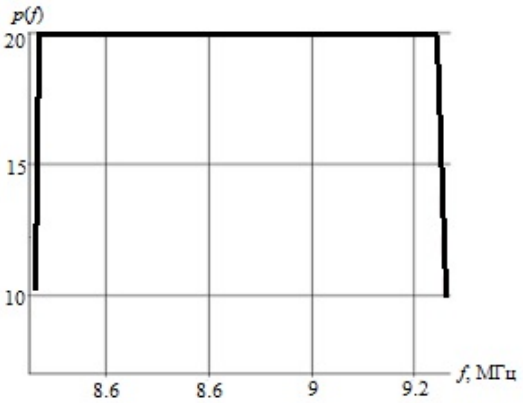


Рис. 9. График квадрата параметра различения для случаев одинаковых весов

Заключение

По результатам исследования можно сделать следующие выводы:

– синтезированные АЧХ спектрозональных фильтров многоканального энергетического приемника удовлетворяют установленным требованиям, то есть обеспечивают необходимый уровень параметра различения сигналов в заданном диапазоне частот;

– при разных весах наблюдается асимметрия АЧХ фильтров, формы АЧХ первого и второго фильтров различны, а у АЧХ второго фильтра наблюдается точка излома (частота перераспределения весов).

Таким образом, разработана методика синтеза АЧХ СЗФ, позволяющая обеспечить заданное значение параметра различения сигналов. Оценено влияние параметров СЗФ на изменение их АЧХ.

Список источников

1. *Кашкаров В.М., Пеленков И.И., Поветко В.Н.* О природоподобной оценке рабочей частоты и спектра радиосигналов методом сжатых измерений // Теория и техника радиосвязи. 2018. № 4. С. 49–53.

2. *Абрамова Е.С., Белицкий М.А., Поветко В.Н.* Влияние характеристик многоканального энергетического приемника на качество радиомониторинга // Теория и техника радиосвязи. 2019. № 3. С. 5–10.

3. *Поветко В.Н.* Приближение для характеристик качества обнаружения и различения сигналов на основе первых моментов логарифма отношения правдоподобия // Радиотехника (Радиосистемы). 2000. № 10. С. 86–90.

Информация об авторах

В.Ю. Полев, конструктор
В.Н. Поветко, д.т.н., профессор, научный референт
Е.А. Бокова, инженер

Information about the author

V.Yu. Polev, Design Engineer
V.N. Povetko, D.Sc. in Engineering Sciences, Professor, Scientific Assistant
E.A. Bokova, engineer

Статья поступила в редакцию 09.08.2022
Одобрена после рецензирования 15.08.2022
Принята к публикации 17.08.2022

The article was submitted 09.08.2022
Approved after reviewing 15.08.2022
Accepted for publication 17.08.2022

Теория и техника радиосвязи. 2022. № 4. С. 41–45. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2022. No. 4. Pp. 41–45. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 621.396

Обобщенное неравенство Крамера – Рао для пеленгования источников радиоизлучения в условиях сложной электромагнитной обстановки

Михаил Павлович Сличенко[1], Ольга Николаевна Завалишина[2]
[1,2]Концерн «Созвездие»
[1]m.p.slichenko@sozvezdie.su, [2]o.n.zavalishina@sozvezdie.su

Аннотация. *Показано, что для антенных решёток с элементами типа «точечных» датчиков поля широко применяемое выражение для неравенства Крамера – Рао справедливо лишь в том случае, если начало системы координат векторной диаграммы направленности определено в «энергетическом» центре решётки. Получено обобщённое неравенство Крамера – Рао, позволяющее определять потенциальную точность пеленгования многоканальным обнаружителем-пеленгатором в произвольной системе координат в условиях сложной электромагнитной обстановки, в том числе при наличии корреляции шума в пространственных каналах и различиях в его интенсивности. Приведён вывод уравнения, определяющего обобщённое выражение для «энергетического» центра решётки с произвольными структурой и характеристиками направленности антенных элементов.*

Ключевые слова: *обнаружитель-пеленгатор, метод максимального правдоподобия, потенциальные характеристики, неравенство Крамера – Рао, энергетический центр, сложная электромагнитная обстановка.*

The generalized Cramer – Rao bound for direction finding of radio sources in a complex electromagnetic environment

Mikhail P. Slichenko[1], Olga N. Zavalishina[2]
[1,2] Concern «Sozvezdie»
[1]m.p.slichenko@sozvezdie.su, [2]o.n.zavalishina@sozvezdie.su

Abstract. *It is shown that the widely used expression for the Cramer – Rao bound is valid for antenna arrays with «point» field sensor type elements only if the coordinate system origin of the vector radiation pattern is defined in the «energy» center of the array. A generalized Cramer – Rao bound is obtained, which makes it possible to determine the potential direction finding accuracy of a multichannel detector-direction finder in an arbitrary coordinate system in complex interference environment, including the presence of noise correlation in spatial channels and differences in its intensity. The derivation of an equation that defines a generalized expression for the «energy» center of an array with an arbitrary structure and directional characteristics of antenna elements is given.*

Keywords: *detector-direction finder, maximum likelihood method, potential characteristics, Cramer – Rao bound, energy center, complex interference environment.*

Точность пеленгования источников радиоизлучения (ИРИ) является важнейшим параметром многоканальных обнаружителей-пеленгаторов (ОП), в целом определяющим эффективность пеленгования и угломерного определения координат ИРИ. При разработке ОП широко используются выражения, позволяющие оценить потенциальную точность пеленгования в зависимости от структуры и характеристик антенной системы пеленгатора, числа антенн и характеристик радиоприёмного тракта. Для расчета потенциальной точности оценивания параметров сигнала фундаментальное значение имеет выражение нижней границы Крамера – Рао [1–7]:

$$\sigma_a^2 \geq \frac{1}{\left\langle \frac{\partial^2 L(\mathbf{x}|a)}{\partial a^2} \right\rangle \Big|_{a=a_0}}, \qquad (1)$$

представляющее собой величину, обратную информации Фишера, и характеризующее среднее значение второй производной условной плотности вероятности $L(\mathbf{x}|a)$. Здесь $L(\mathbf{x}|a)$ – логарифм функции правдоподобия, a – оцениваемый параметр, a_0 – истинное значение параметра, $\mathbf{x}$ – вектор наблюдаемых данных.

© Сличенко М.П., Завалишина О.Н., 2022

Применительно к задаче пеленгования ИРИ на фоне аддитивного гауссовского шума в работах [8–10] получено следующее выражение для нижней границы неравенства Крамера – Рао:

$$\sigma_\theta^2 = \frac{1}{2|\dot{E}|^2 \dfrac{\partial \dot{\mathbf{H}}(\theta)^{\mathrm{H}}}{\partial\theta} \dot{\mathbf{K}}^{-1} \dfrac{\partial \dot{\mathbf{H}}(\theta)}{\partial\theta}}, \qquad (2)$$

где $\dot{\mathbf{H}}(\theta)$ – векторная комплексная диаграмма направленности (ВКДН), характеризующая расположение антенных элементов (АЭ) пеленгаторной антенной решётки (АР) в пространстве; $\dot{E}_r$ – комплексные амплитуды напряженности электрической составляющей электромагнитного поля радиоволны, приходящей с азимута θ; $\dot{\mathbf{K}}$ – матрица ковариации шума.

Выражение (2) широко применяется для оценки потенциальной точности пеленгования в случае ОП с эквидистантными кольцевыми антенными решетками [8, 10–13].

Исследования авторов настоящей статьи показали, что выражение (2) для АР с произвольным расположением антенн в пространстве *справедливо лишь в том случае, если начало системы координат (СК), в которой задана ВКДН, находится в определенной точке пространства*. Об этом явно указывается в работе [14], где рассматривается несимметричная АР, ВКДН которой определена в СК с началом в «энергетическом» центре антенной системы. В [15] используется выражение нижней границы Крамера – Рао, отличающееся от выражения (2) наличием в знаменателе дополнительного слагаемого. При этом рассматривается частный случай некоррелированного шума. Однако для оценки потенциальной точности пеленгования в условиях функционирования ОП, близких к реальным, следует учитывать сложную электромагнитную обстановку, в том числе проявляющуюся в наличии корреляции шума в пространственных каналах ОП и различиях в его интенсивности.

Можно заключить, что в современных работах в области пеленгования ИРИ отсутствует научное обоснование и аналитические расчёты, определяющие правило выбора центра СК ВКДН при использовании выражения (2) в общем случае пеленгования в условиях сложной электромагнитной обстановки, в том числе на фоне пространственно-коррелированного шума.

Цель работы – получить обобщённое неравенство Крамера – Рао для оценки потенциальной точности пеленгования ИРИ в условиях сложной электромагнитной обстановки.

Постановка задачи

Рассмотрим случай азимутального пеленгования ИРИ с использованием АР с произвольной структурой, расположением и характеристиками направленности АЭ, характеризуемую ВКДН $\dot{\mathbf{H}}(\theta)$. Согласно методу максимального правдоподобия (МП), аналогично работам [9–14] запишем логарифм отношения правдоподобия с точностью до независимого слагаемого в виде

$$M(\theta) = \frac{\left(\dot{\mathbf{H}}(\theta)\right)^{\mathrm{H}} \dot{\mathbf{K}}^{-1} \dot{\mathbf{W}} \dot{\mathbf{K}}^{-1} \dot{\mathbf{H}}(\theta)}{\left(\dot{\mathbf{H}}(\theta)\right)^{\mathrm{H}} \dot{\mathbf{K}}^{-1} \dot{\mathbf{H}}(\theta)}, \qquad (3)$$

где $\dot{\mathbf{W}} = \sum_{r=0}^{R-1} \dot{\mathbf{W}}_r = \sum_{r=0}^{R-1} \dot{\mathbf{V}}_r \dot{\mathbf{V}}_r^H$ – матрица размера $N \times N$ взаимных энергий сигналов, накопленная по серии из R реализаций, принятых последовательно во времени N-канальным пеленгатором. Вектор-столбец комплексных амплитуд напряжений на выходах АЭ, измеренных по серии из R, $r = \overline{1,R}$ реализаций, можно представить в виде аддитивной смеси

$$\dot{\mathbf{V}}_r = \dot{E}_r \dot{\mathbf{H}}(\theta) + \dot{\boldsymbol{\xi}}_r,$$

где $\dot{\boldsymbol{\xi}}_r$ – N-мерный вектор внутренних и внешних шумов, элементами которого являются комплексные случайные величины с произвольной матрицей ковариации $\dot{\mathbf{K}}$ размера $N \times N$, где $\dot{\mathbf{K}} = \left\langle \dot{\boldsymbol{\xi}}_r \dot{\boldsymbol{\xi}}_r^{\mathrm{H}} \right\rangle$.

Вывод неравенства Крамера – Рао в условиях сложной электромагнитной обстановки

Для оценки потенциальной точности пеленгования в условиях сложной электромагнитной обстановки, в соответствии с неравенством Крамера – Рао (1), необходимо найти среднее значение второй производной логарифма отношения правдоподобия:

$$\sigma_\theta^2 \geq \frac{1}{\left\langle \dfrac{\partial^2 \Psi(\theta)}{\partial\theta^2} \right\rangle \Big|_{\theta=\theta_0}}, \qquad (4)$$

где, $\Psi(\theta) = -M(\theta)$, θ_0 – истинное значение пеленга.

С использованием нормированной ВКДН

$$\tilde{\dot{\mathbf{H}}}(\theta) = \frac{\dot{\mathbf{H}}(\theta)}{\sqrt{\dot{\mathbf{H}}(\theta)^{\mathrm{H}} \dot{\mathbf{K}}^{-1} \dot{\mathbf{H}}(\theta)}},$$

функцию (3) можно записать в виде

$$M(\theta)=\tilde{\dot{\mathbf{H}}}(\theta)^{\mathrm{H}}\dot{\mathbf{K}}^{-1}\dot{\mathbf{W}}\dot{\mathbf{K}}^{-1}\tilde{\dot{\mathbf{H}}}(\theta)^{\mathrm{H}}.$$

В соответствии с правилом дифференцирования квадратичных форм

$$\frac{\partial^2 M(\theta)}{\partial\theta^2}=\frac{\partial^2\tilde{\dot{\mathbf{H}}}(\theta)^{\mathrm{H}}}{\partial\theta^2}\dot{\mathbf{K}}^{-1}\dot{\mathbf{W}}\dot{\mathbf{K}}^{-1}\tilde{\dot{\mathbf{H}}}(\theta)+\tilde{\dot{\mathbf{H}}}(\theta)^{\mathrm{H}}\dot{\mathbf{K}}^{-1}\dot{\mathbf{W}}\dot{\mathbf{K}}^{-1}\frac{\partial^2\tilde{\dot{\mathbf{H}}}(\theta)}{\partial^2\theta}+2\frac{\partial\tilde{\dot{\mathbf{H}}}(\theta)^{\mathrm{H}}}{\partial\theta}\dot{\mathbf{K}}^{-1}\dot{\mathbf{W}}\dot{\mathbf{K}}^{-1}\frac{\partial\tilde{\dot{\mathbf{H}}}(\theta)}{\partial\theta}$$

или

$$\frac{\partial^2 M(\theta)}{\partial\theta^2}=2\,\mathrm{Re}\left\{\frac{\partial^2\tilde{\dot{\mathbf{H}}}(\theta)^{\mathrm{H}}}{\partial\theta^2}\dot{\mathbf{K}}^{-1}\dot{\mathbf{W}}\dot{\mathbf{K}}^{-1}\tilde{\dot{\mathbf{H}}}(\theta)+2\frac{\partial\tilde{\dot{\mathbf{H}}}(\theta)^{\mathrm{H}}}{\partial\theta}\dot{\mathbf{K}}^{-1}\dot{\mathbf{W}}\dot{\mathbf{K}}^{-1}\frac{\partial\tilde{\dot{\mathbf{H}}}(\theta)}{\partial\theta}\right\}. \qquad (5)$$

Ввиду того, что аддитивный шум имеет нулевое среднее, справедливо соотношение

$$\langle\mathbf{W}\rangle=\langle\dot{\mathbf{V}}\dot{\mathbf{V}}^{\mathrm{H}}\rangle=\left\langle\left[\dot{E}_r\dot{\mathbf{H}}(\theta)+\dot{\boldsymbol{\xi}}_r\right]\left[\dot{E}_r\dot{\mathbf{H}}(\theta)+\dot{\boldsymbol{\xi}}_r\right]^{\mathrm{H}}\right\rangle=\left|\dot{E}_r\right|^2\dot{\mathbf{H}}(\theta)\dot{\mathbf{H}}(\theta)^{\mathrm{H}},$$

с учётом которого

$$\left\langle\frac{\partial^2 M(\theta)}{\partial\theta^2}\right\rangle=2\left|\dot{E}\right|^2\mathrm{Re}\left\{\frac{\partial^2\tilde{\dot{\mathbf{H}}}(\theta)^{\mathrm{H}}}{\partial\theta^2}\dot{\mathbf{K}}^{-1}\dot{\mathbf{H}}(\theta)\dot{\mathbf{H}}(\theta)^{\mathrm{H}}\dot{\mathbf{K}}^{-1}\tilde{\dot{\mathbf{H}}}(\theta)+\frac{\partial\tilde{\dot{\mathbf{H}}}(\theta)^{\mathrm{H}}}{\partial\theta}\dot{\mathbf{K}}^{-1}\dot{\mathbf{H}}(\theta)\dot{\mathbf{H}}(\theta)^{\mathrm{H}}\dot{\mathbf{K}}^{-1}\frac{\partial\tilde{\dot{\mathbf{H}}}(\theta)}{\partial\theta}\right\}.$$

Выполним в последнем выражении обратную замену переменных и дифференцирование по параметру θ. Имеем

$$\left\langle\frac{\partial^2 M(\theta)}{\partial\theta^2}\right\rangle=2\left|\dot{E}\right|^2\frac{\partial\dot{\mathbf{H}}(\theta)^{\mathrm{H}}}{\partial\theta}\left(\frac{\dot{\mathbf{K}}^{-1}\dot{\mathbf{H}}(\theta)\dot{\mathbf{H}}(\theta)^{\mathrm{H}}\dot{\mathbf{K}}^{-1}}{\dot{\mathbf{H}}(\theta)^{\mathrm{H}}\dot{\mathbf{K}}^{-1}\dot{\mathbf{H}}(\theta)}-\dot{\mathbf{K}}^{-1}\right)\frac{\partial\dot{\mathbf{H}}(\theta)}{\partial\theta}.$$

Тогда неравенство Крамера – Рао примет вид, отличный* от (2):

$$\sigma_\theta^2\geq\frac{1}{2\left|\dot{E}\right|^2\frac{\partial\dot{\mathbf{H}}(\theta)^{\mathrm{H}}}{\partial\theta}\left(\dot{\mathbf{K}}^{-1}-\frac{\dot{\mathbf{K}}^{-1}\dot{\mathbf{H}}(\theta)\dot{\mathbf{H}}(\theta)^{\mathrm{H}}\dot{\mathbf{K}}^{-1}}{\dot{\mathbf{H}}(\theta)^{\mathrm{H}}\dot{\mathbf{K}}^{-1}\dot{\mathbf{H}}(\theta)}\right)\frac{\partial\dot{\mathbf{H}}(\theta)}{\partial\theta}}. \qquad (6)$$

Понятие «энергетического» центра антенной системы

Условие, при котором выражение (8) для нижней границы Крамера – Рао совпадает с известным выражением (2) в частном случае диагональной матрицы ковариации шума $\dot{\mathbf{K}}=\sigma^2\mathbf{I}$, имеет вид

$$\frac{\partial\dot{\mathbf{H}}(\theta)^{\mathrm{H}}}{\partial\theta}\frac{\dot{\mathbf{H}}(\theta)\dot{\mathbf{H}}(\theta)^{\mathrm{H}}}{\dot{\mathbf{H}}(\theta)^{\mathrm{H}}\dot{\mathbf{H}}(\theta)}\frac{\partial\dot{\mathbf{H}}(\theta)}{\partial\theta}=0$$

или

$$\frac{\left|\frac{\partial\dot{\mathbf{H}}(\theta)^{\mathrm{H}}}{\partial\theta}\dot{\mathbf{H}}(\theta)\right|^2}{\dot{\mathbf{H}}(\theta)^{\mathrm{H}}\dot{\mathbf{H}}(\theta)}=0. \qquad (7)$$

Рассмотрим частный случай невзаимодействующей АР с элементами типа «точечных» датчиков поля и ВКДН вида

$$\dot{\mathbf{H}}_n(\theta)=a_n\exp\left(i\frac{2\pi}{\lambda}\mathbf{k}^{\mathrm{T}}\mathbf{r}_n\right),$$

$$\mathbf{r}_n=\left(x_n,y_n\right)^{\mathrm{T}},\ \mathbf{k}=\begin{pmatrix}\cos\theta\\ \sin\theta\end{pmatrix},\ n=\overline{1,N}, \qquad (8)$$

где $\mathbf{k}$ – единичный вектор направления на ИРИ, a_n – амплитудный множитель n-го АЭ, $\mathbf{r}_n$ –

*Нетрудно заметить, что выражение (2) по сравнению с (6) в общем случае определяет заниженную оценку потенциальной точности пеленгования, что требует отдельного пояснения. Однако подробный анализ данного обстоятельства выходит за рамки настоящей статьи, целью которой является представление обобщенного неравенства Крамера – Рао.

радиус-вектор n-го АЭ, λ – длина пеленгуемой радиоволны, N – количество АЭ.

В результате подстановки (8) в (7) получим уравнение

$$\frac{\left|\sum_{n=1}^{N}\left|\dot{\mathbf{H}}_n(\theta)\right|^2\dot{\mathbf{Z}}_n{}^{\mathrm{H}}\right|^2}{\sum_{n=1}^{N}\left|\dot{\mathbf{H}}_n(\theta)\right|^2}=0 \qquad (9)$$

или

$$\frac{\left|i\frac{2\pi}{\lambda}\frac{\partial\mathbf{k}^{\mathrm{T}}}{\partial\theta}\sum_{n=1}^{N}|a_n|^2\mathbf{r}_n\right|^2}{\sum_{m=1}^{N}|a_m|^2}=0,$$

где $\dot{\mathbf{Z}}_n{}^{\mathrm{H}}=i\frac{2\pi}{\lambda}\frac{\partial\mathbf{k}^{\mathrm{T}}}{\partial\theta}\mathbf{r}_n$, а $|a_k|^2=\left|\dot{\mathbf{H}}_k(\theta)\right|^2$ пропорционален энергии сигнала на выходе АЭ. Тогда условие

$$\sum_{n=1}^{N}|a_n|^2\mathbf{r}_n=\sum_{n=1}^{N}\left|\dot{\mathbf{H}}(\theta)_n\right|^2\mathbf{r}_n=0 \qquad (10)$$

является необходимым и достаточным для использования существующего выражения нижней границы Крамера – Рао (2).

Иллюстрация условия (7) для применимости широко используемого выражения (2) для неравенства Крамера – Рао представлена на рисунке. Здесь *а* соответствует случаю невыполнения условия, когда векторы ВКДН $\dot{\mathbf{H}}(\theta)$ и ее первой производной $\frac{\partial\dot{\mathbf{H}}(\theta)}{\partial\theta}$ неортогональны; *б* соответствует выполнению условия.

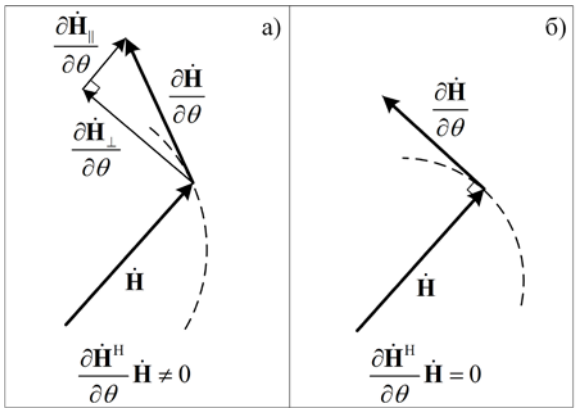


Иллюстрация условия (7) для применимости выражения (2) для неравенства Крамера – Рао:
а – общий случай применимости выражения (8),
б – частный случай применимости выражения (2)

Известно, что радиус-вектор «энергетического» центра АР с элементами типа «точечных» датчиков поля и ВКДН вида (8) имеет вид [15]

$$\mathbf{R}=\frac{\sum_{n=1}^{N}\left|\dot{\mathbf{H}}_n(\theta)\right|^2\mathbf{r}_n}{\dot{\mathbf{H}}(\theta)^{\mathrm{H}}\dot{\mathbf{H}}(\theta)}=\frac{\sum_{n=1}^{N}|a_n|^2\mathbf{r}_n}{\sqrt{\sum_{n=1}^{N}|a_n|^2}}. \qquad (11)$$

Из сопоставления выражений (10) и (11) видно, что при выполнении условия (10) радиус-вектор (11) равен нулю. Это соответствует случаю совмещения начала СК, в которой определена ВКДН, с «энергетическим» центром антенной системы. Таким образом, *для АР с элементами типа «точечных» датчиков поля и ВКДН вида (8) выражение (2) для неравенства Крамера – Рао справедливо, если начало СК ВКДН определено в «энергетическом» центре АР. В противном случае следует использовать обобщенное выражение (6) для неравенства Крамера – Рао.*

Выводы

В общем случае пеленгования многоканальным ОП с ВКДН произвольного вида, определенной в произвольной системе координат, при оценке потенциальной точности пеленгования в условиях сложной электромагнитной обстановки следует использовать представленное в статье выражение (6).

Для антенных решеток с элементами типа «точечных» датчиков поля широко применяемое выражение (2) для неравенства Крамера – Рао справедливо лишь в том случае, если начало СК ВКДН определено в «энергетическом» центре решетки.

Уравнение (7) определяет обобщённое выражение для «энергетического» центра антенной решётки с произвольной структурой и характеристиками направленности антенных элементов.

Подробные математические выкладки и анализ структуры полученных выражений будут представлены авторами в дальнейших публикациях.

Список источников

1. *Ван Трис Гарри Л.* Теория обнаружения, оценок и модуляции. Т. 1. Теория обнаружения, оценок и линейная модуляция: Пер. с англ. / Под ред. проф. В.И. Тихонова. М.: Советское радио, 1972. 744 с.

2. *Куликов Е.И., Трифонов А.П.* Оценка параметров сигналов на фоне помех. М.: Советское радио, 1978. 295 с.

3. *Рао С.Р.* Линейные статистические методы и их применения: Пер. с англ. / Под ред. академика Ю.В. Линника. М.: Наука, 1968. 548 с.

4. *Репин В.Г., Тартаковский Г.П.* Статистический синтез при априорной неопределенности и адаптация информационных систем. М.: Сов. радио, 1977. 432 с.

5. *Бакут П.А.* [и др.] Вопросы статистической теории радиолокации / Под ред. Г.П. Тартаковского. М.: Сов. радио, 1964. Т. 2. 1080 с.

6. *Левин Б.Р.* Теоретические основы статистической радиотехники. 3-е изд. перераб. и доп. М.: Радио и связь, 1989. 656 с.

7. *Тихонов В.И.* Статистическая радиотехника. 2-е изд., перераб. и доп. М.: Радио и связь, 1982. 624 с.

8. *Виноградов А.Д., Дмитриев И.С.* Потенциальная точность многоканального пеленгатора с антенной решеткой из ненаправленных невзаимодействующих антенных элементов // Антенны. 2008. № 3 (130). С. 60–63.

9. *Артемов М.Л., Борисов В.И., Маковий В.А., Сличенко М.П.* Автоматизированные системы управления, радиосвязи и радиоэлектронной борьбы. Основы теории и принципы построения / Под. ред. М.Л. Артемова. М.: Радиотехника, 2021. 556 с.

10. *Артемов М.Л., Афанасьев О.В., Дмитриев И.С., Попов В.В., Сличенко М.П.* Потенциальная точность оценивания направлений прихода и амплитуд напряженности поля нескольких плоских монохроматичсеких радиоволн многоканальным радиопеленгатором с антенной системой произвольной конфигурации // Радиотехника. 2013. № 3. С. 69–75.

11. *Дмитриев И.С., Сличенко М.П.* Максимально правдоподобное обнаружение и оценивание направления прихода и амплитуды напряженности радиоволны с помощью многоканального радиопеленгатора с антенной системой произвольной конфигурации // Антенны. 2011. № 5. С. 59–64.

12. *Виноградов А.Д., Дмитриев И.С., Ильин М.Ю., Козлов М.И., Сличенко М.П., Соломко Е.С.* Предельная чувствительность широкодиапазонных радиопеленгаторов с эквидистантными кольцевыми антенными решетками из ненаправленных антенн // Антенны. 2013. № 5. С. 18–29.

13. *Артемов М.Л., Афанасьев О.В., Дмитриев И.С., Сличенко М.П.* Особенности функционирования максимально правдоподобного алгоритма обнаружения и оценивания параметров плоской монохроматической радиоволны в условиях сложной помеховой обстановки // Радиотехника. 2013. № 3. С. 62–68.

14. *Соломко Е.С.* Адаптивный алгоритм обнаружения и пеленгования плоской монохроматической радиоволны многоканальным многошкальным несинфазным радиопеленгатором // Радиотехника. 2013. № 12. С. 129–135.

15. *Нечаев Ю.Б., Пешков И.В., Фортунова Н.А., Зайцева И.Н., Арнаутов Е.А.* Совершенствование формы плоских антенных решёток для повышения точности радиолокации со сверхразрешением // Вестник АГТУ. Сер. Управление, вычислительная техника и информатика. 2022. № 3. С. 38–50.

Информация об авторах

Сличенко М.П., д.т.н., начальник сектора
Завалишина О.Н., конструктор, аспирант

Information about the author

Slichenko M.P., D.Sc. in Engineering Sciences, head of sector
Zavalishina O.N., designer, postgraduate

Статья поступила в редакцию 10.11.2022
Одобрена после рецензирования 17.11.2022
Принята к публикации 21.11.2022

The article was submitted 10.11.2022
Approved after reviewing 17.11.2022
Accepted for publication 17.11.2022

Теория и техника радиосвязи. 2022. № 4. С. 46–53. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2022. No. 4. Pp. 46–53. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 621.396.43

Пропускная способность систем связи с технологией Massive MIMO при гибридном диаграммообразовании

Лариса Ивановна Аверина[1], Павел Андреевич Токарев[2], Никита Евгеньевич Гутерман[3]
[1,2,3]Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия
[1]averina@phys.vsu.ru, [2]tokarevpavel996@mail.ru, [3]n.guterman@internet.ru

Аннотация. *Описаны цифровые и гибридные архитектуры, применяемые для диаграммообразования в системах связи миллиметрового диапазона с технологией Massive MIMO. Для гибридной архитектуры рассмотрены полностью связанные и частично связанные структуры. Приведены методики определения прекодирующих матриц для анализируемых архитектур. На основе компьютерного моделирования проведён сравнительный анализ помехоустойчивости систем связи, использующих различные подходы при формировании лучей на передачу как в канале с белым гауссовским шумом, так и в частотно-селективном канале. Показаны преимущества применения гибридного диаграммообразования в системах связи, использующих большое число излучающих элементов.*

Ключевые слова: *цифровое и гибридное диаграммообразование, massive MIMO, миллиметровые волны.*

Channel capacity of communication systems with Massive MIMO technology under hydrid beamforming

Larisa I. Averina, Pavel A. Tokarev, Nikita E. Guterman
[1,2,3]Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia
[1]averina@phys.vsu.ru, [2]tokarevpavel996@mail.ru, [3]n.guterman@internet.ru

Abstract. *Digital and hybrid architectures used for beamforming in millimeter wave communication systems using Massive MIMO technology are described. For a hybrid architecture, fully connected and partially connected structures are considered. Methods for determining precoding matrices for the analyzed architectures are given. On the basis of computer simulation, a comparative analysis of the noise immunity of communication systems using different approaches in the formation of beams for transmission both in a channel with white Gaussian noise and in a frequency selective channel is carried out. The advantages of using hybrid beamforming in communication systems using a large number of radiating elements are shown.*

Keywords: *digital and hybrid beamforming, massive MIMO, mmWave.*

За последнее десятилетие количество цифровых беспроводных устройств резко увеличилось, и эта тенденция непременно будет прослеживаться в будущем. Растущий трафик в цифровых системах связи требует более эффективного использования доступного оборудования и сетевых ресурсов. Для решения этой задачи в каждом поколении коммуникационной архитектуры совершенствовались технологии, направленные на повышение пропускной способности, эффективности и надежности сети. Так, одной из ключевых технологий для реализации систем сотовой связи 5G является технология Massive MIMO, которая позволяет использовать количество антенных элементов на базовой станции (БС) порядка десятков или сотен, тем самым увеличивая количество передаваемых потоков данных.

Наиболее эффективно данная технология проявляет себя в миллиметровом диапазоне волн (mmWave), где размер излучающих элементов мал, а количество их в адаптивной решётке может достигать значительных порядков. Несмотря на то что это позволяет антенной решетке осуществлять эффективное пространственное разнесение абонентов, становится намного дороже предоставлять один модуль приема–передачи (TR) или аналоговую (RF) цепочку для каждого элемента антенны. Многообещающим решением этой проблемы является концепция гибридного диаграммообразования. Гибридные приемопередатчики используют комбинацию аналоговых

© Аверина Л.И., Токарев П.А., Гутерман Н.Е., 2022

формирователей луча в высокочастотной области и цифровых формирователей луча в низкочастотной области основной полосы частот. Поэтому они имеют количество RF-цепей меньшее, чем количество передающих элементов [1], и, тем самым, становятся практически реализуемыми.

Целью настоящей работы является сравнительный анализ помехоустойчивости, пропускной способности и практической реализуемости цифрового и гибридного диаграммообразования для систем связи, использующих технологию *Massive MIMO*.

Архитектуры диаграммообразования

Полностью цифровое диаграммообразование трудно реализовать на частотах миллиметрового диапазона для систем с широкой полосой пропускания и большим количеством антенных элементов, так как цифровая обработка предварительного кодирования/объединения сигналов предполагает, что приемопередатчик выделяет RF-цепочку для каждой антенны, как показано на рис. 1а [2]. Аналоговое формирование луча может быть реализовано с помощью набора фазовращателей, как показано на рис. 1б, но оно является слишком энергозатратным и не позволяет обеспечить мультиплексирование потоков данных. Гибридная архитектура предварительного кодирования (рис. 1в) обеспечивает гибкий компромисс между аппаратной сложностью и производительностью системы [3]. Гибридная структура диаграммообразования предлагается в качестве технологии, позволяющей получить преимущества технологии *MIMO* в части пространственного мультиплексирования, а также обеспечить высокий коэффициент усиления передающей системы для преодоления значительных потерь сигнала миллиметрового диапазона при распространении [4].

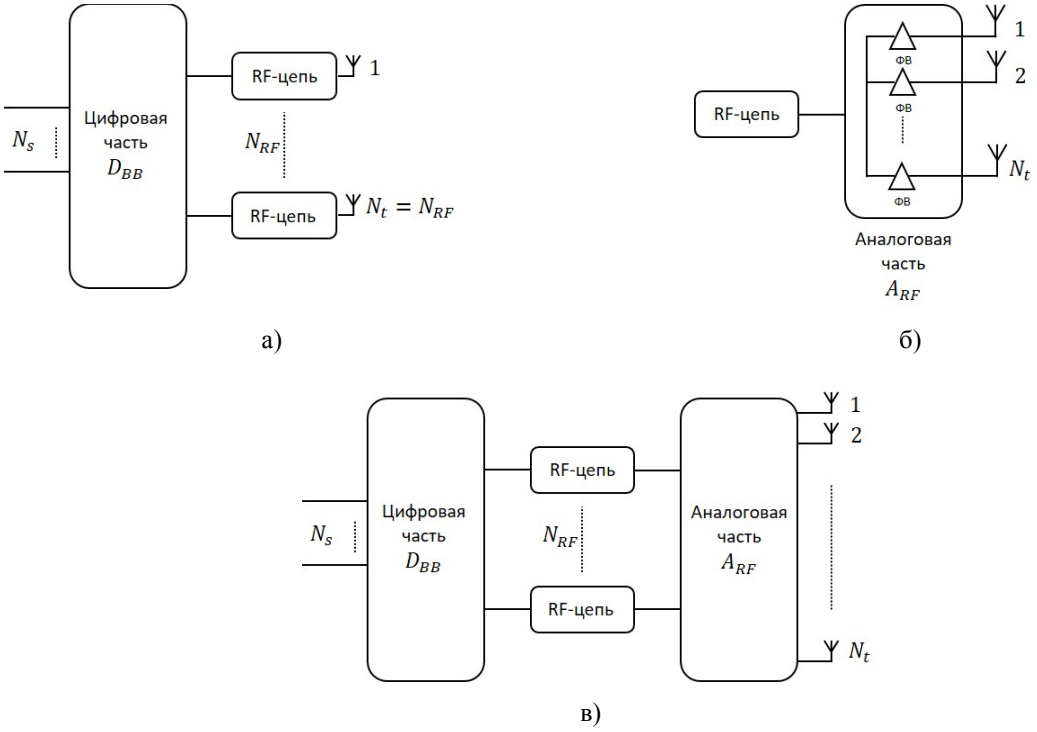
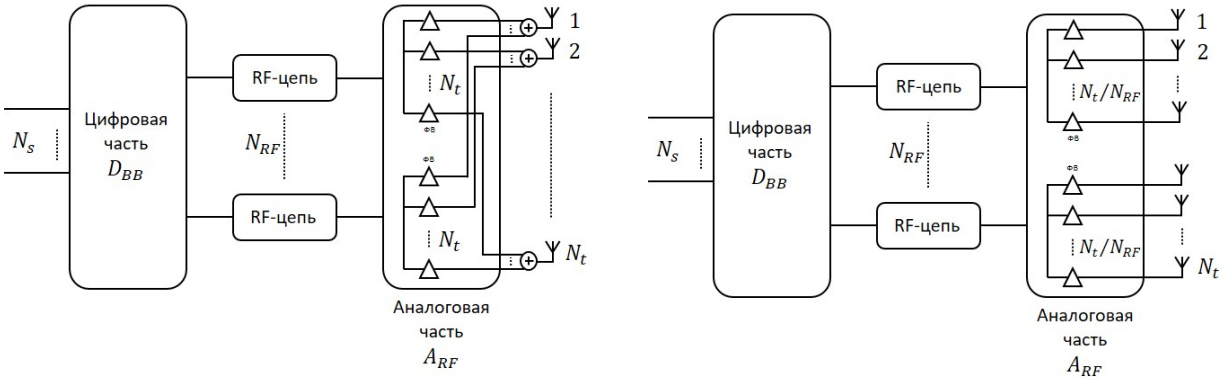


Рис. 1. Архитектуры диаграммообразования в системах Massive MIMO:
а – цифровая архитектура, б – аналоговая архитектура, в – гибридная цифро-аналоговая архитектура

Архитектуры гибридного диаграммообразования

Структуры гибридного диаграммообразования разделяются на полностью связанные и частично связанные. В полностью связанной гибридной структуре каждая RF-цепочка связана со всеми антеннами, а передаваемый сигнал на каждом из цифровых приемопередатчиков N_{RF} проходит через N_t радиотрактов (смеситель, усилитель мощности, фазовращатель и т.д.) и суммируется перед подключением к каждой антенне (рис. 2а) [2]. В частично связанной структуре каждая RF-цепочка подключена к числу N_t / N_{RF} подрешеток, как показано на рис. 2б. Полностью связанная структура

обеспечивает полное усиление формирования луча на каждый приемопередатчик, но имеет высокую техническую сложность $N_{RF} \times N_t$ RF-трактов по сравнению с частично связанной структурой, аппаратная сложность которой – N_t RF-трактов. Система с частично связанной структурой более пригодна для мобильных станций в восходящей линии связи из-за строгих ограничений мощности на портативных терминалах.



а) б)

Рис. 2. Основные типы гибридного диаграммообразования:
а – полностью связанная структура, б – частично связанная структура

Системная модель

Рассмотрим основные соотношения, используемые при гибридном диаграммообразовании. Пусть имеется многопользовательская система *Massive MIMO* с гибридным аналого-цифровым диаграммообразованием, где базовая станция использует N_t антенн с N_{RF} RF-цепочками для одновременной передачи N_s^k потоков данных на *k*-го пользователя. Всего пользователей K, каждый из них имеет M антенн и одну RF-цепочку. Для OFDM модуляции обозначим количество поднесущих как N_c. Суммарное число принимающих антенн обозначим как N_r, а суммарное количество потоков – N_s. Таким образом, чтобы обеспечить многопотоковую передачу, необходимо выполнение условия $K \le N_s \le N_{RF} \le N_t$. Пусть на базовой станции матрица канала $\mathbf{H}$ известна; тогда вектор переданного сигнала $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{N_s \times 1}$ для K пользователей после гибридного аналого-цифрового диаграммообразования может быть выражен как [5]

$$\mathbf{x} = \sqrt{p}\mathbf{W}\mathbf{s} = \sqrt{p}\mathbf{A}_{RF}\mathbf{D}_{BB}\mathbf{s},$$

где $\mathbf{s} \in \mathbb{C}^{N_s \times 1}$ – исходный вектор сигнала перед предварительным кодированием; $\mathbf{W} \in \mathbb{C}^{N_t \times N_s}$ – матрица линейного предварительного кодирования; $\mathbf{D}_{BB} \in \mathbb{C}^{N_{RF} \times N_s}$ – матрица цифрового предкодирования; $\mathbf{A}_{RF} \in \mathbb{C}^{N_t \times N_{RF}}$ – матрица аналогового формирователя луча; p – средняя мощность передачи на БС.

Тогда принятый сигнал у всех K пользователей можно представить в виде [6]

$$\mathbf{y} = \sqrt{p}\mathbf{H}\mathbf{A}_{RF}\mathbf{D}_{BB}\mathbf{s} + \boldsymbol{\eta}, \qquad (1)$$

где $\boldsymbol{\eta} \in \mathbb{C}^{N_s \times 1}$ – вектор аддитивного белого гауссовского шума, каждый элемент которого $\boldsymbol{\eta}_k \sim \mathcal{CN}(0,1)$; $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$ – канальная матрица между БС и всеми пользователями, где каждый элемент $\mathbf{h}_k \sim \mathcal{CN}(0,1)$.

В полностью связанной и частично связанной гибридной структуре аналоговую обработку можно представить следующим образом [7]:

$$\mathbf{A}_{RF}^{full} = \begin{bmatrix} a_{11} & \cdots & a_{1N_{RF}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{N_t 1} & \cdots & a_{N_t N_{RF}} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{A}_{RF}^{sub} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_1 & \cdots & \mathbf{0}_{N_{sub}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0}_{N_{sub}} & \cdots & \mathbf{A}_{N_{sub}} \end{bmatrix},$$

где $N_{sub} = N_t / N_{RF}$; $\mathbf{A}_k \in \mathbb{C}^{N_{sub} \times 1}$ представляет собой коэффициенты фазовращателей, подключенных к RF-цепочке.

Теперь рассмотрим получение коэффициентов предварительного кодирования. Для этого обозначим $\mathbf{H}_j \in \mathbb{C}^{M\times N_t}$ – канальная матрица между БС и *j*-м пользователем; $\tilde{\mathbf{H}}_j \in \mathbb{C}^{N_r-M\times N_t}$ – канальная матрица между БС и всеми пользователями, кроме *j*-го пользователя. Пусть сингулярное разложение матрицы $\tilde{\mathbf{H}}_j$ имеет вид

$$\tilde{\mathbf{H}}_j = \tilde{\mathbf{U}}_j \tilde{\mathbf{\Sigma}}_j \left[\tilde{\mathbf{V}}_j^{(1)} \tilde{\mathbf{V}}_j^{(0)} \right]^{\mathrm{H}},$$

где $\tilde{\mathbf{U}}_j$ – левые сингулярные вектора; $\tilde{\mathbf{\Sigma}}_j$ – матрица с сингулярными числами на диагонали; $\tilde{\mathbf{V}}_j^{(1)} \in \mathbb{C}^{N_t\times L}$, $\tilde{\mathbf{V}}_j^{(0)} \in \mathbb{C}^{N_t\times N_t-L}$ – правые сингулярные вектора, где $L = \mathrm{rank}\left(\tilde{\mathbf{H}}_j\right)$. Используя метод *Zero-Forcing* [8], получаем коэффициенты предварительного кодирования для цифровой схемы по следующему алгоритму:

1. Для $j = 1,...,K$ вычисляем $\tilde{\mathbf{V}}_j^{(0)}$. Затем вычисляем сингулярное разложение произведения матриц:

$$\mathbf{H}_j \tilde{\mathbf{V}}_j^{(0)} = \mathbf{U}_j \begin{bmatrix} \mathbf{\Sigma}_j & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \left[\mathbf{V}_j^{(1)} \mathbf{V}_j^{(0)} \right]^{\mathrm{H}},$$

$\mathbf{V}_j^{(1)} \in \mathbb{C}^{N_t-L\times \hat{L}}$, $\mathbf{V}_j^{(0)} \in \mathbb{C}^{N_t-L\times N_t-L-\hat{L}}$ – правые сингулярные вектора, где $\hat{L} = \mathrm{rank}\left(\mathbf{H}_j \tilde{\mathbf{V}}_j^{(0)}\right)$. Алгоритм имеет ограничение $N_s \le \hat{L}$.

2. Устанавливаем коэффициенты предварительного кодирования:

$$\mathbf{W} = \left[\tilde{\mathbf{V}}_1^{(0)} \mathbf{V}_1^{(1)} \mathbf{\Lambda}_1^{1/2} \tilde{\mathbf{V}}_2^{(0)} \mathbf{V}_2^{(1)} \mathbf{\Lambda}_2^{1/2} \ldots \tilde{\mathbf{V}}_K^{(0)} \mathbf{V}_K^{(1)} \mathbf{\Lambda}_K^{1/2} \right], \quad (2)$$

где $\mathbf{\Lambda}_k^{1/2} = \sqrt{1/\left(KN_s^k\right)}$.

Для случая, когда используется OFDM модуляция, данный алгоритм выполняется для каждой поднесущей.

Далее, используя метод *JSDM* [9], получаем коэффициенты предварительного кодирования для гибридной схемы по следующему алгоритму:

1. Находим $\mathbf{A}_{RF}$, используя алгоритм выше:

$$\varphi = \arg\left(\mathbf{W}\right) =$$

$$= \arg\left(\left[\tilde{\mathbf{V}}_1^{(0)} \mathbf{V}_1^{(1)} \mathbf{\Lambda}_1^{\frac{1}{2}} \tilde{\mathbf{V}}_2^{(0)} \mathbf{V}_2^{(1)} \mathbf{\Lambda}_2^{\frac{1}{2}} \ldots \tilde{\mathbf{V}}_K^{(0)} \mathbf{V}_K^{(1)} \mathbf{\Lambda}_K^{\frac{1}{2}} \right] \right),$$

$$\mathbf{A}_{RF} = \exp\left(i\varphi\right). \quad (3)$$

Если используется OFDM модуляция, то при расчете $\mathbf{A}_{RF}$ необходимо усреднить матрицу канала $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N_r\times N_t\times N_c}$ по поднесущим.

2. Для $j = 1,...,K$ рассчитываем сингулярное разложение произведения матриц:

$$\mathbf{H}_j \mathbf{A}_{RF\,j} = \mathbf{U}_j \mathbf{\Sigma}_j \mathbf{V}_j^{\mathrm{H}},$$

где $\mathbf{A}_{RF\,j} \in \mathbb{C}^{N_t\times N_{RF\,j}}$ – матрица аналогового формирователя луча на *j*-го пользователя, которая берется из матрицы $\mathbf{A}_{RF}$; $N_{RF\,j}$ – количество RF-цепочек, выделенных на *j*-го пользователя. Для OFDM модуляции на этом этапе используется неусреднённая матрица канала.

3. Устанавливаем

$$\mathbf{D}_{BB} = \mathrm{diag}\left\{ \mathbf{V}_1, \mathbf{V}_2, \ldots, \mathbf{V}_K \right\}. \quad (4)$$

Рассмотрим соотношение для пропускной способности системы *Massive MIMO*. Из соотношения (1) сигнал, принятый *k*-м пользователем, можно записать в виде

$$y_k = \mathbf{HWs} + \eta^k = S_D^k + S_I^k + \eta^k,$$

$$S_D^k = \mathbf{H}^k \mathbf{W}^k s_k,\ S_I^k = \sum_{i=1, i\ne k}^{K} \mathbf{H}^i \mathbf{W}^i s_i, \quad (5)$$

где S_D^k – полезный сигнал для *k*-го пользователя, S_I^k – помехи множественного доступа, создаваемые $k-1$ другими пользователями. Учитывая (5), получаем эргодическую пропускную способность системы:

$$C = \sum_{k=1}^{K} \mathrm{E}\left[log_2\left(1 + SINR^k\right) \right] =$$

$$= \sum_{k=1}^{K} \mathrm{E}\left[log_2\left(1 + \frac{S_D^k S_D^{k*}}{S_I^k S_I^{k*} + \eta^{k2}}\right) \right],$$

где $SINR^k$ – отношение сигнал/(помеха+шум) для *k*-го пользователя, $\mathrm{E}[\cdot]$ – операция усреднения по множеству реализаций.

Имитационная модель

Для проведения сравнительного анализа цифрового и гибридного диаграммообразования была разработана многопользовательская имитационная модель системы связи на основе технологии *Massive MIMO* и ортогонального частотного мультиплексирования. Модель включает в себя базовую станцию (БС), вокруг которой рас-

положены абонентские станции $(K = 4)$, диаграммы направленности которых являются всенаправленными. Общее количество потоков данных было выбрано $N_s = K$, то есть по одному потоку данных на каждого абонента. Для гибридного случая количество RF-цепочек было выбрано $N_{RF} = N_s = K$. При анализе в качестве каналов распространения использовался как канал с аддитивным белым гауссовским шумом (АБГШ), так и частотно-селективный (ЧС) канал. Причём считалось, что пространственные подканалы абонентов между собой не коррелированы.

Система функционирует следующим образом. Сначала с помощью ортогональных пилотных сигналов происходит зондирование MIMO-канала – оценка канальной матрицы, значения элементов которой по обратному каналу передаются на БС. Затем рассчитываются коэффициенты прекодирования для цифрового диаграммообразования согласно соотношению (2) и для гибридного диаграммообразования согласно соотношениям (3) и (4). С их помощью на передаче одновременно формируются узконаправленные лучи на каждого абонента. В приёмнике каждого абонента для частотно-селективных каналов используется частотный *ZF*-эквалайзер.

Сравнительный анализ

Сначала анализировалась работа системы в канале с аддитивным белым гауссовским шумом. На рис. 3 представлены зависимости требуемого отношения сигнал/шум для достижения вероятности битовой ошибки 10^{-2} от количества антенн на передачу в АБГШ канале при цифровом диаграммообразовании (сплошная кривая) и двух схемах гибридного диаграммообразования (пунктирная кривая – полностью связанная, штрихпунктирная кривая – частично связанная). Из результатов видно, что гибридная полностью связанная архитектура показывает схожие с цифровой результаты. Для гибридной частично связанной архитектуры получаются приемлемые результаты, лишь начиная с конфигурации $N_t = 64$. При этом помимо выигрыша в количестве RF-цепочек уменьшается количество фазовращателей в $N_{sub} = N_t / N_{RF}$ раз, что упрощает построение системы.

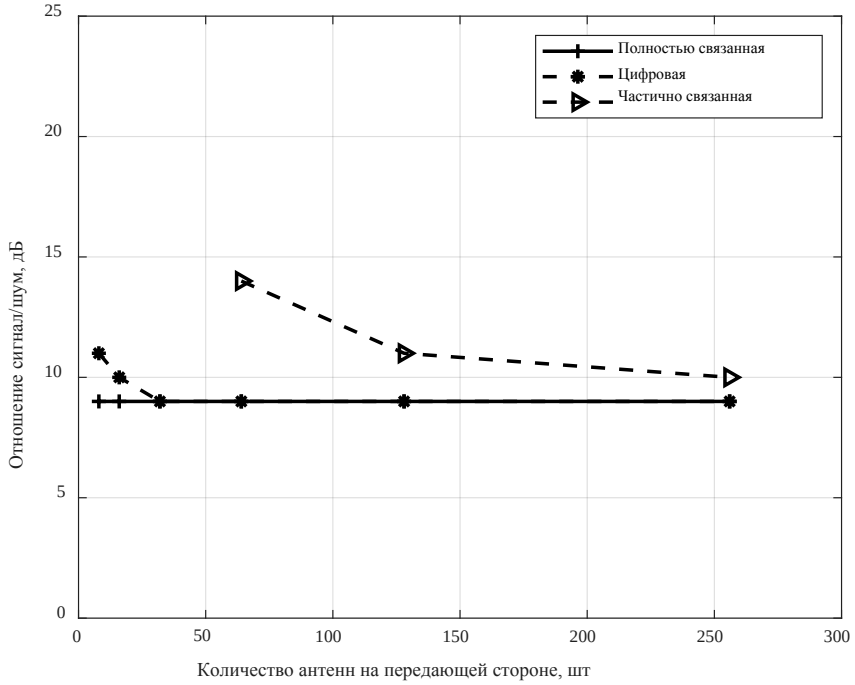


Рис. 3. Зависимость требуемого отношения сигнал/шум от количества антенн на передачу при вероятности битовой ошибки 10^{-2} в АБГШ канале

На рис. 4 представлены зависимости отношения сигнал/шум, требуемого для достижения вероятности битовой ошибки 10^{-2}, от количества антенн для рассматриваемых систем в частотно-селективном канале. Здесь сплошная кривая соответствует цифровому диаграммообразованию, пунктирная – гибридному полностью связанному, штрихпунктирная – гибридному ча-

стично связанному. Из результатов видно, что с увеличением количества антенн на передачу помехоустойчивость гибридной полностью связанной архитектуры также приближается к помехоустойчивости цифровой, а вот приемлемые результаты для гибридной частично-связанной структуры получаются только начиная с конфигурации $N_t = 256$ и более.

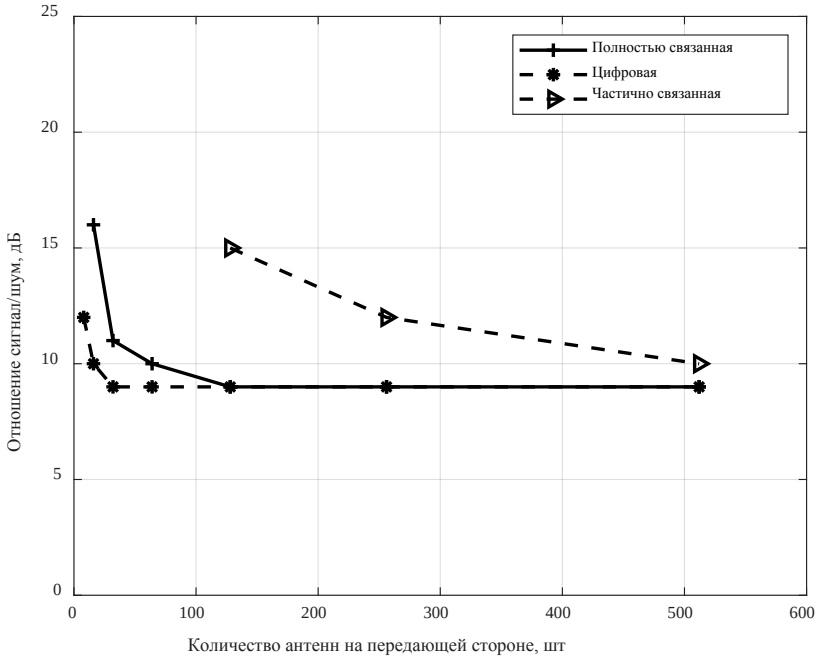


Рис. 4. Зависимость требуемого отношения сигнал/шум от количества антенн на передачу при вероятности битовой ошибки 10^{-2} в частотно-селективном канале

Теперь рассмотрим пропускную способность данных систем. На рис. 5 и 6 представлены зависимости пропускной способности от отношения сигнал/шум для конфигурации $N_t = 128$, полученные в канале с гауссовским шумом и в частотно-селективном.

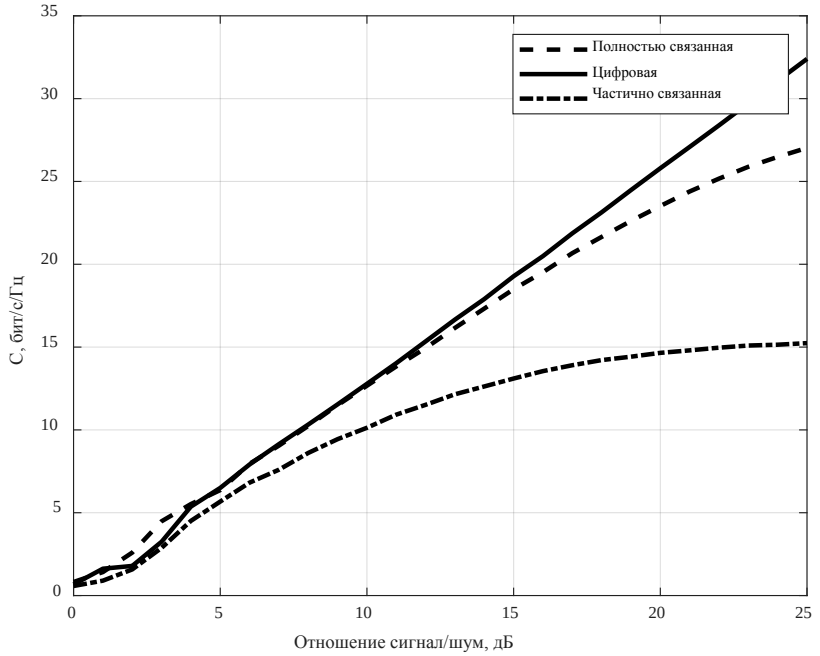


Рис. 5. Зависимость пропускной способности от отношения сигнал/шум для конфигурации $N_t = 128$, полученная в АБГШ канале

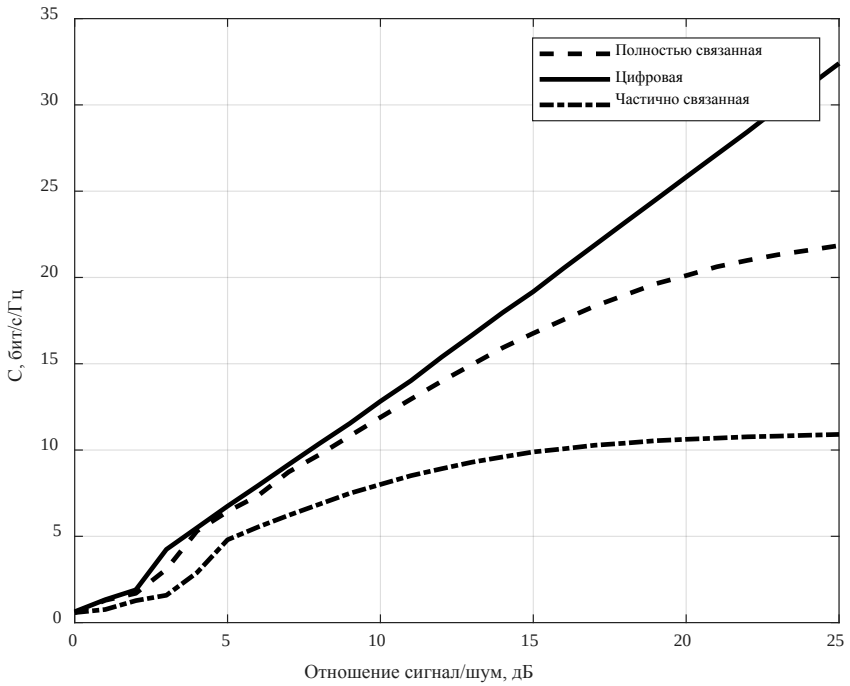


Рис. 6. Зависимость пропускной способности от отношения сигнал/шум для конфигурации $N_t = 128$, полученная в частотно-селективном канале

Заключение

В работе синтезирована имитационная модель системы связи, использующая технологию *Massive MIMO* и реализующая как цифровое, так и гибридное диаграммообразование двух типов – полностью связанное и частично связанное. С использованием данной модели проведен сравнительный анализ помехоустойчивости, пропускной способности и практической реализуемости систем связи с различными архитектурами формирования луча. При этом рассмотрены случаи разных типов каналов распространения и различного количества элементов антенной решетки на передаче. Проведённые исследования показали, что гибридные схемы при большом количестве антенных элементов реализуют соизмеримую с цифровой помехоустойчивость, имея при этом более простую и дешёвую практическую реализацию.

Список источников

1. *Molisch A.F. et al.* Hybrid Beamforming for Massive MIMO: A Survey // IEEE Communications Magazine. 2017. Vol. 55, No. 9. Pp. 134–141.

2. *Ahmed I. et al.* A Survey on Hybrid Beamforming Techniques in 5G: Architecture and System Model Perspectives // IEEE Communications Surveys & Tutorials. 2018. Vol. 20, No 4. Pp. 3060–3097.

3. *Andrews J.G. et al.* Modeling and analyzing millimeter wave cellular systems // IEEE Transactions on Communications. 2017. Vol. 65, No. 1. Pp. 403–430.

4. *Roh W. et al.* Millimeter-wave beamforming as an enabling technology for 5G cellular communications: Theoretical feasibility and prototype results // IEEE Communications Magazine. 2014. Vol. 52, No. 2. Pp. 106–113.

5. *Kebede T. et al.* Precoding and Beamforming Techniques in mmWave-Massive MIMO: Performance Assessment // IEEE Access. 2022. Vol. 10. Pp. 16365–16387.

6. *Du J. et al.* Hybrid Precoding Architecture for Massive Multiuser MIMO With Dissipation: Sub-Connected or Fully Connected Structures? // IEEE Transactions on Wireless Communications. 2018. Vol. 17, No. 8. Pp. 5465–5479.

7. *Zhang J., Yu X., Letaief K.B.* Hybrid Beamforming for 5G and Beyond Millimeter-Wave Systems: A Holistic View // IEEE Open Journal of the Communications Society. 2019. Vol. 1. Pp. 77–91.

8. *Spencer Q., Swindlehurst A., Haardt M.* Zero-Forcing Methods for Downlink Spatial Multiplexing in Multiuser MIMO Channels // IEEE Transactions on Signal Processing. 2004. Vol. 52, No. 2. Pp. 461–471.

9. *Adhikary A., Nam J., Ahn J.-Y., Caire G.* Joint Spatial Division and Multiplexing – The Large-Scale Array Regime // IEEE Transactions on Information Theory. 2013. Vol. 59, No. 10. Pp. 6441–6463.

Информация об авторах

Л.И. Аверина, д.ф.-м.н., руководитель программ
П.А. Токарев, старший конструктор
Н.Е. Гутерман, инженер

Information about the authors

L.I. Averina, D.Sc. in Phys. and Math., program manager
P.A. Tokarev, senior designer
N.E. Guterman, engineer

Статья поступила в редакцию 27.10.2022
Одобрена после рецензирования 07.11.2022
Принята к публикации 09.11.2022

The article was submitted 27.10.2022
Approved after reviewing 07.11.2022
Accepted for publication 09.11.2022

Теория и техника радиосвязи. 2022. № 4. С. 54–63. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2022. No. 4. Pp. 54–63. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 621.396.931, 621.396.949

Об эффективности сдвоенного приема

С.А. Постников[1], А.П. Солодовников[2], Т.Н. Скобелкина[3], Л.В. Струнская-Зленко[4]
[1-4]Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия
Автор, ответственный за переписку: Сергей Анатольевич Постников, cstp5@mail.ru

Аннотация. *Представлены результаты моделирования характеристик цифровой программно-определяемой радиостанции «Восход» в сложных условиях распространения сигналов. Подтверждено выбранное ранее направление проектирования, которое позволяет обеспечить повышение качества канала связи при движении в колонне в условиях значительной многолучевости и сильно пересеченной местности. Показан выигрыш в помехозащищенности каждого из принятых инженерных решений.*

Ключевые слова: *система передачи информации, радиостанция с программно-определяемой структурой, помехозащищенность, многолучевость.*

On the effectiveness of space diversity reception

S.A. Postnikov[1], A.P. Solodovnikov[2], T.N. Skobelkina[3], L.V. Strunskaya-Zlenko[4]
[1-4]Concern Sozvesdie, Voronezh, Russia
Corresponding author: Sergey A. Postnikov, cstp5@mail.ru

Abstract. *Results of modelling the characteristics of digital software defined radio «Voskhod» in difficult propagation conditions are presented. The previously chosen engineering direction ensuring to improve the quality of communication channel during movement of a column in strong multipath and highly rugged terrain environment is confirmed. Jamming protection gain for every solution is shown.*

Keywords: *information transfer system, software defined radio (SDR), jamming protection, multipath propagation.*

Способы разнесенного приема, в частности приема с пространственным разнесением, хорошо известны [1, 2]. Целью настоящей статьи является оценка результата использования разнесенного приема в радиостанции «Восход» и рассмотрение возможности использования полученных технических решений в изделиях нового поколения, эксплуатируемых в условиях с частичным перекрытием прямой видимости, поглощением, переотражением сигнала.

Цифровая передача данных, речи требует наличия синхронизма между сигналами передатчика и приемника. Для обеспечения подстройки приемника под сигнал передатчика связь осуществляется кадрами, состоящими из синхросигнала и интервала передачи данных (служебных и собственно информации).

Для синхросигнала обычно выбирают шумоподобный сигнал (ШПС) [3, 4]. Так, в стандарте 802.11 это фазоманипулированный сигнал с базой 63. База выбирается из предполагаемых условий применения радиостанции, при этом синхросигнал не должен занимать существенную часть кадра, чтобы не снижать пропускную способность линии передачи данных.

При приеме кадров цифрового сигнала возможны ошибки двух видов: отсутствие приема синхросигнала (при этом пропадает весь блок информации, размещенный в кадре) и отдельные или групповые ошибки в информационной части кадра. Поэтому при анализе работы радиостанции можно отдельно оценивать условия приема синхросигнала и информационной части кадра.

1. Выбор модели канала

В качестве синхросигнала рассматриваем ШПС с базой 63, 127, 255. Вероятность ошибки при приеме ШПС в гауссовском канале нетрудно получить из графика вероятности ошибки при приеме простого двоичного сигнала путем сдви-

© Постников С.А., Солодовников А.П., Скобелкина Т.Н., Струнская-Зленко Л.В., 2022

га кривой влево на 10·lg(*B*) дБ, где *B* – база ШПС. Графики, рассчитанные с помощью моделирования приемника ШПС, показаны на рис. 1. График для ШПС-63 располагается на ~ 18 дБ левее графика для простого двоичного сигнала, и сдвиг между графиками для ШПС с базами 63 и 127, 127 и 255 составляет ~ 3 дБ. Это идеальный случай (проверка работоспособности модели). В реальных условиях использования радиостанции канал существенно сложнее.

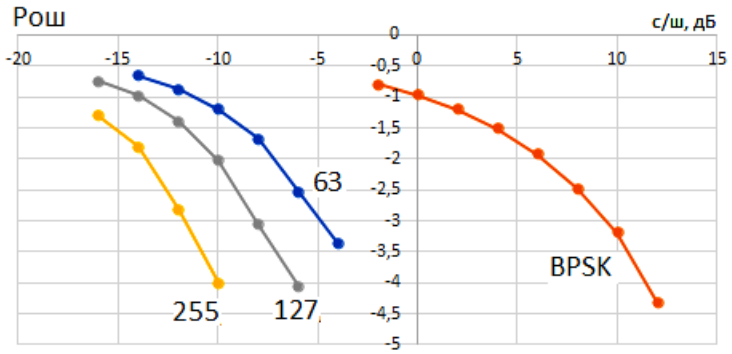


Рис. 1. Вероятность ошибки приема ШПС с базой 63, 127, 255 и простого двоичного сигнала в гауссовском канале

В документе [5] представлены модели каналов для типичных условий применения мобильной связи. Этот стандарт используется при аттестации разрабатываемых изделий стандарта GSM и последующих поколений, в частности для изделий 4G, работающих в диапазонах от 450 до 2570 МГц и выше. В этот диапазон входит и интервал рабочих частот радиостанции «Восход».

Модели каналов в [5] построены в виде суммы конечного числа *N* отдельных лучей:

$$h(\tau) = \sum_i^N a_i \delta(\tau_i).$$

Из-за рассеяния волн в окрестности движущегося мобильного средства каждый луч a_i представляет собой суперпозицию большого числа рассеянных волн с приблизительно одинаковым запаздыванием. Эта суперпозиция приводит к возникновению переменных во времени замираний амплитуды луча a_i, которые хорошо описываются распределенными по закону Рэлея амплитудами, изменяющимися в соответствии с классическим допплеровским спектром: $S(f) = 1/(1 - (f/f_D))^{0.5}$, где $f_D = v/\lambda$ есть максимальный допплеровский сдвиг, зависящий от скорости движения мобильного средства v и длины волны λ. В некоторых случаях присутствует сильный прямой или отраженный луч, что дает повышение незамирающей части сигнала, и тогда допплеровский спектр принимает вид $S(f) = \delta(f_s)$, где f_s – допплеровская частота прямого луча, определяемая относительно направления движения мобильного средства.

Из предложенных в [5] моделей каналов для мобильной связи наиболее близкими к предполагаемым условиям использования радиостанции можно считать модель Rural Area channel (RAx) – канал в пригородной зоне и Hilly Terrain cannel (HTx) – канал в холмистой местности. Модель канала для пригородной зоны составлена из 10 лучей с относительными задержками от 0 до 0,528 мкс и со средними мощностями от –5,2 до –22,4 дБ. В относительных единицах сумма мощностей лучей составляет 1. Модель канала для холмистой местности содержит 20 лучей с задержками от 0 до 18,016 мкс и со средними мощностями от –3,6 до –30,7 дБ. Каждый луч в указанных моделях имеет допплеровский спектр.

Сравнение параметров модели для пригородной зоны с параметрами сигнала радиостанции (техническая скорость передачи 6 Мбит/с) показывает, что приблизительно половина лучей имеет относительные задержки менее длительности чипа синхросигнала. Такие лучи «размывают» основной пик взаимной корреляции при приеме ШПС. Вторая половина лучей задержана относительно первого луча больше, чем на длительность чипа, но относительные задержки соседних лучей меньше длительности чипа, поэтому следует ожидать, что результирующие искажения сигнала будут значительными и все лучи, а не только первая половина, будут вносить вклад в разрушение сигнала.

Расчеты вероятности ошибки приема синхросигнала станции с использованием модели канала RAx представлены на рис. 2–4. Для сравнения на рис. 5 показаны графики вероятности ошибки приема простого двоичного сигнала в гауссовском и рэлеевском каналах из [6]. По форме графики похожи и по сравнению с кривыми для гауссовского канала в рэлеевском канале при всех рассматриваемых значениях базы ШПС наблюдаются очень сильные повышения вероятности ошибки из-за искажения сигнала.

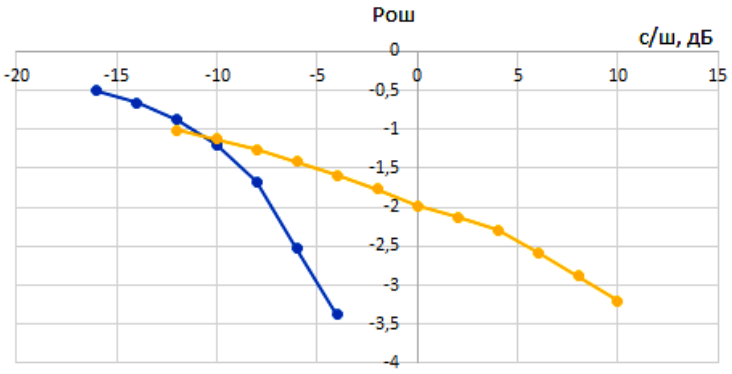


Рис. 2. Вероятность ошибки приема ШПС с базой 63 в гауссовском канале (слева) и в канале RAx при допплеровском сдвиге 120 Гц

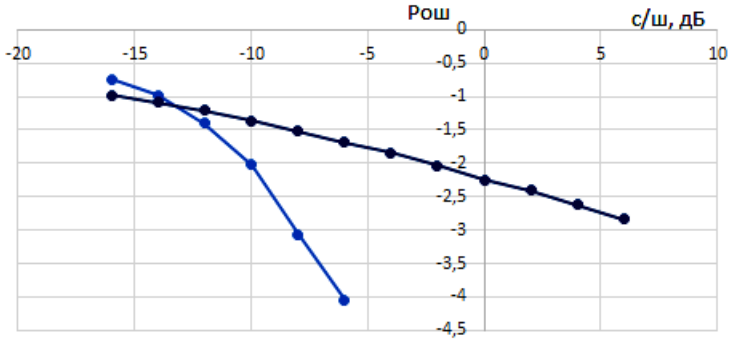


Рис. 3. Вероятности ошибки приема ШПС с базой 127 в гауссовском канале (слева) и в канале RAx при допплеровском сдвиге 120 Гц

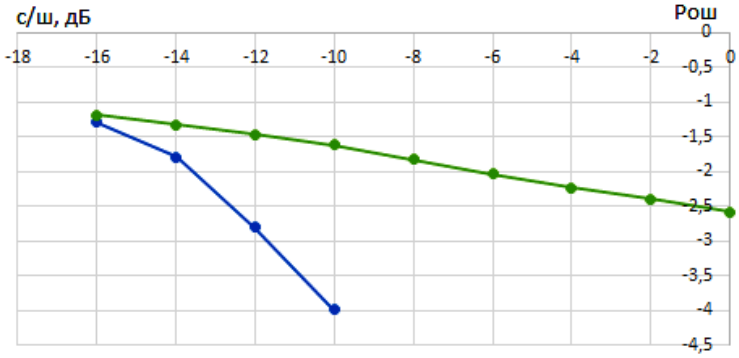


Рис. 4. Вероятности ошибки приема ШПС с базой 255 в гауссовском канале (слева) и в канале RAx при допплеровом сдвиге 120 Гц

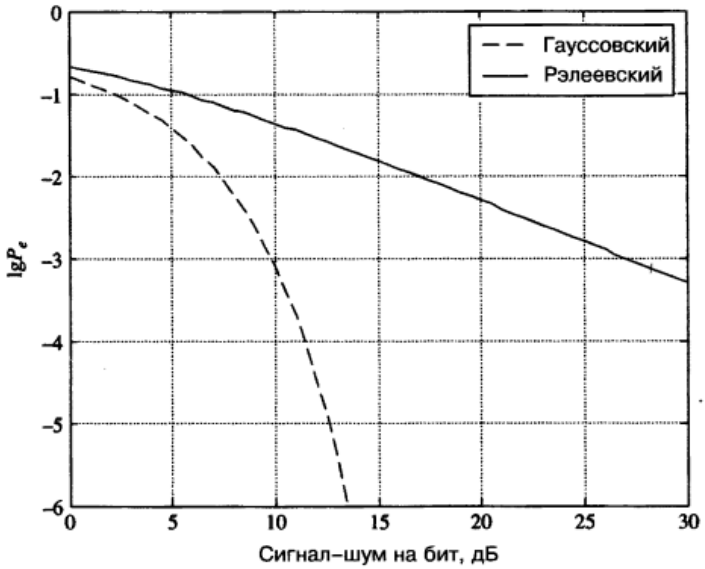


Рис. 5. Вероятности ошибки приема простого двоичного сигнала в гауссовском (слева) и рэлеевском (справа) каналах

Результаты расчета вероятности ошибки в канале RAx соответствуют результатам трассовых испытаний радиостанции [7]: в обоих случаях вероятность ошибки при приеме сигнала достигает 10^{-3} (расчетная – при высоких отношениях сигнал/шум).

В отчете о трассовых испытаниях радиостанции [7] приводятся два численных результата: вероятность ошибки при одиночном приеме сигнала составляла $(3–5)\cdot10^{-3}$, а использование сдвоенного приема с автовыбором более сильного сигнала позволяло снизить вероятность ошибки до 10^{-5}. При этом, к сожалению, не проводились замеры характеристик канала, таких как параметры замираний, отношение синал–шум, характер многолучевости. Поэтому для дальнейших расчетов будем продолжать использовать модель канала из [5].

2. Разнесенный прием сигналов

Полученные в ходе трассовых испытаний измерения вероятности ошибки не соответствуют требованиям технического задания на радиостанцию. Поэтому были приняты меры по повышению качества связи [7], наиболее важные из которых – уменьшение ширины полосы сигнала, изменение типа кодирования и применение разнесенного приема.

Применение разнесенного приема является наиболее эффективным способом борьбы с замираниями в условиях многолучевого распространения сигналов [1, 2]. Суть способа состоит в том, что организуются два или более параллельных каналов приема, искажения сигналов в которых не коррелированы или слабо коррелированы. Возможны разнообразные способы объединения ветвей разнесения и выделения информации. Для случая мобильной связи удобным в реализации является способ разнесенного приема с автовыбором наилучшего сигнала. Этот способ легко реализуется в радиостанции, имеющей два тракта приема. Каждый приемный тракт подключается к своей антенне. Расстояние между антеннами должно обеспечивать уровень корреляции ветвей не более 0,7 [2]. В каждом тракте производится независимая обработка принимаемого сигнала (демодуляция, декодирование данных). В модели для сокращения количества вычислений нет АРУ, поэтому для выбора лучшего канала можно использовать результат накопления ШПС в корреляторах. В реальной станции процедура выбора несколько сложнее. На рис. 6 показаны временные диаграммы сигналов в нескольких точках модели разнесенного приема с автовыбором, поясняющие принцип её работы.

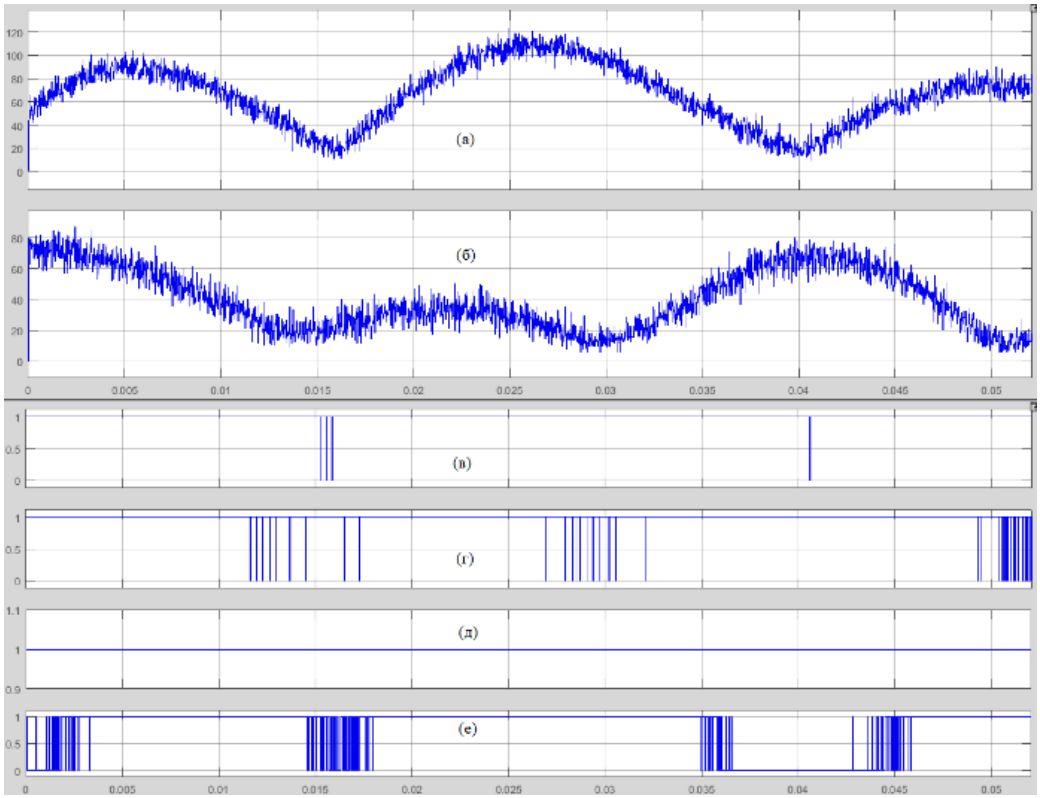


Рис. 6. Временные диаграммы модели разнесенного приема:
а) сигнал на выходе коррелятора в 1-й ветви разнесения;
б) сигнал на выходе коррелятора во 2-й ветви разнесения; в) ошибки на выходе декодера 1-й ветви разнесения;
г) ошибки на выходе декодера 2-й ветви разнесения; д) отсутствие ошибок на выходе схемы автовыбора;
е) команда переключения ветвей разнесения

Результаты моделирования разнесенного приема с автовыбором лучшего сигнала для ШПС с базами 63, 127, 255 в канале RAx с допплеровскими сдвигами частоты 60 и 120 Гц (соответствующие скорости движения ~ 40 и 80 км/ч) представлены на рис. 7–9.

Напомним, что для приведенных выше расчетов использовалась модель канала Rural Area channel (RAx) – канал в пригородной зоне из [5]. Документ [5] разрабатывался для тестирования аппаратуры GSM в начале 2000-х годов. В последней редакции V16.00(2020-06) заданы те же самые параметры многолучевости, что и в ранней версии. Видимо, модель, составленная на основе многочисленных измерений распространения радиосигналов на реальных трассах, достаточно хорошо описывает искажения сигналов и представляет характерные параметры каналов.

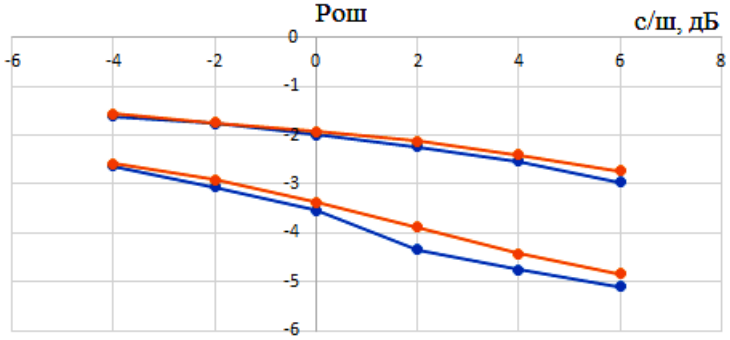


Рис. 7. Вероятности ошибки одиночного приема ШПС-63 (верхние кривые) и сдвоенного приема с автовыбором (нижние кривые) в канале RAx при допплеровских сдвигах 60 и 120 Гц

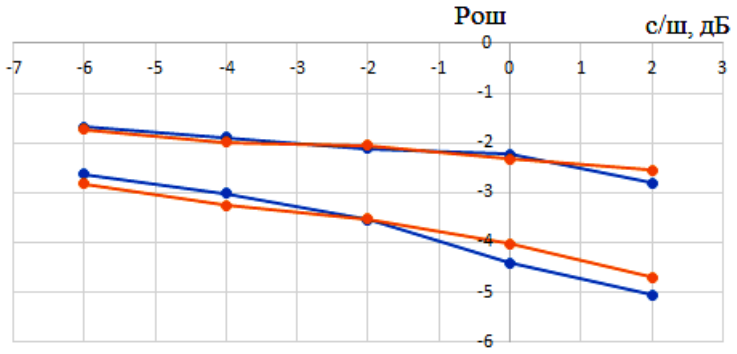


Рис. 8. Вероятности ошибки одиночного приема ШПС-127 (верхние кривые) и сдвоенного приема с автовыбором (нижние кривые) в канале RAx при допплеровских сдвигах 60 и 120 Гц

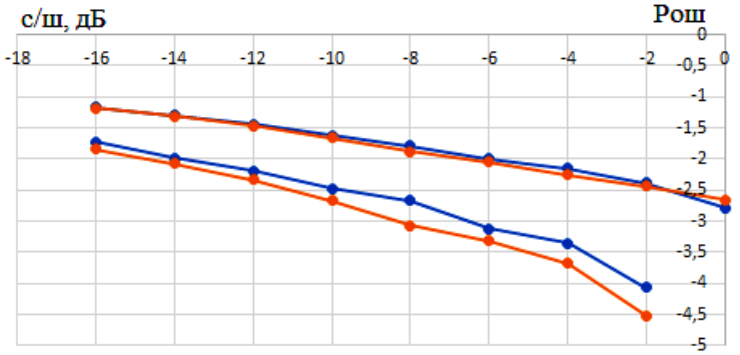


Рис. 9. Вероятности ошибки одиночного приема ШПС-255 (верхние кривые) и сдвоенного приема с автовыбором (нижние кривые) в канале RAx при допплеровских сдвигах 60 и 120 Гц

Графики вероятности ошибки при приеме ШПС в многолучевом канале можно считать соответствующими результатам трассовых испытаний. Эффект снижения вероятности ошибки на 2 порядка наблюдается при моделировании, когда уровень ШПС приближается к уровню шума. Возможно, что и при трассовых испытаниях «хорошим» называли канал с достаточно высоким уровнем сигнала.

К сожалению, в документе [5] отсутствует модель распространения радиосигналов в лесном массиве или в непосредственной близости от леса. Это можно понять, поскольку данная тема включает в себя большое многообразие проблем, часть из которых упоминалась в [7].

При решении задач по определению уровня электромагнитного поля в точке приема при распространении электромагнитных волн в лесных массивах возникают различные случаи, для каждого из которых приходится строить свою специфическую математическую модель, позволяющую дать приближенное решение [8]. Задача обычно решается для следующих основных вариантов:

1 – *вертикальное сквозное распространение радиоволн* – радиоволны распространяются от передающей станции из лесного массива в направлении приемника (или обратно), находящегося над лесным массивом;

2 – *наклонное распространение* – радиоволны распространяются от передающей станции, находящейся над лесным массивом, в направлении приемника, находящегося в лесу на расстоянии от точки проекции передающей станции;

3 – *сквозное распространение* – радиоволны распространяются от передающей станции сквозь лесной массив в направлении приемника на разных уровнях относительно слоев лесного массива;

4 – *вертикальное зондирование* – радиоволны распространяются от передающей станции на лесной массив и отражаются от него в направлении приемника.

Лесной массив – это существенно неоднородная среда, и при распространении в ней электромагнитные волны претерпевают:

– затухание в стволах, ветвях и листьях (иголках);

– рассеяние на стволах, ветвях и листьях (иголках);

– дифракцию на кромках элементов растительности и на вершинах лесного полога;

– отражения от лесной подстилки и от границ раздела;

– изменение поляризации;
– многолучевость распространения и т.п.

Поскольку учесть в модели все перечисленные факторы не представляется возможным, то, как правило, выделяют несколько характерных явлений, пренебрегая остальными.

В [8] приводится более сорока моделей распространения радиосигналов в лесу, проводятся анализ и систематизация многочисленных работ по исследованию данной темы. Однако не все из моделей разрабатывались для передачи данных в лесу. Чаще целью исследований является дистанционная оценка коммерческого качества участков леса с помощью зондирования электромагнитной волной.

Общим для всех моделей является описание диффузного характера распространения радиосигналов в лесном массиве. В то же время приводятся описания таких явлений, как возникновение боковой волны, т.е. сильного луча на фоне диффузной составляющей. В любом случае имеет место существенная зависимость характера распространения сигнала от конкретных параметров лесного массива. Результаты испытаний [7], которые проводились на небольших расстояниях между передатчиком и приемником при движении вдоль улиц, по краю лесного массива, вдоль просек внутри лесного массива, позволяют сделать предположение о наличии сильного прямого (или отраженного луча) на фоне диффузной составляющей сигнала на входе приемника. Согласно этому предположению, проведем расчеты вероятности ошибки при приеме ШПС в канале с райсовскими замираниями.

На рис. 10–12 представлены графики вероятности ошибки при приеме ШПС в райсовском канале с сильным прямым лучом (~30% суммарной мощности сигнала) и величиной допплеровского сдвига в диффузной части сигнала 60 и 120 Гц.

По сравнению с результатами моделирования в рэлеевском канале графики для райсовского канала располагаются на 2–3 дБ левее. Наличие мощной диффузной составляющей вносит значительный вклад в искажения сигнала. Тем не менее при эксплуатации желательно использовать взаимное расположение мобильных средств с возможным возникновением сильного прямого (или отраженного) луча.

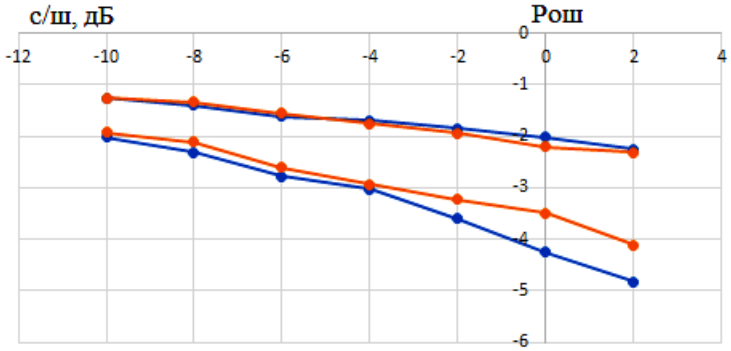


Рис. 10. Вероятности ошибки одиночного приема ШПС-63 (верхние кривые) и сдвоенного приема с автовыбором (нижние кривые) в канале с райсовскими замираниями при допплеровских сдвигах частоты 60 и 120 Гц

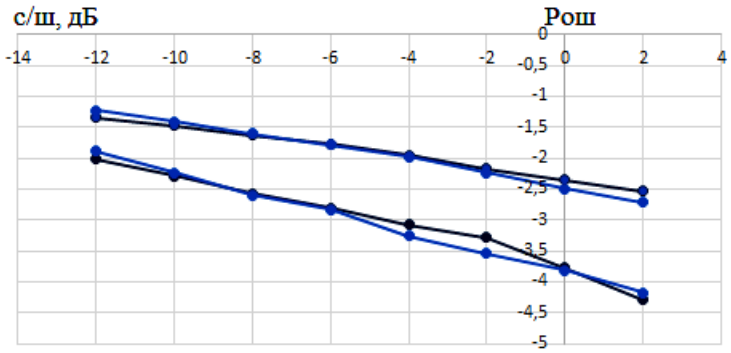


Рис. 11. Вероятности ошибки одиночного приема ШПС-127 (верхние кривые) и сдвоенного приема с автовыбором (нижние кривые) в канале с райсовскими замираниями при допплеровских сдвигах частоты 60 и 120 Гц

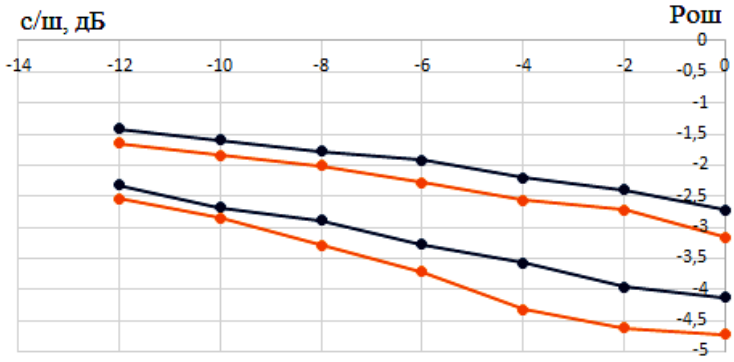


Рис. 12. Вероятности ошибки одиночного приема ШПС-255 (верхние кривые) и сдвоенного приема с автовыбором (нижние кривые) в канале с райсовскими замираниями при допплеровских сдвигах частоты 60 и 120 Гц

Прямой луч между передатчиком и приемником может наблюдаться на небольших расстояниях при движении по краю лесного массива. При движении по просекам внутри лесного массива может образовываться так называемая боковая волна [8], которая распространяется над верхушками деревьев, вследствие чего ослабляется меньше прямого и отраженного лучей внутри лесного массива. Для более точных выводов желательно провести дополнительные измерения сигналов в реальных условиях.

В нашем случае на основе расчетов, представленных на рис.10–12, можно заключить, что модель с райсовскими замираниями вполне пригодна для оценки вероятности ошибки при приеме сигналов радиостанции «Восход».

3. Оценка эффективности разнесенного приема информационной части кадра

На рис. 13 представлена модель основных преобразований данных в передатчике и приемнике радиостанции «Восход» с учетом доработок функциональной схемы. Для повышения устойчивости связи в процессе испытаний радиостанции была произведена замена типа кодирования. В окончательном варианте данные кодируются кодом Рида–Соломона (255,223), скремблируются с помощью М-последовательности, модулируются относительным фазовым двоичным модулятором и после умножения на несущую частоту поступают в антенну. В приемнике производятся обратные действия: преобразование сигнала на видеочастоту, декодирование ОФМн, дескремблирование и декодирование кода Рида–Соломона.

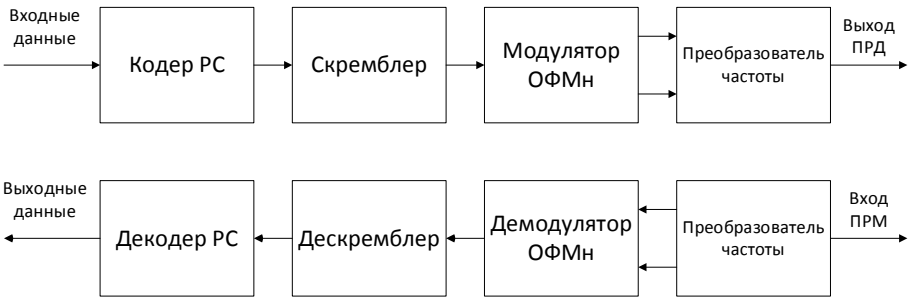


Рис. 13. Структурная схема преобразования данных в передатчике и приемнике радиостанции

Для расчетов с использованием моделей рэлеевского и райсовского каналов необходимо построить полную схему приемника со всеми необходимыми подстройками. В блоке модели понижающего преобразователя частоты на рис. 13 используется схема Костаса. Подстройка принимаемого сигнала по тактам производится с помощью нескольких корреляторов, параллельно вычисляющих свертку нескольких задержек принимаемого и опорного ШПС. Точность подстройки

по тактам составляет ~1/6 длительности чипа. При этом диапазон задержек принимаемого сигнала при работе модели с каналом типа RAx должен перекрывать временной интервал, превышающий длительность чипа ШПС или кодового символа. Свертки на выходах корреляторов сравниваются между собой и с порогом. Номер корреляторa с максимальной сверткой управляет мультиплексором, направляющим в демодулятор ОФМн сигнал с соответствующей задержкой.

Каждая ветвь разнесения содержит полную цепочку преобразований сигнала от понижающего преобразователя частоты до РС-декодера (рис. 13). Переключение ветвей разнесения производится по выходам РС-декодеров. Вычислительные мощности компьютеров позволяют включать в модель два декодера подобно тому, как это происходит в реальной радиостанции. При этом производится подсчет ошибок приема информации в каждом из каналов приема и на выходе схемы автовыбора наилучшего канала приема. Модель осуществляет автовыбор по количеству ошибок в кадре. Таким образом, сравнивается количество ошибок в каждой ветви и на выходе схемы автовыбора.

На рис. 14 показаны графики вероятности ошибки приема информации с автовыбором. Результаты для гауссовского канала и райсовского с величиной допплеровского сдвига 60 Гц (скорость движения ~ 40 км/ч) хорошо соответствуют данным, полученным в ходе трассовых испытаний [7]. Кривая для райсовского канала с допплеровским сдвигом 120 Гц (скорость движения ~ 80 км/ч) немного хуже других. Вероятная причина провала характеристики для 120 Гц на рис. 14 может состоять в недостаточной адекватности модели подстроек в приемниках модели канала: подстройки в этом случае не успевают за изменениями в модели райсовского канала. Доработка модели приемника в части построения алгоритмов синхронизации представляет задачу для дальнейших исследований.

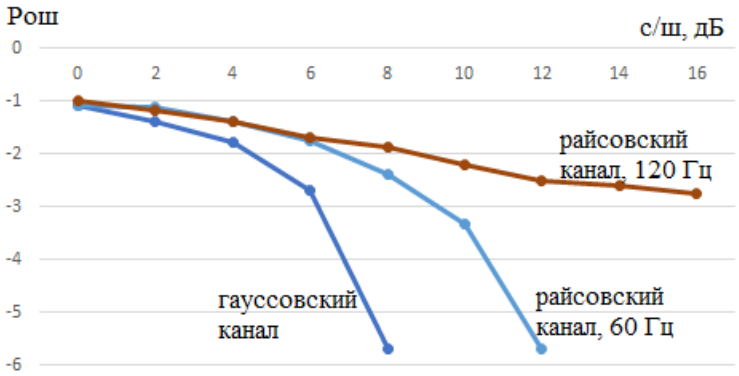


Рис. 14. Вероятности ошибки при приеме информации в гауссовском и райсовском каналах с допплеровскими частотами 60 и 120 Гц

В результате проделанной работы получена модель преобразования данных в передатчике и приемнике радиостанции, имитирующая условия эксплуатации с частичным перекрытием прямой видимости, поглощением, переотражением сигнала. Адекватность полученной модели подтверждается сопоставлением с результатами, полученными в натуральных условиях эксплуатации. В то же время результаты моделирования подтверждают целесообразность принятых мер по повышению качества связи между радиостанциями «Восход» [7] и использования полученных технических решений в изделиях нового поколения.

Список источников

1. *Прокис Дж.* Цифровая связь. Пер. с англ. / Под ред. Д.Д. Кловского. М.: Радио и связь, 2000. 800 с.

2. Связь с подвижными объектами в диапазоне СВЧ / Под ред. У.К. Джейкса; пер. с англ. под ред. М.С. Ярлыкова, М.В. Чернякова. М.: Связь, 1979. 520 с.

3. Шумоподобные сигналы в системах передачи информации / Под ред. проф. В.Б. Пестрякова. М.: Сов. радио, 1973. 424 с.

4. *Варакин Л.Е.* Системы связи с шумоподобными сигналами. М.: Радио и связь, 1985. 384 с.

5. Universal Mobile Telecommunication System (UMTS); Deployment aspects (3GPP TR 25.943 v16.0.0 (2020-06)).

6. *Ипатов В.* Широкополосные системы и кодовое разделение сигналов. Принципы и приложения. М.: Техносфера, 2007. 488 с.

7. *Белицкий А.М., Постников С.А., Струнская-Зленко Л.В.* Результаты полевых испытаний радиоканала на основе сигнально-кодовых конструкций OCDM // Теория и техника радиосвязи. 2015. № 1. С. 48–53.

8. *Попов В.И.* Распространение радиоволн в лесах. М.: Горячая линия-Телеком, 2020. 392 с.

Информация об авторах

Постников Сергей Анатольевич, начальник отдела
Солодовников Алексей Петрович, начальник сектора
Скобелкина Татьяна Николаевна, начальник сектора
Струнская-Зленко Лариса Валерьевна, к.т.н., консультант

Information about the authors

Sergey A. Postnikov, head of department
Alexey P. Solodovnikov, head of sector
Tatyana N. Skobelkina, head of sector
Larisa V. Strunskaya-Zlenko, D.Sc. in Engineering Sciences, consultant

Статья поступила в редакцию 26.10.2022
Одобрена после рецензирования 02.11.2022
Принята к публикации 07.11.2022

The article was submitted 26.10.2022
Approved after reviewing 02.11.2022
Accepted for publication 07.11.2022

Теория и техника радиосвязи. 2022. № 4. С. 64–72. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2022. No. 4. Pp. 64–72. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 621.3.095

Метод электродинамического зондирования подстилающей поверхности в месте развертывания антенн

Роман Юрьевич Бородулин[1], Антон Сергеевич Леонюк[2]
[1,2]Военная академия связи им. маршала Советского Союза С.М. Буденного, Санкт-Петербург, Россия
[1]borodulroman@yandex.ru, [2]leonuck@yandex.ru

Аннотация. *Представлен метод, позволяющий определять электрические параметры подстилающей поверхности в процессе функционирования радиолиний малой протяженности по действующему значению напряженности электрического поля в точке приема. Обосновано применение интерполяции функцией суммы синусов на основе генетического алгоритма для определения действительной и мнимой частей относительной комплексной диэлектрической проницаемости. Доказана достоверность результатов, полученных с помощью разработанного метода.*

Ключевые слова: *электродинамическое зондирование, напряженность поля, множитель ослабления, относительная комплексная диэлектрическая проницаемость, относительная диэлектрическая проницаемость, удельная проводимость.*

Method of electrodynamic probing of the underlying surface in the antenna deployment place

Roman Yu. Borodulin[1], Anton S. Leonyuk[2]
[1,2]Military Academy of Communication named after marshal of the Soviet Union S.M. Budyonny, Saint-Petersburg, Russia
[1]borodulroman@yandex.ru, [2]leonuck@yandex.ru

Abstract. *A method for determining the electrical parameters of the underlying surface during the operation of short-range radio links using the effective value of the electric field strength at the receiving point is presented. The use of interpolation by the function of the sum of sines based on a genetic algorithm for determining the real and imaginary parts of a relative complex permittivity is substantiated. The reliability of the results obtained using the developed method is proved.*

Keywords: *electrodynamic probing, field strength, attenuation factor, relative complex permittivity, relative permittivity, electrical conductivity.*

В настоящее время интенсивность ведения боевых действий предполагает твердое, устойчивое и непрерывное управление подразделениями. Непременными условиями для достижения устойчивости и непрерывности управления являются: постоянное знание командирами реально сложившейся обстановки и предвидение ее изменений, наличие постоянно действующей связи и умелое использование различных средств связи.

Учитывая опыт современных вооруженных конфликтов, можно сделать вывод, что радиосвязь является одним из основных родов связи. Для ближней (примерно до 600–1000 км) коротковолновой радиосвязи пространственной волной широко применяются горизонтальные и наклонные симметричные вибраторы [1]. Потери, возникающие при отражении радиоволн от реальной земли, оказывают сильное влияние на эффективность горизонтальных антенн. Данный факт подтверждается многочисленными практическими и вычислительными экспериментами.

На рис. 1 приведен график зависимости коэффициента усиления от частоты горизонтального вибратора с длиной плеча l = 13 м, расположенного над разными видами почв на высоте 9 метров.

Расчеты проводились гибридным методом, основанном на методе конечных разностей во временной области и прямом аналитическим методе расчета напряженности поля в диссипативных средах.

© Бородулин Р.Ю., Леонюк А.С., 2022

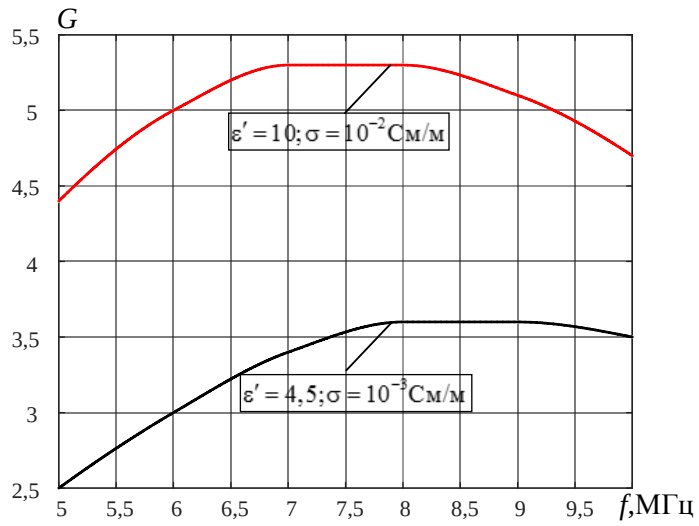


Рис. 1. График зависимости коэффициента усиления горизонтального вибратора от частоты в зенитном направлении для влажной и сухой почв

Как видно из графика, во всем рассматриваемом диапазоне коэффициент усиления в случае влажной почвы практически в два раза превышает коэффициент усиления для случая сухой почвы, что эквивалентно 3 дБ. То есть при развертывании горизонтального вибратора в заведомо худших условиях (над сухой почвой) для получения заданного превышения мощности сигнала над мощностью помехи при прочих равных условиях необходимо как минимум вдвое увеличить мощность передатчика, если это возможно, или применить антенну с бóльшим коэффициентом направленного действия. С другой стороны, определив минимально допустимую высоту подъема горизонтальной антенны под требуемый энергетический потенциал радиолинии, возможно повысить живучесть подвижного пункта управления.

Получение информации об электрических параметрах подстилающей поверхности заблаговременно, например в процессе рекогносцировки местности или непосредственно перед развертыванием радиостанции, позволило бы командиру узнать реальную обстановку и с ее учетом умело использовать различные средства связи.

Известные методы расчета напряженности поля и вытекающие из них методы решения обратной задачи – определения электрических параметров подстилающей поверхности [2–19] – требуют привлечения дополнительных сил и средств, то есть экономически необоснованны, а также небезопасны при ведении боевых действий (при проведении специальных военных операций).

В связи с развитием вычислительных методов электродинамики появилась возможность зондирования подстилающей поверхности с последующим определением ее электрических параметров в процессе функционирования действующих радиосетей (радиолиний), организованных радиостанциями малой мощности. Небольшая мощность передатчиков, а также малая протяженность линий (в пределах 1…2 км) позволят в совокупности понизить электромагнитную доступность источников радиоизлучений для радиоразведывательного комплекса, а также уменьшить искажения, вызванные интерференцией радиоволн, например, в лесных массивах. В этом случае радиостанция должна включать измерительный контур и буферное устройство, накапливающее статистику измеренных значений напряженности поля. Программа (алгоритм), реализующая последующую обработку результатов, может быть установлена на одной из ЭВМ радиостанции средней мощности. Для функционирования программы понадобится лишь статистическая информация о накопленных значениях напряженности поля, которая может быть считана с карты памяти радиостанции малой мощности.

В статье предлагается новый подход к получению информации об исследуемом объекте – метод электродинамического зондирования подстилающей поверхности. Рассмотрим особенности предлагаемого метода. Он состоит из двух частей: практической и теоретической.

Первая основывается на натурных измерениях напряженности поля на радиолиниях земных волн малой протяженности. Измерения осуществляются автоматически в процессе функционирования радиолиний при рекогносцировке или перед развертыванием радиостанции средней мощности. Вторая часть включает в себя последовательность вычислительных приемов, направленных на определение действительной и мнимой частей относительной комплексной диэлектрической проницаемости $\varepsilon'_к$. В основе вычислительной части метода лежат аналитические выражения прикладной электродинамики, метод поиска по образцу и метод интерполяции, основанный на генетическом алгоритме.

Основная идея метода состоит в следующем. На начальном этапе производится серия измерений напряженности поля с целью накопления статистики, необходимой для реализации второй части метода – расчетной. В последующем решается в некотором смысле обратная задача – по известным (заданным) значениям напряженности поля определяются электрические параметры подстилающей поверхности: относительная диэлектрическая проницаемость ε' и удельная проводимость σ. Рассмотрим более детально предлагаемый метод.

При использовании каких-либо цифровых радиостанций малой мощности на одной из частот верхней части КВ-диапазона и диапазона метровых волн, например f_1 = 27 МГц и f_2 = 300 МГц (далее f_1 и f_2), производятся измерения напряженностей поля в точке приема: $E^1_{т1}, E^2_{т1}, ..., E^n_{т1}$; $E^1_{т2}, E^2_{т2}, ..., E^n_{т2}$, накапливается статистика и определяются средние значения $E_{т1}$ и $E_{т2}$ для последующей обработки. Необходимость двухчастотных измерений связана с тем, что в диапазоне метровых (дециметровых) волн целесообразнее определять относительную диэлектрическую проницаемость ε', а на декаметровых волнах – удельную проводимость σ: например, при $\sigma = 0,01$, $f = 27$ МГц, $\mathrm{Im}\left(\left|\varepsilon'_к\right|\right) = 6,7$; при том же значении σ, на более высокой частоте $f = 300$ МГц, $\mathrm{Im}\left(\left|\varepsilon'_к\right|\right) = 0,6$. Относительная диэлектрическая проницаемость земной поверхности ε', как правило, принимает значения от 3 до 20, следовательно, при известном $\left|\varepsilon'_к\right|$ его реальная часть ε' будет изменяться гораздо в меньших пределах на более высоких частотах, например при $f = 300$ МГц. Это позволит с большей точностью определить ε'.

Полученные средние значения $E_{т1}$ и $E_{т2}$ сохраняются в памяти буферного устройства, предусмотренного в радиостанции, и переносятся в ЭВМ, расположенную в радиостанции средней мощности.

Определяются множители ослабления на трассе для f_1 и f_2: $W_{т1,2(измеренное)} = \dfrac{E_{т1,2}(r)}{E_{01,2}(r)}$, где $E_{01,2}(r)$ – значения напряженности поля над идеально проводящей поверхностью.

Методом Хука–Дживса (конфигураций) с использованием аналитических выражений, предложенных независимо М.В. Шулейкиным и Б. Ван-дер-Полем, определяются модули относительной комплексной диэлектрической проницаемости $\left|\varepsilon'_{к1,2}\right|$ на частотах f_1 и f_2 по известным значениям множителей ослабления $W_{т1,2(измеренное)}$:

$$x_{1,2} = \frac{\pi r}{\lambda_{1,2}} \frac{1}{\left|\varepsilon'_{к1,2}\right|}; \qquad (1)$$

$$W_{т1,2(расчетное)} = \frac{2 + 0,3x_{1,2}}{2 + x_{1,2} + 0,6x^2_{1,2}}. \qquad (2)$$

Целью оптимизации является поиск значений модулей относительной комплексной диэлектрической проницаемости $\left|\varepsilon'_{к1,2}\right|$, удовлетворяющих минимуму целевой функции: $F(W) = \left|W_{т1,2(расчетное)} - W_{т1,2(измеренное)}\right| \to \min$.

Переменной оптимизации является $\left|\varepsilon'_{к1,2}\right|$. Зададим пределы изменения введенной переменной: $3 \le \left|\varepsilon'_{к1,2}\right| \le 90$. Условие оптимизационной задачи примет вид

$$Q = \sum_{i=1}^{n} \frac{W_{т1,2i(расчетное)}}{n} - W_{т1,2(измеренное)} \to H, \qquad (3)$$

$$H = \left\{3 \le \left|\varepsilon'_{к1,2}\right| \le 90;\ \left|W_{т1,2(расчетное)} - W_{т1,2(измеренное)} \to \min\right|\right\}, \qquad (4)$$

где n – количество отсчетов (шагов) оптимизации.

Будем считать множители ослабления $W_{т1,2(измеренное)}$ известными или заданными так же, как начальные и конечные значения $|\varepsilon'_{к1,2}|$. На каждом шаге вычислений производится расчет численных расстояний $x_{1,2}$ (выражение 1) и множителей ослабления $W_{т1,2(расчетное)}$. С использованием (2) сравниваются $W_{т1,2(расчетное)}$ и $W_{т1,2(измеренное)}$, то есть определяется минимум целевой функции: $|W_{т1,2(расчетное)} - W_{т1,2(измеренное)}| \to \min$. Номер итерации с остатком, наиболее близким к нулю, определяет значения $|\varepsilon'_{к1,2}|$.

Определяется разница Δ между значениями модулей относительной комплексной диэлектрической проницаемости $|\varepsilon'_{к1}|$ и $|\varepsilon'_{к2}|$, вычисленными на частотах f_1 и f_2.

Далее необходимо определить значения ε' и σ, удовлетворяющие аналитическому выражению

$$|\varepsilon'_к| = \sqrt{(\varepsilon')^2 + (60\lambda\sigma)^2}. \qquad (5).$$

Вычисление ε' и σ каким-либо известным способом при заданном $|\varepsilon'_{к1}|$ или $|\varepsilon'_{к2}|$ возможно, но оно не даст достоверных результатов, ввиду большой вероятности появления повторяющихся парных комбинаций этих переменных. Весьма показательным будет рассмотренный ниже пример: $|\varepsilon'_к| = 7,2$; необходимо найти 10 случайных комбинаций ε' и σ при $f = 300$ МГц. Полученные результаты представлены в табл. 1.

Таблица 1

№ п/п	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$\lvert\varepsilon'_к\rvert$	7,2	7,2	7,2	7,2	7,2	7,2	7,2	7,2	7,2	7,2
ε'	5,46	5,27	7,16	4,18	7,15	3,04	7,17	6,15	6,14	6,15
σ	0,078	0,082	0,012	0,098	0,014	0,1	0,01	0,063	0,063	0,063

Анализ данных табл. 1 показал практически полное совпадение парных комбинаций под номерами 3, 5, 7 и 8, 9, 10. Возникает вопрос, какую парную комбинацию выбрать. При сравнении, например, 7 и 10 комбинации чисел нетрудно заметить большую разницу между удельными проводимостями, оказывающими значительное влияние на усиление антенн (рис. 1).

С учетом вышеизложенного для определения ε' и σ необходимо разработать новый метод, позволяющий вполне однозначно получать достоверные результаты.

В статье предлагается новый подход к определению вклада ε' и σ в известное значение модуля относительной комплексной диэлектрической проницаемости $|\varepsilon'_к|$ с помощью интерполяции множества точек на основе генетического алгоритма.

Выбор генетического алгоритма оправдан большой гибкостью его использования, позволяющей путем определенного числа повторений получить набор векторов (массивов) значений ε' или σ, из которых при использовании одного из способов интерполяции станет возможным выбрать искомое значение данной переменной. То есть в качестве алгоритма формирования массива по определенному критерию выступает генетический алгоритм, а в качестве набора правил, по которым выбирается конкретное значение переменной из массива, используется интерполяция множества точек. В первую очередь определим целевую функцию, критерии формирования массивов значениями ε' и σ и пределы изменения данных переменных: $F(W) = |\varepsilon'_{к22} - \varepsilon'_{к2}| \to \min$ – целевая функция, где $|\varepsilon'_{к2}|$ – константа, полученная после применения метода Хука–Дживса на частоте f_2; $|\varepsilon'_{к22}|$ – переменная, изменяющая свои значения в процессе применения генетического алгоритма согласно выражению (5). Первоначально предполагается определять ε', затем σ. В случае изменения порядка целевая функция будет иметь вид $F(W) = |\varepsilon'_{к11} - \varepsilon'_{к1}| \to \min$, где $|\varepsilon'_{к1}|$ – константа, полученная после применения метода Хука–Дживса на частоте f_1; $|\varepsilon'_{к11}|$ – переменная, изменяющая свои значения в процессе применения генетического алгоритма согласно выражению (5).

Переменными являются ε' и σ. Зададим пределы изменения введенных переменных: $1\cdot10^{-5} \le \sigma \le 20$; $3 \le \varepsilon' \le 90$. Условие однокритериальной задачи примет вид

$$Q = \sum_{i=1}^{n} \frac{\varepsilon'_{к22i}}{n} - \varepsilon_{к2} \to H, \quad (6)$$

$$H = \begin{cases} (\sigma) \left| 1\cdot10^{-5} \le \sigma \le 20; \right. \\ (\varepsilon') \left| 3 \le \varepsilon' \le 90; \right. \end{cases} \left| \varepsilon'_{к22} - \varepsilon'_{к2} \right| \to \min, \quad (7)$$

где n – количество отсчетов (шагов).

Рассмотрим основные этапы предлагаемого подхода.

Получение массивов значений относительной диэлектрической проницаемости ε' *и удельной проводимости* σ. Многочисленные вычислительные эксперименты показали, что для анализа всех возможных значений ε' в массиве и определения достоверного значения достаточно 10 итерационных циклов с пятьюдесятью значениями ε' в массиве. Вариант разброса значений ε' и σ в массиве после одного итерационного цикла показан на рис. 2.

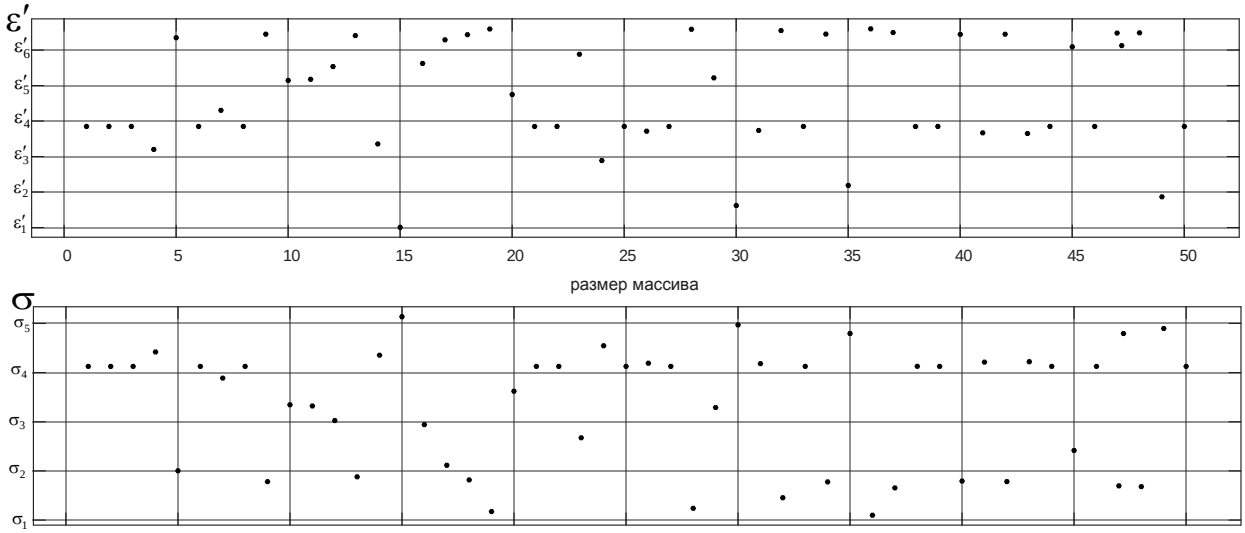


Рис. 2. Графическое представление разброса значений относительной диэлектрической проницаемости и удельной проводимости в массиве после одного итерационного цикла

Построение кривой или математической функции, которая наилучшим образом соответствует точкам массива $f(\varepsilon')$ *на отрезке* $\varepsilon' \in [0,50]$ *и определение достоверного значения* ε'. Вполне хороших результатов позволяет добиться применение математической функции, представляющей собой ряд из суммы синусов. Аналитический вид данной функции:

$$y = \sum_{i=1}^{n} a_i \cdot \sin(b_i x + c_i), \quad (8)$$

где a – амплитуда, b – частота, c – фазовая постоянная для каждого члена синусоидальной волны, n – количество членов ряда.

Проведем сравнительный анализ применения функции суммы синусов и полиномиальной функции вида $y = \sum_{i=1}^{n+1} p_i x^{n+1-i}$ для исследования множества значений относительной диэлектрической проницаемости, полученных посредством применения генетического алгоритма.

При этом для большей наглядности рассмотрим случай, когда ε' имеет существенный разброс значений относительно минимального. Примем $\varepsilon' = 6,2$ и $\sigma = 6,5\cdot10^{-4}$ См/м. С учетом этих данных $W_{т2(измеренное)}\left(f_2 = 300 \text{ МГц}\right) = 4,958188\cdot10^{-4}$; $\left|\varepsilon'_{к2}\right| = 6,2001$. Определим действительную часть $\left|\varepsilon'_{к2}\right|$ – относительную диэлектрическую проницаемость ε' на примере одного итерационного цикла. На рис. 3 показано графическое представление функции разброса значений ε' в массиве $f(\varepsilon')$ после одного итерационного цикла и кривые, описывающие данную функцию.

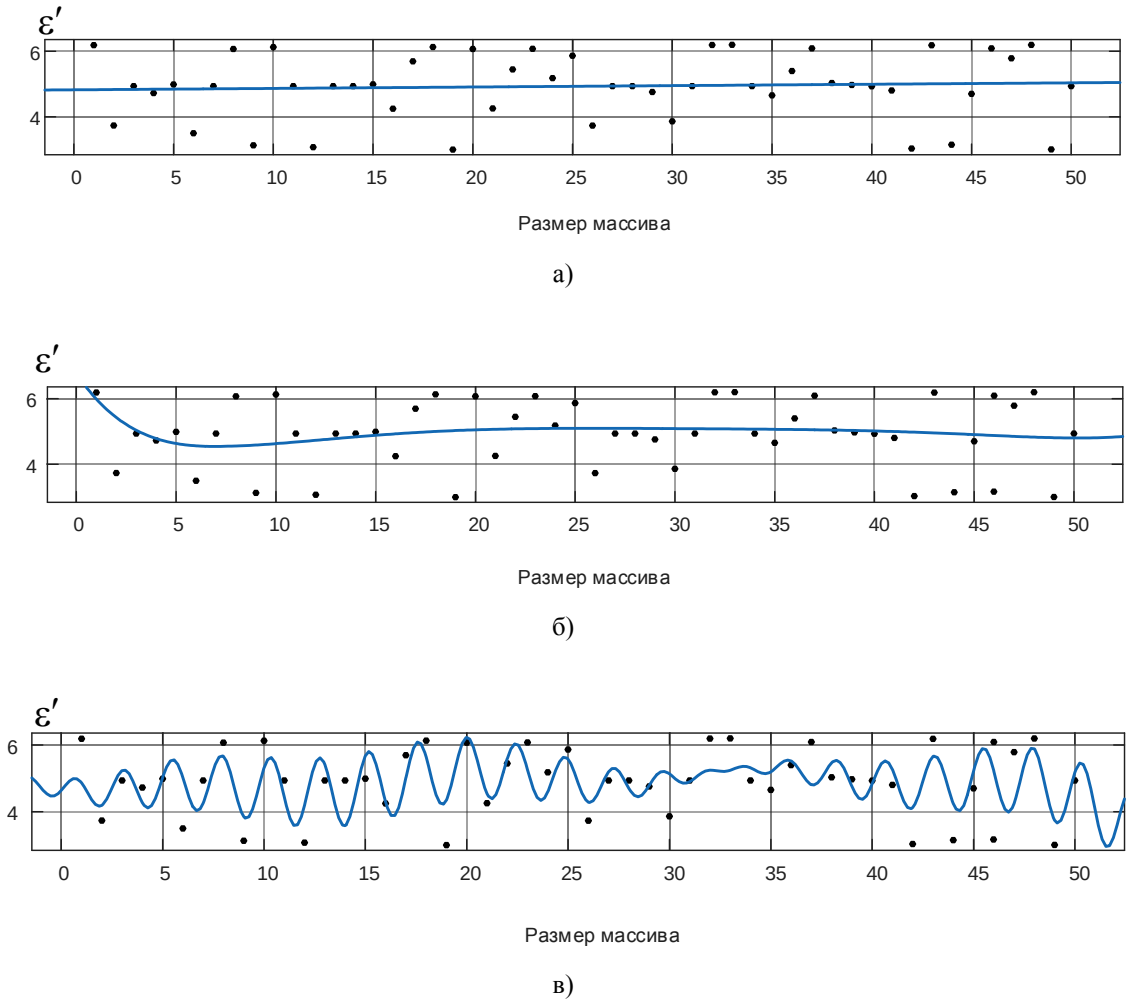


Рис. 3. Графическое представление функции разброса значений относительной диэлектрической проницаемости в массиве, описанной с помощью: а) полинома 1 порядка; б) полинома 6 порядка; в) ряда из шести членов модели суммы синусов

Кривая полиномиальной функции, описывающей множество значений массива, проходит в той окрестности точек, в которой наблюдается бóльшая их интенсивность. Многочисленные вычислительные эксперименты показали, что данное правило не всегда подходит при определении достоверного значения относительной диэлектрической проницаемости в массиве, так как наибольшая концентрация точек может находиться и в верхней, и в нижней частях графика, и посередине. На рис. 3 а, б приведен пример описания $f(\varepsilon')$ полиномами 1 и 6 порядков, подтверждающий вышесказанное. Описание функции $f(\varepsilon')$ полиномами 2, 3, 4 и 5-го порядков не приводится ввиду незначительного их отличия друг от друга. Многочисленные вычислительные эксперименты показали, что при описании $f(\varepsilon')$ кривыми, построенными на основе различных математических функций, необходимо ориентироваться на максимальные (амплитудные) значения, именно они соответствуют заданным значениям ε'.

При описании функции $f(\varepsilon')$ полиномом 6 порядка (рис. 3 б) кривая уходит за пределы области значений рассматриваемой функции, что не позволяет определить ее максимальное значение. Анализ графиков, представленных на рис. 3, показал, что наиболее близкое значение относительной диэлектрической проницаемости к заданному можно получить в случае применения модели суммы синусов, представляющей в данном случае ряд из 6 членов (рис. 3 в). Максимальное значение кривой соответствует $\varepsilon' = 6,2001$. Аналитически данную модель можно представить как

$$y = \sum_{i=1}^{6} a_i \cdot \sin\left(b_i x + c_i\right), \qquad (9)$$

где $a_1 = 20{,}64$; $b_1 = 0{,}03505$; $c_1 = 1.877$; $a_2 = 14{,}77$; $b_2 = 0{,}0596$; $c_2 = 4{,}596$; $a_3 = 1{,}581$; $b_3 = 0{,}1242$; $c_3 = 6{,}222$; $a_4 = 0{,}5164$; $b_4 = 2{,}504$; $c_4 = 1{,}228$; $a_5 = 0{,}5402$; $b_5 = 2{,}678$; $c_5 = -1{,}326$; $a_6 = 0{,}2443$; $b_6 = 0{,}4456$; $c_6 = -1.214$.

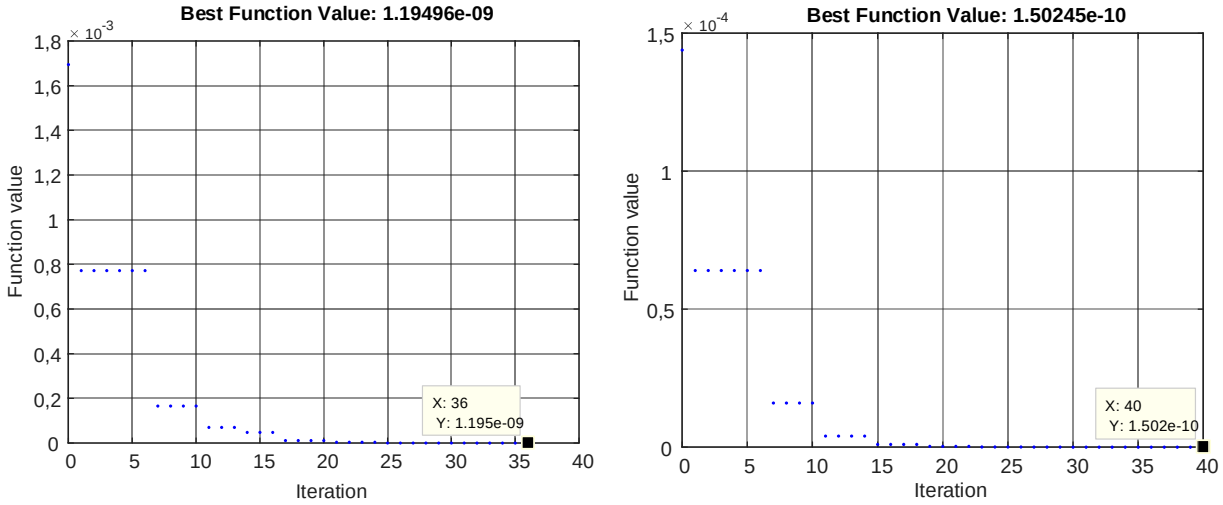
Следует отметить, что критерием выбора количества членов ряда N модели суммы синусов является наибольшее из возможных значений кривой, описывающей $f(\varepsilon')$, то есть $N\left(\max\left(f(\varepsilon')\right)\right)$.

Рассмотрен один итерационный цикл из 10. Окончательное значение ε' определяется как математическое ожидание (среднее значение) данной переменной после 10 итерационных циклов.

Далее необходимо решить уравнение (5) относительно удельной проводимости σ при известной относительной диэлектрической проницаемости ε'. Для его решения может быть применен любой из методов поиска (оптимизации); применим генетический алгоритм. Особенности решения данного уравнения заключаются в том, что, как было описано ранее, чувствительность удельной проводимости увеличивается с понижением частоты, поэтому к полученному значению ε' добавляется Δ – разница между значениями модулей относительных комплексных диэлектрических проницаемостей $\left|\varepsilon'_{к1}\right|$ и $\left|\varepsilon'_{к2}\right|$.

Условие однокритериальной задачи примет вид $Q = \sum_{i=1}^{n} \frac{\varepsilon'_{к22i}}{n} - \left(\varepsilon' + \Delta\right) \to H$; $H = \begin{cases} (\sigma) \left| 1 \cdot 10^{-5} \le \sigma \le 20; \\ (\varepsilon') \left| \varepsilon' = const; \end{cases}$ $\left|\varepsilon'_{к22} - \left(\varepsilon' + \Delta\right)\right| \to \min$, где $\left|\varepsilon'_{к22}\right|$ – переменная, изменяющая свои значения в процессе применения генетического алгоритма согласно выражению (5).

Определим ε' и σ при использовании рассмотренного метода. Заменим пока что измерительную часть метода расчетной. Для того чтобы получить критерий достоверности определения ε' и σ, зададим их в качестве исходных данных: $\varepsilon' = 3{,}8$; $\sigma = 6{,}5 \cdot 10^{-4}$ См/м. Используя (1) и (2), вычислим $W_{т1,2}$ и примем за измеренное $W_{т1,2(измеренное)}$. С учетом данных допущений исходными данными будут являться: $W_{т1(измеренное)}\left(f_1 = 27 \text{ МГц}\right) = 0{,}003494$; $W_{т2(измеренное)}\left(f_2 = 300 \text{ МГц}\right) = 3{,}033235 \cdot 10^{-4}$; расстояние между передатчиком и приемником (протяженность радиолинии) $r = 2$ км. Определим модули комплексной диэлектрической проницаемости $\left|\varepsilon'_{к1,2}\right|$ на частотах f_1 и f_2 по известным значениям множителя ослабления $W_{т1,2(измеренное)}$, используя (1) и (2) и метод Хука–Дживса (конфигураций): $\left|\varepsilon'_{к1}\right| = 3{,}8243$ – данный результат получен на 36-м шаге (итерации), график сходимости целевой функции представлен на рис. 4 а; $\left|\varepsilon'_{к2}\right| = 3{,}8002$ – данный результат получен на 40-м шаге (итерации), график сходимости целевой функции представлен на рис. 4 б.



а) б)

Рис. 4. Графики сходимости целевой функции

Определим разницу между $|\varepsilon'_{к1}|$ и $|\varepsilon'_{к2}|$, то есть вычислим разность $\Delta = |\varepsilon'_{к1}| - |\varepsilon_{к2}| = 0,0241$.

Определим реальную часть $|\varepsilon'_{к2}|$ – относительную диэлектрическую проницаемость ε' посредством интерполяции множества точек на основе генетического алгоритма и формулы (5). Графическое представление множества точек $f(\varepsilon')$ 1-го итерационного цикла, описанного моделью суммы синусов из одного ряда, показано на рис. 5

Результаты остальных 9 итерационных циклов сведены в табл. 2.

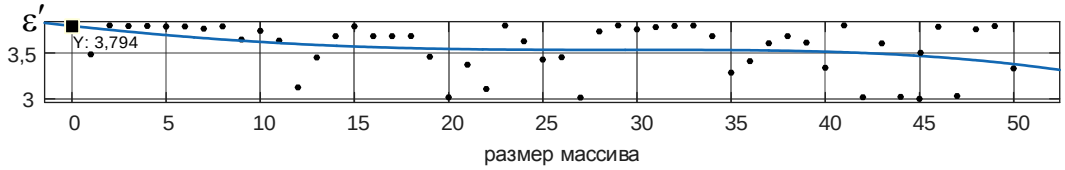


Рис. 5. Графическое представление множества точек $f(\varepsilon')$ 1-го итерационного цикла, описанных моделью суммы синусов из одного ряда

Таблица 2

№ итерационного цикла	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Максимальные значения в массиве	3,8	3,8	3,8	3,8	3,8	3,8	3,8	3,8	3,8

Среднее значение относительной диэлектрической проницаемости вычисляется согласно выражению

$$\varepsilon' = \frac{\left(\varepsilon'(a_1) + \varepsilon'(a_2) + ... + \varepsilon'(a_n)\right)}{n},$$

где $a_{1,2,...,n} \in [1;10]$. (10)

Подставив значения из табл. 1 в (10), получим $\varepsilon' = 3,8$, что полностью соответствует заданному значению. Далее к полученному значению ε' необходимо добавить разницу $\Delta = |\varepsilon'_{к1}| - |\varepsilon'_{к2}| = 0,0241$; $\varepsilon' + \Delta = 3,8241$. Воспользуемся генетическим алгоритмом для расчета σ на частоте f_1. Целевая функция примет вид $|\varepsilon'_{к22} - (\varepsilon' + \Delta)| \to \min$ при $\varepsilon' = 3,8$. Получим $\sigma = 6,5 \cdot 10^{-4}$ См/м, что полностью соответствует заданному значению удельной проводимости σ.

Таким образом, в статье представлен новый метод определения электрических параметров подстилающей поверхности по величине напряженности электрического поля, измеренной в процессе функционирования радиолиний малой протяженности, – метод электродинамического зондирования подстилающей поверхности.

Новизна представленного в статье метода заключается в том, что в отличие от известных он позволяет без дополнительных технических устройств с достаточной точностью определить как относительную диэлектрическую проницаемость, так и удельную проводимость подстилающей поверхности.

Практическая значимость предложенного метода состоит в возможности его применения для прогнозирования энергетических параметров радиолиний [20] в режиме реального времени.

Список источников

1. *Муравьев Ю.К.* Антенны. Л.: ВАС, 1956. 506 с.

2. *Бреховских Л.М.* Волны в слоистых средах. М.: Наука, 1973. 503 с.

3. *Макаров Г.И., Новиков В.В., Рыбачек С.Т.* Распространение радиоволн в волноводном канале Земля–ионосфера и в ионосфере. М.: Наука, 1994. 150 с.

4. *Дмитриев В.И.* Морские электромагнитные зондирования. М.: АРГАМАК-МЕДИА, 2014. 192 с.

5. *Фок В.А.* Проблемы дифракции и распространения радиоволн. М.: Советское радио, 1970. 220 с.

6. *Фейнберг Е.Л.* Распространение радиоволн вдоль земной поверхности. М.: Издательство Академии наук СССР, 1961. 546 с.

7. *Калинин А.И., Черенкова Е.Л.* Распространение радиоволн и работа радиолиний. М.: Связь, 1971. 440 с.

8. *Hu Y., Fang D., Wang Y., Zhong.* Electromagnetic waves in multilayered generalized anisotropic media // IEEE Trans. Geosci. Remote Sens. 2018. Vol. 56, No 10. Pp. 5758–5766.

9. *Permyakov V.A., Mikhailov M.S., Malevich E.S.* Analysis of Propagation of Electromagnetic Waves in Difficult Conditions by the Parabolic Equation Method // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2019. Vol. 67, No. 4. Pp. 2167–2175.

10. *Parada D.A., Rego C.G., Batista C.G., Ramos G.L.* A comparative study between SSPE methods and a HO-FDTD algorithm for EM propagation over lossy terrains // 12th European Conference on Antennas and Propagation, 2018. Pp. 1–3.

11. *Wang J., Li B.* Electromagnetic Fields Generated above a Shallow Sea by a Submerged Horizontal Electric Dipole [J] // IEEE Transaction on Antenna & Propagation. 2017. 65(5). 2707–2712.

12. *Wang D, Xi X., Pu Y., Liu J., Zhou L.* Parabolic equation method for Loran-C ASF prediction over irregular terrain // IEEE Antennas Wireless Propag. Lett. 2016. Vol. 15. Pp. 734–737.

13. *Wang D, Xi X., Pu Y., Liu J., Zhou L.* LF Radio Wave Prediction at Short Ranges With High Propagation Angles Over Irregular Terrain // IEEE antennas and wireless propagation letters. 2017. Vol. 16. Pp 732–735.

14. *Jo T., Shimasaki H.* Two-dimensional models of a tree in the propagation of 920-MHz band radio wave // IEICE 2018 Society Conference. Sept. 2018. P. 13.

15. *Кузубов Ф.А., Кашпровский В.Е.* Распространение средних радиоволн земным лучом. М.: Связь, 1971. 220 с.

16. *Башкуев Е.Б., Дембелов М.Г., Поляков М.А., Пылаев А.А.* Определение электрических параметров слоистой подстилающей среды по результатам радиогеофизических измерений // Радиотехника и электроника. 2015. № 6. С 560–565.

17. *Проворотов Г.Ф., Щеголеватых А.С.* Способ измерения параметров подстилающей среды и устройство для его осуществления: патент РФ № 2671299. 2018. Бюл. № 29.

18. *Варнаков С.А., Суслов К.Н., Ященко А.С.* Особенности определения диэлектрической проницаемости методом оптимизации функций // Тезисы докладов VI Международной научно-технической конференции: сб. ст / ОНИИП. Омск, 2021. С. 137–139.

19. *Сосунов Б.В., Бородулин Р.Ю., Леонюк А.С., Николаев В.И.* Методика расчета эффективной диэлектрической проницаемости многослойной среды // Теория и техника радиосвязи. 2016. № 3. С 79–84.

20. *Мешалкин В.А., Сосунов Б.В.* Основы энергетического расчета радиоканалов. Л.: ВАС, 1990. 110 с.

Информация об авторах

Р.Ю. Бородулин, д.т.н., доцент кафедры радиосвязи
А.С. Леонюк, к.т.н., докторант кафедры радиосвязи

Information about the authors

R.Yu. Borodulin, D.Sc. in Engineering Sciences, Associate Professor of Radio Communication Chair
A.S. Leonyuk, Ph.D. in Engineering Sciences, Doctoral Candidate of Radio Communication Chair

Статья поступила в редакцию 31.10.2022
Одобрена после рецензирования 07.11.2022
Принята к публикации 09.11.2022

The article was submitted 31.10.2022
Approved after reviewing 07.11.2022
Accepted for publication 09.11.2022

Теория и техника радиосвязи. 2022. № 4. С. 73–79. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2022. No. 4. Pp. 73–79. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 621.396

Взаимное влияние элементов защищенных активных фазированных антенных решёток

Александр Михайлович Шанин
Военная академия связи им. маршала Советского Союза С.М. Буденного, Санкт-Петербург, Россия
otesalex@yandex.ru

Аннотация. *Представлен расчет взаимного сопротивления изолированных проводников, используемых в качестве элементов активной фазированной антенной решётки, при синфазном и противофазном возбуждении. С использованием асимптотики функции Ханкеля рассмотрены предельные случаи для взаимного сопротивления элементов. Проведен сравнительный анализ изолированных и неизолированных проводников. Приведен расчет волнового сопротивления изолированного проводника, учитывающий границу раздела сред.*

Ключевые слова: *изолированные антенны, волновое сопротивление, коэффициент распространения, подземная антенна, граница раздела сред.*

Mutual influence of elements of protected active phased antenna arrays

Alexandr M. Shanin
Military Academy of Communication named after marshal of the Soviet Union S.M. Budyonny, Saint-Petersburg, Russia
otesalex@yandex.ru

Abstract. *The calculation of mutual resistance of isolated conductors used as elements of an active phased array antenna in cases of in-phase and antiphase excitation is presented. Limiting cases for the mutual resistance of elements are considered using the asymptotics of the Hankel function. A comparative analysis of isolated and non- isolated conductors is carried out. The calculation of an isolated conductor wave resistance taking into account media interface is given.*

Keywords: *isolated antennas, wave resistance, propagation coefficient, underground antenna, media interface.*

Разработка современных средств и комплексов связи требует новых походов. Для поиска наиболее эффективных конструкторских решений необходимо проведение предварительного расчета характеристик антенных систем.

В настоящей статье рассматриваются подземные антенны, которые представляют собой класс антенн, погруженных в землю, т.е. расположенных в поглощающем полупространстве, ниже границы раздела воздух–земля. Комплекс волновых явлений, связанных с затуханием в окружающей диссипативной среде, отражением и преломлением на границе раздела, отличает этот класс антенн значительным поглощением в земле.

Свойства отражения и проникновения электромагнитных волн на границе раздела сред с различными показателями преломления позволяют определить целесообразное расположение подземных антенн, найти характеристики направленности и оценить влияние различных факторов на их эффективность.

Рассмотрим две параллельные изолированные антенны, разнесенные на расстояние d (рис. 1). Антенны представляют собой симметричные вибраторы с длиной плеча l, возбуждаемые генераторами с ЭДС ε_1, ε_2. Обозначив токи на входах вибраторов $I_1(0)$, $I_2(0)$, собственное и взаимное сопротивление Z_{11}, Z_{12}, можем записать систему уравнений

$$\varepsilon_1 = Z_{11}I_1(0) + Z_{12}I_2(0);$$

$$\varepsilon_2 = Z_{12}I_1(0) + Z_{11}I_2(0). \qquad (1)$$

Проанализируем случаи синфазного возбуждения, когда $\varepsilon_1 = \varepsilon_2$ и $I_1(0) = I_2(0)$, и противофазного, когда $\varepsilon_1 = -\varepsilon_2$ и $I_1(0) = -I_2(0)$. Входные сопротивления вибраторов для этих двух ситуаций определяются из системы (1):

© Шанин А.М., 2022

$$Z_{\text{АС}} = Z_{11} + Z_{12};$$

$$Z_{\text{АП}} = Z_{11} - Z_{12}, \qquad (2)$$

откуда находятся Z_{11} и Z_{12}:

$$Z_{11} = \frac{1}{2}(Z_{\text{АС}} + Z_{\text{АП}});$$

$$Z_{12} = \frac{1}{2}(Z_{\text{АС}} - Z_{\text{АП}}). \qquad (3)$$

По аналогии с выражением (2) для погонных последовательных сопротивлений можно записать

$$Z_{1c,n} = Z_1^{11} \pm Z_1^{12}. \qquad (4)$$

Слагаемое погонного сопротивления Z_1^{11} вызвано собственным полем проводника, а Z_{12} – касательной составляющей поля, наводимого другим проводником, т.е.

$$Z_1^{12} = -E_\tau(d) / I_1. \qquad (5)$$

Найдем выражение для коэффициента распространения и волнового сопротивления проводника в системе двух параллельных проводников. При этом необходимо отметить, что шунтирующая проводимость будет иная, чем для одиночного проводника. Предположение о неизменности величины шунтирующей проводимости приведет к неправильным результатам при малых разносах [1], поэтому проблема взаимного влияния наиболее важна. Таким образом, учет влияния взаимодействия проводников на величину шунтирующей проводимости необходим.

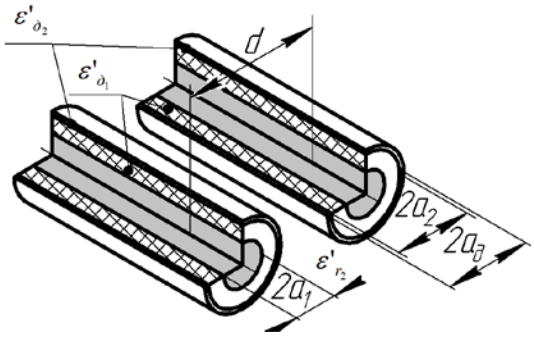


Рис. 1. Схема параллельных изолированных вибраторов

Рассмотрим вначале проводники, размещенные в однородной среде, обозначая соответственно параметры верхним индексом «0». Поскольку векторный потенциал проводника, обтекаемого током I_2, на расстоянии d равен

$$A_{12} = I_2 \frac{\mu_0}{4i} H_0^{(2)}(k_2 d), \qquad (6)$$

то, используя расчеты авторов книги [2], получаем выражение для скалярного потенциала первого проводника, окруженного двухслойной изоляцией при двух способах возбуждения:

$$U(a_1) = \frac{\tau}{2\pi}\left[\frac{1}{\varepsilon'_{\partial_1}}\ln\frac{a_\partial}{a_1} + \frac{1}{\varepsilon'_{\partial_2}}\ln\frac{a_2}{a_\partial} + \frac{\pi}{2_j\varepsilon'_{r_2}}\left[H_0^{(2)}(k_2 a_2) \pm H_0^{(2)}(k_2 d)\right]\right]. \qquad (7)$$

Для шунтирующей проводимости находим

$$Y^{0}_{1\text{С,П}} = \frac{2\pi j\omega\,\varepsilon'_{\partial_1}}{\ln\frac{a_\partial}{a_1} + \frac{\varepsilon'_{\partial_1}}{\varepsilon'_{\partial_2}}\ln\frac{a_2}{a_\partial} - j\frac{\pi}{2}\frac{\varepsilon'_{\partial_1}}{\varepsilon'_{r_2}}\left[H_0^{(2)}(k_2 a_2) \pm H_0^{(2)}(k_2 d)\right]} =$$

$$= Y^{11}_1\left[1 \pm \frac{j\frac{\pi}{2}\frac{\varepsilon'_{\partial_1}}{\varepsilon'_{r_2}}H_0^{(2)}(k_2 d)}{-\ln\frac{a_\partial}{a_1} - \frac{\varepsilon'_{\partial_1}}{\varepsilon'_{\partial_2}}\ln\frac{a_2}{a_\partial} + j\frac{\pi}{2}\frac{\varepsilon'_{\partial_1}}{\varepsilon'_{r_2}}H_0^{(2)}(k_2 a_2)}\right]^{-1}, \qquad (8)$$

где $Y_1^{11} = Y_1^0$ – шунтирующая проводимость изолированного проводника в однородной среде.

Последовательное сопротивление равно

$$Z^0_{1\text{С,П}} = Z_1^{11}\left[1 \pm \frac{H_0^{(2)}(k_2 d)}{H_0^{(2)}(k_2 a_2) + k_2 a_2 \ln(a_2/a_1) H_1^{(2)}(k_2 a_2)}\right] = Z_1^{11} + 30\pi k_1 H_0^{(2)}(k_2 d), \qquad (9)$$

где $Z_{11}^1 = Z_1^0$ – погонное сопротивление изолированного проводника в однородной среде.

В результате находим выражение для коэффициента распространения и волнового сопротивления проводника в системе двух параллельных проводников:

$$(\gamma_{\text{С,П}}^0)^2 = (\gamma^0)^2 \frac{1 \pm \dfrac{H_0^{(2)}(k_2 d)}{H_0^{(2)}(k_2 a_2) + k_2 a_2 \ln(a_2/a_1) H_1^{(2)}(k_2 a_2)}}{1 \pm \dfrac{j\dfrac{\pi}{2}\dfrac{\varepsilon'_{\partial_1}}{\varepsilon'_{r_2}} H_0^{(2)}(k_2 d)}{-\ln\dfrac{a_\partial}{a_1} - \dfrac{\varepsilon'_{\partial_1}}{\varepsilon'_{\partial_2}} \ln\dfrac{a_2}{a_\partial} + j\dfrac{\pi}{2}\dfrac{\varepsilon'_{\partial_1}}{\varepsilon'_{r_2}} H_0^{(2)}(k_2 a_2)}}; \quad (10)$$

$$(W_{C,П}^0)^2 = (W^0)^2 \left[1 \pm \frac{H_0^{(2)}(k_2 d)}{H_0^{(2)}(k_2 a_2) + k_2 a_2 \ln(a_2/a_1) H_1^{(2)}(k_2 a_2)}\right] \times$$

$$\times \left[1 \pm \frac{j\dfrac{\pi}{2}\dfrac{\varepsilon'_{\partial_1}}{\varepsilon'_{\partial_2}} H_0^{(2)}(k_2 d)}{-\ln\dfrac{a_\partial}{a_1} - \dfrac{\varepsilon'_{\partial_1}}{\varepsilon'_{\partial_2}} \ln\dfrac{a_2}{a_\partial} + j\dfrac{\pi}{2}\dfrac{\varepsilon'_{\partial_1}}{\varepsilon'_{r_2}} H_0^{(2)}(k_2 a_2)}\right]. \quad (11)$$

Ограничившись случаем однослойной изоляции и воспользовавшись приближенным соотношением $k_2 a_2 H_1^{(2)}(k_2 a_2) \approx 2j/\pi$, $|k_2| a_2 \langle\langle 1$, получаем

$$\gamma_{\text{С,П}}^0 = \gamma^0. \quad (12)$$

В соответствии с этим коэффициент распространения изолированного проводника в однородной среде

$$W_{\text{С,П}}^0 = (W^0) = \left[1 \pm \frac{H_0^{(2)}(k_2 d)}{H_0^{(2)}(k_2 a_2) + \dfrac{2j}{\pi}\ln\dfrac{a_2}{a_1}}\right], \quad (13)$$

т.е. такой же, как и для одиночного проводника. Необходимо отметить, что с большой точностью это справедливо и для проводников, окруженных двухслойной изоляцией [3].

Рассмотрим предельные случаи для взаимного сопротивления Z_{12}. Используя асимптотику функции Ханкеля, на основании выражений (12) и (13) при $d \to \infty$ получаем $Z_{12} \to 0$. При $d \to a_2$ имеем

$$Z_{12}^0 = 2 \cdot \frac{1}{2}(W_{\text{С}} - W_{\text{П}}) cth\gamma l =$$

$$= 2W^0 \frac{H_0^{(2)}(k_2 d) cth\gamma l}{H_0^{(2)}(k_2 a_2) + \dfrac{2}{\pi} j \ln\dfrac{a_2}{a_1}} =$$

$$= Z_{11}^0 \frac{H_0^{(2)}(k_2 d)}{H_0^{(2)}(k_2 a_2) + \dfrac{2}{\pi} j \ln\dfrac{a_2}{a_1}}. \quad (14)$$

Множитель 2 в уравнении (14) указывает на то, что рассматриваются симметричные вибраторы.

Подставляя выражение для W^0 и используя формулу для постоянной распространения γ, приведенную в выражении (3), получаем

$$Z_{12} = \frac{60\pi k_0 H_0^{(2)}(k_2 d)}{\gamma} cth\gamma l = W_{12}^0 cth\gamma l, \quad (15)$$

где W_{12}^0 можно назвать взаимным волновым сопротивлением.

Сравнивая выражение с известным соотношением для неизолированных проводников в однородной среде

$$W_{12\text{неиз}}^0 = -\frac{j60\pi}{\sqrt{\varepsilon'_{r_2}}} H_0^{(2)}(k_2 d) =$$

$$= \frac{60\pi k_0 H_0^{(2)}(k_2 d)}{jk_2} \quad (16)$$

и учитывая, что для неизолированного проводника $\gamma = \gamma k_2 = \gamma_2$, видим, что выражение (15) в точности переходит в выражение (16). Тогда W_{12}^0 можно записать в ином виде:

$$W_{12}^0 = \frac{\gamma^2}{\gamma} W_{12\text{неиз}}. \qquad (17)$$

Таким образом, взаимное сопротивление изолированных проводников с расстоянием изменяется по такому же закону, как и неизолированных, отличаясь по величине.

Определим взаимное сопротивление двух горизонтальных изолированных проводов, расположенных параллельно плоской границе раздела двух полупространств в оптически более плотной среде $\left(\left|k_2/k_1\right|^2 = \left|n_2\right|^2 = \left|\varepsilon'_{r_2}\right| \rangle\rangle 1\right)$, как показано на рис. 2.

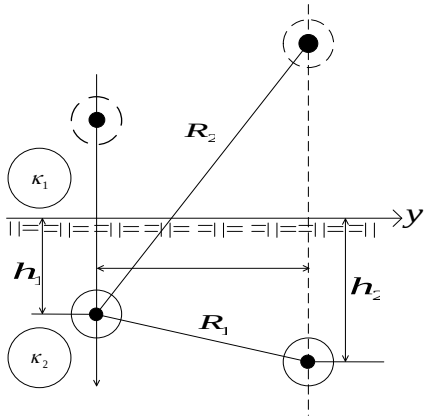


Рис. 2. Горизонтальные изолированные провода, расположенные параллельно плоской границе раздела двух полупространств

Касательная к первому проводнику, составляющая поле, наводимое вторым проводником, определяется по формуле [3].

Примем $z = h_2$, $h = h_1$, $y = d$, т.е.

$$R_1 = \sqrt{(h_1 - h_2)^2 + d^2}, \quad R_2 = \sqrt{(h_1 + h_2)^2 + d^2}; \qquad (18)$$

$$E_x\left(-\frac{\omega^{\mu_0} I_x}{4}\right)^{-1} = H_0^{(2)}(k_2 R_1) + \left[2\left(\frac{z+h}{R_2}\right)^2 - 1\right] H_0^{(2)}(k_2 R_2) + 2\frac{1 - 2\left(\frac{z+h}{R^2}\right)^2 + k_2(z+h)}{k_2 R_2} H_1^{(2)}(k_2 R_2) -$$

$$-\frac{2}{\sqrt{\varepsilon'_{r_2}}}\left[\frac{1 - 2\left(\frac{z+h}{R^2}\right)^2 + jk_2(z+h)}{k_2 R_2} H_1^{(2)}(k_1 R_2) + \frac{1}{\sqrt{\varepsilon'_{r_2}}}\left(\frac{z+h}{R^2}\right) H_0^{(2)}(k_1 R_2)\right] = H_0^{(2)}(k_2 R_1) + F(h; z, y). \qquad (19)$$

Наведенное погонное сопротивление находим по формуле

$$Z_1^{12} = -\frac{E_{x_{12}}(y = d)}{I_{x_1}}, \qquad (20)$$

а собственное сопротивление Z_1^{11} – по формуле [3]

$$Z_1 = Z_1^0\left[1 + \frac{30\pi k_1 F_{11}}{Z_1^0}\right], \qquad (21)$$

где F_{11} определяется выражением [3]

$$F_{11} = F(h; z = h, y = 0) =$$

$$= H_0^{(2)}(k_2 2h) + 2\left(1 + \frac{1}{k_2 2h}\right) H_1^{(2)}(k_2 2h) - \frac{2}{\varepsilon'_{r_2}}\left[\left(\sqrt{\varepsilon'_{r_2}} + \frac{1}{k_1 2h}\right) H_1^{(2)}(k_1 2h) + H_0^{(2)}(k_1 2h)\right]. \qquad (22)$$

Тогда для погонного сопротивления при синфазном и противофазном возбуждении имеем

$$Z_{1\text{С,П}} = Z_1^{11} \pm Z_1^{12} = Z_1^0\left[1 + \frac{30\pi k_1 F_{11}}{Z_1^0}\right] \pm 30\pi k_1\left[H_0^{(2)}(k_2 R_2) + F(h_1; d, h_2)\right] = Z_{1\text{С,П}}^0 + 30\pi k_1\left[F_{11} \pm F_{12}\right]. \qquad (23)$$

Здесь $Z_{1C,П}$ – погонное сопротивление для проводников в безграничной среде, как это следует из выражения (9). Для $F_{12} = F\left(h_1; d, h_2\right)$ из выражения (19) находим

$$F_{12} = \left[2\left(\frac{h_1+h_2}{R_2}\right)-1\right]H_0^{(2)}(k_2R_2) + 2\frac{1-2\left(\frac{h_1+h_2}{R_2}\right)^2 + k_2(h_1+h_2)}{k_2R_2}H_1^{(2)}(k_2R_2) -$$

$$-\frac{2}{\sqrt{\varepsilon'_{r_2}}}\left[\frac{1-2\left(\frac{h_1+h_2}{R_2}\right)^2 + jk_2(h_1+h_2)}{k_2R_2}H_1^{(2)}(k_1R_2) + \frac{1}{\sqrt{\varepsilon'_{r_2}}}\left(\frac{h_1+h_2}{R_2}\right)^2 H_0^{(2)}(k_1R_2)\right]. \quad (24)$$

Полагая также, что коэффициент распространения вдоль проводника не изменяется из-за наличия второго проводника, т.е. $\gamma_{C,П} = \gamma$, где γ с учетом границы раздела определяется по формуле [3]

$$\gamma = \gamma^0\left[\frac{1+\frac{30\pi k_1}{z_1^0}F_{11}}{1-\frac{30\pi Y_1^0}{k_2\sqrt{\varepsilon'_{r_2}}}}\right]^{1/2}, \quad (25)$$

вычислим полную шунтирующую проводимость

$$Y_{1C,П} = \frac{\gamma^2}{Z_{1C,П}} = (\gamma^0)^2\frac{1+\frac{30\pi k_1}{Z_1^0}F_{11}}{1-\frac{30\pi Y_1^0}{k_2\sqrt{\varepsilon'_{r_2}}}F_{11}}\times$$

$$\times\frac{1}{Z_{1C,П}+30\pi k_1\left[F_{11}\pm F_{12}\right]}. \quad (26)$$

Используя выражения (23) и (26), определим волновые сопротивления

$$W_{C,П} = \frac{1}{\gamma^0}\left[Z_{1C,П}^0 + 30\pi k_1(F_{11}\pm F_{12})\right]\times$$

$$\times\left[\frac{1-\frac{30\pi Y_1^0}{k_2\sqrt{\varepsilon'_{r_2}}}F_{11}}{1+\frac{30\pi k_1}{Z_1^0}F_{11}}\right]^{1/2}. \quad (27)$$

Выполнив преобразования и принимая во внимание формулу [3] для волнового сопротивления W изолированного проводника, учитывающую границу раздела, получим

$$W_{C,П} = W^0\left[1-\frac{30\pi Y_1^0}{k_2\sqrt{\varepsilon'_{r_2}}}F_{11}\right]^{1/2}\left[1+\frac{30\pi k_1}{Z_1^0}F_{11}\right]\times$$

$$\times\frac{Z_{1C,П}^0 + 30\pi k_1(F_{11}\pm F_{12})}{\left(1+\frac{30\pi k_1}{Z_1^0}F_{11}\right)Z_1^0} =$$

$$= W\frac{Z_{1C,П}^0 + 30\pi k_1(F_{11}\pm F_{12})}{Z_1^0\left(1+\frac{30\pi k_1}{Z_1^0}F_{11}\right)}. \quad (28)$$

В соответствии с соотношением $W_{12} = \frac{1}{2}(W_C - W_П)$ приходим к окончательной формуле для взаимного волнового сопротивления

$$W_{12} = W\left[\frac{H_0^{(2)}(k_2R_1)+F_{12}}{H_0^{(2)}(k_2a_2)+\frac{2}{\pi}j\ln\frac{a_2}{a_1}+F_{11}}\right]. \quad (29)$$

Поскольку W_{12} пропорционально волновому сопротивлению W одиночного вибратора, степень взаимной связи целесообразно оценивать отношением взаимного сопротивления к собственному: Z_{12}/Z_{11}.

Так как для длинных проводников это отношение не зависит от их длины, а определяется рассмотрением R_1 между ними, глубиной погружения и параметрами среды, то окончательно имеем

$$\frac{Z_{12}}{Z_{11}} = \frac{W_{12}}{W_{11}} = \frac{H_0^{(2)}(k_2R_1)+F_{12}}{H_0^{(2)}(k_2a_2)+\frac{2}{\pi}j\ln\frac{a_2}{a_1}+F_{11}}. \quad (30)$$

В этой формуле числитель характеризует изменение взаимного волнового сопротивления с расстоянием, причем первое слагаемое определяет это изменение в безграничной среде, а второе учитывает наличие границы раздела. Знаменатель характеризует собственные параметры провода.

Выводы

На рис. 3–5 представлены результаты расчетов нормированного взаимного сопротивления Z_{12}/Z_{11} изолированных параллельных вибраторов ($a_1 = 3$ мм, $a_2 = 22$ мм, $\varepsilon_{r\partial} = 2,3$). Величина Z_{12}/Z_{11} быстро уменьшается с увеличением расстояния. Например, на частоте 0,5 МГц при d = 8 м $|Z_{12}/Z_{11}| = 0,1$.

Наличие границы раздела земля–воздух увеличивает взаимное влияние (рис. 5).

Следует отметить немонотонный характер зависимости $|Z_{12}/Z_{11}|$ в соответствии с глубиной погружения вибраторов.

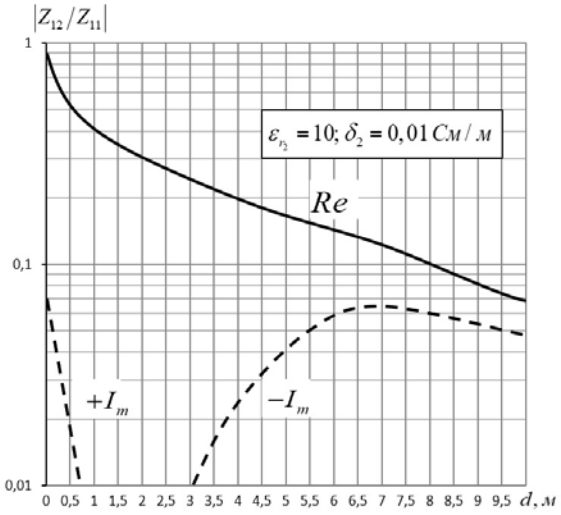


Рис. 3. График зависимости нормированного взаимного сопротивления Z_{12}/Z_{11} от расстояния между антеннами

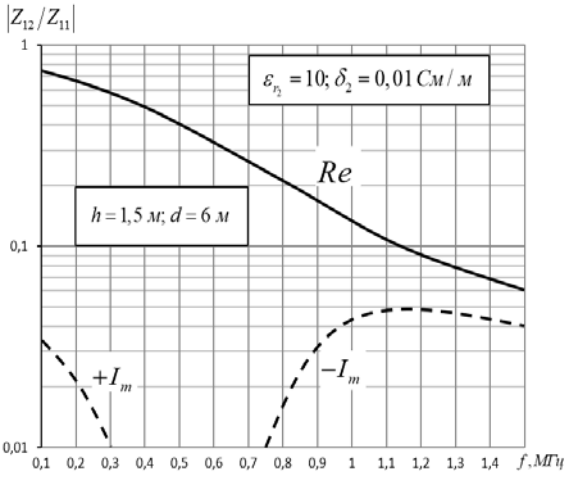


Рис. 4. График зависимости нормированного взаимного сопротивления Z_{12}/Z_{11} от частоты

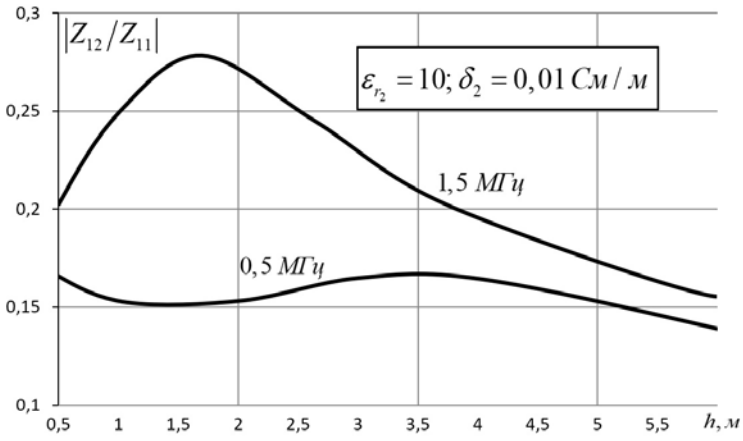


Рис. 5. График зависимости нормированного взаимного сопротивления Z_{12}/Z_{11} от глубины погружения

Представленный расчет позволяет определить взаимное сопротивление изолированных проводников при синфазном и противофазном возбуждении, используемых в качестве элементов активной фазированной антенной решётки.

Список источников

1. *Гринев А.Ю., Гиголо А.И.* Математические основы и методы решения задач электродинамики. М., 2015. С. 86–95.

2. *Григорьев А.Д.* Методы вычислительной электродинамики. М., 2013. С. 165–171.

3. *Jin J.* The finite element method in electromagnetic. 2-nd edition. N.-Y.: John Wiley & Sons Inc, 2002. Pp. 143–152.

4. *Henault S. and Antar Y.M.M.* Comparison of various mutual coupling compensation methods in receiving antenna arrays // Proceedings of the IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC/URSI National Radio Science Meeting, Charleston, SC, USA, 2009.

5. *H.T. Hui* Decoupling methods for the mutual coupling effect in antenna arrays: a review // Recent Patents on Engineering. 2007. Vol. 1, No. 2. Pp. 187–193.

Информация об авторе

Шанин А.М., адъюнкт

Information about the author

Shanin A.M., postgraduate

Статья поступила в редакцию 24.10.2022
Одобрена после рецензирования 31.10.2022
Принята к публикации 02.11.2022

The article was submitted 24.10.2022
Approved after reviewing 31.10.2022
Accepted for publication 02.11.2022

Теория и техника радиосвязи. 2022. № 4. С. 80–86. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2022. No. 4. Pp. 80–86. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 629.7.054’842

Оптимальная комплексная обработка информации инерциальной навигационной системы и когерентного радиовысотомера в интересах уменьшения ошибок измерения скоростных параметров воздушного судна

А.Ю. Фролов[1], **А.Ю. Трущинский**[2], **М. Мусаллам**[3], **С.А. Буланов**[4]
[1]НИИП им. В.В. Тихомирова, Жуковский (Московская обл.), Россия
[2,3]Военно-воздушная академия им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина, Воронеж, Россия
[4]183 учебный центр, Ростов-на-Дону, Россия
[2]ws6@rambler.ru, [3]musallamMO@yandex.ru, [4]stepanbulanov91@gmail.com

Аннотация. *Исследуется вопрос комплексной обработки информации от датчиков скоростных параметров полета воздушного судна. Проведена разработка оптимального фильтра навигационной информации инерциальной навигационной системы и когерентного радиовысотомера. Методом математического моделирования выполнена оценка точности измерения составляющих скорости воздушного судна разработанным алгоритмом фильтрации и проведена оценка его состоятельности.*

Ключевые слова: *комплексная обработка информации, скоростные параметры, путевая скорость, инерциальная навигационная система, когерентный радиовысотомер.*

Optimal complex processing of information from an inertial navigation system and a coherent radio altimeter in order to reduce errors in measuring the speed parameters of an aircraft

A.Yu. Frolov[1], **A.Yu. Truschinsky**[2], **M. Musallam**[3], **S.A. Bulanov**[4]
[1]SRIIE named after V.V. Tikhomirov, Zhukovsky (Moscow region), Russia
[2,3]Military Air Academy named after professor N.E. Zhukovsky and Yu.A. Gagarin, Voronezh, Russia
[4]183 training center, Rostov-na-Donu, Russia
[2]ws6@rambler.ru, [3]musallamMO@yandex.ru, [4]stepanbulanov91@gmail.com

Abstract. *The issue of complex processing of information from sensors of speed parameters of an aircraft is investigated. The development of optimal navigation information filter of an inertial navigation system and a coherent radio altimeter is carried out. By the method of mathematical modeling, an accuracy assessment of measuring the components of the aircraft speed by the developed filtering algorithm is carried out and its consistency is assessed.*

Keywords: *complex information processing, speed parameters, ground speed, inertial navigation system, coherent radio altimeter.*

Одним из направлений развития современных бортовых авиационных радиоэлектронных комплексов (АРЭК) является функциональное, информационное и аппаратное объединение в их составе различных радиоэлектронных и других устройств. Такая интеграция оборудования позволяет полнее использовать избыточность информации, имеющейся на борту воздушного судна (ВС), что ведет к расширению круга решаемых АРЭК задач и улучшению качества их выполнения [1].

Применительно к навигационным АРЭК для повышения точности оценки измеряемых параметров, как показателя качества решения задачи навигации, применяют вторичную комплексную обработку информации (КОИ). При этом для достижения наибольшего положительного эффекта вторичной КОИ эффективно применение калмановской теории линейного оценивания случайных процессов [1, 2].

К примеру, на большинстве ВС различного назначения для измерения скоростных параметров полета используются такие радиотехнические устройства, как инерциальная навигацион-

© Фролов А.Ю., Трущинский А.Ю., Мусаллам М., Буланов С.А., 2022

ная системы (ИНС), аппаратура потребителей сигналов глобальной навигационной спутниковой системы (АП ГНСС), доплеровские измерители скорости и угла сноса (ДИСС) [3]. По отдельности каждый из этих измерителей скоростных параметров не удовлетворяет всем требованиям, которые предъявляются к качеству измерений при различных условиях полета ВС (сложная помеховая обстановка, значительные эволюции углов ориентации ВС, продолжительное время автономной работы и др.). При вторичной обработке информации ИНС и АП ГНСС или ИНС и ДИСС существенно повышаются характеристики точности, надежности и помехоустойчивости измерений по сравнению с отдельными устройствами. Теоретические основы КОИ изложены, например, в [1, 4, 5] и успешно применяются в современных АРЭК ВС.

Стоит отметить, что для измерения истинной высоты полета на ВС устанавливают радиовысотомеры (РВ). При этом тенденции их развития связаны с реализацией в современных и перспективных РВ когерентных режимов работы. Отличительной особенностью когерентных РВ является возможность дополнительного измерения, помимо высоты полета ВС, его путевой и вертикальной скоростей. Способы измерения высотно-скоростных параметров ВС описаны в [6, 7]. Точность оценки путевой скорости $V_{\text{п}}$ для данных способов $\sigma_{V\text{п}} < 0{,}5$ м/с в зависимости от условий полета ВС. При этом когерентный РВ по сравнению с ДИСС обладает существенно меньшими массогабаритными характеристиками и точностью оценки скоростных параметров, слабо зависящей от эволюций углов ориентации ВС в пространстве ввиду широкой диаграммы направленности антенной системы.

В случае если в состав АРЭК ВС входит ИНС, АП ГНСС и когерентный РВ, при условии помех АП ГНСС возможно осуществлять вторичную КОИ о скоростных параметрах от ИНС и когерентного РВ. При этом возникает актуальная задача разработки оптимального алгоритма вторичной обработки информации о скоростных параметрах ВС, реализующего данную возможность.

Цель работы – разработка оптимального алгоритма вторичной комплексной обработки информации о скоростных параметрах воздушного судна от инерциальной навигационной системы и когерентного радиовысотомера в интересах снижения ошибок их оценки.

Задачу разработки алгоритма вторичной КОИ будем решать в горизонтальной связанной системе координат (X, Z, Y). Ось X направлена по строительной оси ВС, ось Y – по геоцентрической вертикали вверх, ось Z – перпендикулярно к плоскости *XOY* вправо. Соответственно, в ИНС осуществляется вычисление проекций вектора земной скорости ВС V_x, V_y, V_z на эти оси. В вычислителе когерентного РВ определяется значение путевой $V_{\text{п}} = \sqrt{V_x^2 + V_z^2}$ и вертикальной $V_{\text{в}} = V_y$ скоростей.

В качестве модели ускорений для измерения скорости ВС будем использовать автокоррелированный белый шум [5] с нулевым математическим ожиданием и корреляционной функцией

$$R(\tau) = M\left\{\dot{V}(t)\dot{V}(t-\tau)\right\} = \sigma_a^2 \exp\left(-\alpha|\tau|\right), \quad \alpha > 0, \tag{1}$$

где $\sigma_a^2 = \sigma_x^2 = \sigma_y^2 = \sigma_z^2$ – среднеквадратическое значение (СКО) флуктуационной ошибки, $\alpha = \frac{1}{T}$, T – постоянная времени измерителя.

Предположим, что ВС движется прямолинейно и равноускоренно по оси *X*. В этом случае кинематическую модель движения ВС можно представить в виде системы линейных дифференциальных уравнений 2-го порядка:

$$\begin{aligned}
\frac{dV_x(t)}{dt} &= \dot{V}_x(t), \\
\frac{d\dot{V}_x(t)}{dt} &= -\alpha\dot{V}_x(t) + \sqrt{2\alpha\sigma_x^2}\,w(t), \\
\frac{dV_y(t)}{dt} &= \dot{V}_y(t), \\
\frac{d\dot{V}_y(t)}{dt} &= -\alpha\dot{V}_y(t) + \sqrt{2\alpha\sigma_y^2}\,w(t), \\
\frac{dV_z(t)}{dt} &= \dot{V}_z(t), \\
\frac{d\dot{V}_z(t)}{dt} &= -\alpha\dot{V}_z(t) + \sqrt{2\alpha\sigma_z^2}\,w(t),
\end{aligned} \tag{2}$$

где $w(t)$ – стандартный белый гауссовский шум (БГШ); $\dot{V}_x, \dot{V}_y, \dot{V}_z$ – первые производные проекции скорости на соответствующие оси.

Поскольку вторичная КОИ осуществляется в цифровом вычислителе АРЭК ВС, то задачу разработки алгоритма необходимо решать в дискретном времени.

Применительно к данной постановке задачи необходимо разработать дискретный оптимальный алгоритм КОИ ИНС и когерентного РВ. В этом случае вектор состояния в дискретном времени описывается выражением $\mathbf{X}_k = \left[V_{x\,k}, a_{x\,k}, V_{y\,k}, a_{y\,k}, V_{z\,k}, a_{z\,k}\right]^T$. При этом уравнение состояния с учетом принятой модели ускорений имеет вид

$$\mathbf{X}_{k+1} = \mathbf{F}\mathbf{X}_k + \mathbf{G}_x \mathrm{n}_k, \qquad (3)$$

где $a_{x\,k}, a_{y\,k}, a_{z\,k}$ – проекции ускорения ВС на соответствующие оси, k – номер такта, $\mathbf{F}$ – фундаментальная матрица, $\mathbf{G}_x$ – матрица формирующих шумов, n – стандартный БГШ.

Для данной постановки задачи

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} 1 & T & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & e^{-\alpha T} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & T & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e^{-\alpha T} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & T \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & e^{-\alpha T} \end{bmatrix}, \qquad (4)$$

$$\mathbf{G}_x = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ \sqrt{\sigma_x^2\left(1-e^{-2\alpha T}\right)} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & \sqrt{\sigma_y^2\left(1-e^{-2\alpha T}\right)} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \sqrt{\sigma_z^2\left(1-e^{-2\alpha T}\right)} \end{bmatrix}, \qquad (5)$$

где T – интервал дискретизации.

Вектор наблюдения ИНС описывается выражением

$$\mathbf{Zинс}_{k+1} = \mathbf{H}\mathbf{X}_{k+1} + \mathbf{Gинс}_{k+1}, \qquad (6)$$

где $\mathbf{Zинс} = [V_x, V_y, V_z]^T$, $\mathbf{H}$ – матрица связи наблюдения и оцениваемых параметров, $\mathbf{Gинс}$ – матрица шумов наблюдения ИНС.

Матрица связи наблюдения и оцениваемых параметров имеет вид

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}. \qquad (7)$$

С учетом того, что шумы ИНС являются низкочастотным гауссовским случайным процессом [5], $\mathbf{Gинс}$ примет вид

$$\mathbf{Gинс}_{k+1} = e^{-\alpha_{\mathrm{v}} T} \cdot \mathbf{Gинс}_k + \begin{bmatrix} \sqrt{\sigma_{\mathrm{v}}^2\left(1-e^{-2\alpha_{\mathrm{v}} T}\right)} \\ \sqrt{\sigma_{\mathrm{v}}^2\left(1-e^{-2\alpha_{\mathrm{v}} T}\right)} \\ \sqrt{\sigma_{\mathrm{v}}^2\left(1-e^{-2\alpha_{\mathrm{v}} T}\right)} \end{bmatrix} \cdot n_{k+1}, \qquad (8)$$

где α_{v} – параметр, характеризующий ширину спектра погрешностей ИНС; σ_{v}^2 – дисперсия погрешности определения проекций скорости по информации от ИНС.

В рамках решения задачи будем считать, что угол сноса $\alpha_{\mathrm{сн}}$ определяется в другой навигационной системе из состава АРЭК ВС. При этом погрешности измерения угла сноса представляют собой широкополосный флуктуационный процесс, аппроксимирующийся дискретным БГШ:

$$\Delta\alpha_{\text{сн}\,k+1} = \sqrt{\frac{2\sigma^2_{\alpha_{\text{сн}}}}{\alpha_{\text{гр}}T}}n_{k+1}, \qquad (9)$$

где $\sigma^2_{\alpha_{\text{сн}}}$ – дисперсия погрешности определения угла сноса; $\alpha_{\text{гр}}$ – параметр, характеризующий ширину спектра погрешностей измерения.

Погрешности измерения путевой и вертикальной скорости в когерентном РВ также являются широкополосным и флуктуационным процессом:

$$\Delta V_{\text{п}\,k+1} = \Delta V_{\text{в}\,k+1} = \sqrt{\frac{2\sigma^2_{\text{vрв}}}{\alpha_{\text{рв}}T}}n_{k+1}, \qquad (10)$$

где $\sigma^2_{\text{vрв}}$ – дисперсия оценки скоростных параметров в когерентном РВ; $\alpha_{\text{рв}}$ – параметр, характеризующий ширину спектра погрешностей измерений когерентного РВ.

Вектор наблюдения когерентного РВ описывается выражением

$$\mathbf{Zрв}_{k+1} = \\ = \begin{bmatrix} V_{\text{п ист}\,k+1} \\ V_{\text{в ист}\,k+1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \sqrt{\sigma^2_{\text{vрв}}\left(1-e^{-2\alpha_{\text{рв}}T}\right)} \\ \sqrt{\sigma^2_{\text{vрв}}\left(1-e^{-2\alpha_{\text{рв}}T}\right)} \end{bmatrix} n_{k+1}, \qquad (11)$$

где $V_{\text{п ист}}, V_{\text{в ист}}$ – истинные значения путевой и вертикальной скоростей.

Учитывая связь $V_{\text{п}} = \sqrt{V_x^2 + V_z^2}, V_{\text{в}} = V_y$ и информацию об угле сноса, вектор наблюдения когерентного РВ применительно к оценке проекций скорости можно представить как

$$\mathbf{Zрв}'_{k+1} = \begin{bmatrix} \mathbf{Zрв}_{k+1_{1,1}} \cos\left(\alpha_{\text{сн}\,k+1}\right) \\ \mathbf{Zрв}_{k+1_{2,1}} \\ \mathbf{Zрв}_{k+1_{1,1}} \sin\left(\alpha_{\text{сн}\,k+1}\right) \end{bmatrix}. \qquad (12)$$

Согласно [1] для вектора состояния (3) и наблюдений (6), (12) разностное уравнение для оценки вектора состояния можно записать в виде

$$\hat{\mathbf{X}}_{k+1} = \mathbf{F}\hat{\mathbf{X}}_k + \mathbf{K}_{k+1}\left[\mathbf{Z}_{k+1} - \mathbf{Z}^*_{k+1}\right], \qquad (13)$$

где $\hat{\mathbf{X}}$ – оценка вектора состояния, $\mathbf{Z}_{k+1} = \begin{bmatrix} \mathbf{Zрв}'_{k+1} \\ \mathbf{Zинс}_{k+1} \end{bmatrix}$ – вектор наблюдения в текущий момент времени, $\mathbf{Z}^*_{k+1}$ – экстраполированное значение вектора наблюдения, $\mathbf{K}$ – матрица оптимальных коэффициентов передачи фильтра Калмана.

Экстраполированное значение вектора наблюдения определяется согласно

$$\mathbf{Z}^*_{k+1} = \begin{bmatrix} \mathbf{HF}\hat{\mathbf{X}}_{k+1} \\ \mathbf{HF}\hat{\mathbf{X}}_{k+1} + Rw\left(\mathbf{Zинс}_{k+1} - \mathbf{H}\hat{\mathbf{X}}_{k+1}\right) \end{bmatrix}, \qquad (14)$$

где $Rw = e^{-\alpha_{\text{v}}T}$ – коэффициент автокорреляции.

Выражение для матрицы оптимальных коэффициентов передачи фильтра Калмана имеет вид

$$\mathbf{K}_{k+1} = \left[\mathbf{FP}_{k+1}\begin{pmatrix} \mathbf{HF} \\ \mathbf{HF} - Rw\mathbf{H} \end{pmatrix}^T + \mathbf{G}_x\begin{pmatrix} \mathbf{HG}_x \\ \mathbf{HG}_x \end{pmatrix}^T\right] \times$$

$$\times\left[\begin{pmatrix} \mathbf{HG}_x \\ \mathbf{HG}_x \end{pmatrix}\begin{pmatrix} \mathbf{HG}_x \\ \mathbf{HG}_x \end{pmatrix}^T + \begin{pmatrix} \mathbf{Gрв}'_{k+1} & \mathbf{L} \\ \mathbf{L} & \mathbf{Gинс}\cdot\mathbf{Gинс}^T \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \mathbf{HF} \\ \mathbf{HF} - Rw\mathbf{H} \end{pmatrix}\mathbf{P}_{k+1}\begin{pmatrix} \mathbf{HF} \\ \mathbf{HF} - Rw\mathbf{H} \end{pmatrix}^T\right]^{-1}, \qquad (15)$$

где $\mathbf{P}$ – матрица дисперсий ошибок фильтрации, $\mathbf{L}$ – нулевая матрица размером 3x3, $\mathbf{Gрв}'$ – переходная матрица шумов измерений когерентного РВ, которая определяется как

$$\mathbf{Gрв}'_{k+1} = \begin{bmatrix} g_{11} & 0 & g_{13} \\ 0 & g_{22} & 0 \\ g_{31} & 0 & g_{33} \end{bmatrix}. \qquad (16)$$

Элементы $\mathbf{Gpв}'$ определяются как частные производные по измеряемым параметрам

$$g_{11} = \cos^2\left(\alpha_{\text{сн}\,k+1}\right)\sigma^2_{\text{vрв}} + \mathbf{Zpв}^2_{k+1\,1,1}\sin^2\left(\alpha_{\text{сн}\,k+1}\right)\sigma^2_{\alpha_{\text{сн}}},$$

$$g_{13} = g_{31} = \cos\left(\alpha_{\text{сн}\,k+1}\right)\sin\left(\alpha_{\text{сн}\,k+1}\right)\left(\sigma^2_{\text{vрв}} - \mathbf{Zpв}^2_{k+1\,1,1}\sigma^2_{\alpha_{\text{сн}}}\right),$$

$$g_{33} = \sin^2\left(\alpha_{\text{сн}\,k+1}\right)\sigma^2_{\text{vрв}} + \mathbf{Zpв}^2_{k+1\,1,1}\cos^2\left(\alpha_{\text{сн}\,k+1}\right)\sigma^2_{\alpha_{\text{сн}}},$$

$$g_{22} = \sigma^2_{\text{vрв}}. \qquad (17)$$

При этом $\mathbf{P}$ определяется согласно

$$\mathbf{P}_{k+1} = \left[\mathbf{F}\mathbf{P}_k\mathbf{F}^T + \mathbf{G}_x\begin{pmatrix}\mathbf{HG}_x\\ \mathbf{HG}_x\end{pmatrix}^T\right] - \mathbf{K}_{k+1}\left[\mathbf{G}_x\begin{pmatrix}\mathbf{HG}_x\\ \mathbf{HG}_x\end{pmatrix}^T + \mathbf{G}_x\mathbf{P}_k\begin{pmatrix}\mathbf{HF}\\ \mathbf{HF} - Rw\mathbf{H}\end{pmatrix}^T\right]. \qquad (18)$$

Выражения (3) – (18) определяют структуру алгоритма вторичной КОИ о скоростных параметрах воздушного судна от ИНС и когерентного РВ.

В интересах практического применения разработанного алгоритма произведем оценку дисперсии измерения проекций скорости ВС. Для этого выполним математическое моделирование при следующих параметрах:

– ВС движется прямолинейно с постоянным ускорением, при этом $a_x = 1\,\text{м/с}^2$, $a_y = 0\,\text{м/с}^2$, $a_z = 0\,\text{м/с}^2$;

– для алгоритма КОИ: $T = 0{,}01\,\text{с}$, $\alpha = 0{,}5$, $\sigma_x = \sigma_y = \sigma_z = 2\,\text{м/с}$;

– для наблюдений ИНС: $\alpha_{\text{v}} = 0{,}5$, $\sigma_{\text{v}} = 2\,\text{м/с}$;

– для наблюдений когерентного РВ: $\alpha_{\text{рв}} = 0{,}5$, $\sigma_{\text{vрв}} = 0{,}1\,\text{м/с}$, $\sigma_{\alpha_{\text{сн}}} = 1°$.

Результаты моделирования представлены на рис. 1, где приведены ошибки оценивания проекции скорости V_x разработанным алгоритмом КОИ в сравнении с известным алгоритмом КОИ о скоростных параметрах ИНС и ДИСС ($\sigma_{\text{v дисс}} = 1\,\text{м/с}$) [1–3].

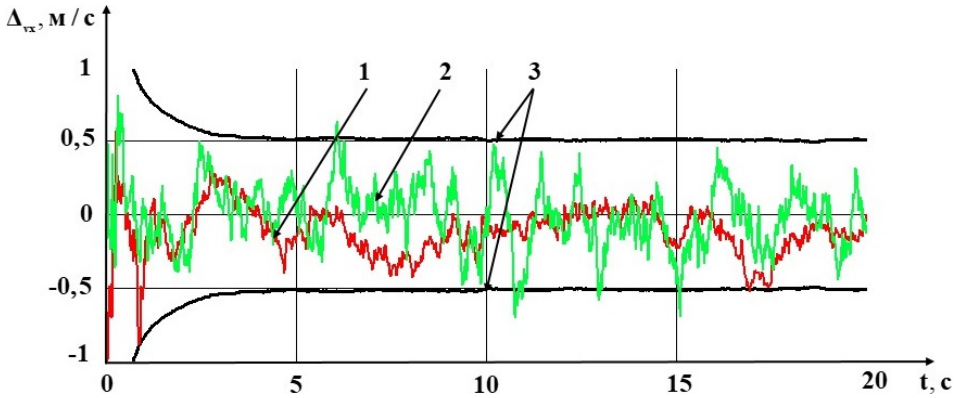


Рис. 1. Ошибки оценки проекции скорости

На рис. 1 кривая 1 – ошибки оценки проекции скорости ВС на ось *X* алгоритма КОИ ИНС и когерентного РВ, кривая 2 – ошибки работы алгоритма КОИ ИНС и ДИСС, кривые 3 – коридор $3\text{–}\sigma$.

При этом из рис. 1 видно, что разработанный алгоритм КОИ обеспечивает выигрыш около 30%. Для выбранных условий ошибка оценивания проекции скорости алгоритмом (13)

составляет $\sigma_{Vx} = 0{,}17$ м/с, известным алгоритмом – $\sigma_{Vx} = 0{,}24$ м/с.

Оценка состоятельности разработанного алгоритма вторичной КОИ была выполнена χ^2-тестом. При этом нормированный квадрат ошибки оценивания определялся согласно выражению [5]

$$W_{k+1} = \left(\mathbf{Хист}_{k+1} - \hat{\mathbf{X}}_{k+1}\right)^T \mathbf{P}_{k+1}^{-1} \left(\mathbf{Хист}_{k+1} - \hat{\mathbf{X}}_{k+1}\right), \quad (19)$$

где $\mathbf{Хист} = \left(V_x, a_x, V_y, a_y, V_z, a_z\right)^T$ – вектор истинных значений скоростных параметров ВС.

На рис. 2 представлена оценка состоятельности алгоритма КОИ, где кривая 1 – зависимость W_{k+1} от времени, кривая 2 – пороговое значение χ^2-распределения с шестью степенями свободы и уровнем значимости 0,95.

Из рис. 2 видно, что более 90% значений W_{k+1} лежит ниже порогового значения состоятельности фильтра. Согласно [5] разработанный алгоритм является состоятельным.

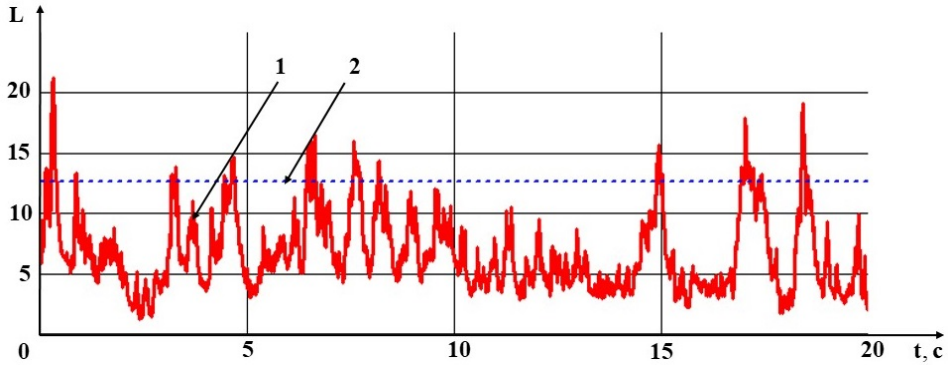


Рис. 2. Оценка состоятельности фильтра

Таким образом, в статье разработан алгоритм вторичной КОИ о скоростных параметрах от ИНС и когерентного РВ, отличающийся от известного тем, что дополнительно в качестве наблюдений о скоростных параметрах от ИНС используется информация о путевой и вертикальной скоростях от когерентного РВ. При этом данный алгоритм является оптимальным с точки зрения применяемых методов оценивания.

По результатам моделирования можно сделать вывод о том, что использование информации от когерентного РВ позволяет получить прирост в точности оценки проекций скорости ВС в 30%. Поскольку массогабаритные характеристики когерентного РВ имеют по сравнению с ДИСС значительно меньшие величины, а точность оценки скоростных параметров слабо зависит от эволюций углов ориентации ВС и типа подстилающей поверхности [7], то использование информации о скоростных параметрах от когерентного РВ при КОИ в АРЭК современных ВС является целесообразным.

Список источников

1. *Ярлыков М.С., Богачев А.С.* Авиационные радиоэлектронные комплексы / Под ред. М.С. Ярлыкова. М.: ВАТУ, 2000. 615 с.

2. *Ярлыков М.С., Богачев А.С., Меркулов В.И., Дрогалин В.В.* Радиоэлектронные комплексы навигации, прицеливания и управления вооружением летательных аппаратов. Т. 1. Теоретические основы / Под ред. М.С. Ярлыкова. М.: Радиотехника, 2012. 504 с.

3. *Скрыпник О.Н.* Радионавигационные системы воздушных судов: учебник. М.: ИНФРА-М, 2016. 348 с.

4. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / Под ред. А.И. Перова и В.Н. Харисова. Изд. 4-е, перераб. и доп. М.: Радиотехника, 2010. 800 с.

5. *Бар–Шалом Я., Ли Х.Р.* Траекторная обработка. Принципы, способы и алгоритмы: в 2 ч. Ч. 2 / Пер. с англ. Д.Д. Дмитриева. М.: МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2011. 239 с.

6. Пат. 2551896 Российская Федерация, МПК G 01 S 13/42 (2006.01). Способ однолучевого измерения высоты и составляющих скорости летательного аппарата и устройство радиовысотомера, реализующего способ / Мухин В.В. [и др.], заявитель и патентообладатель ОАО Уральское проектно-конструкторское бюро «Деталь». № 2013145536/07; заявл. 10.10.13; опубл. 10.06.15, Бюл. № 16. 21 с.

7. Пат. 2775154 Российская Федерация, МПК G 01 S 13/42 (2006.01). Способ однолучевого измерения высоты и составляющих скорости воздушного судна / Мухин В.В. [и др.], заявитель и патентообладатель ОАО «Уральское проектно-конструкторское бюро «Деталь». № 2021126471; заявл. 07.09.21; опубл. 29.06.22, Бюл. № 19.

Информация об авторах

Алексей Юрьевич Фролов, д.т.н., доцент, заместитель генерального директора
Алексей Юрьевич Трущинский, к.т.н., доцент
Мохаммад Мусаллам, адъюнкт
Степан Александрович Буланов, старший преподаватель

Information about the authors

Alexey Yu. Frolov, D.Sc. in Engineering Sciences, Associate Professor, Deputy Director General
Alexey Yu. Truschinsky, Ph.D. in Engineering Sciences, Associate Professor
Mohammad Musallam, Postgraduate
Stepan A. Bulanov, Senior Lecturer

Статья поступила в редакцию 22.09.2022
Одобрена после рецензирования 28.09.2022
Принята к публикации 05.10.2022

The article was submitted 22.09.2022
Approved after reviewing 28.09.2022
Accepted for publication 05.10.2022

Теория и техника радиосвязи. 2022. № 4. С. 87–94. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2022. No. 4. Pp. 87–94. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 537.527.3:621.396.67:629.735.33

Экспериментальные исследования напряжения возникновения коронного разряда на поверхности образца троса передающей выпускной самолетной СДВ-ДВ антенны

В.Н. Кузнецов[1], В.В. Кучеров[2], Т.В. Митрофанова[3], М.А. Чернокозов[4]
[1,2,4]Таганрогский авиационный научно-технический комплекс, Таганрог, Россия
[3]Научно-производственное предприятие «Полет», Нижний Новгород, Россия
Автор, ответственный за переписку: Татьяна Викторовна Митрофанова, tvm.71@yandex.ru

Аннотация. *На высоковольтном стенде проведены испытания по возникновению коронного разряда при нормальном и пониженном атмосферных давлениях на образце троса, используемого в качестве передающей выпускной самолетной СДВ-ДВ антенны. В диапазоне рабочих частот исследованы различные способы соединения образца троса с конструктивными элементами антенны. Приведены оценки напряженности ближнего электрического поля испытуемого отрезка троса и напряженности поля возникновения коронного разряда, подтверждающие результаты испытаний на высоковольтном стенде.*

Ключевые слова: *высоковольтный стенд, коронный разряд на поверхности провода, ближнее электрическое поле.*

Experimental study of the corona discharge inception voltage on the wire sample surface of transmitting VLF, LF aircraft trailing wire antenna

V.N.Kuznetsov[1], V.V. Kucherov[2], T.V. Mitrofanova[3], M.A. Chernokozov[4]
[1,2,4]Taganrog Aviation Research & Technical Complex, Taganrog, Russia
[3]Research & Production Company «Polyot», Nizhny Novgorod, Russia
Corresponding author: Tatyana V. Mitrofanova, tvm.71@yandex.ru

Abstract. *Test of the corona discharge inception on the wire sample used as transmitting VLF, LF trailing wire aircraft antenna is carried out on the high-voltage stand at normal and low atmospheric pressure. Different methods of connection of the wire sample with the antenna constructive elements are investigated in the operating frequency band. Estimations of near electrical field intensity of the test wire piece and corona discharge inception field intensity confirming the results of high-voltage stand test are presented.*

Keywords: *high-voltage stand, corona discharge on the wire surface, near electrical field.*

Современный этап развития бортовых СДВ-ДВ комплексов средств связи характеризуется увеличением мощностей радиопередатчиков до уровня в сотни киловатт. При этом ближние электромагнитные поля передающих выпускных СДВ-ДВ тросовых антенн, входящих в состав этих комплексов, способны быть причиной возникновения коронного разряда у поверхности антенного троса диаметром в несколько миллиметров, создающего дополнительные помехи, понижающего эффективность излучения антенны и являющегося пожароопасным фактором.

© Кузнецов В.Н., Кучеров В.В., Митрофанова Т.В., Чернокозов М.А., 2022

Целью настоящей статьи является определение напряжения возникновения коронного разряда на поверхности образца троса выпускной антенны при различных значениях атмосферного давления, частоты испытательного напряжения, типа нагрузки и варианта подключения диэлектрического конусоприемника (КП), осуществляющего прием стабилизирующего конуса на свободном конце троса после его сматывания по окончании сеанса связи.

Методика и результаты испытаний

Исследуемый образец троса через специальный электрод, имитирующий часть блока

выпускной антенны, подключался к высоковольтному входу термобарокамеры типа ТСА-8000, входящей в состав высоковольтного стенда. Температура, поддерживаемая в термобарокамере во время эксперимента, составляла $(25 \pm 10)°$ С. Пониженное атмосферное давление воздуха (198 ± 10) мм рт. ст., устанавливаемое в термобарокамере до подачи напряжения на образец троса, отвечало реальным высотам полета самолета, буксирующего выпускную антенну.

Высоковольтный стенд работал в рабочем диапазоне частот выпускной антенны от нижней частоты F_1 до верхней частоты F_3 с регулируемым выходным напряжением от 0 до 50 кВ эффективного значения. На исследуемых частотах F_1, F_2 (средняя частота диапазона) и F_3 входное напряжение ступенями 0,5-1-5 кВ повышалось от 0 до момента возникновения короны в виде светящихся точек или факела на поверхности образца троса. В ходе испытаний этот момент и состояние образца контролировались видеокамерой. Для предотвращения возникновения коронного разряда у высоковольтного входа отрезок троса окружался двумя металлическими торами.

В испытаниях при нормальном атмосферном давлении исследовались следующие варианты нагрузки отрезка троса: 1) силовой изолятор (СИ) – элемент электроизоляции выпускной антенны (рис. 1); 2) металлический шар диаметром 150 мм; 3) образец троса с нагрузкой в виде СИ проходит через конусоприёмник (рис. 2); 4) образец троса с нагрузкой в виде шара проходит через конусоприёмник. Шар и конусоприемник подвешивались на фалах.

В испытаниях при пониженном атмосферном давлении наряду с вышеперечисленными вариантами дополнительно исследовалась подача высокого напряжения на конусоприемник в соответствии со схемой установки его на самолете; при этом были рассмотрены следующие случаи прохождения троса через конусоприёмник: образец троса с нагрузкой в виде СИ и шара не касается конусоприемника (варианты 5 и 6 соответственно); образец троса с нагрузкой в виде СИ и шара касается конусоприемника (варианты 7 и 8 соответственно).

Для организации подачи высокого напряжения на конусоприемник в условиях ограниченного размера термобарокамеры был изготовлен специальный электрод, имитирующий часть блока выпускной антенны. Конусоприемник, подвешенный на фалах, подключался к высоковольтному входу термобарокамеры, куда подключался и исследуемый отрезок троса.

Результаты испытаний при нормальном атмосферном давлении приведены в табл. 1. На частотах F_1 и F_2 в вариантах 1, 2 и 3 напряжение достигало максимального выходного значения 50 кВ (эффективное) без возникновения короны на отрезке троса; в остальных случаях напряжение возникновения короны находилось в пределах 43,5 ÷ 49 кВ.

Рис. 1. Вариант 1 нагружения троса

Рис. 2. Вариант 3 нагружения троса

Таблица 1

Напряжение (кВ) возникновения коронного разряда
при нормальном атмосферном давлении (конусоприемник изолирован)

Частота	Вариант 1 (СИ)	Вариант 2 (шар)	Вариант 3 (СИ, КП)	Вариант 4 (шар, КП)
F_1	–	–	–	47,5
F_2	–	–	–	45
F_3	47,5	49	48,5	43,5

Результаты испытаний при пониженном атмосферном давлении, приведенные в табл. 2 для вариантов 1–4 подключения нагрузок, отличаются существенно более низкими значениями напряжения возникновения короны, лежащими в пределах от 18,5 до 23 кВ.

В качестве примера на рис. 3 показан коронный разряд на образце троса при испытании при пониженном атмосферном давлении, отвечающем варианту 1 табл. 2.

Результаты испытаний при пониженном атмосферном давлении и высоком напряжении на конусоприемнике приведены в табл. 3.

Таблица 2

Напряжение (кВ) возникновения коронного разряда
при пониженном атмосферном давлении (конусоприемник изолирован)

Частота	Вариант 1 (СИ)	Вариант 2 (шар)	Вариант 3 (СИ, КП)	Вариант 4 (шар, КП)
F_1	22,5	20	21	19
F_2	23	19,5	21	18,5
F_3	23	21	19	18,5

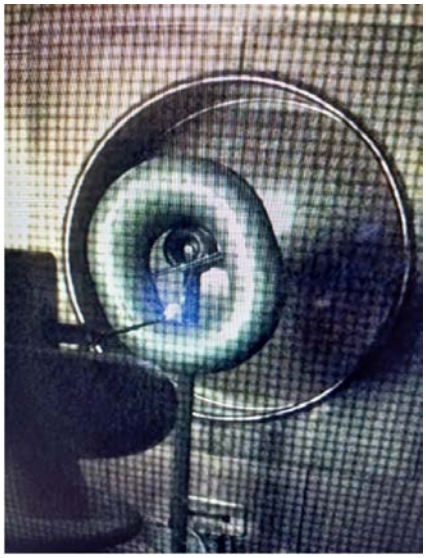


Рис. 3. Коронный разряд на тросе (вариант 1)

Рис. 4. Коронный разряд на тросе (вариант 7)

Таблица 3

Напряжение (кВ) возникновения короны при пониженном атмосферном давлении и высоком напряжении на конусоприемнике

Частота	Вариант 5 (СИ, КП без касания троса)	Вариант 6 (шар, КП без касания троса)	Вариант 7 (СИ, КП с касанием троса)	Вариант 8 (шар, КП с касанием троса)
F_1	22,5	20	16	16,5
F_2	22	20	15	14,5
F_3	22,5	20,5	11	12,5

Из приведённых вариантов практический интерес представляют те, в которых трос нагружен на силовой изолятор и проходит через конусоприемник, находящийся под напряжением, причем как с касанием, так и без касания его поверхности в условиях пониженного атмосферного давления.

Как следует из сравнения варианта 5 табл. 3 с вариантом 1 табл. 2, при пониженном атмосферном давлении и подключении конусоприемника к высокому напряжению без его касания с образцом троса корона возникает практически при тех же напряжениях, что и в отсутствие конусоприемника. Таким образом, диэлектрический конусоприемник, находящийся под напряжением, но не касающийся троса, фактически не изменяет напряженность поля, создаваемого одним тросом.

В случаях касания образца троса с поверхностью конусоприемника, подключенного к высокому напряжению (вариант 7 табл. 3), наблюдалось понижение напряжения возникновения короны до $11 \div 16$ кВ. Коронный разряд на образце троса при касании его с конусоприемником, находящимся под высоким напряжением, показан на рис. 4. Осмотр после эксперимента показал, что поверхность конусоприемника в точке касания коронирующего троса в течение 3–5 секунд не имела видимых повреждений и налета копоти и сажи.

Анализ результатов испытаний

Прежде чем приступить непосредственно к анализу проведенных испытаний, заметим, что исследуемый отрезок троса длиной $L = 1$ м в диапазоне частот $F_1 \div F_3$ представляет собой несимметричный электрический диполь. Этим он отличается от реальной практически полуволновой выпускной антенны этого же диапазона и имеет существенно иные входные характеристики. Уже из качественного сравнения этих антенн следует ожидать, что по условиям коронирования реальная антенна существенно лучше данного диполя. Об этом свидетельствует входной импеданс $Z_{\text{вх}} = U_{\text{вх}} / I_{\text{вх}} = R_{\text{вх}} + iX_{\text{вх}}$, где $U_{\text{вх}}$ – напряжение на входе антенны, а $I_{\text{вх}}$ – входной ток антенны. Реальная часть входного импеданса $R_{\text{вх}}$ характеризует излучение и омические потери антенны, а мнимая часть $X_{\text{вх}}$ характеризует ближние электрические поля, т.е. поля, которые локализованы вблизи антенны и очень быстро убывают по мере удаления от нее, не достигая дальней зоны. Как известно из теории и практики антенн, диполям свойственны малая излучающая способность (малые $R_{\text{вх}}$) и большие величины ближних электрических полей (большие $X_{\text{вх}}$). Поэтому антенны стараются делать более протяженными по сравнению с длиной волны и возбуждать в области резонанса, где реактивная часть входного сопротивления близка к нулю, чтобы минимизировать ближние электрические поля.

Тем не менее проведенный эксперимент с малым отрезком троса интересен тем, что он позволяет исследовать условия коронирования при различных вариантах нагружения, что может быть полезно при разработке системы выпуска антенны. Это особенно важно в связи с тем, что условия коронирования троса при наличии близлежащих проводников сложной конфигурации не поддаются простым численным расчетам, а имеющиеся коммерческие программы по расчету ближних полей непригодны в СДВ-ДВ диапазоне.

Проведем сравнение полученных в эксперименте результатов с теоретическими оценками, исследуя условия возникновения короны на простейшем примере варианта 1 (нагружение диполя на силовой изолятор), исключив в нем

влияние металлических торов. Для этого оценим напряженности ближнего поля, создаваемого исследуемым диполем, и поля возникновения коронного разряда.

Нормальную компоненту $E_n(x)$ напряженности электрического поля на поверхности диполя рассчитаем по приближенной формуле, справедливой для идеального провода в отсутствие посторонних проводников [1][1]:

$$E_n(x) = j\frac{60}{kr}\cdot\frac{dI(x)}{dx}, \qquad (1)$$

где r – радиус проводника (м), $k = 2\pi/\lambda$ – волновое число (м$^{-1}$); ток измеряется в А, напряженность – в В/м. С учетом синусоидального закона распределения тока по диполю $I(x) = I_0 \sin k(L-x)$ формула (1) сводится к формуле

$$\left|E_n(x)\right| = \frac{60}{r}\cdot I_0 \cos k(L-x), \qquad (2)$$

где амплитуду тока в пучности I_0 выразим через входной ток: $I_0 = I(0)/\sin kL = I_{\text{вх}}/\sin kL$. Величину входного тока $I_{\text{вх}} = U_{\text{вх}}/Z_{\text{вх}}$ вычислим через заданное входное напряжение $U_{\text{вх}}$ и импеданс диполя $Z_{\text{вх}}$, равный сумме омических потерь $R_{\text{пот}}$ и сопротивления излучения $R_{\Sigma\text{вх}}$ по отношению к входному току, а также емкостной составляющей $1/iwC_{\text{тр}}$, определяемой емкостью $C_{\text{тр}}$ отрезка троса, рассчитываемой по формуле [2]

$$C_{\text{тр}} = \frac{L\times 10^{-9}}{18\left[\ln(2L/r)-1\right]}.$$

Омические потери несимметричного диполя по отношению к входному току равны [3]

$$R_{\text{пот}} = \frac{\rho L\left[1-\sin 2kL/2kL\right]}{2\sin^2 kL},$$

где ρ – погонные омические потери троса. Сопротивление излучения несимметричного диполя по отношению к входному току равно [3]

$$R_{\Sigma\text{вх}} = 10(kL)^2.$$

Несложно убедиться, что для данных параметров выполняется неравенство

$$R_{\Sigma\text{вх}} << R_{\text{пот}} << 1/wC_{\text{тр}}.$$

Поскольку для диполя $\sin kL \approx kL$, $\cos k(L-x) \approx 1$, то с учетом последнего неравенства и соотношения $k = w/c$ (c – скорость света), формула (2) приобретает следующий простой вид:

$$\left|E_n(x)\right| = \frac{U_{\text{вх}}}{r\left[\ln(2L/r)-1\right]}. \qquad (3)$$

Таким образом, из формулы (3) следует, что для электрически короткого диполя в отсутствие посторонних проводников распределение электрического поля вдоль его поверхности будет практически постоянным и не зависящим от частоты.

Последний вывод подтверждается тем, что согласно табл. 2 и 3, изменение начального напряжения коронирования с частотой в эксперименте составляло порядка погрешности измерения (0,5 кВ) и имело случайный характер, за исключением вариантов 7 и 8 касания троса с конусоприемником, находящимся под напряжением. Наблюдаемая же неоднородность короны вдоль отрезка троса, т.е. неоднородность вызывающего ее электрического поля, была обусловлена наличием близко расположенных дополнительных проводников, в частности металлических торов.

Численные расчеты по формуле (3) показывают, что при входном напряжении 50 кВ напряженность электрического поля на поверхности диполя в отсутствие проводящих тел составляет 36,7 кВ/м, а при напряжении 23 кВ – 16,88 кВ/м соответственно.

Перейдем непосредственно к оценкам напряженности E поля возникновения коронного разряда на поверхности провода в воздухе в отсутствие посторонних проводников. Согласно [4], для ее расчета при постоянном напряжении и на низких частотах могут быть использованы следующие приближенные эмпирические формулы:

$$E_1 = 30{,}3\delta\left[1+\frac{0{,}298}{\sqrt{\delta r}}\right], \qquad (4)$$

$$E_2 = 24{,}5\delta\left[1+\frac{0{,}65}{(\delta r)^{0{,}38}}\right], \qquad (5)$$

[1] Формула (1) следует из граничного условия для нормальной компоненты напряженности поля на поверхности идеального проводника и условия непрерывности для линейного тока.

где напряженность поля выражена в кВ/см, радиус r провода – в см, а относительная плотность воздуха δ при произвольном давлении p (Па) и температуре T (К) равна

$$\delta = pT_0 / p_0T . \quad (6)$$

В формуле (6) давление p_0 и температура T_0 отвечают «нормальным» атмосферным условиям, т.е. условиям на уровне моря. Согласно ГОСТ 4401-81 «Атмосфера стандартная» (СА-81) они составляют p_0 = 101,325 кПа, T_0 = 288,15 К, что соответствует 760 мм рт. ст. и 15° С [5].

Формулы (4), (5) получены для гладкой поверхности провода. Для многопроволочных витых проводов, к типу которых относится и исследуемый образец троса, начальная напряженность поля меньше, чем для гладкого провода такого же радиуса. Ее можно учесть с помощью поправочного коэффициента m гладкости провода, лежащего в пределах от 0,82 до 0,9 [4].

При переменном напряжении для расчета поля возникновения коронного разряда в [4] предложена формула

$$E_3 = 23,3\delta\left[1+\frac{0,62}{(\delta r)^{0,38}}\right] \quad (7)$$

с теми же размерностями физических величин, что в формулах (4)–(5).

Напряженность поля возникновения коронного разряда на низких частотах при нормальном атмосферном давлении может быть вычислена по формуле [6]

$$E_4 = 33,9 + 10/\sqrt{r} \quad (8)$$

с размерностями, аналогичными размерностям формул (4), (5) и (7).

Расчеты начальных напряженностей полей коронирования троса (без учета его коэффициента гладкости), проведенные по формулам (4), (5), (7) и (8), показали близкие результаты. Их значения приведены в табл. 4 для нормального атмосферного давления на уровне моря ($H = 0$) и пониженного атмосферного давления, соответствующего высоте полета самолета $H = 10$ км [5].

Приведенные в табл. 4 данные по температуре на каждой высоте над уровнем моря также соответствовали СА-81 (минус 50° С для $H = 10$ км).

Таблица 4

Начальные напряженности (кВ/см) поля возникновения коронного разряда

H, км	p, кПа	T, К	t, С	δ	E_1	E_2	E_3	E_4
0	101,3	288,15	15	1	48,83	52,00	48,25	54,42
10	26,5	223,25	–50	0,3376	20,99	22,30	20,59	-

Согласно табл. 4, напряженность поля, при которой на поверхности исследуемого отрезка троса возможно возникновение коронного разряда, составляет порядка $48 \div 54$ кВ/см на поверхности моря и порядка $21 \div 22$ кВ/см на высоте полета самолета 10 км.

Следует отметить, что реализованная в высоковольтном стенде возможность понижения атмосферного давления до 188–208 мм рт. ст., согласно [5], соответствует высотам от 9,7 до 10,35 км над уровнем моря, на которых температура воздуха меняется от минус 48° С до минус 52° С. Увеличение температуры в высоковольтном стенде до (25 ± 10)° С в соответствии с формулой (6) привело к уменьшению относительной плотности воздуха и, как следствие, к уменьшению напряженности поля возникновения короны, что особенно ощутимо при пониженном давлении, отвечающем высоте 10 км, как отражено в табл. 5.

Из сравнения табл. 4 и 5 следует, что проведение эксперимента при пониженном атмосферном давлении и температурах от +15°С до +35°С вместо минус 50° С привело к заметному снижению напряженности поля возникновения короны и составило порядка $16 \div 18$ кВ/см.

Заметим, что полученная нами оценка напряженности электрического поля исследуемого диполя в отсутствии посторонних проводников – 16,88 кВ/см при напряжении 23 кВ – фактически совпадает с приводимыми в табл. 5 оценками напряженности поля возникновения коронного разряда 16–18 кВ/см, рассчитанными для пониженного атмосферного давления и температур, реализованных при испытаниях в высоковольтном стенде.

Таблица 5

Начальные напряженности поля (кВ/см) возникновения коронного разряда при повышенных температурах

p, кПа	T, К	t, С	δ	E_1	E_2	E_3
101,3	308,15	35	0,9350966	46,25	49,29	45,72
26,50	288,15	15	0,2615592	17,40	18,38	16,95
26,50	308,15	35	0,2445592	16,57	17,48	16,12

Согласно табл. 2, коронный разряд на образце троса, нагруженного на силовой изолятор, наблюдался в высоковольтном стенде при этих же параметрах и таком же напряжении ($22{,}5 \div 23$ кВ). Таким образом, теоретические оценки по условиям возникновения короны на исследуемом тросе подтверждены результатами наблюдений.

В заключение следует отметить, что для выпускной антенны, эксплуатируемой в реальных условиях, согласно расчетам, проведенным в [7], выполняются необходимые требования по запасу прочности к возникновению коронного разряда [8].

Заключение

Проведенные исследования показали следующее:

1. На высоковольтном стенде в диапазоне рабочих частот выпускной самолетной тросовой СДВ-ДВ антенны определены напряжения возникновения коронного разряда на коротком образце троса длиной 1 м при различных значениях атмосферного давления и частоты напряжения, типах нагрузки и вариантах подключения конусоприемника.

2. В отсутствие касания образца троса, нагруженного на силовой изолятор, с поверхностью конусоприемника, находящегося под напряжением, при пониженном атмосферном давлении (отвечающем реальным высотам полета самолета) и температурах $15 \div 35°$ С возникновение коронного разряда на поверхности образца троса наблюдалось при напряжении $22 \div 22{,}5$ кВ, практически не зависящем от частоты.

При касании образца троса, нагруженного на силовой изолятор, с поверхностью конусоприемника, находящегося под напряжением, коронный разряд возникал при $11 \div 16{,}5$ кВ, при этом с повышением частоты уменьшалось начальное напряжение возникновения короны.

3. Оценки расчетов напряженности электрического поля на поверхности изолированного на конце отрезка троса в отсутствие посторонних проводников и напряженности поля возникновения коронного разряда по нескольким эмпирическим формулам обнаружили хорошее совпадение между собой и с данными эксперимента

4. Полуволновая выпускная тросовая антенна, эксплуатируемая в реальных условиях, имеет параметры, отличные от параметров исследуемого короткого образца троса. Вследствие этого на поверхности троса выпускной антенны наводятся существенно меньшие уровни напряженности электрического поля, чем на образце троса, при практически одинаковых уровнях входного напряжения, и выполняются необходимые требования по запасу прочности к возникновению коронного разряда.

Список источников

1. *Марков Г.Т., Сазонов Д.М.* Антенны. М.: Энергия, 1975. 528 с.

2. *Муравьев Ю.К.* Справочник по расчету проволочных антенн. Л.: ВКАС им. С.М. Буденного, 1978. 392 с.

3. *Наденeнко С.И.* Антенны. М.: Государственное издательство литературы по вопросам связи и радио, 1959. 551 с.

4. Техника высоких напряжений / Под ред. Д.В. Разевига. М.: Энергия, 1976. 488 с.

5. ГОСТ 4401-81. Атмосфера стандартная. Параметры. М.: Издательство стандартов, 1981. 179 с.

6. *Пистолькорс А.А.* Антенны. М.: Государственное издательство литературы по вопросам связи и радио, 1947. 479 с.

7. *Митрофанова Т.В.* Моделирование ближних электрических полей выпускной самолетной антенны // Радиолокация, навигация и связь: сб. докл. XXIII Междунар. науч.-техн. конф., Воронеж, 2017. Т. 3. С. 990–994.

8. *Лавров А.С., Резников Г.Б.* Антенно-фидерные устройства. М.: Советское радио, 1974. 368 с.

Информация об авторах

Владимир Николаевич Кузнецов, начальник сектора
Василий Васильевич Кучеров, ведущий инженер
Татьяна Викторовна Митрофанова, д.т.н., доцент, главный научный сотрудник
Михаил Анатольевич Чернокозов, ведущий инженер-конструктор

Статья поступила в редакцию 26.10.2022
Одобрена после рецензирования 02.11.2022
Принята к публикации 07.11.2022

The article was submitted 26.10.2022
Approved after reviewing 02.11.2022
Accepted for publication 07.11.2022

Information about the authors

Vladimir N. Kuznetsov, Head of Sector
Vasily V. Kucherov, Leading Engineer
Tatiyana V. Mitrofanofa, D.Sc. in Engineering Sciences, Associate Professor, Leading Research Engineer
Mikhail A. Chernokozov, Leading Design Engineer

Радиоэлектронные компоненты и функциональная электроника радиосвязи

Теория и техника радиосвязи. 2022. № 4. С. 95–100. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2022. No. 4. Pp. 95–100. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 539.216.2

Технология получения наноструктур золота с твердотельными лучами для микро- и наноэлектроники

Владимир Евгеньевич Сахаров[1], Дмитрий Борисович Омороков[2], Наталья Юрьевна Евсикова[3]
[1]Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия
[2,3]Воронежский государственный лесотехнический университет им. Г.Ф. Морозова, Воронеж, Россия
[1]v.e.saharov@sozvezdie.su, [2]OmorokovDB@vgltu.ru, [3]evsikovany_phlt@vgltu.ru

Аннотация. *Впервые предложен новый способ формирования наноструктур золота с твердотельными лучами на поверхности кристаллической подложки. Способ позволяет получить стабильные, изолированные друг от друга золотые наночастицы с твердотельными лучами (нанозвезды) на поверхности любой подложки из неорганического материала или отдельно от нее более производительным путем, чем известный ранее. Полученные наноструктуры стабильны во времени, имеют контролируемый размер, слабую адгезию с подложкой.*

Ключевые слова: *дискретные наноструктуры, твердотельные лучи, нанозвезды, получение наночастиц, импульсная фотонная обработка, вакуумная камера.*

Radioelectronic components and functional electronics of radio communication

Technology for producing gold nanostructures with solid-state rays for micro- and nanoelectronics

Vladimir E. Sakharov[1], Dmitry B. Omorokov[2], Natalya Yu.Yevsikova[3]
[1]Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia
[2,3]Voronezh State University of Forestry and Technologies named after G.F. Morozov, Voronezh, Russia
[1]v.e.saharov@sozvezdie.su, [2]OmorokovDB@vgltu.ru, [3]evsikovany_phlt@vgltu.ru

Abstract. *For the first time, a new method for the formation of gold nanostructures with firm rays on the surface of a crystalline substrate is proposed. The method makes it possible to obtain stable isolated from each other gold nanoparticles with solid beams (nanostars) on the surface of any inorganic material substrate or separately from it by the more productive way than previously known one. The obtained nanostructures are stable over time and have a controlled size and weak adhesion to the substrate.*

Keywords: *discrete nanostructures, solid-state rays, nanostars, nanoparticle production, pulsed photon processing, vacuum chamber.*

В последнее время наблюдается значительный интерес к разработке новых материалов на основе наночастиц (или нанокластеров) благородных металлов, прежде всего золота, что связано с уникальными свойствами наночастиц и перспективой создания на их основе новых материалов для оптоэлектроники, медицины, разработки новых высокоселективных химических и биологических сенсоров.

© Сахаров В.Е., Омороков Д.Б., Евсикова Н.Ю., 2022

Наноструктуры с твердотельными лучами могут найти применение в перспективных разработках контрольно-измерительной аппаратуры для создания компонентной базы фотометрических детекторов, зарядно-разрядных устройств, многоэлементных фотодиодных матриц и т.д., позволяющих проводить спектральные измерения без использования подвижных оптических элементов. Как коллоидные растворы, так и плёночные структуры на основе наночастиц металлов с разветвленной морфологией являются перспективными материалами для применения в качестве подложек в спектроскопии поверхностно усиленного рамановского рассеяния света (Surface-Enhanced Raman Scattering – SERS) для определения ультрамалых концентраций лекарственных препаратов, наркотических и токсических веществ в составе смесей, анализа состава биологических жидкостей, ДНК и др. Метод SERS-спектроскопии позволяет проводить анализ веществ в растворах или веществ, осаждённых в количестве одного слоя на наноструктурированные металлические подложки, и является неразрушающим экспресс-методом, позволяющим идентифицировать компонентный состав веществ и особенности их молекулярной структуры [1]. Рамановский рассеянный свет обычно собирается и либо рассеивается спектрографом, либо используется совместно с интерферометром для детектирования методами преобразования Фурье. В большинстве случаев современные рамановские спектрометры используют матричные детекторы.

Использование наночастиц в медицине вызвало большой интерес ввиду их уникальной эффективности и специфичности в визуализации, диагностике и терапии. Методы с применением золотых наночастиц с твердотельными лучами в форме звезд (нанозвезд) могут быть альтернативой существующим методикам генной терапии, адресного внесения лекарственных препаратов, получения модифицированных культур клеток и других биомедицинских исследований. В настоящее время для лечения врожденных болезней, улучшения генетического кода и прочих медицинских процедур используют ретровирусы или сверхтонкие иглы. Упомянутые наночастицы с твердотельными лучами из золота не просто заменят их, а станут более безопасной альтернативой, так как не смогут повредить клетку или вызвать иммунологическую реакцию [2]. При облучении лазером они создают коллективные электромагнитные колебания, заставляющие клетки «открыть» в оболочке временные отверстия, через которые внутрь клетки попадают молекулы, присутствующие в окружающей питательной среде. Для этого золотые нанозвезды осаждают на поверхность клетки или микроорганизмов из коллоидного раствора и осуществляют облучение импульсным линейно-поляризованным лазерным светом с длиной волны из диапазона от 500 до 1200 нм.

Таким образом, нанозвезды представляют собой новый тип наноматериалов на основе золотых нанокластеров с твердотельными лучами.

Наиболее близким аналогом предлагаемого является способ, представленный в [1]. Способ-аналог заключается в следующем.

Для получения коллоидных водных растворов нанозвёзд Au химическим методом используют способ двухстадийного синтеза, при котором раствор сферических наночастиц, выступающих в качестве зародышей, готовят путем добавления раствора цитрата натрия к кипящему раствору $HAuCl_4$ при интенсивном перемешивании на магнитной мешалке. Далее раствор кипятят 15 минут, поддерживая постоянный объем, затем охлаждают на воздухе. После этого быстро вводят растворы $AgNO_3$ и аскорбиновой кислоты $C_6H_8O_6$. Смесь перемешивают в течение 30 секунд. В результате добавления в полученный раствор раствора аскорбиновой кислоты его окраска резко изменяется на синюю, что свидетельствует об образовании нанозвезд Au.

Недостаток способа-аналога заключается в том, что коллоидные растворы нанозвезд золота являются агрегативно неустойчивыми и чувствительными к влиянию окружающей среды, например к изменению температуры или воздействию света.

Задачей предлагаемого способа является создание стабильных во времени наночастиц (нанозвезд) золота с контролируемым размером и слабой адгезией с подложкой без использования дорогостоящих катализаторов и затратных технологических операций.

Для решения поставленной задачи в способе получения наноструктур с твердотельными лучами (нанозвезд) конденсация золота на подложку производится методом термического испарения в вакуумной установке. При этом конденсацию золота на одну и ту же подложку осуществляют в два этапа: на первом этапе температура подложки находится в интервале от 10 до 40°С, длительность процедуры равна времени

конденсации двух монослоев пленки золота; на втором этапе одновременно продолжают конденсацию золота на подложку, которую охлаждают жидким азотом, и проводят импульсную фотонную обработку (ИФО) поверхности подложки в ультрафиолетовом спектре, при этом импульсы ИФО имеют параболически возрастающую длительность, а промежутки между импульсами остаются постоянными, мощность ультрафиолетового излучения при ИФО не превышает 2 Вт/см^2.

Представленный способ создания наноструктур золота с твердотельными лучами основан на совмещении в одном технологическом процессе термического испарения золота в вакууме и ИФО, осуществляемого последовательно «теплой» и «холодной» поверхностью подложки.

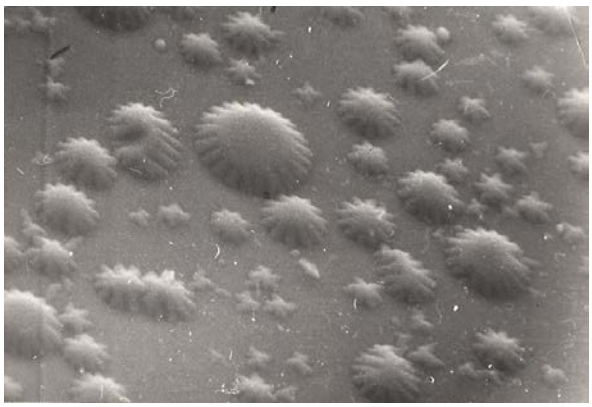
Для получения нанозвезд на подложке необходимо сначала сформировать кластеры золота на центрах адсорбции. В качестве центров адсорбции выступают дефекты приповерхностного слоя [3]. Для этого достаточно провести конденсацию золота на подложку методом термического испарения в вакуумной камере при комнатной температуре подложки (10 – 40°С), тогда энергии адсорбированных атомов (адатомов) будет достаточно для формирования нужного количества золотых кластеров по механизму островкового роста Фольмера–Вебера [4]. С ростом температуры соседние кластеры будут сливаться друг с другом, уменьшая производительность заявляемого способа, поэтому дополнительный подогрев подложки не требуется. Если температура подложки будет ниже комнатной, адатомы не образуют кластеров, и пленка будет расти послойно по механизму Франка – ван дер Мерве [4]. Поэтому на первом этапе не допускается дополнительное охлаждение подложки. Длительность конденсации на первом этапе равна времени, необходимому для осаждения двух монослоев пленки золота.

На втором этапе подложка охлаждается жидким азотом (при температуре примерно – 195°С). Для этого трубку с жидким азотом помещают в контакт с любой частью подложки. В условиях вакуума, в котором находится подложка, не имеет значения, где расположена трубка относительно подложки – снизу или сбоку, важно обеспечить плотное прилегание трубки для эффективного охлаждения подложки до температуры жидкого азота. Одновременно с охлаждением продолжают конденсацию золота на подложку и проводят ИФО поверхности подложки в ультрафиолетовом спектре. Известно [6], что ИФО увеличивает величину диффузионного пробега адатомов, охлаждение подложки уменьшает этот эффект до необходимых значений и позволяет сохранить («заморозить») уже сформированные на первом этапе зародыши нанозвезд.

При этом импульсы фотонной обработки имеют параболически возрастающую длительность, а промежутки между импульсами остаются постоянными, их длительность определяется материалом твердотельной подложки, в качестве которой может выступать любое неорганическое вещество (металл, керамика, стекло и т.д.). Мощность ультрафиолетового излучения при ИФО должна быть не более 2 Вт/см^2.

Вакуумной установке необходимо иметь две независимые камеры. В одной камере происходит термическое испарение золота, а во второй – конденсация золота на подложку. Использование второй камеры позволяет исключить дополнительное тепловое воздействие на подложку. Охлаждение подложки во второй камере осуществляют жидким азотом, что позволяет лучше контролировать диффузионный пробег адатомов и, как следствие, размер нанозвезд.

На рисунке представлено РЭМ-изображение (увеличение 100000 раз) структуры островковой пленки, полученной предложенным способом. Структура представляет собой изолированные друг от друга нанозвезды на поверхности кристалла кремния, полученные путем электронно-лучевого напыления Au на поверхность Si. Изображения показывают, что каждая нанозвезда представляет собой отдельную структуру. Расстояние между нанозвездами составляет около 50 нм.



РЭМ-изображение поверхности кристалла Si с золотыми наноструктурами (нанозвездами), полученными по предлагаемому способу

Для формирования нанокластеров золота на подложке достаточно сконденсировать два монослоя материала. Число адатомов в одном монослое отличается для подложек, изготовленных из разных материалов, и определяется количеством мест адсорбции на них. Соответственно, и время конденсации для разных подложек будет несколько отличаться. Согласно [5] время осаждения одного монослоя равно

$$\tau_0 = N_0 / R, \quad (1)$$

где N_0 – плотность мест адсорбции на подложке (количество узлов кристаллической решетки материала подложки на единице площади); R – скорость конденсации.

Эксперимент показывает, что для конденсации двух монослоев требуется 10–30 с. Адатомы золота, сконденсировавшись на подложку, образуют ядро нанозвезд – металлические кластеры.

Далее необходимо сформировать твердотельные лучи нанозвезд. Это становится возможным в том случае, когда адатом, попадая на подложку, не имеет энергии для того, чтобы встроиться в кристаллическую решетку ближайшего к нему кластера золота, массив которых уже сформирован на подложке на первом этапе конденсации. Для этого подложку охлаждают жидким азотом с целью получения максимально низких температур. Облучение подложки увеличивает подвижность адатомов, поэтому одновременно с конденсацией на втором этапе проводят ИФО поверхности подложки. Каждый вновь попавший на подложку адатом, являясь свободным от взаимодействия с другими адатомами, уже образовавшими кристаллическую решетку, приобретает мощный импульс от фотонов, диффузионная подвижность адатома резко возрастает, и он совершает значительный диффузионный пробег, но также быстро отдает свою кинетическую энергию подложке, оставаясь в промежуточном положении. Поскольку температура подложки очень низкая (примерно –195 °С), такие адатомы не успевают встраиваться в кристаллическую решетку кластера, образуя аморфную оболочку в виде твердотельных лучей.

Требование к представленному способу – отсутствие воздействия на подложку плазмы, возникающей при магнетронном распылении, или высокой температуры на первом этапе конденсации, поэтому целесообразно использовать вакуумную установку с двумя независимыми камерами. Оптимальным методом осаждения золота оказывается электронно-лучевое напыление, но возможно использование и других методов термического испарения в вакуумной камере.

Средний диффузионный пробег адатомов X можно определить по известной формуле [7]:

$$X = \sqrt{(D * t)}, \quad (2)$$

где D – коэффициент диффузии в системе конденсат–подложка; t – время конденсации.

Диффузия адатомов на «холодной» подложке в промежутках между импульсами незначительна, однако она резко увеличивается во время импульса (поскольку коэффициент диффузии под действием ИФО изменяется). С ростом кластера золота возрастает расстояние, которое необходимо «пробежать» адатому, чтобы сформировать твердотельный луч. Поэтому при увеличении времени конденсации необходимо повышать длительность импульса при ИФО по параболическому закону. Однако высокая мощность ИФО может привести к прекращению образования новых и разрушению имеющихся твердотельных лучей, так как адатомам хватит энергии, чтобы встроиться в кристаллическую решетку кластеров. Поэтому мощность ультрафиолетового излучения при ИФО должна превышать 2 Вт/см^2. ИФО включает 4–6 импульсов в зависимости от желаемого размера нанозвезд и длины их лучей.

Длительность второго этапа конденсации подбирают экспериментально, но по порядку величины она сопоставима с длительностью первого этапа. Таким образом, цикл производства нанозвезд занимает по времени не более нескольких минут.

Результатом описанных выше технологических операций является совокупность нанозвезд, расположенных неупорядоченно на центрах зарождения подложки, которые всегда присутствуют на неорганическом материале (см. рисунок). Подложку при необходимости можно удалить, используя различные растворы для травления, выбор которых зависит от материала подложки.

В качестве средства для проведения электронно-лучевого испарения в высоком вакууме использовали установку E-400L [8], которая имеет две независимые камеры. Первая камера выполняет функцию изоляции электронно-лучевого испарителя, а вторая камера используется для загрузки подложки. Таким образом, подложку можно охлаждать независимо от испарителя.

Для проведения импульсной фотонной обработки использовали установку УОЛП-1, которая успешно применялась, например, в [9].

По сравнению с аналогом заявляемый способ позволяет отказаться от химических методов получения наноструктур. Он использует исключительно физический метод термического осаждения вещества в вакууме. Это позволяет повысить стабильность сформированных нанозвезд, а также увеличить производительность. Подложка может представлять собой движущуюся ленту конвейера, на одной части которой будет проводиться конденсация, а с другой части будут сниматься готовые нанозвезды. Полученные наноструктуры устойчивы к температуре, давлению, свету, не разрушаются и не растворяются с течением времени.

В отличие от прототипа конечным продуктом являются нанозвезды на твердотельной подложке. В ряде прикладных задач это гораздо удобнее, чем мелкодисперсные (коллоидные) растворы, например при производстве элементов микроэлектроники на поверхности кристалла.

Кроме того, заявляемый способ позволяет получить нанозвезды отдельно от подложки, в свободном состоянии путем травления соответствующими реактивами.

Методика эксперимента

Островковую пленку золота получили на кристалле Si последовательно электронно-лучевым испарением сначала на подложку, находящуюся при температуре окружающей среды (20°С), а затем подложка охлаждалась жидким азотом, который поступал в верхнюю камеру двухкамерной установки электронно-лучевого напыления. В обеих камерах создавался вакуум (~ 1×10^{-4}Па). Первый этап конденсации продолжался 20 секунд, второй этап длился 40 секунд и сопровождался импульсной фотонной обработкой подложки с помощью ксеноновых ламп в вакууме на установке УОЛП-1 при мощности поступающего на подложку излучения 0,5 Вт/см^2. Промежутки между импульсами были постоянные и составляли 5 секунд.

В результате описанных действий были получены нанозвезды размером от 20 до 100 нм с характерными твердотельными лучами. Однако описываемый способ позволяет изменять размер нанозвезд под нужды конкретного заказчика от 5 до 200 нм путем подбора времени первого и второго этапов конденсации подложки, а также длительности и мощности ИФО. Следует отметить простоту и высокую производительность способа – время, затраченное на конденсацию, не превышает двух минут, отсутствуют жертвенные слои и другие затратные технологические операции. Данные наноструктуры являются изолированными (как видно из рисунка), стабильными во времени и обладают стойкостью к внешней среде (температуре, давлению, свету), химической стойкостью и т.д. Они пригодны для создания в них коллективных электромагнитных колебаний.

Таким образом, предлагаемый способ позволяет получить стабильные, изолированные друг от друга золотые нанозвезды на поверхности любой подложки из неорганического материала или отдельно от нее более производительным путем. Техническим результатом этого способа является создание стабильных во времени наночастиц (нанозвезд) золота с контролируемым размером и слабой адгезией с подложкой без использования дорогостоящих катализаторов и затратных технологических операций.

Список источников

1. *Бейник Т.Г., Матвеевская Н.А., Добротворская М.В. и др.* Получение и свойства нанозвезд золота и пленочных структур на их основе // Наносистеми, наноматеріали, нанотехнології. 2017. Т. 15, № 3. С. 417–429.

2. Саратовские ученые создали золотые нанозвезды для генной инженерии и борьбы с раком [Электронный ресурс]. URL: https://nversia.ru/news/saratovskie-uchenye-sozdali-zolotye-nano-zvezdy-dlya-gennoy-inzhenerii-i-borby-s-rakom/ (06.10.2022).

3. *Точицкий Э.И.* Кристаллизация и термообработка тонких пленок. Минск: Наука и техника, 1976. 311 с.

4. *Оура К., Лифшиц В.Г., Саранин А.А. и др.* Введение в физику поверхности / Под ред. В.И. Сергиенко. М.: Наука, 2006. 490 с.

5. *Омороков Д.Б.* Кинетика формирования наноструктур при вакуумной конденсации металлов на поверхность с развитой морфологией: дисс. … канд. физ.-мат. наук: 01.04.07 / Воронежский гос. техн. ун-т. Воронеж, 2011. С. 13.

6. Патент на изобретение RU 2657094 Способ получения твердотельных регулярно расположенных нитевидных кристаллов, C30B 29/62, C30B 23/00, C30B 23/06, C30B 30/00, B82B 3/00, B82Y 40/00, опубл. 08.06.2018, Бюл. № 15.

7. *Трофимов В.И., Осадченко В.А.* Рост и морфология тонких пленок. М.: Энергоатомиздат, 1993. 272 с.

8. Установки электронно-лучевого напыления ЕВ-450 и Е-400L [Электронный ресурс]. URL: https://dipaul.ru/catalog/element/ustanovki_elektronno_luchevogo_napyleniya_eb_450_i_e_400l/ (01.04.2022).

9. Патент на изобретение RU 2341847 Способ синтеза пленок карбида кремния на кремниевой подложке, H01L 21/26, опубл. 20.12.2008, Бюл. № 35.

Информация об авторах

В.Е. Сахаров, главный метролог
Д.Б. Омороков, к.ф.-м.н., преподаватель
Н.Ю. Евсикова, к.ф.-м.н., заведующая кафедрой общей и прикладной физики

Information about the authors

V.E. Sakharov, chief metrologist
D.B. Omorokov, Ph.D. in Physics and Mathematics, lecturer
N.Yu. Yevsikova, Ph.D. in Physics and Mathematics, Head of the Department of General and Applied Physics

Статья поступила в редакцию 01.11.2022
Одобрена после рецензирования 07.11.2022
Принята к публикации 09.11.2022

The article was submitted 01.11.2022
Approved after reviewing 07.11.2022
Accepted for publication 09.11.2022

Разное

Теория и техника радиосвязи. 2022. № 4. С. 101–109. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2022. No 4. Pp. 101–109. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 334.7

Апробация методики формирования производственной программы предприятия с использованием модели Раша

С.С. Медведев[1], Е.И. Макаров[2], С.И. Моисеев[3], М.И. Королев[4]
[1,2,3]Воронежский филиал РЭУ им. Г.В. Плеханова, Воронеж, Россия
[1]Всероссийский научно-исследовательский институт автоматики им. Н.Л. Духова, Москва, Россия
[4]ЧОП «Глобал-Безопасность», Москва, Россия
[1]medvedevs82@yandex.ru, [2]ea_makarov@mail.ru, [3]moiseev@nxt.ru, [4]al.khorev@gmail.com

Аннотация. *Представлены результаты апробации методики формирования производственной программы для наукоемких предприятий оборонно-промышленного комплекса, на основе модели Раша оценки латентных переменных, центром компетенций по производству продукции АО «ВЦКБ «Полюс», входящего в контур управления объединенной приборостроительной корпорации. Разработанная методика позволяет не только проводить оценку изделий с точки зрения целесообразности их выпуска на предприятии и проводить анализ самого предприятия с точки зрения имеющихся ресурсов, необходимых для выпуска всего ассортимента продукции, но также позволяет оптимально распределять государственный оборонный заказ между предприятиями, входящими в один контур управления.*

Ключевые слова: *производственная программа, наукоемкие предприятия, оборонно-промышленный комплекс, модель Раша, латентные переменные.*

Miscellaneous

Approbation of the method for forming a production program of an enterprise using the Rasch model

S.S. Medvedev[1], E.I. Makarov[2], S.I. Moiseyev[3], M.I. Korolyov[4]
[1,2,3]Voronezh Branch of Russian Economic University named after G.V. Plekhanov, Voronezh, Russia
[1]All-Russian Research Institute of Automatics named after N.L. Dukhov, Moscow, Russia
[4]Private Security Agency «Global-Security», Moscow, Russia
[1]medvedevs82@yandex.ru, [2]ea_makarov@mail.ru, [3]moiseev@nxt.ru, [4]al.khorev@gmail.com

Abstract. *The results of approbation of the method for forming of a production program for knowledge-intensive enterprises of the military-industrial complex, based on the Rasch model for assessing latent variables, are presented by the Competence Center for the production of products of JSC All-Russian Central Design Bureau «Polyus», which is part of the control loop of the United Instrument-Making Corporation. The developed method allows not only to evaluate products in terms of the reasonability of their production at the enterprise and to analyze the enterprise itself in terms of the available resources necessary for the production of the entire range of products, but also allows to optimally distribute the state defense order between enterprises included in one control loop.*

Keywords: *production program, knowledge-intensive enterprises, military-industrial complex, Rasch model, latent variables.*

© Медведев С.С., Макаров Е.И., Моисеев С.И., Королев М.И., 2022

На фоне возросшего интереса к работе оборонно-промышленного комплекса (ОПК) страны сохраняется стратегическая проблема его диверсификации [1–3]. Одним из возможных путей диверсификации является создание центров компетенций по производству продукции двойного или только гражданского назначения [4, 5]. И центры компетенций создаются. Однако этот процесс зачастую носит директивный характер, т.е. они создаются во исполнение приказов или распоряжений. Создание центров компетенций, работающих на научно-методически обоснованных положениях, затрудняется отсутствием актуальных научных исследований в этой области, не проработанностью нормативной и законодательной баз их создания [4].

Одной из проблем эффективного функционирования центра компетенций является формирование его оптимальной производственной программы. Государственный оборонный заказ, призванный, с одной стороны, обеспечить обороноспособность страны на необходимом уровне, а с другой – обеспечить эффективность использования государственных средств, может стать действенным инструментом только при условии рационального использования ресурсов как отдельного предприятия, так и предприятий, входящих в контур управления.

С учетом анализа многочисленных исследований по модели Раша оценки латентных переменных, нашедших отражение в работах [6–11] и многих других, была разработана методика формирования оптимальной производственной программы центра компетенций по производству кабельно-жгутовой продукции оборонного предприятия и модель, позволяющая получать независимые оценки степени целесообразности выпуска изделий по линейной шкале.

Методика предполагает следующие шаги:

– подготовку исходной информации – получение статистических данных о критериальных значениях для каждого изделия;

– нормализацию критериев на единичную шкалу;

– формализацию и организацию вычислительных процедур;

– анализ и интерпретацию результатов расчетов.

В список оценочных критериев, который был составлен на основании экспертного оценивания, проводимого среди сотрудников предприятия, занятых в области планирования производства, включены такие показатели, как:

– технологическая подготовка (отношение имеющегося оборудования на предприятии к оборудованию, требуемому для изготовления изделия);

– кадровое обеспечение (доля рабочих, соответствующих квалификации для изготовления изделия, от общей численности рабочих);

– требуемое количество инвестиций (объем дополнительных денежных средств, необходимых организации для выпуска изделий);

– рентабельность, трудоемкость и другие.

В статье предлагаются результаты апробации методики формирования оптимальной производственной программы оборонного предприятия с использованием модели Раша оценки латентных переменных на примере АО «ВЦКБ «Полюс», входящего в состав Дивизиона «Связь» (головная компания АО «Концерн «Созвездие») акционерного общества «Объединенная приборостроительная корпорация» («Ростех»).

Для апробации методики по расчету оптимальной производственной программы АО ВЦКБ «Полюс» были взяты 15 изделий, возможные к изготовлению на ВЦКБ «Полюс» (таблица 1). В соответствии с критериями оценки целесообразности изготовления изделий были получены статистические данные о критериальных значениях для каждого изделия: U_{ij} – оценка i-го изделия по j-му оценочному критерию с точки зрения целесообразности изготовления этого изделия; $i = 1, 2, ..., N$; $j = 1, 2, ..., L$, N – количество изделий; L – число критериев.

Данные были получены с помощью экспертных оценок, которые проводились с помощью группы из 8 экспертов – специалистов предприятия, а также в соответствии с технической и конструкторской документацией по изделиям, с технологической и кадровой оснащённостью предприятия, финансовой и бухгалтерской документацией.

В табл. 1 приведен список оценочных критериев, которые рекомендуются для оценки целесообразности изготовления изделий, а также их веса, характеризующие важность критериев для принятия решений, которые также получены экспертными методами.

Таблица 1

Критерии оценки целесообразности изготовления изделий

Обозначение критерия	Название критерия	Суть критерия	Единица измерений	Вес
К1	Технологическая подготовка	Отношение имеющегося оборудования на предприятии к требуемому оборудованию для изготовления изделия	Доля единицы	0,6
К2	Кадровое обеспечение	Доля рабочих, соответствующих квалификации для изготовления изделия, от общей численности рабочих	Доля единицы	0,6
К3	Требуемое количество инвестиций	Объем дополнительных денежных средств, необходимых организации для выпуска изделий	Тыс. руб.	0,7
К4	Рентабельность	Ожидаемая рентабельность от выпуска изделия	Процент	1
К5	Трудоемкость для одного изделия	Время выпуска одного изделия одной трудовой единицей	Часы	0,9
К6	Объем выпуска максимальный	Объем выпуска при максимальной загруженности оборудования, в том числе с привлечением трудовых и материальных резервов	Шт. за смену	0,8
К7	Объем выпуска текущий, но с привлечением трудовых резервов	Объем выпуска при загруженности оборудования на текущей момент времени с привлечением трудовых резервов, если все принятые работники будут соответствовать квалификации	Шт. за смену	0,8
К8	Объем выпуска текущий	Объем выпуска при загруженности оборудования на текущей момент времени	Шт. за смену	0,8
К9	Наличие КД	Наличие у предприятия конструкторской документации на изделие	Да (1)/нет (0)	0,3
К10	Наличие утвержденных ТП	Наличие у предприятия технического процесса на изделие	Да (1)/нет (0)	0,3
К11	Наличие ВП	Наличие у предприятия военной приемки на изделие	Да (1)/нет (0)	0,5
К12	Содержание отечественной ЭКБ	Наличие у предприятия отечественной электронной компонентной базы на изделие	Да (1)/нет (0)	0,5
К13	Логистические условия	Экспертная оценка логистических условий для доставки компонентов для изготовления изделия и отправки изделий заказчику	Балл из 10	0,2

Статистические и экспертные данные по изделиям представлены в табл. 2, где приведены абсолютные критериальные оценки изделий.

Таблица 2

Абсолютные оценки изделий по критериям и веса критериев

Изделие	**Обозначение критерия**												
	К1	К2	К3	К4	К5	К6	К7	К8	К9	К10	К11	К12	К13
Ф.001	1,00	0,70	500	16	16	27,0	19,0	19,0	1	1	1	100%	10
Е.001	1,00	0,48	500	14	4	108,0	76,0	52,0	1	1	1	92%	10
054.01	1,00	0,48	500	10	4	108,0	76,0	52,0	1	1	1	50%	10
Ар.001	1,00	0,56	500	16	7	61,7	43,4	34,3	1	1	1	87%	10

Таблица 2 (продолжение)

КЗ.001	0,40	0,30	5000	4	2	216,0	152,0	64,0	1	0	0	40%	4
УР.001	0,70	0,30	5000	6	2	216,0	152,0	64,0	1	0	0	47%	4
АП.001	0,90	0,56	1500	9	6	72,0	50,7	40,0	1	0	1	96%	8
Ш.001	0,75	0,07	2600	3	4	108,0	76,0	8,0	1	0	1	100%	5
Ар.002	0,60	0,33	1500	13	14	30,9	21,7	10,3	1	1	1	100%	10
Ф.002	0,80	0,35	1500	16	12	36,0	25,3	12,7	1	1	1	100%	10
КЗ.002	0,25	0,30	6500	4	8	54,0	38,0	16,0	1	0	0	40%	4
УР.002	0,30	0,30	6500	6	9	48,0	33,8	14,2	1	0	0	50%	4
ВПК.001	0,80	0,35	500	11	6	72,0	50,7	25,3	1	0	1	95%	3
ВАС.001	0,65	0,22	500	5	2	216,0	152,0	48,0	0	0	0	60%	10
ВАС.002	0,30	0,30	5500	3	18	24,0	16,9	7,1	0	0	0	70%	10
Вес	0,6	0,6	0,6	1	0,9	0,8	0,8	0,8	0,3	0,3	0,5	0,5	0,2

На следующем этапе проводилась нормализация критериев на единичную шкалу [12].

В случае если критерий направлен на максимизацию, то есть чем выше оценка изделия по критерию, тем больше изделие подходит к выпуску на предприятии, то воспользуемся формулой

$$u_{ij} = \frac{U_{ij} - \min\limits_i \left(U_{ij}\right)}{\max\limits_i \left(U_{ij}\right) - \min\limits_i \left(U_{ij}\right)}. \qquad (1)$$

Если же критерий направлен на минимизацию, то есть чем ниже оценка изделия по критерию, тем больше он подходит для выпуска, то применяем формулу вида

$$u_{ij} = \frac{\max\limits_i \left(U_{ij}\right) - U_{ij}}{\max\limits_i \left(U_{ij}\right) - \min\limits_i \left(U_{ij}\right)}. \qquad (2)$$

В табл. 3 приведены нормированные оценки изделий по критериям, полученные по формулам (1) и (2).

Таблица 3

Нормированные оценки изделий по критериям

Изделие	**Обозначение критерия**												
	К1	К2	К3	К4	К5	К6	К7	К8	К9	К10	К11	К12	К13
Ф.001	1,00	0,70	1,00	1,00	0,13	0,02	0,02	0,21	1,00	1,00	1,00	1,00	1,00
Е.001	1,00	0,48	1,00	0,85	0,88	0,44	0,44	0,79	1,00	1,00	1,00	0,92	1,00
054.01	1,00	0,48	1,00	0,54	0,88	0,44	0,44	0,79	1,00	1,00	1,00	0,50	1,00
Ар.001	1,00	0,56	1,00	1,00	0,69	0,20	0,20	0,48	1,00	1,00	1,00	0,87	1,00
КЗ.001	0,40	0,30	0,25	0,08	1,00	1,00	1,00	1,00	1,00	0,00	0,00	0,40	0,40
УР.001	0,70	0,30	0,25	0,23	1,00	1,00	1,00	1,00	1,00	0,00	0,00	0,47	0,40
АП.001	0,90	0,56	0,83	0,46	0,75	0,25	0,25	0,58	1,00	0,00	1,00	0,96	0,80
Ш.001	0,75	0,07	0,65	0,00	0,88	0,44	0,44	0,02	1,00	0,00	1,00	1,00	0,50
Ар.002	0,60	0,33	0,83	0,77	0,25	0,04	0,04	0,06	1,00	1,00	1,00	1,00	1,00
Ф.002	0,80	0,35	0,83	1,00	0,38	0,06	0,06	0,10	1,00	1,00	1,00	1,00	1,00
КЗ.002	0,25	0,30	0,00	0,08	0,63	0,16	0,16	0,16	1,00	0,00	0,00	0,40	0,40
УР.002	0,30	0,30	0,00	0,23	0,56	0,13	0,13	0,13	1,00	0,00	0,00	0,50	0,40
ВПК.001	0,80	0,35	1,00	0,62	0,75	0,25	0,25	0,32	1,00	0,00	1,00	0,95	0,30
ВАС.001	0,65	0,22	1,00	0,15	1,00	1,00	1,00	0,72	0,00	0,00	0,00	0,60	1,00
ВАС.002	0,30	0,30	0,17	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,70	1,00

Оценки изделий проводились по модели Раша оценки латентных переменных, основанной на методе наименьших квадратов. Результаты академического и прикладного использования данной разновидности модели Раша описаны в работах [8, 9].

Для этого были определены следующие латентные переменные:

θ_i – степень целесообразности производства *i*-го изделия для конкретно выбранного предприятия;

β_j –строгость или невыполнимость оценочных критериев по всей группе изделий, возможных к выпуску.

Для нахождения указанных латентных переменных необходимо решить оптимизационную задачу следующего вида:

$$\sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1}^{L}\left(u_{ij}-P_{ij}\right)^2=\sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1}^{L}\left(u_{ij}-\frac{e^{\theta_i-\beta_j}}{1+e^{\theta_i-\beta_j}}\right)^2\to\min,$$

$$\theta_i\geq 0;\ \ \beta_j\geq 0,\ \ i=1,2,...,N;\ \ j=1,2,...,L. \quad (3)$$

Для проверки адекватности полученных оценок и контроля результатов параллельно с этим был произведен расчет по аддитивной модели оценки *i*-го изделия f_i, по которой с учетом весов сводятся к нахождению взвешенной суммы нормированных оценок:

$$f_i=\sum_{j=1}^{L}w_j u_{ij}\ . \quad (4)$$

Рассмотрим основные результаты, полученные по моделям оценивания 15 изделий с точки зрения привлекательности их выпуска на предприятии ВЦКБ «Полюс». Приведем оценки, учитывающие веса или важности критериев, однако также для сравнения покажем оценки без учета весов. В табл. 4 приведены результаты оценивания изделий с точки зрения их привлекательности для выпуска на ВЦКБ «Полюс» с учетом весов критериев, а в таблице 5 приведены те же оценки, но без учета весов.

Для наглядности приведем также гистограммы оценок изделий, полученных по модели Раша (3) и по аддитивному методу (4). Для модели, учитывающей веса критериев, такая гистограмма приведена на рис. 1, а на рис. 2 приведены оценки без учета весов критериев. Такие гистограммы позволят провести сравнение оценок, полученных разными методами, и обосновать адекватность оценок, которые были получены по модели Раша.

Таблица 4

Оценки изделий с учетом весов критериев

Код изделия	**Оценки по модели Раша**		**Оценки по аддитивной модели**	
	Абсолютные оценки	**Нормированные оценки**	**Абсолютные оценки**	**Нормированные оценки**
Ф.001	2,562	0,077	4,727	0,075
Е.001	3,478	0,104	6,214	0,099
054.01	3,216	0,096	5,696	0,090
Ар.001	3,057	0,091	5,584	0,089
КЗ.001	2,665	0,080	4,525	0,072
УР.001	2,957	0,088	4,894	0,078
АП.001	2,582	0,077	4,812	0,076
Ш.001	2,005	0,060	3,784	0,060
Ар.002	2,124	0,064	3,956	0,063
Ф.002	2,439	0,073	4,507	0,071
КЗ.002	0,695	0,021	1,922	0,030
УР.002	0,783	0,023	2,025	0,032
ВПК.001	2,469	0,074	4,573	0,072
ВАС.001	2,905	0,087	4,852	0,077
ВАС.002	0,014	0,000	1,008	0,016

Таблица 5

Оценки изделий с учетом весов критериев

Код изделия	Оценки по модели Раша		Оценки по аддитивной модели	
	Абсолютные оценки	Нормированные оценки	Абсолютные оценки	Нормированные оценки
Ф.001	2,884	0,086	9,069	0,082
Е.001	3,602	0,108	10,787	0,098
054.01	3,383	0,101	10,059	0,091
Ар.001	3,226	0,096	9,984	0,091
КЗ.001	1,907	0,057	6,823	0,062
УР.001	2,231	0,067	7,347	0,067
АП.001	2,556	0,076	8,339	0,076
Ш.001	1,986	0,059	6,740	0,061
Ар.002	2,449	0,073	7,913	0,072
Ф.002	2,685	0,080	8,583	0,078
КЗ.002	0,693	0,021	3,517	0,032
УР.002	0,767	0,023	3,665	0,033
ВПК.001	2,336	0,070	7,588	0,069
ВАС.001	2,465	0,074	7,345	0,067
ВАС.002	0,260	0,008	2,463	0,022

Рис. 1. Оценки изделий, проведенные двумя методами с учетом весов

Рис. 2. Оценки изделий, проведенными двумя методами без учета весов

Как показывают рисунки 2 и 3, наиболее привлекательным является изделие Е.001, затем идут 054.01 и Ар.001, наиболее непривлекательно изделие ВАС.002. На основании оценок можно расставить ранги изделий по степени убывания их привлекательности. Такое ранжирование по разным методам приведено в табл. 6.

Таблица 6

Ранги изделий при оценке по разным моделям

Код изделия	С учетом весов		Без учета весов	
	Модель Раша	Аддитивная модель	Модель Раша	Аддитивная модель
Ф.001	8	7	4	4
Е.001	1	1	1	1
054.01	2	2	2	2
Ар.001	3	3	3	3
КЗ.001	6	9	12	11
УР.001	4	4	10	9
АП.001	7	6	6	6
Ш.001	12	12	11	12
Ар.002	11	11	8	7
Ф.002	10	10	5	5
КЗ.002	14	14	14	14
УР.002	13	13	13	13
ВПК.001	9	8	9	8
ВАС.001	5	5	7	10
ВАС.002	15	15	15	15

Однако наиболее важным результатом проведенной апробации модели является то, что оценки, полученные по модели Раша и аддитивному методу, хорошо согласуются друг с другом. Коэффициент корреляции Пирсона оказался выше 0,99. Этот результат подтверждает то, что модель Раша позволяет получать адекватные оценки, согласующиеся с хорошо зарекомендовавшим себя на практике и применяемым в различных сферах практической деятельности аддитивным методом оценивания.

Однако оценки, полученные по разным моделям, не совпадают. Даже ранжирование для некоторых изделий дает разные результаты, что видно из табл. 6. Это связано с тем, что модель Раша является более объективной и гибкой, так как учитывает свойства оценочных критериев [10]. Кроме того, она позволяет получать оценки по линейной шкале, и эти оценки не зависят от множества изделий и набора оценочных критериев.

Еще одним немаловажным достоинством модели Раша является то, что она позволяет анализировать свойства оценочных критериев [11]. Анализ второй группы латентных переменных, которые показывают, насколько сложным, невыполнимым является критерий данного предприятия по всей группе изделий, позволяет делать выводы о том, какие проблемы наблюдаются на предприятии с точки зрения выпуска новых изделий. Чем выше оценка невыполнимости критерия, тем сложнее предприятию адаптироваться к условиям данного критерия. Это позволяет осуществлять мониторинг деятельности предприятия и принимать меры по повышению возможностей, которые продиктованы формулировкой критерия.

На рис. 3 приведены нормализованные на единичную сумму оценки невыполнимости критериев, полученные по модели Раша.

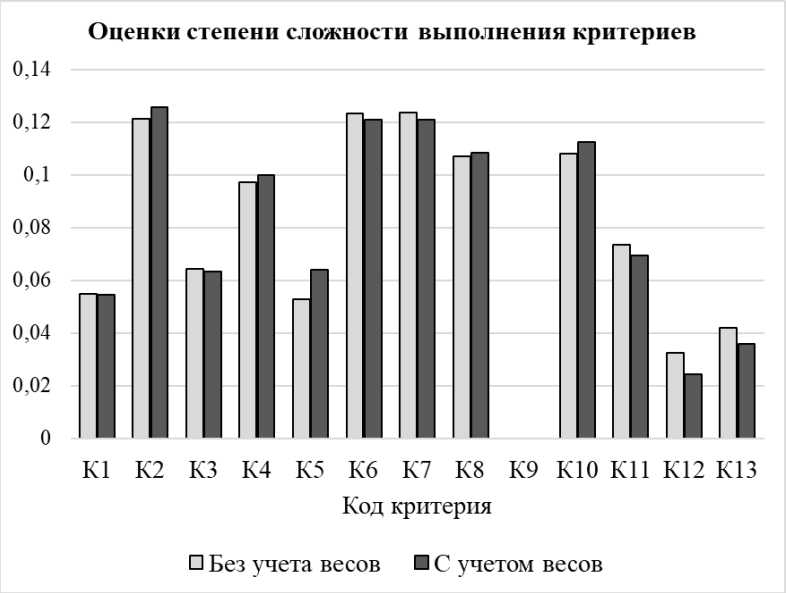


Рис. 3. Оценки невыполнимости критериев

Проведем анализ возможностей предприятия ВЦКБ «Полюс» на основании оценок критериев, приведенных на рис. 4.

Наиболее успешным и выполнимым для предприятия является критерий К9 – «наличие у предприятия конструкторской документации на изделие». Практически на все изделия существует необходимая документация и данное направление деятельности можно считать наиболее безопасным.

Перейдем теперь к проблемным критериям, которые затрудняют эффективное производство изделий из приведенной группы.

Наименее выполнимым является критерий К2 – «Кадровое обеспечение» или доля рабочих, соответствующих квалификации для изготовления изделия от общей численности рабочих. Данный результат показывает, что предприятию ВЦКБ «Полюс» необходимо большое внимание уделять повышению компетентности среди рабочих – монтажников.

Вторым по невыполнимости является критерий К6 – «Максимальный объем выпуска», или объем выпуска при максимальной загруженности оборудования, в том числе с привлечением трудовых и материальных резервов. Это говорит о

невысокой возможности выпускать большой ассортимент продукции, хотя для отдельных изделий данный показатель является высоким.

Третьим по невыполнимости является критерий К7 – «Объем выпуска текущий, но с привлечением трудовых резервов», или объем выпуска при загруженности оборудования на текущей момент времени с привлечением трудовых резервов, если все принятые работники будут соответствовать квалификации. Здесь причины аналогичны описанным выше, но акцент делается на кадровую составляющую, что было сказано ранее.

Таким образом, модель Раша позволяет не только проводить оценку изделий с точки зрения целесообразности их выпуска на предприятии, но и проводить анализ самого предприятия.

В заключение стоит отметить, что если провести аналогичное оценивание изделий для всей группы предприятий, которые могут выпускать данные изделия, и провести ранжирование изделий для каждого предприятия, то можно составить общую карту распределения изделий по предприятиям, направляя изделие на то предприятие, для которого изделие получит максимальный ранг. Это важный вывод не только для предприятия АО ВЦКБ «Полюс», но и для всей приборостроительной корпорации. Методику можно применить и для других корпораций оборонно-промышленного комплекса страны, специализирующихся на каких-либо видах продукции.

Список источников

1. *Макаров Е.И., Поветко В.Н., Овчинникова Т.И.* Возможности повышения научно-технического потенциала АО концерн «Созвездие» на основе проектов двойного применения // Теория и техника радиосвязи. 2016. № 3. С. 84–87.

2. *Медведев С.С., Макаров Е.И., Паршин Н.М.* Ключевые вызовы и возможности диверсификации предприятий оборонно-промышленного комплекса // Финансы Экономика Стратегия. Т. 17, № 7. 2020. С. 12–18.

3. *Медведев С.С., Макаров Е.И., Крутов А.К.* Проектное управление как фактор повышения операционной эффективности производственной системы АО «Рязанский Радиозавод» // Финансы. Экономика. Стратегия. № 4. 2020. С. 1–3.

4. *Макаров Е.И., Соломатина Е.Д., Бунина Е.А., Медведев С.С.* Проектирование функциональной структуры центра компетенций предприятий объединенной приборостроительной корпорации // Финансы. Экономика. Стратегия. 2021. Т. 18, № 6. С. 24–32.

5. *Медведев С.С., Шинкевич А. И., Хорев Д.А.* О некоторых аспектах создания центров компетенций предприятий оборонного комплекса. Менеджмент и социально-гуманитарные науки: проблемы и перспективы в современном мире: сборник материалов Всероссийской (национальной) научно-практической конференции, 29 апреля 2022 г. / редкол.: Н.В. Боковая [и др.]; Воронежский филиал РЭУ им. Г.В. Плеханова. Воронеж: Издательско-полиграфический центр «Научная книга», 2022. С. 48–52.

6. *Fischer G.H., Molenaar I.W., Springer.* Rasch Models Foundations, Resent Developments and Applications. 1997.

7. *Маслак А.А., Моисеев С.И.* Модель Раша оценки латентных переменных и ее свойства. Монография / Воронеж: НПЦ «Научная книга», 2016. 177 с.

8. *Моисеев С.И., Зенин А.Ю.* Методы принятия решений, основанные на модели Раша оценки латентных переменных // Экономика и менеджмент систем управления. 2015. № 2.3 (16). С. 368–375.

9. *Моисеев С.И.* Модель Раша оценки латентных переменных, основанная на методе наименьших квадратов // Экономика и менеджмент систем управления. Научно-практический журнал. № 2.1 (16), 2015. С. 166–172.

10. *Маслак А.А., Моисеев С.И., Осипов С.А.* Сравнительный анализ оценок параметров модели Раша, полученных методами максимального правдоподобия и наименьших квадратов // Проблемы управления. № 5. 2015. С. 58–66.

11. *Маслак А.А., Моисеев С.И., Осипов С.А., Поздняков С.А.* Исследование точности измерения латентной переменной в зависимости от диапазона варьирования набора индикаторов // Радиоэлектроника, информатика, управление. 2017. № 1 (40). С. 42–49.

12. *Баркалов С.А., Моисеев С.И., Порядина В.Л.* Модели и методы в управлении и экономике с применением информационных технологий: учебное пособие. СПб.: Интермедия, 2017. 264 с. [Электронный ресурс].

Информация об авторах

Сергей Сергеевич Медведев, аспирант
Евгений Иванович Макаров, д.э.н., профессор
Сергей Игоревич Моисеев, к.т.н., доцент
Михаил Иванович Королев, д.э.н., ген. директор

Information about the authors

Sergey S. Medvedev, Postgraduate
Evgeny I. Makarov, D.Sc. in Economics, Professor
Sergey I. Moiseyev, Ph.D. in Engineering Sciences, Associate Professor
Mikhail I. Korolyov, D.Sc. in Economics, Director General

Статья поступила в редакцию 15.08.2022
Одобрена после рецензирования 25.08.2022
Принята к публикации 29.08.2022

The article was submitted 15.08.2022
Approved after reviewing 25.08.2022
Accepted for publication 29.08.2022

Реклама

АО «КОНЦЕРН «СОЗВЕЗДИЕ»

394018, г. Воронеж. ул. Плехановская, 14, АО «Концерн «Созвездие»
Тел./факс: (473) 252-10-06, www.sozvezdie.su, e-mail: vtf@comch.ru

Комплексная навигационная аппаратура «АЗИМУТ»

Аппаратура «АЗИМУТ» (ИТНЯ.461512.003-12) предназначена для определения координат местоположения, дирекционного угла направления движения, скорости и пройденного пути подвижных наземных объектов, включая объекты на тяжелых колесных и гусеничных шасси, не имеющих артиллерийско-миномётного вооружения и вращающихся башен. Аппаратура имеет небольшой вес и легко устанавливается на объектах.

Блок БН
ИТНЯ.469535.027

Блок ЦМК
ИТНЯ.402128.001

Блок ДП
ИТНЯ.402131.016

Аппаратура обеспечивает определение навигационных параметров на основе комплексной обработки информации, поступающей от 64-х канального спутникового приёмника ГЛОНАСС L1 (с открытым и санкционированным доступом) и GPS L1 (C/A-код), а также от автономной навигационной системы, включающей датчики геомагнитного, инерционного и одометрического типа.

Применение автономной навигационной системы позволяет сохранять работоспособность изделия и устойчивость работы в условиях воздействия искусственных и естественных радиопомех, в зонах, где приём сигналов спутниковых радионавигационных систем затруднен или невозможен.

ОСНОВНЫЕ ТЕХНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

СКО определения координат, не более	10 м
СКО определения координат в автономном режиме, % от пройденного пути	1%
СКО определения дирекционных углов	0.6
СКО определения углов наклона объекта	0.2°
Дискретность измерения координат, пути	1 м
Дискретность измерения углов	0.1°
Напряжение питания, бортсеть	+27 В
Потребляемый ток, не более	0.35 А
Частота обновления измеренных значений	1 Гц
Рабочая температура	от -40° до +50°
Наработка на отказ, не менее	10000 ч
Назначенный ресурс	20000 ч
Назначенный срок службы	15 лет

Правила оформления рукописей, представляемых к публикации в научно-техническом журнале «Теория и техника радиосвязи»

1. Рукопись представляется в 2 экземплярах на листах формата А4 (для авторов из сторонних организаций – в 1 экземпляре) и в виде файла формата doc или docx (на электронный адрес **n.p.fedotova@sozvezdie.su**). Оптимальный объём статьи – 7–8 страниц.

2. К рукописи прилагаются экспертное заключение о возможности опубликования статьи в открытой печати, рецензия, а также на отдельном листе – сведения об авторах, включающие **фамилию, имя, отчество полностью**, ученую степень, ученое звание, область научных интересов, занимаемую должность, полное официальное наименование места работы, контактный телефон и адрес электронной почты.

3. На первой странице рукописи располагаются:

– индекс универсальной десятичной классификации (УДК);

– **на русском и английском языках** – заголовок статьи, имя, отчество и фамилия автора полностью, аннотация, ключевые слова, сведения о финансировании (при наличии).

4. Для оформления рукописи используется текстовый редактор MS Office Word. Шрифт для набора текста – Times New Roman **без стилевого оформления**, размер шрифта – 12, междустрочный интервал – полуторный, абзацный отступ – 0,75 см от левого края, заполнение – по ширине страницы. Задается автоматический перенос слов. Латинские обозначения в тексте должны быть набраны курсивом, русские, греческие обозначения и цифры – прямым шрифтом.

5. Формулы должны быть созданы в редакторе Math Type. **Использование встроенного конструктора формул не допускается!** При наборе формул используются следующие параметры:

Size (Размер)		Написание обозначений
Full (обычный)	11 pt	латинские – *курсив*
Subscript/Superscript (индекс)	8 pt	греческие – прямой шрифт
Sub-Subscript/Superscript (малый индекс)	7 pt	матрицы, векторы – **прямой, жирный**
Symbol (символ)	15,5 pt	сокращения от русских слов в индексах –
Sub-Symbol (малый символ)	13 pt	прямой шрифт, от английских – *курсив*

Формулы, на которые в тексте есть ссылки, должны быть набраны отдельной строкой и пронумерованы в круглых скобках. Расположение формул – по центру, номер располагается по правому краю.

6. Иллюстрации включаются в текст статьи сразу после того абзаца, в котором они впервые упоминаются. Они должны сопровождаться подрисуночными подписями, содержащими номер рисунка (например, Рис. 1) и краткое название. Для подрисуночной подписи используется шрифт Times New Roman, размер – 10. Иллюстрации должны быть чёткими, контрастными, хорошо различимыми при черно-белой печати и иметь разрешение не ниже 150 точек на дюйм. Пояснения, в том числе к условным обозначениям, на рисунке не допускаются – их следует выносить в подрисуночную подпись, заменяя на рисунке цифрами или буквами. Если рисунок создан средствами MS Office Word или Visio, обозначения в нем должны быть набраны шрифтом Times New Roman, размер шрифта – 9.

7. Для таблиц используется шрифт Times New Roman, размер – 10. Таблицы должны быть пронумерованы (например, Таблица 1), иметь тематический заголовок и располагаться сразу после абзаца, в котором они впервые упоминаются.

8. Ссылки на литературные источники нумеруются в квадратных скобках. Затекстовые библиографические ссылки располагаются в порядке цитирования литературных источников и оформляются в соответствии с ГОСТ Р 7.0.5–2008. **Использование перекрестных ссылок не допускается.**