12+

ТЕОРИЯ И ТЕХНИКА РАДИОСВЯЗИ

Научно-технический журнал

№ 1/2022

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».

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

Учредитель и издатель:

АО «Концерн «Созвездие»

Издание зарегистрировано
в Федеральной службе по надзору в сфере связи,
информационных технологий и массовых коммуникаций.
Свидетельство о регистрации
ПИ № ФС77-36740 от 1 июля 2009 г.

Подписной индекс
в Объединенном каталоге «Пресса России»
№ 72972

Страница в Интернете:
http://www.sozvezdie.su/science/nauchnotehnicheskiy_zhurnal/

Набор и верстка компьютерные
Формат 60×88 ⅛ . Уч.-изд. л. 9,6
Тираж 200 экз. Заказ № 256
Подписано в печать: 17.03.2022
Выход в свет: 24.03.2022
Цена свободная.

© АО «Концерн «Созвездие», 2022

СОДЕРЖАНИЕ

№ 1, 2022

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ТЕОРИИ РАДИОСВЯЗИ

Когнитивная концепция синтеза перспективного автоматизированного измерительного комплекса – авиационного виртуального электронного полигона
А.Р. Бестугин, А.Д. Филин, И.А. Киршина, В.П. Рачков…… 5

Методика оперативной оценки возможностей радиолокационной видовой разведки
Е.В. Кравцов ….. 15

Аналитический метод представления процессов с дискретным множеством состояний и непрерывным временем эквивалентной марковской моделью
Д.В. Хрипушин, М.Г. Чикин…..…….. 22

Анализ эффективности детерминированных алгоритмов обнаружения соседних узлов в сетях с направленными антеннами. Часть 1. Непрерывный поиск
Д.Ю. Чаркин, С.Ю. Алехин, Е.В. Григорьев, А.Е. Лимарев, В.Е. Прохоров…… 31

ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ И АЛГОРИТМЫ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ УСТРОЙСТВ РАДИОСВЯЗИ

Математическая модель восстановления синхронизации на основе использования свойств сверточных кодов и модифицированного алгоритма Витерби
Ю.Ю. Синицын, А.Б. Сизоненко……... 44

Модель многоуровневого информационного взаимодействия элементов пространственно-распределенной системы мониторинга
А.В. Тимошенко, Д.А. Клецков, Н.А. Солдатенкова, В.В. Черкасов ..……. 49

Исследование структуры передаваемых данных систем связи стандарта IEEE 802.15.3-2016
К.Д. Титов, Ю.Г. Петров, Е.Э. Головацкая ……..……. 58

РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ И ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ ЭЛЕКТРОНИКА РАДИОСВЯЗИ

Варианты реализации подземной антенны УКВ диапазона в виде двухзаходной спирали Архимеда с экраном
В.И. Николаев, Ю.Г. Пастернак, В.А. Пендюрин, С.М. Федоров …… 68

Влияние количества элементов антенн на вероятности ошибки приема сигналов в беспроводных MIMO системах при наличии помех
Ю.Н. Паршин, В.Н.Т. Нгуен ……..... 78

Повышение точности оценки угловых координат целей на основе использования многолучевых антенных систем в радарных головках самонаведения ракет
Ю.Г. Пастернак, В.А. Пендюрин, С.М. Федоров ……..... 85

Фазированные антенные решетки с диаграммообразующей схемой на основе различных вариантов конструкции радиального волновода
Ю.Г. Пастернак, В.А. Пендюрин, С.М. Федоров, В.И. Чугуевский ……. 94

Общие вопросы теории радиосвязи

Теория и техника радиосвязи. 2022. № 1. С. 5–14. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2022. No. 1. Pp. 5–14. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 621.391.28

Когнитивная концепция синтеза перспективного автоматизированного измерительного комплекса – авиационного виртуального электронного полигона

А.Р. Бестугин[1], А.Д. Филин[2], И.А. Киршина[3], В.П. Рачков[4]
[1,3]Институт радиотехники, электроники и связи, Санкт-Петербург, Россия
[2,4]Санкт-Петербургский гос. университет аэрокосмического приборостроения, Санкт-Петербург, Россия
[1,3]zlata@aanet.ru, [2]fadadf@rambler.ru, [4]vprevp@jandex.ru

Аннотация. *Рассмотрено перспективное направление развития авиационных полигонов на основе концепции объединения средства измерения, имитации и моделирования учебно-боевых действий. Приведены общая концепция, структура построения и методики оценки летно-тактической подготовки на основе реализации возможностей предложенных структур автоматизированных измерительных систем в составе авиационного виртуального электронного полигона.*

Ключевые слова: *летно-тактическая подготовка, авиационный виртуальный электронный полигон, полигонный измерительный комплекс, методика оценки, приведенная зона поражения.*

Финансирование: *исследования выполнены при поддержке Российского фонда фундаментальных исследований, грант № 20-07-00437-а.*

Common issues of radio communication theory

Cognitive concept of a synthesis of a promising automated measuring complex – an aviation virtual electronic range

A.R. Bestugin[1], A.D. Filin[2], I.A. Kirshina[3], V.P. Rachkov[4]
[1,3]Institute of Radio Engineering, Electronics and Communication, Saint Petersburg, Russia
[2,4]Saint Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, Saint Petersburg, Russia
[1,3]zlata@aanet.ru, [2]fadadf@rambler.ru, [4]vprevp@jandex.ru

Abstract. *A promising direction for the development of aviation ranges based on the concept of combining the means of measurement, simulation and modelling of combat and training operations is considered. The general concept, structure of construction and methods of flight and tactical training evaluation based on the implementation of capabilities of the proposed structures of automated measurement systems in the composition of the aviation virtual electronic range are presented.*

Keywords: *flight and tactical training, aviation virtual electronic range, range measuring complex, methodology assessment, reduced area of destruction.*

Funding: *the studies were supported by the Russian Fund of Fundamental Investigation, grant № 20-07-00437-a.*

© Бестугин А.Р., Филин А.Д., Киршина И.А., Рачков В.П., 2022

Анализ современного состояния и развития инфраструктуры оперативно-тактической подготовки летных экипажей (ЛЭ) и расчетов боевого управления авиацией (БУА) позволяет выявить тенденции ведущих держав к созданию условий обучения, близких к реальным боевым действиям, реализуемых с помощью специальных электронных полигонов. Активная разработка и внедрение электронных полигонных комплексов в США начались с 1973 года. В настоящее время созданная инфраструктура обучения и подготовки ВВС и ВМФ США и НАТО насчитывает около 21 полигона. Они широко используются как в повседневной летно-тактической подготовке, так и при подготовке летных экипажей и расчетов специалистов боевого управления авиацией (СБУА) к специальным акциям. Вместе с тем, анализ проводимых учений и современного опыта применения вооруженных сил позволяет сделать вывод, что именно воздушно-космическая сфера станет главной и определяющей сферой современной вооруженной борьбы [1, 2]. В связи с поступлением на вооружение новых авиационных боевых комплексов (АБК) вопросы подготовки авиационных подразделений и частей Воздушно-космических сил (ВКС) России нуждаются в постоянном исследовании и развитии, а подходы в обучении летных экипажей и специалистов боевого управления авиацией требуют эволюции. В настоящее время подготовка включает три этапа: теоретическая, тренажная и летная подготовка. Особым видом летной подготовки является летно-тактическая подготовка (ЛТП), которая направлена на обучение ведению боевых действий (выполнению боевых задач) одиночно, в составе авиационной части и подразделения. В процессе ЛТП проводятся летно-тактические учения (ЛТУ), совершенствуется тактическая и огневая подготовка с применением различных авиационных средств поражения (АСП), отрабатываются способы и приемы преодоления противовоздушной обороны (ПВО) «противника», в том числе с применением средств радиоэлектронного противодействия (РЭП). По результатам выполнения упражнений ЛТП (ЛТУ) определяется готовность авиационных подразделений и частей ВКС к выполнению задач по предназначению. Вместе с тем, как показывают результаты исследований и опыт ведущих стран, достижение высокого качества обучения ЛТП экипажей и СБУА авиационных частей ВКС возможно только при отработке задач в условиях, приближенных к современным реальным боевым действиям [3].

Постановка проблемы развития авиационных полигонов

В настоящее время задачи ЛТП (ЛТУ) выполняются экипажами (подразделениями, частями) на различных авиационных полигонах (АП) государственной авиации (рис. 1) [4].

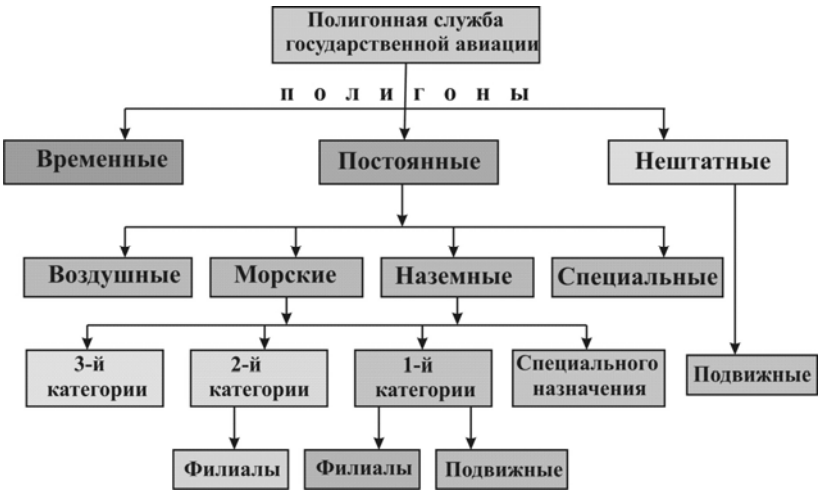


Рис. 1. Классификация авиационных полигонов государственной авиации

Контроль воздушного пространства и управление экипажами, группами тактического назначения (ГТН) в районе полигонов осуществляется в основном с использованием радиолокационных станций (РЛС), таких как: П-18, П-37, ДРЛ-7, ДРЛ-10, 1РЛ-131Р, 19Ж6, 22Ж6, 55Ж6, 64Ж6, или визуально. Результаты применения АСП по наземным целям (координаты точек разрывов) регистрируются наблюдателями с помощью приборов визуального наблюдения: теодолиты (РТ-1-

01), переносные артиллерийские буссоли (ПАБ-2, ПАБ-2АМ), бинокли (Б-12, БП-7х35), трубки зенитные командные (ТЗК), артиллерийские стереотрубы (АСТ), лазерные дальномеры и др., которые располагаются на наблюдательных пунктах (вышках). Данные засечек по телефону передаются оператору вычислительного отделения для нанесения их на планшет обработки результатов применения АСП. Время применения АСП регистрируется хронометражистом по показаниям часов на пункте управления АП [4].

Результаты действий истребительной авиации оцениваются по материалам наземных и бортовых средств объективного контроля (ОК) после посадки самолетов.

Таким образом, стремительное развитие авиации породило огромное противоречие между возможностями современных АБК и условиями проведения и оценки ЛТП (ЛТУ) частей ВВС на АП, в которых допускается много условностей, не способствующих освоению ЛЭ всех боевых возможностей АБК [4]. Технические средства и системы АП остаются на послевоенном уровне и в существующей системе ЛТП обеспечивают получение объективной оценки подготовки экипажей, ГТН, подразделений и СБУА частей ВВС с большими условностями.

Перспективная структура синтеза авиационных полигонов

Необходимость повышения эффективности индивидуальной и групповой ЛТП приводит к идее создания среды обучения на основе функционирования автоматизированных измерительных комплексов, моделей воздушной и наземной оперативно-тактической обстановки (ОТО), АСП и систем противодействия авиации.

Анализ современного состояния и развития инфраструктуры ЛТП ведущих стран позволяет выявить тенденцию к созданию условий обучения, близких к реальным боевым действиям, реализуемых с помощью специальных авиационных «электронных полигонов» [5]. Поиск путей расширения функциональных возможностей АП государственной авиации осуществлялся при исследовании особенностей ЛТП в условиях функционирования системы «экипаж – самолет – среда обучения». Исследование организации совместного функционирования набора моделей систем вооружения, летательных аппаратов, наземных средств обеспечения полетов, ПВО и РЭП синхронно с реальными полетами ЛЭ позволило найти концептуальное направление инновационного развития инфраструктуры авиационных полигонов ВКС.

Концепция предусматривает разработку и внедрение принципиально новых технологий и обучающих автоматизированных комплексов (АК) – «виртуальных электронных полигонов», обеспечивающих подготовку и оценку ЛЭ, расчетов КП на новом, более высоком методическом уровне и качественное освоение всех боевых возможностей АБК. Основой реализации данного направления должна стать многофункциональная система, объединяющая в рамках единого комплекса – «виртуального электронного полигона» – автоматизированные средства измерения, системы имитации, моделирования и оценки «боевых» действий в реальном масштабе времени (РМВ). В структурном исполнении АК ЛТП – «виртуальный электронный полигон» представляет собой набор взаимосвязанных компонентов, расположенных на летательных аппаратах (ЛА), а также на местности в пределах территории полигона. Для проверки основных концептуальных и технических решений реализации указанной концепции по приближению условий учебно-боевых действий (УБД) к реальным действиям и получения объективной оценки результатов выполнения задач ЛТП (ЛТУ) в РМВ определено, что структура «электронного полигона» должна включать элементы, представленные на рис. 2.

При этом программное обеспечение (ПО) должно обеспечивать синхронизацию информационной базы, моделей и функционирование всех элементов комплекса в едином информационном пространстве на этапах планирования летно-тактических учений, управления, контроля и оценки всей совокупности задач и процессов при выполнении задач ЛТП (ЛТУ). Предусматривается, что управление экипажами (ГТН) должно осуществляться СБУА со штатных рабочих мест командных пунктов (КП) авиационных частей, а ввод условий (сценария), контроль и оценка результатов выполнения задач ЛТП (ЛТУ) – группой руководства учением (ГРУ), размещаемой в центре управления и контроля (ЦУК) на своих автоматизированных рабочих местах (АРМ). При этом исходные данные для оценки и представления результатов должны поступать в моделирующий комплекс (МК) по наземным линиям связи и радиоканалам в РМВ. По наземным линиям связи в МК поступают результаты применения всех АСП с наземных полигонов. По радиоканалу передается прицельно-навигационная информа-

ция и разовые команды от бортового информационного комплекса (БИК) реальных самолетов. В структуре АК ЛТП – «виртуальный электронный полигон» сопряжение МК с наземными объектами (КП, АП, ЦУК) и БИК обеспечивает:

– ввод в базу данных библиотеки условных знаков оперативной обстановки, геодезической информации района учений, характеристик и моделей АСП, средств ПВО, РЭП, АБК, сценариев учений;

– решение прикладных задач в объеме обязанностей лиц ГРУ, моделирование и выбор оптимальных решений на выполнение поставленных задач;

– сбор, обработку материалов ОК, отображение информации и результатов выполнения задач ЛТП (ЛТУ) как отдельных экипажей, так и подразделений и частей в РМВ на АРМ ГРУ и экране коллективного пользования (ЭКП);

– моделирование ОТО условий УБД на бортовых индикаторах АБК, средствах управления КП авиационных частей, применение АСП по наземным и воздушным целям, противодействие ПВО и РЭП, а также постановку задач и вводных обучаемым;

– контроль лицами ГРУ действий экипажей и СБУА на всех этапах полета (ЛТУ).

Контроль действий обучаемых обеспечивается посредством вызова и отображения на АРМ ГРУ интерактивных специализированных форматов, формируемых МК по запросу лиц ГРУ, способствующих выполнению оперативного контроля выполнения задач ЛТУ и контроля безопасности полетов. При этом информативно использование следующих основных форматов: «оперативно-тактической обстановки» сценария ЛТП (ЛТУ), «индикатора воздушной обстановки» рабочего места СБУА КП, «вид из точки в пространстве», «вид из кабины» любого самолета, «оценки» результатов действий по наземным и воздушным целям и некоторых дополнительных.

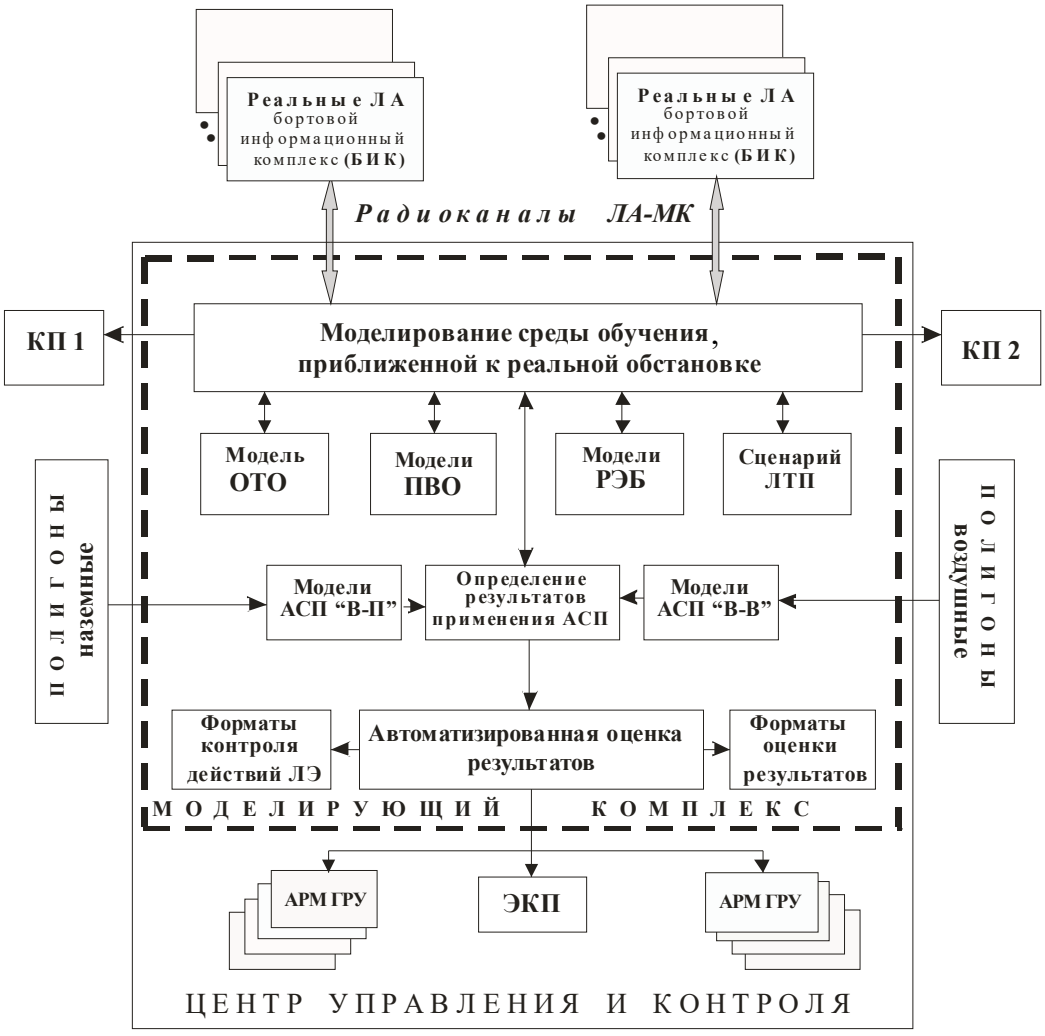


Рис. 2. Структурные элементы АК ЛТП – «электронный полигон»

Примеры форматов «вид из точки в пространстве», «вид из кабины» любого самолета показаны на рис. 3.

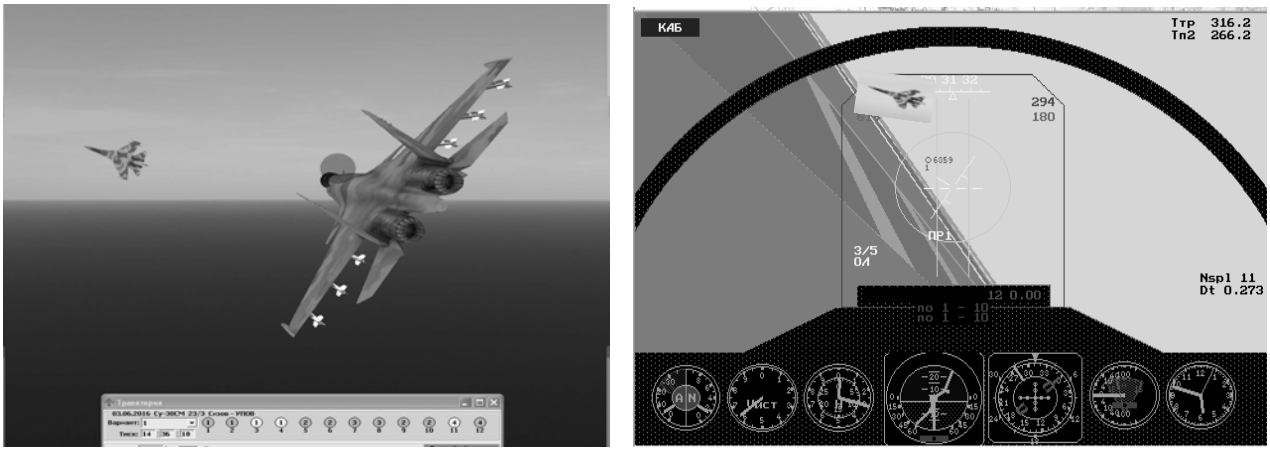


Рис. 3. Форматы контроля действий экипажей истребительной авиации

Концепция синтеза перспективных автоматизированных измерительных комплексов наземных полигонов

Наземные полигоны предназначены для реального и условного (моделируемого) применения АСП. Они должны оборудоваться перспективными автоматизированными полигонными измерительными комплексам огневого (АПИК-О) и тактического (АПИК-Т) полигонов. АПИК-О обеспечивает автоматическую регистрацию, обработку, отображение на АРМ оператора и передачу в МК результатов реального применения всех типов АСП (управляемых, неуправляемых). В состав АПИК-О входит:

– телевизионная измерительная система (ТВИС) для видеорегистрации и определения точек разрыва АСП;

– система регистрации прямых попаданий (СРПП) для регистрации количества прямых попаданий при стрельбе из пушечного вооружения. Информация от вибродатчиков, установленных на мишени, передается по радиоканалу и отображается на мониторе АРМ оператора системы в РМВ (рис. 4).

Рис. 4. Отображение числа попаданий на АРМ оператора системы СРПП

АПИК-Т включает систему регистрации лазерного пятна (СРЛП), которая обеспечивает автоматизированную регистрацию положения ЛП при прицеливании и условном применении неуправляемых авиационных ракет (НАР), управляемых АСП с лазерной головкой самонаведения, пушечного вооружения, а также [6]:

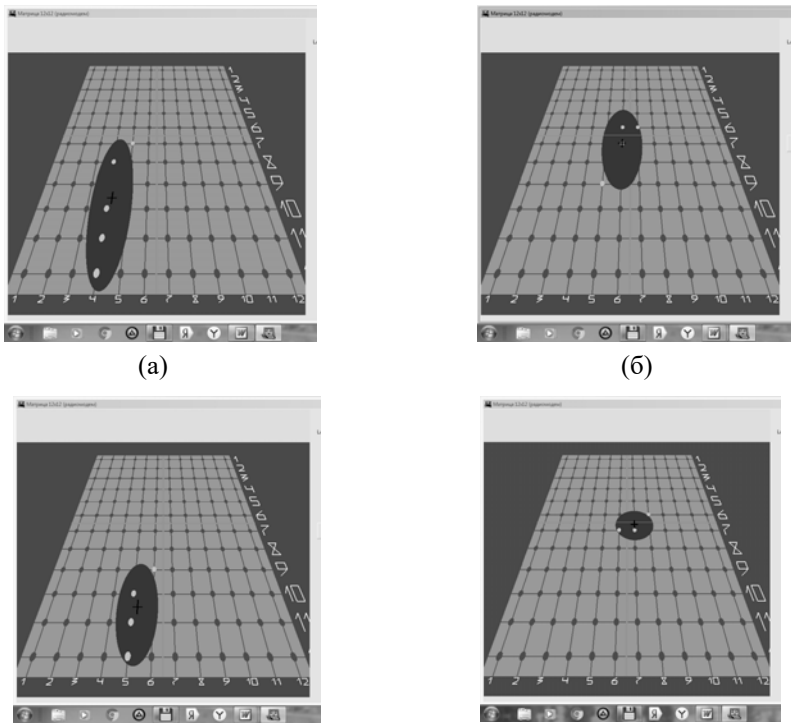
– регистрацию информации о положении лазерного пятна и отображение её на рабочем месте оператора одновременно с четырех мишенных полей (рис. 5);

– контроль площади мишени одним комплектом – 30×60 м. Один комплект матрицы включает 100 фотоприемников (10×10);

– передачу информации по радиоканалу на дальность до 15 км;

– привязку импульсов к шкале единого времени с точностью не хуже 5 мкс.

Форма и размеры лазерного пятна при условном применении АСП зависят от типа летательного аппарата, высоты полета и режима прицеливания (с горизонтального полета, с пикирования). Варианты отображения регистрируемого ЛП в РМВ с четырех мишеней при прицеливании различных ЛА, в режиме горизонтального полета (ГП) и с пикирования показаны на рис. 5.



(а) (б) (в) (г)

Рис. 5. Отображение положения лазерного пятна с четырех мишеней в РМВ:
а) прицеливание Су-25 в ГП на малой высоте;
б) прицеливание Су-25 с высоты 2000 м с углом пикирования 15°;
в) прицеливание Су-27 с высоты 1800 м с углом пикирования 10°; г) прицеливание вертолета ГП

Создание и объединение указанных измерительных систем наземных полигонов в единый комплекс обеспечивает возможность перехода к новой концепции оценки результатов применения АСП – по эффективности выполнения поставленных задач. Концепция предполагает разработку новых универсальных методик оценки результатов, которые позволят не только оценивать применение АСП (управляемых, неуправляемых, реальное, моделируемое), но и учитывать влияние противодействия на результаты их применения в РМВ. В рамках перехода к новой концепции оценки в предлагаемых методиках предусматривается учет как координат падения АСП, так и степени поражения всех целей в РМВ. Для определения ущерба используется обобщенный показатель поражающего действия АСП с обычным зарядом по целям, уязвимость которых применяемым АСП характеризуется координатным законом поражения. В качестве такого показателя принимается приведенная зона поражения (ПЗП) в форме прямоугольника

(Sп). При накрытии одиночной цели ПЗП считается, что вероятность её поражения равна единице. Площадь ПЗП (Sп) представляется в форме прямоугольника со сторонами lx в направлении полета и lz – в боковом направлении (т.е. в направлении главных осей рассеивания средств поражения) (рис. 6) [6, 7].

Размеры ПЗП зависят от типа АСП, типа цели, степени ее защищенности, типа поражения, условий применения. Цель считается пораженной с заданной степенью, если при наложении на точку разрыва приведенной зоны поражения соответствующей степени поражения A, B, C она на 80% накрывает цель. При этом приведенная зона поражения ориентируется стороной lx по курсу захода – курсу сброса при применении неуправляемых АСП (бомбы, НАР).

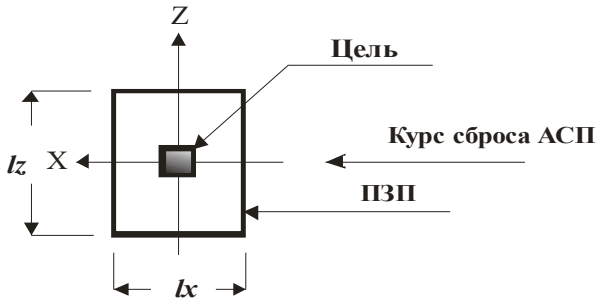


Рис. 6. Схема приведенной зоны поражения АСП

Это условие применяется для целей Sц $< lx*lz$ (т.е. размеры цели меньше ПЗП АСП), где Sц – площадь цели, а $lx*lz$ – стороны ПЗП АСП. В случае Sц $> lx*lz$ (т.е. цель больше ПЗП) цель считается пораженной с заданной степенью при условии попадания в нее целого числа АСП ($n_{зад}$), которое рассчитывается по формуле

$$n_{зад} = E\left[\frac{0{,}8S_{ц}}{l_x * l_z} + 0{,}5\right], \qquad (1)$$

где Sц – площадь цели; lx; lz – размеры приведенной зоны поражения применяемых АСП; коэффициент 0,5 обозначает округление до целого числа попаданий.

Оценка определяется путем сравнения необходимого (заданного) и фактического количества попаданий. Так, при ($n_{поп} \geq n_{зад}$) задача выполнена, при $n_{поп} < n_{зад}$ задача не выполнена, оценка – «неудовлетворительно».

При действии по групповому объекту оценка ущерба определяется по состоянию группового объекта после воздействия на него средств поражения или по числу степени пораженных элементарных объектов ($n_{пор}$). Методика оценки экипажей (группы) учитывает всю многовариантность типов поражения элементарных объектов, входящих в состав группового объекта [8, 9]:

– $\bigcup_A$ – доля элементарных объектов, пораженных по типу A;

– $\bigcup_B$ – доля объектов, пораженных по типу B;

– $\bigcup_C$ – доля объектов, пораженных по типу C;

– $\bigcup_0$ – доля непораженных объектов.

Очевидно, что сумма этих величин равна единице:

$$\bigcup_A + \bigcup_B + \bigcup_C + \bigcup_0 = 1. \qquad (2)$$

Так, для задачи поражения 1/2 целей по степени A задача считается выполненной при $n_{порA} \geq 1/2N$. Тогда при $n_{порA} < 1/2N$ задача не выполнена (оценка «неудовлетворительно»). Повышение оценки за боевое применение АСП будет зависеть от количества и степени поражения объектов сверх заданных $1/2N$ (по типу A) и определяться значением оценочного коэффициента ($K_{оц}$) по формуле

$$K_{оц} = 0{,}5 + \frac{\Delta n_A}{N}\left[1 + \left(1 - \frac{S_A}{S_c}\right)\right] + \frac{n_B}{N}\left[1 + \left(1 - \frac{S_B}{S_C}\right)\right] + \frac{n_C}{N}, \qquad (3)$$

где 0,5 – требуемое количество пораженных объектов ($1/2N$) по типу A;

Δn_A – количество пораженных объектов по типу A сверх $1/2N$;

n_B – общее количество объектов, пораженных по типу B;

n_C – общее количество объектов, пораженных по типу C;

S_A, S_B, S_C – ПЗП пораженных целей в составе групповой (сверх $1/2N$).

По рассчитанному значению определяется интервал, в который попадает ($K_{оц}$), и на основе этого определяется оценка ударной группы (рис. 7).

Каждому интервалу соответствует итоговая оценка. В данном случае значение 0,5 является границей между «удовлетворительно» и «неудовлетворительно».

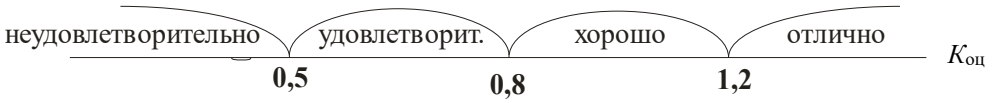


Рис. 7. Интервалы определения оценки результатов применения АСП

При оценке задачи поражения 1/2 целей по степени *B* сравниваются варианты:

при $n_{порA} + n_{порB} < 1/2N$ –задача не выполнена,

при $n_{порA} + n_{порB} \geq 1/2N$ –задача выполнена, и рассчитывается $K_{оц}$.

При этом может быть два случая:

1. Если из всего количества пораженных целей $n_B \geq 1/2N$, то оценочный коэффициент рассчитывается по выражению

$$K_{оц} = 0{,}5 + \frac{n_A}{N}\left[1 + \left(1 - \frac{S_A}{S_B}\right)\right] + \frac{\Delta n_B}{N} + \frac{n_C}{N}\left(1 - \frac{S_B}{S_C}\right); \quad (4)$$

где n_A – все объекты, пораженные по степени *A*;

Δn_B – объекты, пораженные по степени *B*, сверх 1/2*N*;

n_C – все объекты, пораженные по степени *C*.

2. Если из всего количества пораженных целей $n_B < 1/2N$, но $n_A + n_B \geq 1/2N$, то оценочный коэффициент рассчитывается по выражению

$$K_{оц} = 0{,}5 + \frac{n_A}{N}\left(1 - \frac{S_A}{S_B}\right) + \frac{\Delta n_A}{N}\left[1 + \left(1 - \frac{S_A}{S_B}\right)\right] + \frac{n_C}{N}\left(1 - \frac{S_B}{S_C}\right); \quad (5)$$

где n_A – объекты, пораженные по степени *A*, входящие в 1/2*N*,

Δn_A – объекты, пораженные по степени *A*, сверх 1/2*N*,

n_C – все объекты, пораженные по степени *C*.

По рассчитанному значению $K_{оц}$ определяется интервал и оценка (рис. 7).

Аналогичный подход применяется при оценке задачи поражения целей по степени *C*.

Концепция синтеза воздушных измерительных комплексов виртуальных электронных полигонов

В составе АК ЛТП – «виртуальный электронный полигон» должно обеспечиваться выполнение задач экипажами и группами с применением реальных УР «В-В» по воздушным мишеням, а также выполнение задач истребительной авиацией (ИА) с ведением воздушных боев (дальний, ближний) с моделированием применения УР «В-В» и определение результатов условного поражения реальных самолетов в РМВ. При этом факт условного поражения реальных самолетов определяется в РМВ по результатам моделируемого противодействия средств ПВО или условного применения УР «В-В». Моделирование УР «В-В» начинается с момента прохождения разовой команды, после нажатия боевой кнопки (БК). Условия моделирования определяются по прицельно-навигационной информации, поступающей из БИК в МК в РМВ. По результатам моделирования определяется вероятность поражения ($P_{пор}$) ЛА. При достижении $P_{пор}$ некоторого заданного (гарантированного) значения ($P_{гар}$) самолет считается сбитым и выводится из боевого порядка, то есть должно соблюдаться условие $P_{пор} \geq P_{гар}$.

Эффективность выполнения экипажами тактических приемов при преодолении ПВО и ведении воздушных боев оценивается лицами ГРУ. При ведении ближних воздушных боев ИА контроль действий экипажей осуществляется посредством вызова определенных форматов, как показано на рис. 3. Возможности АК ЛТП – «электронный полигон» позволяют разрабатывать и применять новое методическое обеспечение оценки задач, выполняемых ИА. При этом методики автоматизированной оценки результатов выполнения поставленных задач должны учитывать не только количество пораженных самолетов обусловленного противника, но и их тип, результаты их действий, а также исходное соотношение сил ИА. Так, при оценке задачи прикрытия ИА наземных объектов оценочный коэффициент может рассчитываться с применением выражения [10]

$$K_{оц} = \frac{K_{ЭП}}{БВ}, \quad (6)$$

где Кэп – коэффициент эффективности прикрытия наземных объектов,

БВ – соотношение боевых возможностей истребительной авиации.

Величина Кэп зависит от количества пораженных прикрываемых ИА объектов ударной авиацией. Чем меньше объектов прикрытия поражено, тем выше коэффициент прикрытия, который определяется выражением

$$K_{\text{ЭП}} = \left(1 - \frac{N_{\text{ЦП}}}{N_{\text{Ц}}}\right), \qquad (7)$$

где $N_{\text{ЦП}}$ – количество пораженных наземных целей в составе прикрываемых истребителями ($N_{\text{И}i}$) объектов;

$N_{\text{Ц}}$ – общее количество наземных целей в составе прикрываемых объектов.

Соотношение боевых возможностей должно определяться с учетом соотношения количества противоборствующих самолетов ИА и общего количества у них ракет УР «В-В». Для ИА прикрытия количество объектов БВи может определяться выражением

$$\text{БВ}_{\text{И}} = \sum_{i=1}^{K} N_{\text{И}i} \sum_{j=1}^{Kpi} r_{ij}\,, \qquad (8)$$

где $N_{\text{И}i}$ – количество истребителей прикрытия объектов i-го типа;

K – количество типов истребителей прикрытия объекта;

K_{pi} – количество типов ракет на истребителе типа i;

r_{ij} – количество ракет типа j на истребителе типа i.

Аналогично определяются БВип истребителей противодействия:

$$\text{БВ}_{\text{ИП}} = \sum_{i=1}^{M} N_{\text{ИП}i} \sum_{j=1}^{Kpi} r_{ij}\,, \qquad (9)$$

где $N_{\text{ИП}i}$ – количество истребителей «противника» i-го типа;

M – количество типов истребителей «противника»;

K_{pi} – количество типов ракет на истребителе типа i;

r_{ij} – количество ракет типа j на истребителе типа i.

Тогда относительные потери ударной авиации «противника» до применения им АСП повышают оценочный коэффициент и учитываются в числителе (6) выражением

$$\frac{N_{\text{УП}}}{N_{\text{У}}}, \qquad (10)$$

где $N_{\text{УП}}$ – количество пораженных ударных самолетов до применения ими АСП,

$N_{\text{У}}$ – общее количество ударных самолетов.

Потери истребителей прикрытия ударной авиации учитываются через коэффициент потерь истребителей прикрытия боевого порядка:

$$K_{\text{ПИ}} = \left(1 - \frac{N_{\text{ПИП}}}{N_{\text{С}}}\right), \qquad (11)$$

где $N_{\text{ПИП}}$ – количество пораженных истребителей прикрытия боевого порядка,

$N_{\text{С}}$ – общее количество самолетов боевого порядка.

Исходя из вышеизложенного, с учетом (7)–(11) $K_{\text{оц}}$ результатов действий ИА прикрытия объектов будет определяться выражением

$$K_{\text{оц}} = \frac{\left(1 - \frac{N_{\text{ЦП}}}{N_{\text{Ц}}}\right) + \frac{N_{\text{УП}}}{N_{\text{У}}}}{\left(\frac{\sum_{i-1}^{K} N_{\text{И}i} \sum_{j=1}^{Kpi} r_{ij}}{\sum_{i=1}^{M} N_{\text{ИП}i} \sum_{j=1}^{Kpi} r_{ij}}\right) * \left(1 - \frac{N_{\text{ПИ}}}{N_{\text{С}}}\right)}. \qquad (12)$$

По оценочному коэффициенту определяется оценка действий ГТН ИА при прикрытии наземных объектов. Значения оценочных коэффициентов должны быть уточнены по мере накопления статистических результатов выполнения задач ЛТП в условиях «виртуального электронного полигона».

Выводы

Представленные методики обладают свойствами валидности и могут быть использованы в качестве математического обеспечения для разработки алгоритмов и программ автоматизированной оценки результатов выполнения задач оперативно-тактической авиацией в условиях АК ЛТП – «виртуальный электронный полигон».

Представленная на рис. 2 структура перспективного АК ЛТП – «авиационного виртуального электронного полигона», обладающая научной новизной, позволит на основе возможностей МК, автоматизированных измерительных комплексов наземных АП и бортовых информационных комплексов, входящих функционально в его структуру, приблизить виртуальные условия ЛТП к реальным боевым и обеспечит учет влияния всех основных факторов при интегральной оценке результатов выполнения задач ЛТП (ЛТУ) в РМВ. Реализация представленной инновационной концепции по созданию современной инфраструктуры АП обеспечит переход к новой когнитивной методике подготовки эки-

пажей и СБУА, разработку и внедрение новых универсальных методик объективной автоматизированной оценки результатов ЛТП в реальном масштабе времени, что значительно повысит уровень подготовки летных экипажей, авиационных подразделений и частей ВКС РФ.

Список источников

1. *Филин А.Д.* Перспективные учебно-тренировочные комплексы для организации оперативно-тактической подготовки в военно-воздушных силах // Сборник научных трудов «Новые технологии» / РАН. 2013. С. 177–183.

2. *Корабельников А.* Эволюция воздушно-космического противника // Арсенал отечества. 2019. № 2 (40). С. 74–75.

3. *Филин А.Д., Бестугин А.Р., Рачков В.П., Шатраков Ю.Г.* Инновационно-когнитивная концепция развития обучающих средств в авиации // Вестник воздушно-космической обороны. 2017. № 1 (13). С. 23–28.

4. *Бестугин А.Р., Киршина И.А., Филин А.Д., Рачков В.П.* Организация эксплуатации воздушного пространства. М.: ИНФРА-М, 2021. 256 с.

5. *Бестугин А.Р., Володягин А.В., Филин А.Д., Шатраков Ю.Г.* Совершенствование процесса обучения летного состава и специалистов управления авиационных подразделений // Информационно-управляющие системы. СПб.: Политехника, 2014. С. 15–24.

6. *Джурасович П.Д.* Деятельность ИМК ФГУП «ГосНИИАС» по разработке методов и средств повышения эффективности летных испытаний // Сборник докладов научно-технической конференции «Методы и средства повышения эффективности летных испытаний», Ахтубинск. 2017. С. 7–19.

7. *Филин А.Д., Рачков В.П., Шатраков Ю.Г.* Виртуальные авиационные электронные полигоны – состояние и тенденции развития // Вестник «Воздушно-космической обороны» / ПАО «НПО «Алмаз». 2018. № 4 (20). С. 109–123.

8. *Буравлев А.И.* Методика оценки эффективности поражения объектов при сложной структуре ущерба // Военная мысль. 2010. № 3. С. 39–45.

9. *Фесенко Ю.Н.* О задачах стрельбы и степенях поражения объектов при применении высокоточного оружия // Военная мысль. 2010. № 2. С. 58–65.

10. *Рачков В.П.* Общий подход к автоматизированной оценке истребительной авиации на авиационном «электронном полигоне» // Военная мысль 2019. № 5. С. 120–130.

Информация об авторах

Александр Роальдович Бестугин, д.т.н., профессор, директор
Александр Дмитриевич Филин, д.т.н., профессор
Ирина Анатольевна Киршина, к.э.н., зам. директора
Валерий Петрович Рачков, к.т.н., докторант

Information about the authors

Alexander R. Bestugin, D.Sc. in Engineering Sciences, Professor, Director
Alexander D. Filin, D.Sc. in Engineering Sciences, Professor
Irina A. Kirshina, Ph.D. in Economics, Deputy Director
Valery P. Rachkov, Ph.D., Doctoral Student

Статья поступила в редакцию 08.11.2021
Одобрена после рецензирования 18.11.2021
Принята к публикации 26.11.2021

The article was submitted 08.11.2021
Approved after reviewing 18.11.2021
Accepted for publication 26.11.2021

Теория и техника радиосвязи. 2022. № 1. С. 15–21. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2022. No 1. Pp. 15–21. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 623.624

Методика оперативной оценки возможностей радиолокационной видовой разведки

Евгений Владимирович Кравцов
Военно-воздушная академия им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина, Воронеж, Россия
evgenijkravtsov@mail.ru

Аннотация. *Разработана методика оперативной оценки возможностей радиолокационной видовой разведки, которая основана на применении в качестве показателя оценки функциональной зависимости вероятности обнаружения объекта от дальности разведки при типизации исходных данных по средству ведения разведки, объекту защиты и условиям ведения разведки.*

Ключевые слова: *радиолокационная видовая разведка, оперативная оценка, синтезирование апертуры антенны.*

The methodology of operational assessment of the capabilities of radar specific reconnaissance

Evgeny V. Kravtsov
Military Air Academy named after professor N.E. Zhukovsky and Yu.A. Gagarin, Voronezh, Russia
evgenijkravtsov@mail.ru

Abstract. *A method of operational assessment of the capabilities of radar specific reconnaissance is developed, which is based on the use as an indicator of the functional dependence of the probability of detecting an object on the range of reconnaissance when typing the initial data on the means of conducting reconnaissance, the object of protection and the conditions of conducting reconnaissance.*

Keywords: *radar specific reconnaissance, operational assessment, synthesis of the antenna aperture.*

Особое место в общем объеме развединформации, добываемой видовыми разведками, принадлежит радиолокационной видовой разведке (РЛР-В). Это обусловлено такими ее преимуществами, как отсутствие зависимости от времени суток, года, погодных условий; большая дальность действия и информативность изображений, приближающаяся к оптическому диапазону; возможность обнаружения замаскированных растительностью и слоем земли объектов, которые могут также двигаться; ведение разведки в реальном масштабе времени. Указанные преимущества обеспечиваются высокими характеристиками аппаратуры и, прежде всего, достигаемой в настоящее время разрешающей способности. Средствами РЛР-В, представляющими собой многофункциональные РЛС с синтезированием апертуры (РСА), оснащены в настоящее время различные типы космических и воздушных носителей [1–3].

Учитывая особую опасность РЛР-В, необходимо владеть методикой оперативной оценки возможностей данного вида разведки для обеспечения своевременного и эффективного противодействия ей.

Целью статьи является обоснование методики оперативной оценки возможностей РЛР-В, позволяющей связать вероятность обнаружения объекта защиты W_0 с дальностью ведения разведки D_p в явном виде $W_0 = f\left(D_p\right)$.

Для оценки возможностей РЛР-В необходимо задать определенные показатели, под которыми обычно понимают некоторые функции, в количественной мере выражающие степень соответствия достигнутых результатов поставленным целям [4, 5]. В работах [6, 7] изложен методический подход к комплексной оперативной оценке возможностей технических средств разведки в

© Кравцов Е.В., 2022

различных физических полях, позволяющий определять функциональные зависимости показателей защищенности объектов защиты от дальности ведения разведки в условиях неполноты и неопределенности исходных данных, характерных для высокой динамики ведения технической разведки. Однако применительно к РЛР-В следует отметить объективные трудности учета различных факторов, присущие данному виду разведки. Они связаны с разнообразием тактических задач, параметров и режимов работы РСА и режимов съемки; условиями функционирования; зависимостью статистических характеристик функций отражения от характеристик фона и объектов, рабочего диапазона длин волн (от сантиметрового до метрового), соотношения размеров элемента разрешения и объекта и др. Неконтролируемые изменения характеристик объектов, условий работы и параметров РСА могут достигать 7 дБ [1]. Это позволяет использовать при обосновании методики оценки расчетные формулы без уточняющих коэффициентов и в более общем виде, поскольку уточнения теряют смысл.

Методический подход для повышения оперативности дистанционного зондирования земных покровов для поиска объектов космическими и воздушными средствами видовой разведки рассмотрен в работе [8]. Разработан алгоритм оперативной оценки возможностей средств дистанционного зондирования при поиске объекта противовоздушной обороны средствами видовой разведки для типовых характеристик объекта поиска, средств и условий ведения видовой разведки.

Постановка задачи. Обычно при проведении анализа и оценок рассматривают следующие типовые задачи обнаружения: картографирование; обнаружение точечного объекта на слабо отражающем фоне; обнаружение точечного объекта на сильно отражающем фоне; обнаружение объекта с «отрицательным» контрастом. Решаются и специальные задачи: селекция движущихся объектов; «скоростной портрет»; поляризационный режим; интерферометрический режим.

Для оперативной оценки в условиях априорной неопределенности достаточно ограничиться одним режимом. Будем исходить из того, что главной задачей РЛР-В является распознавание класса и типа объекта разведки, а это возможно при высокой разрешающей способности РСА, когда площадь элемента разрешения меньше площади объекта, то есть объект распределенный. В этом случае обнаружение каждого разрешаемого элемента объекта происходит на любом фоне. При этом финальный результат обработки в РСА в зрительном восприятии – контур объекта, проявляющийся как яркостный разностный контраст между объектом и фоном [1, 9]. Исходя из этого, определяя рабочий режим для получения оперативной методики оценки, сделаем следующее допущение: обнаружение происходит на фоне шума, то есть собственный шум является помехой, а полезным сигналом является разностный сигнал.

Схема разведки для выбранного режима работы РСА и параметры РЛС, объекта, фона и условий ведения представлены на рис. 1.

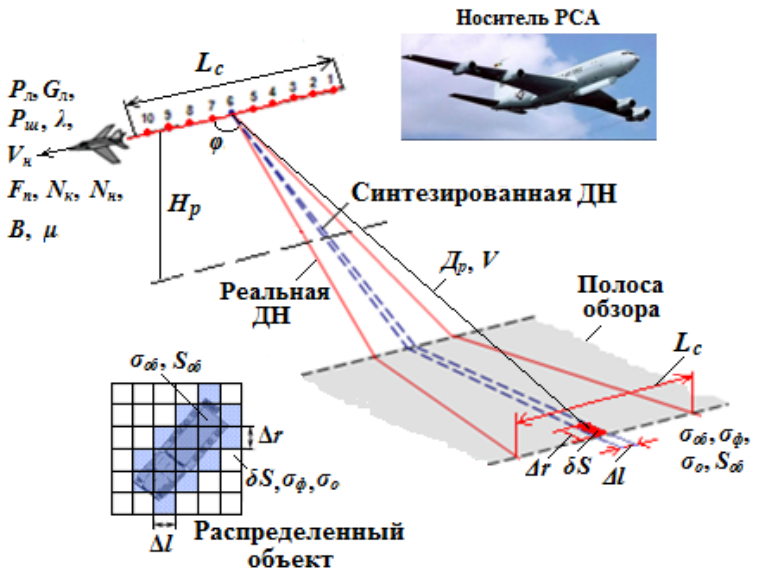


Рис. 1. Схема ведения радиолокационной видовой разведки

Результаты исследований. Примем экспоненциальную вероятностную модель мощности помех вида

$$\psi_{\text{ш}}(P)=\frac{1}{P_{\text{ш}}}\exp\left(-\frac{P}{P_{\text{ш}}}\right), \quad (1)$$

где $\psi_{\text{ш}}(P)$ – плотность распределения вероятностей мощности помехи; $P_{\text{ш}}$ – мощность шума.

Тогда вероятность ложной тревоги $W_{\text{ЛТ}}$ при принятом пороге обнаружения p_0 может быть найдена из соотношения

$$W_{\text{ЛТ}}=\int_{p_0}^{\infty}\psi_{\text{ш}}(P)dP. \quad (2)$$

С учетом (1) эта вероятность будет $W_{\text{ЛТ}}=\exp\left(p_0/P_{\text{ш}}\right)$, а значение порога p_0 может быть найдено как

$$p_0=-P_{\text{ш}}\cdot\ln W_{\text{ЛТ}}. \quad (3)$$

Вероятность правильного обнаружения объекта W_0 при принятом пороге p_0 определяется выражением

$$W_0=\int_{p_0}^{\infty}\psi_{\text{СШ}}(P)dP, \quad (4)$$

где $\psi_{\text{СШ}}(P)$ – плотность распределения вероятностей суммарной мощности помехи и полезного сигнала в виде модуля разности мощностей эхосигналов объекта $P_{\text{об}}$ и фона $P_{\text{ф}}$.

Принимая мощность полезного сигнала также распределенной по экспоненциальному закону, выражение для плотности распределения вероятностей суммарного сигнала $\psi_{\text{СШ}}(P)$ может быть записано в виде

$$\psi_{\text{сш}}(P)=$$

$$=\frac{1}{P_{\text{ш}}+\left|P_{\text{об}}-P_{\text{ф}}\right|}\exp\left(-\frac{P}{P_{\text{ш}}+\left|P_{\text{об}}-P_{\text{ф}}\right|}\right). \quad (5)$$

В соответствии с (4) и (5) вероятность правильного обнаружения объекта в этом случае будет

$$W_0=\exp\left(-\frac{p_0}{P_{\text{ш}}+\left|P_{\text{об}}-P_{\text{ф}}\right|}\right). \quad (6)$$

После подстановки (3) в (6) получим известное выражение [2] для вероятности правильного обнаружения сигнала с неизвестной амплитудой и начальной фазой в виде

$$W_0=\left(W_{\text{ЛТ}}\right)^{\frac{1}{1+q_{\text{э}}^2}}, \quad (7)$$

где $q_{\text{э}}^2=\dfrac{\left|P_{\text{об}}-P_{\text{ф}}\right|}{P_{\text{ш}}}$ – эквивалентное (в соответствии с принятым допущением) отношение сигнал/шум на входе приемника РЛС [10].

Далее преобразуем выражение (7) так, чтобы все параметры, характеризующие процесс обнаружения, входили в это выражение в явном виде. Для этого воспользуемся уравнением радиолокации. Можно показать, что мощность эхосигнала зависит от элемента разрешения объекта $P_{\text{об}}$ на входе приемника РЛС с учетом потерь в среде распространения и приемном тракте:

$$P_{\text{об}}=\frac{P_{\text{л}}\cdot G_{\text{л}}^2\cdot\lambda^2\cdot B^2\cdot N_{\text{к}}^2\cdot\mu\cdot V\cdot\sigma_{\text{об.э}}}{(4\pi)^3\cdot D_{\text{р}}^4}, \quad (8)$$

где $P_{\text{л}}$ – импульсная мощность передатчика РЛС; $G_{\text{л}}$ – коэффициент усиления антенны; λ – длина волны; B – база сигнала; $N_{\text{к}}$ – количество когерентно накапливаемых импульсов за время синтезирования апертуры; μ – коэффициент потерь в ВЧ тракте (4...7 дБ); V – множитель ослабления сигнала в среде распространения; $\sigma_{\text{об.э}}$ – ЭПР разрешаемого элемента объекта; D_p – дальность разведки.

Соответственно, мощность эхосигнала от фона $P_{\text{ф}}$ на входе приемника РЛС будет определяться выражением

$$P_{\text{ф}}=\frac{P_{\text{л}}\cdot G_{\text{л}}^2\cdot\lambda^2\cdot B^2\cdot N_{\text{к}}^2\cdot\mu\cdot V\cdot\sigma_{\text{ф}}}{(4\pi)^3\cdot D_{\text{р}}^4}, \quad (9)$$

где $\sigma_{\text{ф}}$ – ЭПР фона.

Мощность шумов приемника РЛС определяется выражением

$$P_{\text{ш}}=k\cdot K_{\text{ш}}\cdot T_0\cdot\Delta f_{\text{с}}, \quad (10)$$

где k – постоянная Больцмана; $K_{\text{ш}}=2...4$ – коэффициент шума приемника; $T_0=4\cdot10^{-21}$ Вт/Гц; $\Delta f_{\text{пр}}$ – ширина полосы пропускания приемника

РЛС, определяемая шириной спектра сигнала $\Delta f_{\text{с}}$, $\Delta f_{\text{пр}} = (1{,}1...1{,}2)\Delta f_{\text{с}}$.

Число когерентно накапливаемых импульсов $N_{\text{к}}$ за время синтезирования зависит от требуемого разрешения по азимуту и частоты следования импульсов и может быть записано как

$$N_{\text{к}} = \frac{\lambda \cdot D_{\text{р}} \cdot F_{\text{п}}}{2 \cdot \Delta l \cdot V_{\text{н}} \cdot \sin\varphi}, \qquad (11)$$

где Δl – разрешающая способность по азимуту; $V_{\text{н}}$ – скорость носителя; $F_{\text{п}}$ – частота повторения импульсов; φ – угол наблюдения относительно вектора путевой скорости [1].

Для распределенного объекта значение ЭПР разрешаемого элемента объекта в общем случае определяется как отношение разрешаемой площадки δS к площади объекта $S_{\text{об}}$:

$$\sigma_{\text{об.э}} = \sigma_{\text{об}} \frac{\delta S}{S_{\text{об}}}, \qquad (12)$$

где $\sigma_{\text{об}}$ – ЭПР объекта в целом, определяемая по справочным данным.

В сантиметровом диапазоне волн может быть использована эмпирическая формула

$$\sigma_{\text{об.э}} \approx (0{,}5...1{,}0)\delta S. \qquad (13)$$

Для объектов с гладкой поверхностью (крылатые ракеты, самолеты) выбирается меньшее значение коэффициента, а для сложных по конфигурации объектов – большее значение.

Значение разрешаемой площадки δS определяется как произведение разрешающих способностей РЛС по дальности Δr и азимуту Δl. В РСА при определении типа объекта стремятся обеспечить равенство $\Delta r \sim \Delta l$. Поэтому можно принять

$$\delta S = \Delta r \cdot \Delta l \approx \Delta l^2. \qquad (14)$$

Значение ЭПР фона определяется соотношением

$$\sigma_{\text{ф}} = \sigma_0 \cdot \delta S \approx \sigma_0 \Delta l^2, \qquad (15)$$

где σ_0 – удельная ЭПР фона, зависящая от характера поверхности, длины волны и угла облучения (определяется по справочным данным).

С учетом (8)–(15) выражение для эквивалентного отношения сигнал/ шум приобретает вид

$$q_{\text{э}}^2 = \frac{P_{\text{л}} \cdot G_{\text{л}}^2 \cdot \lambda^3 \cdot B \cdot F_{\text{п}} \cdot \mu \cdot N_{\text{н}} \cdot \Delta l}{2 \cdot (4\pi)^3 \cdot P_{\text{ш}} \cdot V_{\text{н}} \cdot \sin\varphi} \times$$
$$\times V \cdot \left| \frac{\sigma_{\text{об}}}{S_{\text{об}}} - \sigma_0 \right| \cdot \frac{1}{D_{\text{р}}^3}, \qquad (16)$$

где $N_{\text{н}}$ – количество некогерентных суммирований изображений одного и того же участка для уменьшения спекл-шумов (обычно $N_{\text{н}} \approx 2\ldots5$).

Объединим все параметры в (16), относящиеся к РСА и носителю, в один коэффициент $k_{\text{ВР}}$ и по аналогии с видовыми разведками, рассмотренными ранее, назовем его коэффициентом вида разведки. Этот коэффициент имеет размерность [м^3], рассчитывается заранее для усредненных параметров по принятым видам разведки (космической, воздушной):

$$k_{\text{ВР}} = \frac{P_{\text{л}} \cdot G_{\text{л}}^2 \cdot \lambda^3 \cdot B \cdot F_{\text{п}} \cdot \mu \cdot N_{\text{н}} \cdot \Delta l}{2 \cdot (4\pi)^3 \cdot P_{\text{ш}} \cdot V_{\text{н}} \cdot \sin\varphi}. \qquad (17)$$

Параметры из выражения (16), характеризующие объект и фон, также представим в виде одного коэффициента объект–фон $k_{\text{ОФ}}$:

$$k_{\text{ОФ}} = \left| \frac{\sigma_{\text{об}}}{S_{\text{об}}} - \sigma_0 \right|. \qquad (18)$$

Этот коэффициент подлежит расчету в каждом конкретном случае оценки.

Тогда с учетом (17) и (18) эквивалентное отношение сигнал/шум приобретает вид

$$q_{\text{э}}^2 = k_{\text{ВР}} \cdot V \cdot k_{\text{ОФ}} \cdot \frac{1}{D_{\text{р}}^3}. \qquad (19)$$

Расчетная формула (7) для вероятности правильного обнаружения с учетом (19) преобразуется следующим образом:

$$W_0 = (W_{\text{ЛТ}})^{\frac{1}{1 + k_{\text{ВР}} \cdot V \cdot k_{\text{ОФ}} \cdot \frac{1}{D_{\text{р}}^3}}}. \qquad (20)$$

Таким образом, полученное выражение (20) устанавливает явную зависимость вероятности правильного обнаружения от дальности ведения разведки при фиксированной вероятности ложной тревоги для данного вида разведки, устанавливаемого с помощью фиксированного коэффициента вида разведки $k_{\text{ВР}}$.

Значения этого коэффициента определяются в соответствии с (17) для обобщенных (типизированных) параметров РСА и решаемой тактической задачей определения типа объекта при близкой к лучшей разрешающей способности. При этом предполагается независимость $k_{\text{ВР}}$ от длины волны, следующая из общего принципа получения уравнения радиолокации.

Произведение множителя ослабления V на коэффициент, характеризующий объект и фон $k_{\text{ОФ}}$, определяется конкретными условиями разведдоступности объекта «на земле» и возможностями противодействия и подлежит расчету в каждом данном случае, порождая множественный характер зависимостей вида (20) (семейство кривых). Учет возможности противодействия РЛР-В путем использования способов радиолокационной маскировки, уменьшающих ЭПР объекта, например, с помощью радиолокационных поглощающих покрытий, можно осуществить введением соответствующего коэффициента в выражение для $k_{\text{ОФ}}$. Тогда формула (18) преобразуется к виду

$$k_{\text{ОФ}} = \left| \frac{\sigma_{\text{об}}}{S_{\text{об}}} \cdot k_{\text{РПП}} - \sigma_0 \right|, \qquad (21)$$

где $k_{\text{РПП}}$ – коэффициент ослабления мощности сигнала поглощающим покрытием.

Типовые покрытия имеют в сантиметровом диапазоне поглощение 15...25 дБ в полосе до 20% от центральной частоты [1]. Поэтому при расчетах достаточно выбирать 20 дБ. Уменьшение ЭПР объекта, находящегося под слоем растительности, почвы, снега, учитывается с помощью аналогичного коэффициента, значение которого определяется толщиной покрытия и коэффициентом поглощения материала. Потери в атмосфере на практике начинают учитывать для длин волн $\lambda \le 3$ см. В этом случае значение множителя ослабления, исходя из его определения и удвоенного расстояния, может быть найдено из соотношения

$$V = 10^{-0{,}2\alpha \cdot D_{\text{р}}}, \qquad (22)$$

где α – коэффициент затухания [дБ/км], зависящий от частоты, состояния атмосферы, характера трассы.

Для проверки работоспособности предлагаемой методики рассмотрим контрольный пример определения тактической воздушной разведкой объекта со следующими усредненными параметрами РСА: $P_{\text{л}} = 10^3$ Вт; $G_{\text{л}} = 2500$; $P_{\text{пр}} = 10^{-13}$ Вт; $\lambda = 0{,}03$ м; $B = 200$; $N_{\text{н}} = 3$; $\mu = -10$ дБ; $V_{\text{н}} = 300$ м/с; $F_{\text{п}} = 1000$ Гц; $\varphi = 90^{\text{o}}$; $\Delta l = 1$ м.

Для приведенных исходных данных в соответствии с (17) значение коэффициента вида разведки составит $k_{\text{ВР}} \approx 4{,}2 \cdot 10^{16}$ [м^3]. Для выбора дискретных значений коэффициента объект–фон $k_{\text{ОФ}}$, необходимых для получения семейства кривых $W_0 = f\left(D_{\text{р}}\right)$, установим диапазон возможных значений отношения ЭПР объекта к его площади $\sigma_{\text{об}}/S_{\text{об}}$ и диапазон возможных значений удельной ЭПР фона σ_0 для типовых фонов при фиксированном угле облучения. Семейство кривых $W_0 = f\left(D_{\text{р}}\right)$, полученных в соответствии с выражением (20) при фиксированных значениях коэффициента объект–фон из диапазона возможных его значений для воздушной разведки самолетами тактической авиации, представлено на рис. 2.

При воздушной РЛР-В актуальна реализация дальности прямой видимости объекта. Для ее учета с графиками $W_0 = f\left(D_{\text{р}}\right)$ совмещена зависимость $D_{\text{пр}} = f\left(H_{\text{р}}\right)$ дальности прямой видимости $D_{\text{пр}}$ от высоты РЛР $H_{\text{р}}$ (совмещены оси $D_{\text{р}}$ и $D_{\text{пр}}$) при фиксированной высоте объекта, принятой равной $h_{\text{об}} \approx 3$ м. Шкала высот разведки на рис. 2 ограничена для $D_{\text{р}} = 200$ км значением 5 км.

При построении графика $H_{\text{р}} = \varphi\left(D_{\text{р}}\right)$ выражение для дальности прямой видимости использовано в виде

$$H_{\text{р}} = \left(0{,}243 D_{\text{р}} - \sqrt{h_{\text{об}}}\right)^2. \qquad (23)$$

Полученные в результате оценки значения дальностей должны сопоставляться с найденной по графику $H_{\text{р}} = \varphi\left(D_{\text{р}}\right)$ для заданной высоты полета носителя дальностью прямой видимости, а в качестве результата должны использоваться меньшие значения дальности.

Для принятой обобщенной оценки правомерно использовать в качестве нормативных показателей обоснованные значения вероятностей обнаружения (скрытия) объектов либо дальностей, соответствующих этим вероятностям.

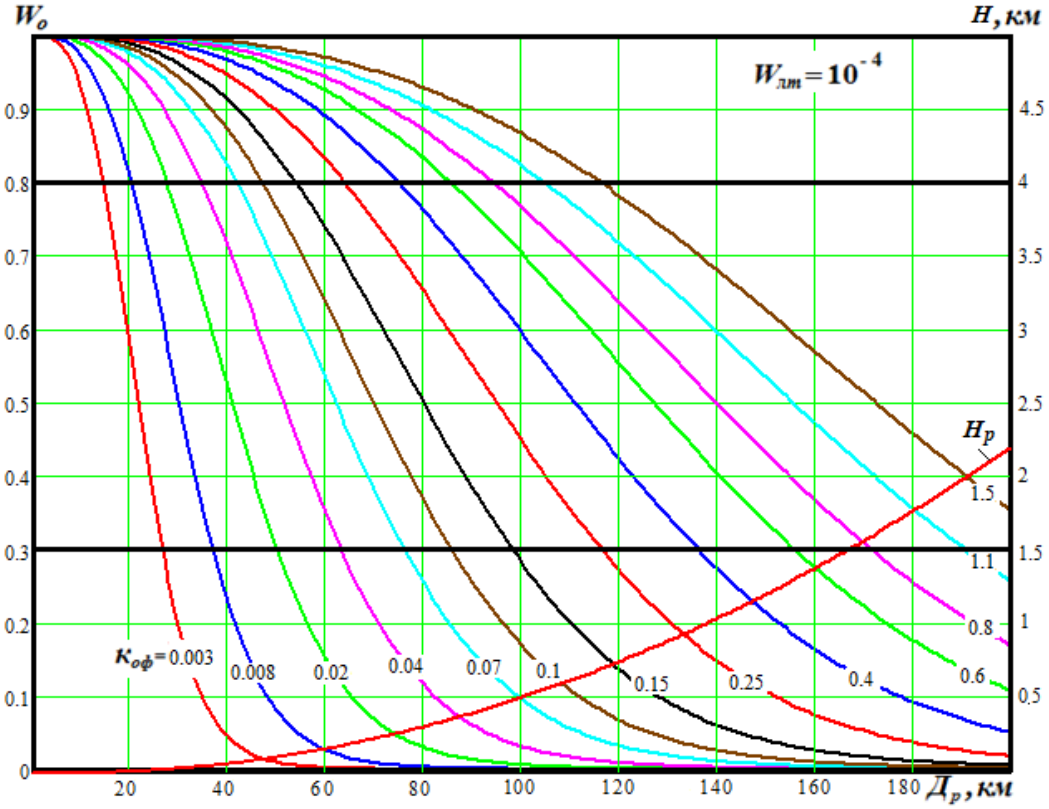


Рис. 2. Графики для оценки возможностей воздушной радиолокационной видовой разведки технической защиты информации

Поскольку распознавание типа (класса) объекта связано с оценкой его формы, то пороговые значения вероятностей могут быть найдены из условия непревышения ошибки в оценке формы $\leq 10\%$ (по аналогии с измерениями, когда допустимая ошибка не должна превышать 0,1 от абсолютного значения измеряемой величины), что соответствует вероятности обнаружения $W_0 \geq 0{,}8$. Тогда в первом приближении для задачи распознавания формы объекта в качестве порогового значения можно принять условие $W_{\text{р}} \approx W_0 \geq 0{,}8$, а для задачи скрытия формы – условие $W_{\text{р. скр}} \approx W_0 < 0{,}8$. Дальности $D_{\text{р}2}$, соответствующие указанным условиям, определяемые из рис. 2 для заданной ситуации, будут определять зону распознавания типа объекта и зону скрытия типа объекта.

Таким образом, предлагаемая методика оценки возможностей РЛР-В основывается на функциональной зависимости вероятности обнаружения объекта от дальности разведки, связана с использованием обобщенных данных по средству ведения разведки, объекту и условиям, учитывает все возможные способы организации противодействия техническим средствам разведки и отличается наглядностью.

Список источников

1. *Купряшкин И.Ф., Лихачев В.П.* Космическая радиолокационная съемка земной поверхности в условиях помех: монография. Воронеж: ИПЦ «Научная книга», 2014. 460 с.

2. *Груздов В.В., Колковский Ю.В., Криштопов А.В., Кудря А.И.* Новые технологии дистанционного зондирования Земли из космоса. М.: Техносфера, 2018. 482 с.

3. *Леньшин А.В., Тихомиров Н.М., Попов С.А.* Бортовые радиоэлектронные системы. Основы построения: учебное пособие / Под ред. А.В. Леньшина. 2-е изд., перераб. и доп. Воронеж: ИПЦ «Научная книга», 2021. 486 с.

4. *Леньшин А.В., Кравцов Е.В.* Методика адаптивного распределения сил и средств комплексного технического контроля по объектам защиты в различных физических полях разнесенного приема // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2020. № 4. С. 15–22.

5. *Леньшин А.В., Кравцов Е.В.* Оптимизация распределения разнородного ресурса комплексов и средств комплексного технического контроля по объектам защиты в различных физических полях // Телекоммуникации. 2021. № 2. С. 17–20.

6. *Леньшин А.В., Кравцов Е.В.* Функциональный метод обобщенных параметров для оперативной оценки возможностей технических средств разведки // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2021. № 3. С. 23–32.

7. *Кравцов Е.В.* Методический подход к комплексной оперативной оценке возможностей выявления сведений об объектах защиты // Телекоммуникации. 2020. № 9. С. 33–41.

8. *Леньшин А.В., Кравцов Е.В.* Оперативная оценка возможностей средств дистанционного зондирования наземных объектов // Всероссийские открытые Армандовские чтения: Современные проблемы дистанционного зондирования, радиолокации, распространения и дифракции волн / Материалы Всероссийской открытой НК. Муром: ИПЦ МИ ВлГУ, 2021. С. 463–468.

9. *Купряшкин И.Ф., Лихачев В.П., Рязанцев Л.Б.* Малогабаритные РЛС с непрерывным частотно-модулированным излучением. Монография. М.: Радиотехника, 2020. 280 с.

10. Радиоэлектронные системы. Основы построения и теория. Справочник. Изд. 2-е, перераб. и доп. / Под ред. Я.Д. Ширмана. М.: Радиотехника, 2007. 512 с.

Информация об авторах

Е.В. Кравцов, к.т.н., доцент, начальник кафедры

Information about the authors

E.V. Kravtsov, Ph.D. in Engineering Sciences, Associate Professor, Head of Chair

Статья поступила в редакцию 15.11.2021
Одобрена после рецензирования 25.11.2021
Принята к публикации 03.12.2021

The article was submitted 15.11.2021
Approved after reviewing 25.11.2021
Accepted for publication 03.12.2021

Теория и техника радиосвязи. 2022. № 1. С. 22–30. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2022. No 1. Pp. 22–30. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 519.87:519.857.3

Аналитический метод представления процессов с дискретным множеством состояний и непрерывным временем эквивалентной марковской моделью

Денис Владимирович Хрипушин[1], Михаил Геннадьевич Чикин[2]
[1,2]Военно-воздушная академия им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина, Воронеж, Россия
[1]dvh36@mail.ru, [2]m.g.chikin@mail.ru

Аннотация. *Анализируются недостатки марковских и полумарковских процессов общего вида для описания систем с дискретным множеством состояний. Для систем, не укладывающихся в ограничения, накладываемые теорией марковских процессов, предлагается описание в виде полумарковских и немарковских процессов с временами безусловных переходов между состояниями, распределенными по обобщенным законам Эрланга. Предложен метод сведения таких процессов к марковским путем введения псевдосостояний. Приводится алгоритм сведения. Предлагаемый метод позволяет описать процесс в виде системы обыкновенных линейных дифференциальных уравнений, допускающей эффективное решение численными методами.*

Ключевые слова: *процессы с дискретным множеством состояний и непрерывным временем, марковские, полумарковские и немарковские процессы, метод сведения полумарковских и немарковских процессов с временами безусловных переходов между состояниями, распределенными по обобщенным законам Эрланга, к марковским.*

Analytical method for processes with discrete state set and continuous time to be represented by equivalent Markov model

Denis V. Khripushin[1], Mikhail G. Chikin[2]
[1,2]Military Air Academy named after professor N.E. Zhukovsky and Yu.A. Gagarin, Voronezh, Russia
[1]dvh36@mail.ru, [2]m.g.chikin@mail.ru

Abstract. *The shortcomings of general Markov and semi-Markov processes to describe the discrete state set systems are studied. It is proposed to describe the systems being not within limitations to be imposed by Markov process theory, in the form of semi-Markov and non-Markov processes with unconditional transition times between states distributed by generalized Erlang's laws. The technique to reduce such processes to Markov ones through pseudo-state introduction is proposed. The reduction algorithm is provided. The proposed method permits to describe the process in the form of ordinary linear differential equation system making possible the effective solution with numerical techniques.*

Keywords: *processes with discrete state set and continuous time, Markov, semi-Markov and non-Markov processes, technique for reduction of semi-Markov and non-Markov processes with unconditional transition times between states distributed by generalized Erlang's laws to Markov ones.*

Многие системы, встречающиеся в жизни, допускают адекватное описание в виде процессов с дискретным множеством состояний и непрерывным временем. К ним относятся технические системы с отказами, процессы гибели и размножения, системы массового обслуживания, динамика конфликтных ситуаций, импульсные системы автоматического управления, системы передачи данных и многие другие [1–3]. Множество состояний процесса и законы переходов из состояния в состояние определяются физической сущностью конкретной рассматриваемой системы. Как правило, значение показателя эффективности функционирования системы (E) рассчитывается как некоторый функционал от вероятностей нахождения процесса в состояниях:

$$E = F\left(P_1(t), P_2(t), ..., P_N(t)\right), \qquad (1)$$

© Хрипушин Д.В., Чикин М.Г., 2022

где $P_i(t)$ – вероятность пребывания процесса в состоянии i в момент времени t; N – общее число состояний процесса. Таким образом, при описании систем в виде процессов с дискретным множеством состояний важнейшей задачей является нахождение функций $P_i(t)$. При этом с точки зрения проведения исследований конфликтных ситуаций представляет интерес динамика рассматриваемого процесса, а не его установившийся стационарный режим, не изменяющийся во времени. Для процессов же с одним финальным состоянием стационарный режим тривиален и характеризуется пребыванием в финальном состоянии с вероятностью, равной 1. Характерным примером являются системы массового обслуживания, в которых факт обслуживания заявки является очевидным, а интерес представляет именно распределение времени обслуживания.

Целью работы является разработка аналитического метода представления процессов с дискретным множеством состояний и непрерывным временем с произвольным распределением времен переходов в виде эквивалентной марковской модели.

Весьма простыми получаются аналитические соотношения для функций $P_i(t)$ рассматриваемого процесса в предположении, что он является марковским [2–4]. Это эквивалентно предположению о том, что все безусловные времена переходов из состояния в состояние распределены по показательному закону [5] с плотностями распределения, рассчитываемыми по формуле

$$f_{ij}(t) = \lambda_{ij} e^{-\lambda_{ij} t}. \qquad (2)$$

Параметр λ_{ij}, называемый интенсивностью перехода, имеет ясный физический смысл – это величина, обратная среднему времени безусловного перехода из состояния i в состояние j. Предположение о марковском характере процесса оправдывается еще и тем, что во многих случаях имеется априорная информация только относительно средних значений моделируемых временных параметров системы. При этом предположении функции $P_i(t)$ удовлетворяют системе обыкновенных линейных дифференциальных уравнений Колмогорова [6]:

$$\frac{dP_i(t)}{dt} = \sum_{j=1}^{N} \lambda_{ji} \cdot P_j(t) - \sum_{j=1}^{N} \lambda_{ij} \cdot P_i(t),\ i = 1...N, \qquad (3)$$

$$P_i(0) = P_{0i},\ i = 1...N, \qquad (4)$$

где P_{0i} – вероятности пребывания процесса в нулевой момент времени в состояниях «i». В обозначениях $\overline{P}(t) = \left(P_1(t),...,P_N(t)\right)$, $\overline{P}_0 = \left(P_{01},...,P_{0N}\right)$, K – матрица $N \times N$ коэффициентов правой части системы (3), и решение системы (3), (4) может быть записано в аналитическом виде

$$\overline{P}(t) = e^{Kt} \cdot \overline{P_0} = \left(\sum_{n=0}^{\infty} \frac{t^n \cdot K^n}{n!} \right) \cdot \overline{P_0}. \qquad (5)$$

На практике более целесообразно решение системы (3), (4) численными методами, что не представляет никаких затруднений. Хорошо себя зарекомендовали самые простые одношаговые методы типа явного и неявного методов Эйлера [7]. Последний, несмотря на необходимость обращения матрицы, практически не имеет ограничений (снизу) на количество шагов и позволяет существенно ускорить расчеты. Стандартные процедуры численного решения систем дифференциальных уравнений заложены в популярные прикладные математические пакеты для ЭВМ *Mathcad* и *Maple*.

Существенным недостатком марковских процессов является жесткое ограничение на форму законов распределения времен переходов. На рис. 1 (график *а*) изображен общий вид плотности распределения показательного закона. Для него характерно, что меньшие значения величины появляются с большей вероятностью. Для большинства встречающихся на практике случайных величин это далеко не так. Для времени выполнения каких-либо действий, решения задач, принятия решений, передачи информации как большие, так и малые значения маловероятны, а наиболее вероятны значения в окрестности среднего. Это соответствует форме плотности распределения вероятностей, представленной на рис. 1 (график *б*).

Другим недостатком марковских процессов является полное отсутствие последействия. Из-за этого в рамках марковских моделей нельзя, например, различить системы массового обслуживания, начинающие после восстановления прибора обслуживать заявку заново, и системы, продолжающие обслуживание с учетом предыдущей работы, ведь остаток времени обслуживания распределен по тому же самому закону, что и все обслуживание.

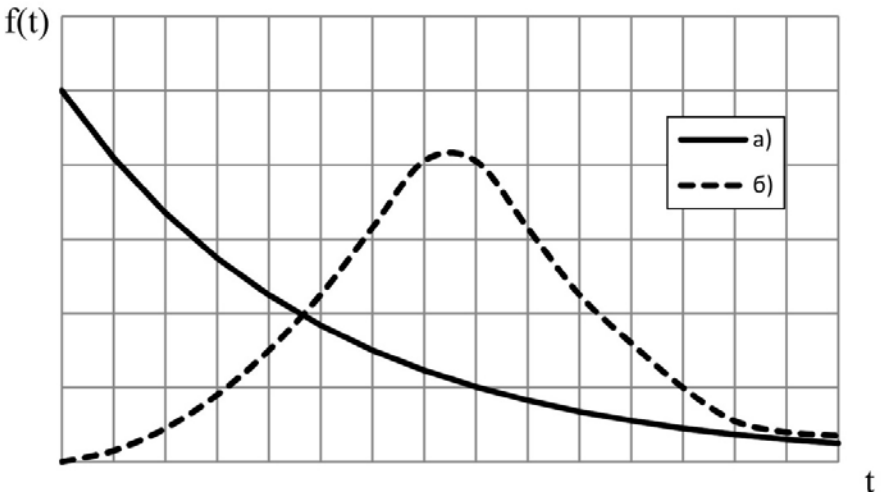


Рис. 1. Формы плотностей распределения

О том, что марковские процессы не всегда адекватно отражают реальные процессы, неоднократно писалось в литературе. Однако примеров того, как это предположение приводит к очевидно неправильным выводам, в литературе до сих пор не встречалось. Приведем пример, показывающий, что предположение об экспоненциальном распределении случайных величин надо делать с большой осторожностью.

Пусть прибор выполняет определенную задачу в среднем за время T. Для выполнения той же задачи выделено два прибора, допускающих параллельную работу. Как организовать их работу для скорейшего решения задачи? Такими приборами могут быть два обнаружителя или пеленгатора с задачей просканировать определенный диапазон частот, два землекопа с задачей выкопать яму определенного размера и т.п.

В подавляющем большинстве случаев ответ очевиден – для скорейшего выполнения задачи надо разделить работу между приборами. Но, может быть, пусть каждый прибор выполняет работу целиком, и, как первый закончит, объявить задачу выполненной? Проведем расчеты времени выполнения задачи при двух способах организации работы в предположении об экспоненциальном распределении времени выполнения задачи.

Процесс выполнения работы параллельно двумя приборами естественным образом моделируется марковским процессом с графом состояний, приведенным на рис. 2.

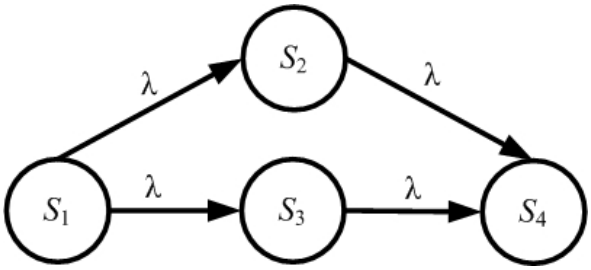


Рис. 2. Граф состояний параллельного выполнения работы двумя приборами

Смысл состояний в графе следующий: S_1 – приборы приступили к работе; S_2 – первый прибор выполнил свою половину, а второй – нет; S_3 – второй прибор выполнил свою половину, а первый – нет; S_4 – оба прибора выполнили свои половины работы (задача решена). Интенсивности переходов между состояниями одинаковы и составляют величину, обратную среднему времени выполнения половины работы одним прибором, т.е. $\lambda = (T/2)^{-1} = 2/T$. Как обычно, обозначая через $P_i(t)$ вероятности нахождения процесса в момент времени t в состоянии с номером i, составляем относительно функций $P_i(t)$ систему обыкновенных линейных дифференциальных уравнений Колмогорова [6, 8]:

$$\begin{cases} P_1' = -2\lambda \cdot P_1, \\ P_2' = \lambda \cdot P_1 - \lambda \cdot P_2, \\ P_3' = \lambda \cdot P_1 - \lambda \cdot P_3, \\ P_4' = \lambda \cdot P_2 + \lambda \cdot P_3. \end{cases} \qquad (6)$$

Естественными начальными условиями для системы (6) являются $P_1(0) = 1$, $P_2(0) = 0$, $P_3(0) = 0$, $P_4(0) = 0$, что означает рассмотрение процесса с момента начала работы приборов.

Полученная система допускает решение в явном виде. Из первого уравнения с учетом начальных условий получаем $P_1(t) = e^{-2\lambda t}$. Подставляя во второе и третье уравнения и решая их как линейные неоднородные, получаем с учетом начальных условий $P_2(t) = P_3(t) = e^{-\lambda t} - e^{-2\lambda t}$. Следовательно, $P_4'(t) = 2\lambda \cdot \left(e^{-\lambda t} - e^{-2\lambda t}\right)$, откуда $P_4(t) = 1 - 2e^{-\lambda t} + e^{-2\lambda t}$.

Физический смысл функции $P_4(t)$ – это вероятность выполнения всей работы за время t, т.е. это интегральная функция распределения случайной величины «время выполнения работы». Таким образом, среднее время выполнения работы двумя приборами может быть найдено как

$$M_1 = \int_0^\infty t dP_4(t) = \int_0^\infty t \cdot 2\lambda \cdot \left(e^{-\lambda t} - e^{-2\lambda t}\right) dt =$$

$$= 2\lambda \cdot \left(\frac{1}{\lambda^2} - \frac{1}{(2\lambda^2)}\right) = \frac{1,5}{\lambda} = 0,75T.$$

Процесс выполнения каждым прибором работы целиком моделируется марковским процессом с графом состояний, представленным на рис. 3.

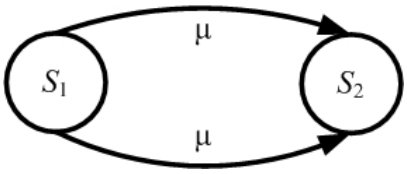


Рис. 3. Граф состояний выполнения работы каждым прибором

Смысл состояний в графе следующий: S_1 – приборы приступили к работе; S_2 – хотя бы один из приборов выполнил свою работу. Интенсивности переходов обратны среднему времени выполнения работы одним прибором, т.е. $\mu = 1/T$. Переход из состояния S_1 в состояние S_2 может произойти в результате окончания работы первым прибором или в результате окончания работы вторым прибором, поэтому на графе имеется два перехода, что, конечно, эквивалентно одному переходу с интенсивностью 2μ.

Аналогично предыдущему случаю, составляя и решая систему уравнений Колмогорова, получаем $P_2(t) = 1 - e^{-2\mu t}$. Математическое ожидание времени решения задачи при такой организации работы может быть найдено как

$$M_2 = \int_0^\infty t dP_2(t) = \int_0^\infty t \cdot 2\mu \cdot e^{-2\mu t} dt =$$

$$= 2\mu \cdot \frac{1}{(2\mu)^2} = \frac{1}{2\mu} = 0,5T.$$

Таким образом, проведенные расчеты показывают, что в предположении процесса марковским задача будет в среднем выполнена в полтора раза ($0,75T/0,5T = 1,5$) быстрее, если каждый прибор будет выполнять работу целиком, что противоречит здравому смыслу.

Перечисленные недостатки марковских процессов могут быть преодолены в рамках теории полумарковских процессов [2, 8, 9]. Сохраняя требование марковости в моменты переходов между состояниями, полумарковские процессы допускают произвольную форму законов распределения времен переходов.

В настоящее время хорошо развит общий подход к аналитическому описанию полумарковских процессов с дискретным множеством состояний [2, 8, 9]. Он включает следующие этапы:

1. Задание законов распределения времен безусловных переходов из состояния в состояние – функций распределения $\Phi_{ij}(t)$. Если из состояния i нет перехода в состояние j, то полагается $\Phi_{ij}(t) \equiv 0$.

2. Определение вероятностей P_{ij} и условных плотностей распределения времен переходов $W_{ij}(t)$ из состояния i в состояние j [3]:

$$P_{ij} \cdot W_{ij}(t) = \left(\prod_{k=1}^{N} \left(1 - \Phi_{ik}(t)\right)\right) \times$$

$$\times \frac{d\Phi_{ij}(t)}{dt} \cdot \left(1 - \Phi_{ij}(t)\right)^{-1}. \qquad (7)$$

В литературе этот этап получил название «операция конфликтного обусловливания».

3. Составление системы интегральных уравнений относительно плотностей переходов в состояния $h_i(t)$ вида

$$h_i(t) = \sum_{j=1}^{N} P_{0i} \cdot W_{ji}(t) +$$

$$+\sum_{k=1}^{N} P_{ki} \int_0^t W_{ki}(t-\tau) \cdot h_k(\tau) d\tau\,,\ i = 1..N\,. \qquad (8)$$

Если из состояния i нет перехода в состояние j, то полагается $P_{ij} = 0$.

4. Решение системы (8) относительно функций $h_i(t)$ и нахождение вероятностей пребывания процесса в состояниях по формулам

$$P_i(t) = P_{0i} \cdot \left(1 - \sum_{j=1}^{N} P_{ij} \int_0^t W_{ij}(\xi) d\xi \right) +$$

$$+\int_0^t \left(1 - \sum_{k=1}^{N} P_{ik} \int_0^{t-\tau} W_{ik}(\xi) d\xi \right) \cdot h_i(\tau) d\tau\,,\ i = 1...N\,. \quad (9)$$

После этого выбранные показатели эффективности функционирования системы рассчитываются по формуле (1).

Отметим, что реализация данной схемы представляет большие вычислительные сложности. Аналитическое решение системы интегральных уравнений (8) возможно в исключительных случаях при малом количестве состояний. Формальное решение системы (8) в символьном виде может быть получено с использованием прямого и обратного преобразований Лапласа. Однако получающиеся при этом формулы [2, 3] несут в себе не больше информации, чем исходная система. Методы численного решения систем интегральных уравнений очень трудоемки. Предлагаемые в [2] метод разложения в ряд и метод последовательных приближений вряд ли реализуемы даже с использованием ЭВМ. При использовании аппарата полумарковских процессов для решения задачи исследования конфликта в предположении специальных видов законов распределений в [9] получены аналитические выражения вероятностно-временных характеристик выигрышей сторон с использованием двухмоментной аппроксимации времен переходов. С прикладной точки зрения важно отметить, что процедуры численного решения систем интегральных уравнений не входят в популярные прикладные математические пакеты для ЭВМ *Mathcad* и *Maple*.

Таким образом, применение аппарата полумарковских процессов и стандартных методов их аналитического описания приводит к немалым трудностям вычислительного характера при расчете показателей эффективности функционирования описываемых систем.

Существенным ограничением применения аппарата полумарковских процессов также является возможность учета времени пребывания процесса только в текущем состоянии, что не всегда позволяет создать адекватную модель процесса. В работе [10] предложено использование сопряженной условной плотности вероятности времени нахождения системы в предыдущем состоянии для учета предыстории пребывания в нем. Это существенно расширяет возможности моделирования процесса, но не решает проблему полностью.

Оригинальный способ сведения полумарковского процесса к эквивалентному марковскому предложен в [11]. Однако эквивалентность достигается автором только в смысле совпадения стационарных режимов. Как отмечено выше, во многих процессах, описывающих конфликт, стационарный режим тривиален и не представляет интереса.

Свободным от недостатков, присущих общему подходу к описанию полумарковских и марковских процессов, является предлагаемый в настоящей статье метод псевдосостояний. Этот метод позволяет как учесть особенности распределения времен переходов, так и получить относительно простое аналитическое описание процесса в виде системы обыкновенных дифференциальных уравнений. Метод основан на представлении безусловных времен перехода полумарковского процесса из состояния в состояние случайными величинами, распределенными по обобщенным законам Эрланга различного порядка [12]. Случайная величина, распределенная по обобщенному закону Эрланга, в отличие от случайных величин, распределенных по обычным законам Эрланга, получается в результате суммирования не одинаковых, а различных экспоненциально распределенных случайных величин. Обобщенный закон (плотность) распределения Эрланга n-го порядка задается соотношением [12]:

$$f(t) = (-1)^{n-1} \prod_{i=1}^{n} \lambda_i \sum_{j=1}^{n} \frac{e^{-\lambda_j t}}{\prod\limits_{\substack{k=1 \\ k \neq j}}^{n} (\lambda_i - \lambda_k)}\,,\ (t > 0)\,, \quad (10)$$

где $\lambda_1, \lambda_2, ..., \lambda_n$ – параметры распределения. Этот закон обладает двумя важными свойствами:

1. С помощью обобщенного закона Эрланга можно с любой степенью точности аппроксимировать произвольную плотность распределения неотрицательной случайной величины; доказательство этого факта приведено в [13].

2. Случайная величина, распределенная по обобщенному закону Эрланга *n*-го порядка, может быть представлена как сумма *n* случайных величин, распределенных по показательным законам с параметрами λ_i, $i=1...n$ [12].

Последнее свойство позволяет представить переходы на графе состояний в виде последовательности переходов с временами, распределенными по показательным законам. Дополнительно вводимые при этом состояния называются псевдосостояниями. Процесс с графом, дополненным псевдосостояниями, становится марковским, так как времена всех переходов распределены по показательным законам, и, следовательно, допускает аналитическое описание в виде системы обыкновенных дифференциальных уравнений Колмогорова. Отметим, что этот способ сведения немарковских процессов к марковским был рассмотрен в [11]. Там автор, ошибаясь с правилами введения псевдосостояний, сделал вывод о бесконечном росте количества состояний процесса и на основании этого «показал» нереализуемость данного метода в общем случае.

В случае безальтернативных переходов алгоритм добавления псевдосостояний и переходов между ними очевиден и описан, например, в [1]. Общие правила для альтернативных переходов до сих пор в литературе не приводились. Опишем их здесь.

Пусть из состояния S_0 имеется k альтернативных переходов в состояния S_1, S_2,…,S_k, безусловное распределение времени перехода каждого из которых распределено по обобщенному закону Эрланга n_i порядка с параметрами $\lambda_{0,i,1},\lambda_{0,i,2},...,\lambda_{0,i,n_i}$, $i=1...k$. Вводятся псевдосостояния $S_{0,j_1,j_2,...,j_k}$, $j_i=0..n_i-1$, $i=1...k$. Физический смысл этих псевдосостояний состоит в том, что значения индексов $j_1,...,j_k$ характеризуют степень «продвижения» из состояния S_0 в состояние S_k. По существу, память о времени пребывания в состоянии S_0 заменяется на значения индексов псевдосостояний. Состояние $S_{0,0,\ldots,0}$ эквивалентно состоянию S_0. Таким образом, вводится $\prod_{i=1}^{k} n_i - 1$ псевдосостояний. Из каждого состояния $S_{0,j_1,j_2,...,j_k}$ при $j_i < n_i - 1$ возможен переход в состояние $S_{0,j_1,...,j_i+1,...,j_k}$ с интенсивностью λ_{0,i,j_i+1}. Из каждого состояния $S_{0,j_1,...,j_i=n_i-1,...,j_k}$ возможен переход в состояние S_i с интенсивностью λ_{0,i,n_i}. Другие переходы процесса между состояниями невозможны. Таким образом, исходный фрагмент графа из $k+1$ состояний преобразуется во фрагмент из $\prod_{i=1}^{k} n_i + k$ состояний, $k+1$ из которых наследуются из исходного графа, а остальные являются псевдосостояниями. Отметим, что с точки зрения исходного графа нахождение процесса в любом из введенных псевдосостояний эквивалентно нахождению в состоянии S_0. Эта процедура проводится для всех состояний исходного графа, из которых есть переходы в другие состояния. Начальные условия также наследуются из исходного графа, то есть сохраняются для наследуемых состояний и полагаются нулевыми для всех вводимых псевдосостояний.

Очевидно, что в случае $k=1$, то есть когда из состояния имеется единственный переход, эти правила совпадают с известными правилами для безальтернативных переходов [1].

На рис. 4 в качестве примера приведен результат применения (рис. 4б) описанных правил к исходному фрагменту графа (рис. 4а). Через $Э^n(\lambda_1,...,\lambda_n)$ на рис. 4а обозначен закон Эрланга *n*-го порядка с параметрами $\lambda_1,...,\lambda_n$. Пунктиром обозначены вводимые псевдосостояния.

Для определения вероятности нахождения процесса в момент времени t в каком-либо состоянии исходного графа необходимо просуммировать вероятность нахождения в этом состоянии и во всех псевдосостояниях, в которые можно попасть из этого состояния, не заходя в другие состояния исходного графа. Так, вероятность нахождения в состоянии S_0 графа на рис. 4а находится как сумма вероятностей нахождения во всех состояниях графа (рис. 4б) за исключением S_1, S_2.

Отметим, что применение описанной процедуры для получения аналитического описания процесса не требует весьма сложных в вычислительном плане операций определения вероятностей и условных плотностей распределения времен переходов.

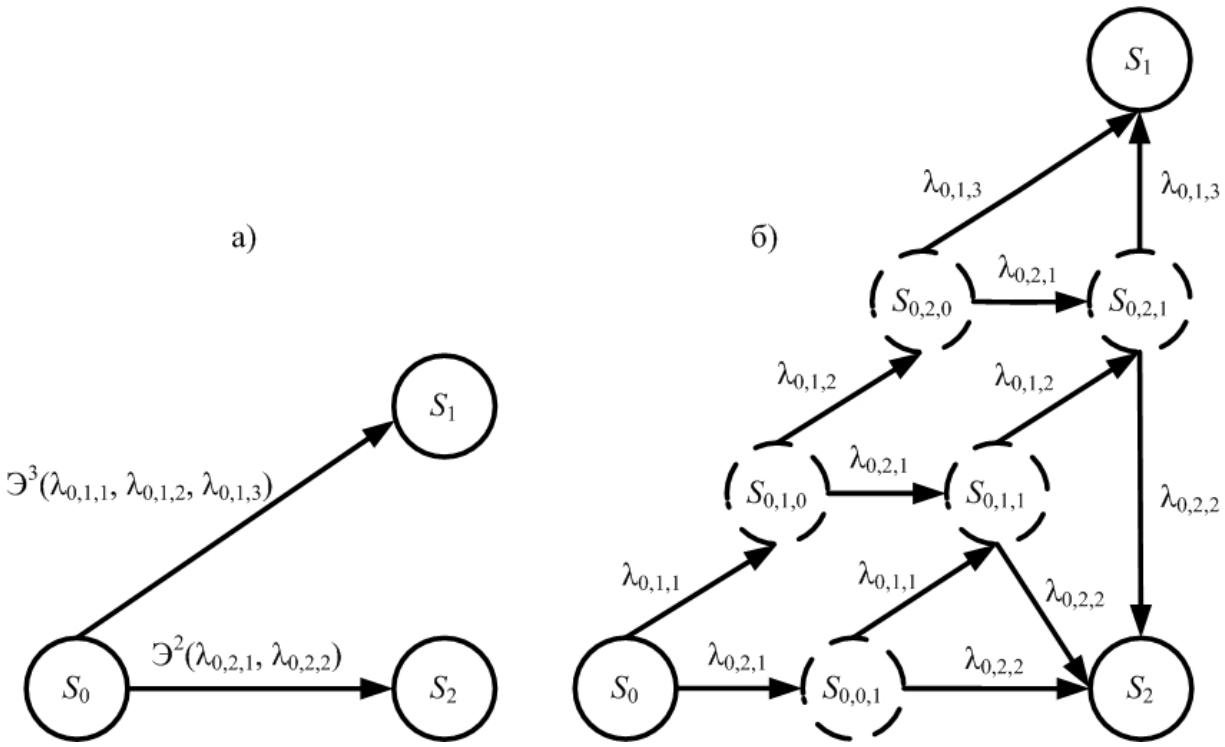


Рис. 4. Пример реализации метода псевдосостояний
для представления полумарковского процесса в виде марковского

Предложенный метод допускает обобщение на случай частичного отсутствия у процесса полумарковского свойства. Допустим, что у процесса есть особое состояние, означающее победу в конфликте одной из сторон. Например, в процессе, описывающем конфликт системы связи с системой помех, это «сообщение передано». Для адекватного описания процесса во всех остальных состояниях надо помнить, какая часть сообщения передана к моменту попадания в это состояние, то есть сколько времени процесс провел во всех состояниях, из которых возможен переход в особое состояние. Без этого невозможно, например, отличить системы связи, умеющие дообслуживать сообщение после постановки помехи, от систем, начинающих передачу каждый раз заново.

Такой процесс уже не является полумарковским, и к нему неприменимы известные методы описания. По аналогии с методом сведения полумарковского процесса к марковскому [2] рассматриваемый немарковский процесс может быть сведен к марковскому путем добавления пары сопровождающих компонент – времени пребывания в состояниях, из которых возможен переход в особое состояние, и времени от момента последнего перехода до текущего времени. Множество состояний такого процесса, однако, уже не дискретно, что существенно затрудняет его исследование.

Подход к описанию таких процессов был предложен в [10]. Однако этот подход позволял учесть только время нахождения в одном предыдущем состоянии.

Предлагаемый в настоящей статье метод позволяет и в этом случае свести процесс к марковскому с дискретным множеством состояний. Обозначим особое состояние через S_1. Пусть время перехода в состояние S_1 аппроксимировано случайной величиной, распределенной по закону Эрланга m-го порядка с параметрами $\lambda_1,...,\lambda_m$. Физически это означает, что процесс перехода разбит на m частей, причем длительность j-й части распределена по показательному закону с параметром λ_j. Для каждого состояния S_i (кроме особого) вводятся дополнительные начальные псевдосостояния $S_{i,1,0,\ldots,0}$, $S_{i,2,0,\ldots,0}$,..., $S_{i,m-1,0,\ldots,0}$. Количество индексов со значением «0» соответствует количеству переходов из состояния S_i в состояния, отличные от S_1. Смысл псевдосостояния $S_{i,j,0,\ldots,0}$ такой же, как у состояния S_i в исходном графе, но с добавлением выполнения j (из m) частей перехода в особое состояние. Если из состояния S_i в исходном графе есть переход в особое состояние, то в расширен-

ном графе есть переходы $S_i \to S_{i,1,0,\ldots,0}$, $S_{i,1,0,\ldots,0} \to S_{i,2,0,\ldots,0}$, ..., $S_{i,m\text{-}2,0,\ldots,0} \to S_{i,m-1,0,\ldots,0}$, $S_{i,m-1,0,\ldots,0} \to S_1$, безусловные времена которых распределены по показательным законам с параметрами соответственно $\lambda_1, \lambda_2, ..., \lambda_m$. Если в исходном графе есть переход из состояния S_i в какое-либо состояние S_k, то в расширенном графе есть переходы $S_{i,j,0,\ldots,0} \to S_{k,j,0,\ldots,0}$ для всех $j = 1...m-1$ с безусловными временами, распределенными по тому же закону, что и переход $S_i \to S_k$ в исходном графе. Отметим, что если по каким-либо соображениям при переходе в состояние S_k нужно забыть предысторию, то просто вместо переходов $S_{i,j,0,\ldots,0} \to S_{k,j,0,\ldots,0}$ вводятся переходы $S_{i,j,0,\ldots,0} \to S_k$.

Описанная операция превращает рассматриваемый немарковский процесс в полумарковский. Сведение его к марковскому с дискретным множеством состояний производится путем добавления псевдосостояний по правилам, описанным выше.

На рис. 5 приведен пример сведения немарковского процесса к марковскому путем введения псевдосостояний. Особое состояние – S_1. Все обозначения соответствуют рис. 4.

Отметим, что при этом несколько изменяется правило нахождения вероятности пребывания процесса в состояниях исходного графа. Для их нахождения надо просуммировать вероятность нахождения в этом состоянии, во всех введенных для него начальных псевдосостояниях и во всех псевдосостояниях, в которые можно попасть из этого состояния и его начальных псевдосостояний, не заходя в другие состояния исходного графа и начальные псевдосостояния. Так, вероятность нахождения в состоянии S_0 графа на рис. 5а находится как сумма вероятностей нахождения во всех состояниях графа 5б за исключением S_1 и S_2, $S_{2,1,0,\ldots,0}$, $S_{2,2,0,\ldots,0}$.

Опыт применения метода псевдосостояний показывает, что на практике, как правило, достаточно аппроксимировать времена переходов между состояниями, обобщенными законами Эрланга 2–3 порядков. Правила вычисления параметров обобщенных законов Эрланга для аппроксимации случайных величин описаны в [14]. Число состояний типичного для рассматриваемых процессов графа с сильно разряженной матрицей переходов увеличивается в этом случае в 2–4 раза.

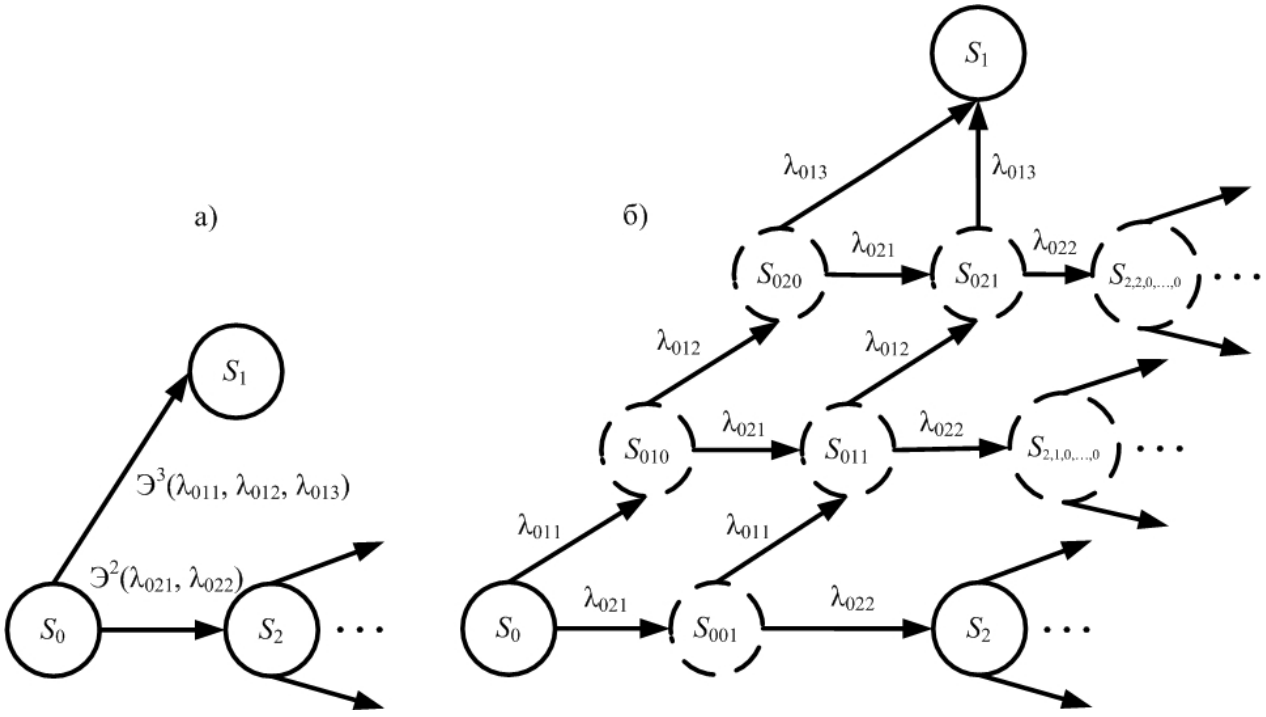


Рис. 5. Пример реализации метода псевдосостояний для представления немарковского процесса в виде марковского

Таким образом, метод псевдосостояний для полумарковских и немарковских процессов позволяет с любой степенью точности учесть временные параметры моделируемых систем и по-

лучить относительно простое их аналитическое описание в виде системы линейных обыкновенных дифференциальных уравнений, допускающих эффективное решение численными методами. Также данный метод позволяет учесть необходимую предысторию моделируемого процесса.

Список источников

1. *Вентцель Е.С., Овчаров Л.А.* Теория случайных процессов и ее инженерные приложения. М.: Наука, 1991. 384 с.

2. *Сильвестров Д.С.* Полумарковские процессы с дискретным множеством состояний. М.: Сов. радио, 1980. 272 с.

3. *Гнеденко Б.В., Коваленко И.Н.* Введение в теорию массового обслуживания. М.: Наука, 1987. 336 с.

4. *Майн Х., Осаки С.* Марковские процессы принятия решений: Пер. с англ. М.: Наука, 1977. 178 с.

5. *Вентцель Е.С.* Теория вероятностей. М.: Наука, 1969. 576 с.

6. *Вентцель Е.С.* Исследование операций. М.: Сов. радио, 1972. 550 с.

7. *Бахвалов Н.С.* Численные методы. М.: Наука, 1973. 394 с.

8. *Тихонов В.И., Миронов М.А.* Марковские процессы. М.: Сов. радио, 1977. 488 с.

9. *Сухоруков Ю.С.* Динамика ситуационных конфликтов / В кн. Дружинин В.В., Конторов А.С., Конторов Д.С. Введение в теорию конфликта. М.: Радио и связь, 1989. С. 280–285.

10. *Козирацкий Ю.Л.* Модели информационного конфликта средств поиска и обнаружения. М.: Радиотехника, 2013. 232 с.

11. *Абрамов П.Б.* Марковские модели немарковских процессов. Воронеж: Научная книга, 2015. 204 с.

12. *Вентцель Е.С., Овчаров Л.А.* Теория вероятностей и ее инженерные приложения. М.: Наука, 1988. 480 с.

13 *Кокс Д., Смит В.* Теория восстановления: Пер. с англ. М.: Сов. радио, 1967. 300 с.

14 *Наумова Н.А., Данович Л.М., Данович Ю.И.* Определение параметров распределения обобщенного закона Эрланга по экспериментальным данным при изучении транспортных потоков // Научное обозрение. Технические науки. Краснодар: Кубанский государственный технологический университет. 2014. № 2. С. 73–74.

Информация об авторах

Д.В. Хрипушин, к.т.н., доцент
М.Г. Чикин, к. ф.-м. н., доцент

Information about the authors

D.V. Khripushin, Ph.D. in Engineering Sciences, Associate Professor
M.G. Chikin, Ph.D. in Physics and Mathematics, Associate Professor

Статья поступила в редакцию 06.12.2021
Одобрена после рецензирования 16.12.2021
Принята к публикации 24.12.2021

The article was submitted 06.12.2021
Approved after reviewing 16.12.2021
Accepted for publication 24.12.2021

Теория и техника радиосвязи. 2022. № 1. С. 31–43. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2022. No 1. Pp. 31–43. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 621.391

Анализ эффективности детерминированных алгоритмов обнаружения соседних узлов в сетях с направленными антеннами. Часть 1. Непрерывный поиск

Д.Ю. Чаркин[1], С.Ю. Алехин[2], Е.В. Григорьев[3], А.Е. Лимарев[4], В.Е. Прохоров[5]
[1]Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия
Автор, ответственный за переписку: Анатолий Емельянович Лимарев, e.v.grigorev@sozvezdie.su

Аннотация. *Рассматривается проблема обнаружения ближайших соседей в сетях с направленными антеннами, когда паре лучей антенн от двух узлов необходимо встретиться в пространстве. При этом один узел находится в режиме передачи, а другой – в режиме приема. В результате проведенного анализа получены условия для гарантированного обнаружения ближайших соседей.*

Ключевые слова: *направленная антенна, обнаружение ближайших соседей, пространственная встреча лучей.*

Efficiency analysis of deterministic algorithms discovery of a nearest-neighbor nodes in networks with directional antennas. Part 1. Continuous searching

D.Yu. Charkin[1], S.Yu. Alekhin[2], E.V. Grigoryev[3], A.E. Limarev[4], V.E. Prokhorov[5]
[1]Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia
The corresponding author: Anatoly E. Limarev, e.v.grigorev@sozvezdie.su

Abstract. *A problem of the nearest-neighbor discovery in the networks with directional antennas, when a pair of beams of a pair of nodes need to meet in space, while one node is in a transmission mode and the other is in a reception mode, is considered. The conditions for ensuring the nearest-neighbor discovery through a rigorous analysis are derived.*

Keywords: *directional antenna, nearest-neighbor discovery, spatial beams rendezvous.*

В самоорганизующихся сетях все шире стали применяться направленные антенны, которые обладают определенными преимуществами перед всенаправленными [1] – в частности, их применение позволяет увеличить пропускную способность сети и уменьшить время задержки при многоскачковой передаче пакетов [2]. Важным первоначальным шагом установления связи между узлами является обнаружение односкачковых соседних узлов. К настоящему времени написан ряд статей, посвященных алгоритмам прямого обнаружения соседей в сетях с направленными антеннами [3]. Алгоритмы прямого обнаружения можно разделить на две категории: рандомизированные (с искусственным привлечением случайности) и детерминированные. В рандомизированных алгоритмах каждый узел случайно выбирает направление антенны. Анализ эффективности рандомизированных алгоритмов, проведенный в [3], показал, что они обладают определенными достоинствами, например, простотой в реализации, отсутствием памяти, стационарностью, робастностью. Эти качества делают их наиболее подходящими для применения в децентрализованных сетях, где предварительная координация и синхронизация сети трудно реализуемы. Однако они не лишены и недостатков. Главный из них – это отсутствие гарантированного времени, за которое могут быть обнаружены все соседние узлы, т.к. из-за длинных «хвостов» вероятностного распределения времени обнаружения два соседних узла могут испытывать чрезвычайно долгую задержку, прежде чем обнаружат друг друга. Альтернативой могут служить детерминированные алго-

© Чаркин Д.Ю., Алехин С.Ю., Григорьев Е.В., Лимарев А.Е., Прохоров В.Е., 2022

ритмы (протоколы) [4–7], где каждый узел осуществляет непрерывное круговое сканирование или переключает направление своей антенны в каждый временной слот в соответствии с заранее заданной последовательностью, обеспечивающей гарантированную верхнюю границу для времени задержки в наихудшем случае.

В настоящей работе проводится анализ эффективности детерминированных алгоритмов попарного обнаружения соседними узлами друг друга, где каждый узел осуществляет непрерывное сканирование лучом антенны или в каждый временной слот выбирает направление луча в соответствии с заранее сконструированной последовательностью, обеспечивающей гарантированное время обнаружения своего соседа с вероятностью, равной единице.

1. Основные понятия и модели

ID-адрес. Предполагается, что каждый узел наделен глобальным уникальным идентификатором (ID-адресом), который математически представляет собой бинарную последовательность длины l_0. Минимальное число бит в ID-адресе определяется числом узлов M в сети. Например, если сеть состоит из $M = 100$ узлов, то каждый узел может быть наделен ID-адресом, состоящим из 7-ми бит ($100 < 2^7 = 128$). В общем случае число бит должно быть не меньше, чем $\lceil \log_2 M \rceil$, где $\lceil \cdot \rceil$ – целая часть числа.

Модель связи. В общем случае рассматривается полудуплексная связь. После включения каждый узел находится в одном из двух режимов: режиме передач или режиме приема. В режиме передач сначала каждый узел посылает короткий бикон-сигнал, а затем короткий период времени слушает подтверждение (ACK – acknowledgement) от обнаруженного соседа (если он есть). В режиме приема узел непрерывно слушает канал, вращая луч своей антенны. Если бикон-сигнал принят, узел мгновенно возвращает ACK-сообщение в направление принятого бикона. Предполагается, что ACK-сообщение имеет такой же формат, что и бикон-сигнал. Если время перекрытия лучей антенн достаточно для передачи бикон-сигнала и приема ACK-сообщения, то состоялось успешное обнаружение соседа (обмен «рукопожатиями»). На рис. 1 приведена иллюстрация модели связи.

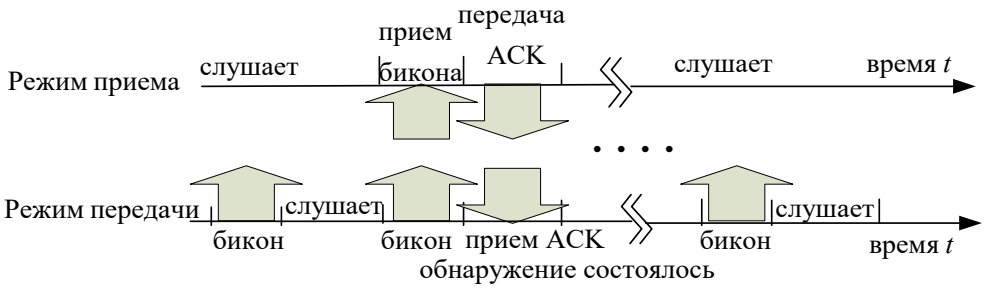


Рис. 1. Модель связи

Общее время τ, необходимое для обмена «рукопожатиями», складывается из времени распространения в оба конца t_{prop} и времени передачи и обработки бикона и ACK-сообщения: $t_{trans} = (\text{Beacon size+ACK size}) / (\text{data rate})$, $\tau = t_{prop} + t_{trans}$.

Модели антенн. Рассмотрим два варианта сканирования: непрерывный и дискретный. В первом варианте каждый узел непрерывно вращает лучом антенны с постоянной угловой скоростью ω_T в режиме передачи и с постоянной угловой скоростью ω_R в режиме приема. В этом случае лучи антенн передатчика и приемника совершают периодические вращения с периодами $T_T = 2\pi/\omega_T$ и $T_R = 2\pi/\omega_R$ соответственно. Предположим, что периоды соизмеримы, т.е. $T_T/T_R = p/q$, где p и q – целые, взаимно простые числа (в противном случае на общий множитель можно сократить). В этом случае существует общий период, который равен $T_{TR} = qT_T = pT_R$. В единицах общей меры можно считать $T_T = p$, а $T_R = q$. Общий период $T_{TR} = pq$ равен наименьшему общему кратному НОК(p, q). За общий период луч антенны передатчика сделает q оборотов, а луч антенны приемника – p оборотов, и процесс вернется в исходное состояние. Отсюда также следует, что угловые скорости должны удовлетворять ограничению $\omega_R/\omega_T = p/q$.

Предполагается также, что ширина луча антенны приемника $0 < \theta_R < 2\pi$, а антенна передатчика имеет луч ширины $0 < \theta_T < 2\pi$. Коэффициенты усиления антенн в режиме приема и передачи считаются одинаковым: $G_T(\theta) = G_R(\theta)$.

Бикон-сигнал. Каждый узел в режиме передачи посылает бикон-сигнал, в котором содержится ID-адрес. Продолжительности бикон-сигнала и ACK-сообщения предполагаются одинаковыми и равными τ_B.

Успешное обнаружение соседа. Успешным обнаружением друг друга для пары узлов *i* и *j* будем считать ситуацию, когда узел *i* получает ID-адрес узла *j* в бикон-сигнале и отвечает своим ID-адресом в ACK-сообщении, которое затем принимает узел *j*, или наоборот.

2. Непрерывное попарное обнаружение узлами друг друга

2.1. Условие для пространственной встречи лучей антенн

При непрерывном обнаружении соседей каждый узел случайным образом выбирает направление вращения (по или против часовой стрелки) луча антенны с постоянной угловой скоростью (ω_T или ω_R в зависимости от режима передачи или приема). В соответствии с выбранной моделью связи во время вращения луча антенны узел в режиме передач повторяет передачу бикон-сигналов и слушание ACK-сообщения до тех пор, пока не встретятся в пространстве лучи антенн передатчика и приемника, и сразу за посланным бикон-сигналом придет ACK-сообщение (рис. 1).

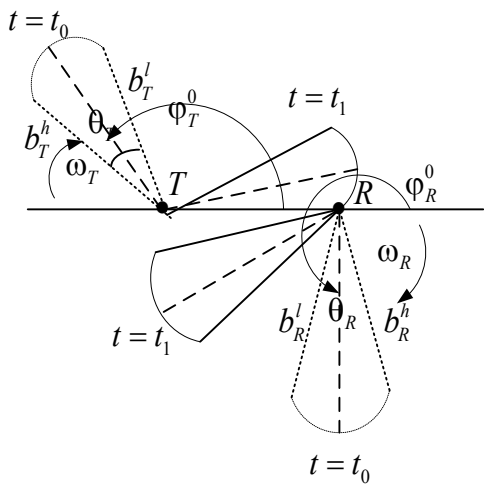


Рис. 2. Схема вращения антенн при обнаружении соседей

Как видно из рис. 2, обнаружение соседей происходит тогда, когда лучи антенн направлены друг на друга, т.е. время одновременного пересечения лучами антенн линии центров *TR* должно превышать τ. Это условие автоматически накладывает ограничения на угловые скорости $\omega_T < \theta_T / \tau$ и $\omega_R < \theta_R / \tau$. При нарушении одного из этих ограничений обнаружение соседей невозможно. В начальный момент $t = t_0$ луч антенны передатчика составляет с линией прямой видимости *TR*, соединяющей узлы, угол φ_T^0, а луч антенны приемника составляет с этой линией угол φ_R^0 (рис. 2). Ближнюю и дальнюю (по вращению к линии прямой видимости) границы луча антенны передатчика обозначим через b_T^l, b_T^h, а аналогичные границы для луча антенны приемника – через b_R^l, b_R^h. Пусть l_T^n, h_T^n и l_R^m, h_R^m означают моменты времени, когда границы луча антенны передатчика b_T^l, b_T^h и приемника b_R^l, b_R^h пересекают линию прямой видимости между антеннами (ось *TR*). Тогда, как это следует из рисунка, при вращении в одном направлении моменты времени пересечения границами луча антенны линии прямой видимости в режиме передачи можно записать следующим образом:

$$l_T^n = \left[\left(\varphi_T^0 - \theta_T / 2\right) + 2n\pi\right] \Big/ \omega_T ;\ n \in [0,1,...,q], \quad (1)$$

$$h_T^n = \left[\left(\varphi_T^0 + \theta_T / 2\right) + 2n\pi\right] \Big/ \omega_T ;\ n \in [0,1,...,q]. \quad (2)$$

Аналогичные условия можно записать и для моментов времени пересечения линии прямой видимости границами луча антенны приемника:

$$l_R^m = \left[\left(\varphi_R^0 - \theta_R / 2\right) + (2m-1)\pi\right] \Big/ \omega_R ,$$
$$m \in [0,1,...,p]; \quad (3)$$

$$h_R^m = \left[\left(\varphi_R^0 + \theta_R / 2\right) + (2m-1)\pi\right] \Big/ \omega_R ,$$
$$m \in [0,1,...,p], \quad (4)$$

где сдвиг на $-\pi$ означает, что лучи антенн приемника и передатчика направлены друг на друга. Если поменять направления вращения луча антенны в режиме передачи, то пара уравнений для моментов пересечения лучом линии прямой видимости примет вид

$$l_T^n = \left[\left(2\pi - \varphi_T^0 - \theta_T/2\right) + 2n\pi\right]\Big/\omega_T, \quad n \in [0,1,...,q]; \tag{5}$$

$$h_T^n = \left[\left(2\pi - \varphi_T^0 + \theta_T/2\right) + 2n\pi\right]\Big/\omega_T, \quad n \in [0,1,...,q]. \tag{6}$$

Обмен «рукопожатиями» состоится, если длительность пересечения линии прямой видимости обоими лучами антенн превысит время τ, необходимое для обмена «рукопожатиями». Другими словами, должно выполняться условие

$$T = \min_{n,m}\left(h_T^n, h_R^m\right) - \max_{n,m}\left(l_T^n, l_R^m\right) > \tau. \tag{7}$$

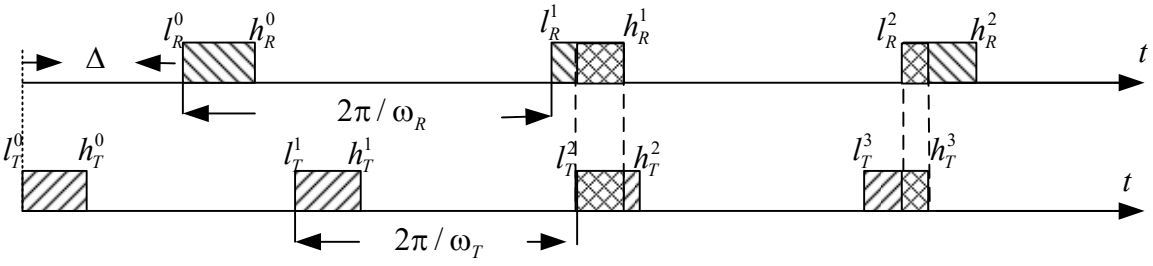


Рис. 3. Пересечение лучами антенн линии прямой видимости

На рис. 3 приведена приближенная диаграмма пересечения лучами антенн линии прямой видимости для $p = 5$, $q = 6$, $\theta_T = \theta_R = \pi/3$. Верхняя диаграмма соответствует режиму передачи, а нижняя соответствует режиму приема. Для определенности предполагается, что начало отчета совпадает с началом пересечения лучом антенны передатчика линии прямой видимости. Момент начала пересечения линии прямой видимости лучом антенны приемника сдвинут на случайную величину $\Delta = 2\pi \cdot rand/\omega_R$, равномерно распределенную на периоде вращения луча приемника (*rand* – равномерно распределенная на [0, 1] случайная величина). Длительности пересечения лучами линии прямой видимости заштрихованы косыми отрезками, а решеткой на рис. 3 заштрихованы моменты времени, когда лучи антенн одновременно направлены друг на друга. Моменты пересечения границами лучей антенн линии прямой видимости удовлетворяют следующим условиям:

$$l_T^n = 2\pi n/\omega_T, n = 0,1,\cdots,q,\ h_T^n = 2\pi n/\omega_T + \theta_T/\omega_T, n = 0,1,\cdots,q, \tag{8}$$

$$l_R^m = \Delta + 2\pi m/\omega_R, m = 0,1,\cdots,p,$$

$$h_R^m = \Delta + 2\pi m/\omega_R + \theta_R/\omega_R,\ m = 0,1,\cdots,p. \tag{9}$$

Определение моментов одновременного пересечения линии прямой видимости сводится к нахождению таких целых значений n и m, при которых возникают на рис. 3 заштрихованные решеткой области, т.е. должно выполняться либо событие $A = \left\{l_T^n < h_R^m \le h_T^n\right\}$, либо событие $B = \left\{l_T^n < l_R^m \le h_T^n\right\}$, либо событие $C = \left\{l_T^n - \frac{\theta_R}{2\pi\omega_R} + \frac{\theta_T}{2\pi\omega_T} < l_R^m < l_T^n\right\}$ – когда один интервал содержится целиком внутри другого. Подставляя (8), (9) в выражения для событий *A*, *B*, *C*, после преобразований получим систему Диофантовых неравенств для определения целых n и m (рис. 4) для участка *A*:

$$A = \left\{a_1 \le q \cdot m - n \cdot p \le a_2\right\}, \tag{10}$$

где

$$a_1 = -rand \cdot q - q \cdot \frac{\theta_R}{2\pi}, \tag{11}$$

$$a_2 = -rand \cdot q - q \cdot \frac{\theta_R}{2\pi} + p \cdot \frac{\theta_T}{2\pi}. \tag{12}$$

Аналогичные Диофантовы неравенства для участка *B* запишутся следующим образом:

$$B = \left\{b_1 \le q \cdot m - n \cdot p \le b_2\right\}, \tag{13}$$

где

$$b_1 = -rand \cdot q, \tag{14}$$

$$b_2 = -rand \cdot q + p\frac{\theta_T}{2\pi}. \tag{15}$$

Для участка *C* неравенства примут вид

$$C = \left\{c_1 \le q \cdot m - n \cdot p \le c_2\right\}, \tag{16}$$

где

$$c_1 = a_2 = -rand \cdot q - q \cdot \frac{\theta_R}{2\pi} + p \cdot \frac{\theta_T}{2\pi}, \quad (17)$$

$$c_2 = b_1 = -rand \cdot q\,. \quad (18)$$

Дальнейший анализ опирается на свойства линейных Диофантовых уравнений. Рассмотрим линейное Диофантово уравнение первой степени с n неизвестными

$$a_1 x_1 + a_2 x_2 + \cdots + a_n x_n = b\,,$$

где a_i – целые числа. Для разрешимости уравнения в целых числах необходимо и достаточно, чтобы свободный член b нацело делился на наибольший общий делитель чисел $a_1, a_2, \cdots, a_n$, $d = \text{НОД}(a_1, \cdots, a_n)$ [8]. Если, как в рассматриваемом нами случае, коэффициенты p и q в неравенствах (10), (13), (16) взаимно простые (НОД(p, q) = 1), то для разрешимости свободный член должен быть просто целым числом. Таким образом, условие одновременного пересечения лучами антенн линии прямой видимости сводится к проверке условий попадания целых чисел внутрь области (рис. 4) со случайным начальным сдвигом на величину $q \cdot rand$.

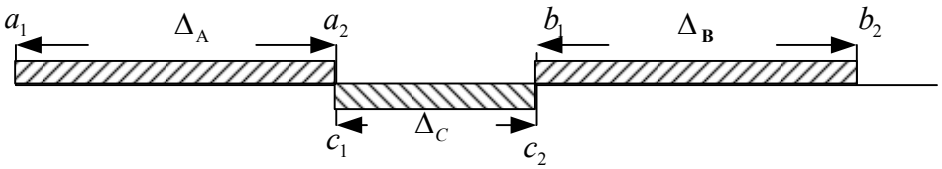


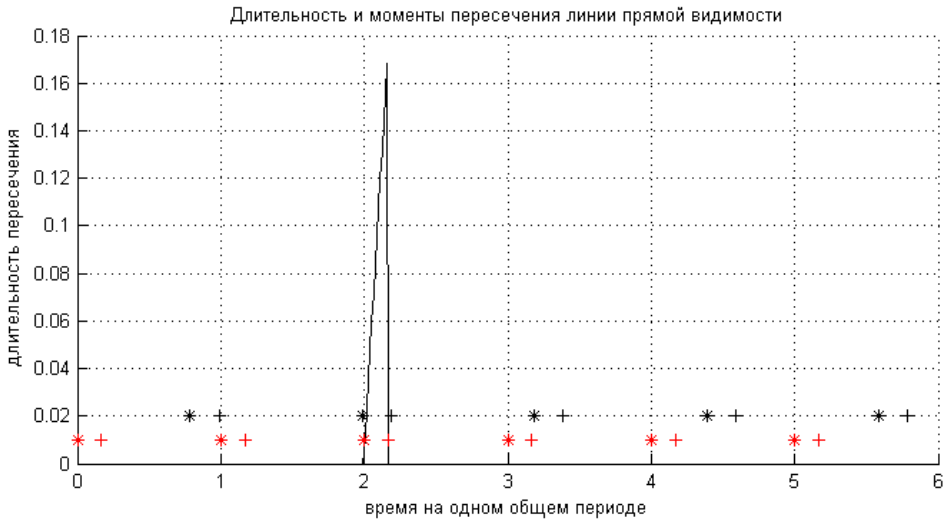
Рис. 4. Границы областей

Обозначим ширину интервала результирующей области через

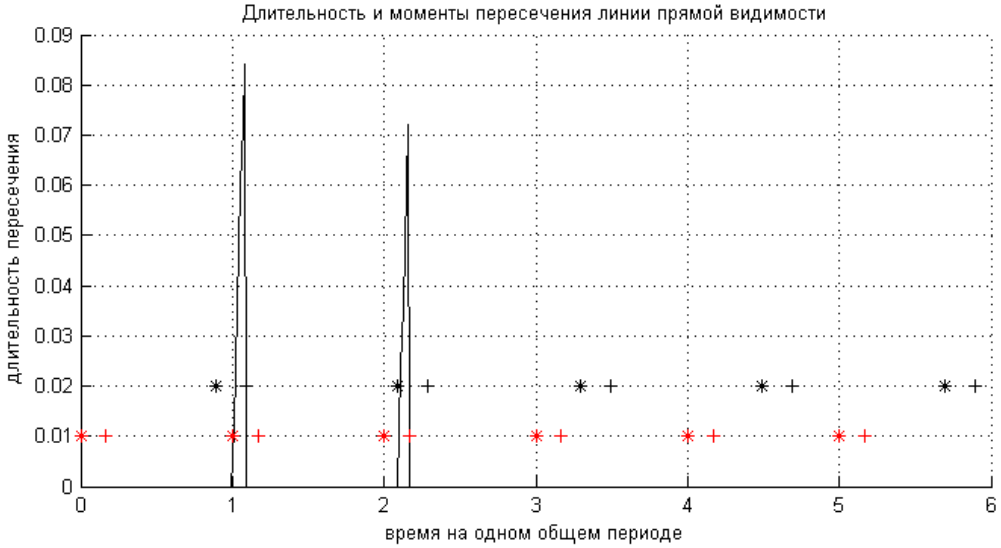
$$\Delta_{\text{рез}} = b_2 - a_1 = \left(p\theta_T + q\theta_R\right)/(2\pi)\,. \quad (19)$$

Ширины подобластей обозначим следующим образом: $\Delta_A = p\theta_T/2\pi$, $\Delta_B = p\theta_T/2\pi$, $\Delta_C = \left(q\theta_R - p\theta_T\right)/2\pi$. Далее без уменьшения общности будем полагать, что $p\theta_T < q\theta_R$ (противоположный случай $p\theta_T > q\theta_R$ можно рассмотреть аналогичным образом). Из (19) следует, что если $\Delta_{\text{рез}} = \left(p\theta_T + q\theta_R\right)/(2\pi) < 1$, то попадание целого числа внутрь результирующей области не гарантировано. Поэтому одновременное пересечение лучами антенн линии прямой видимости на общем периоде может и не произойти. В зависимости от начального положения лучи антенн одновременно пересекут линию прямой видимости один раз или ни разу. Если $1 < \Delta_{\text{рез}} < 2$, то лучи пересекают линию прямой видимости один или два раза, если $2 < \Delta_{\text{рез}} < 3$, то пересекают два или три раза и так далее. На рис. 5 приведены моменты пересечения лучами антенн линии прямой видимости. Выбраны следующие значения параметров: $p = 5$, $q = 6$, $\theta_T = \theta_R = \pi/3$; единица времени равна периоду вращения луча антенны передатчика $\omega_T = 2\pi f_T$, $T_T = 1/f_T = 1$. Маркерами «*» и «+» обозначены начало и конец пересечения лучом антенны линии прямой видимости. Верхние значения соответствуют лучу приемника, нижние – передатчика. Пиковая непрерывная кривая соответствует длительности пересечения лучей. В данном примере $\Delta_{\text{рез}} = 11/6 \approx 1.83$ при $rand = 0.6557$ целое число –4 накрывается интервалом C и больше других целых значений не попадает внутрь заштрихованной на рис. 4 области. Это означает, что решений неравенств (10), (13) не существует, а существует только одно решение неравенства (16), в котором $n = 3$, $m = 2$ (рис. 5а).

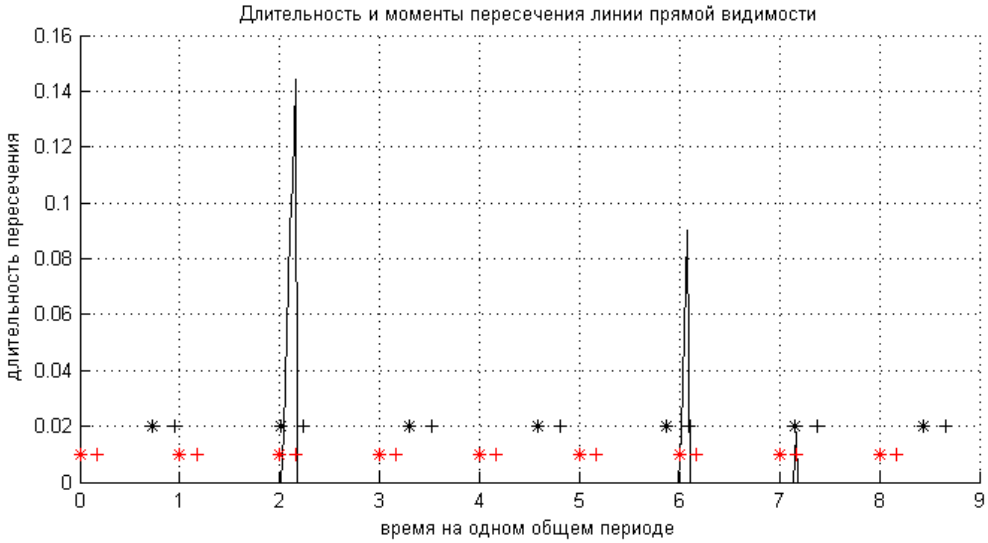
Другой реализации $rand = 0.7431$ (рис. 5б) соответствует перекрытие участком A целого числа –5 и участком B – целого числа –4. Решениями неравенств (10) и (13) являются значения $n = 2$, $m = 1$ и $n = 3$, $m = 2$. Неравенство (16) в этом случае в целых числах решения не имеет. На рис. 5в приведены результаты для $p = 7$, $q = 9$ и $rand = 0.5688$. В этом случае $\Delta_{\text{рез}} = 16/6 \approx 2.7$, и заштрихованной областью покрываются три целых числа: –6 – областью A, –5 и –4 – областью B. Соответствующие им целочисленные решения равны $n = 7$, $m = 5$ для участка A и $n = 3$, $m = 2$; $n = 8$, $m = 6$ для участка B. Участок C целые числа не перекрывает, и поэтому решения неравенства (16) не существует.


Длительность и моменты пересечения линии прямой видимости
длительность пересечения
время на одном общем периоде

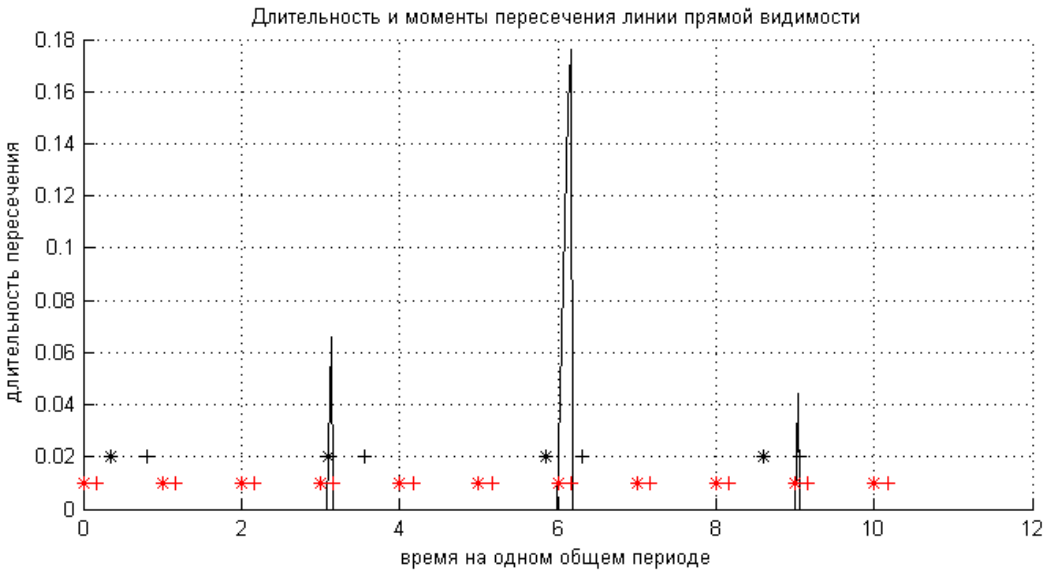
а)


Длительность и моменты пересечения линии прямой видимости
длительность пересечения
время на одном общем периоде

б)


Длительность и моменты пересечения линии прямой видимости
длительность пересечения
время на одном общем периоде

в)



г)

Рис. 5. Длительности и моменты пересечения линии прямой видимости лучами антенн

Следует обратить внимание на то, что максимальное время для обмена пакетами реализуется при накрытии целых чисел областью C. Повысить частоту этого события можно увеличением длины отрезка $\Delta_C = \left(q\theta_R - p\theta_T\right)/2\pi$, например, путем увеличения параметра q и уменьшения p. Если $\Delta_C > 1$, то интервал C с вероятностью 1 покрывает целое число. На рис. 5г приведены графики для $p = 4$, $q = 11$, $\Delta_C = 7/6 > 1$ и $rand = 0.1270$, где все три подобласти накрывают целые числа. Для области A решение Диофантова уравнения имеют вид $n = 10$, $m = 4$; $n = 4$, $m = 2$ – для области B и $n = 7$, $m = 3$ – для области C.

2.2. Анализ эффективности алгоритма

Выше приведены условия, при которых в течение p оборотов луча антенны приемника лучи антенн передатчика и приемника гарантированно встретятся и перекроют друг друга. Однако длительность этого перекрытия может оказаться недостаточной для того, чтобы послать бикон-сигнал и получить обратно ACK-сообщение. С целью нахождения вероятности обмена «рукопожатиями» построим вначале функцию распределения случайной величины T – времени одновременного пересечения лучами линии прямой видимости $F(t) = P_r(T < t) = \int_0^t f(s)ds$, где $f(t)$ – плотность распределения. Данное распределение зависит от наличия целых чисел в подобластях, представленных на рис. 4.

1. Рассмотрим вначале случай, когда $\Delta_{\text{рез}} = \left(p\theta_T + q\theta_R\right)/(2\pi) < 1$. В этом случае возможны четыре независимых события: A_0 – целое число не попало внутрь результирующей области (обмен «рукопожатиями» никогда не состоится); события A, B, C были определены ранее неравенствами (10), (13), (16). Вероятности событий A_0, A, B, C, обозначаемые через $P_r\left(A_0\right)$, $P_r(A)$, $P_r(B)$, $P_r(C)$, в силу равномерного распределения сдвига начального положения лучей являются геометрическими и вычисляются как отношения длин отрезков (рис. 4) к длине единичного отрезка [9]:

$$P_r\left(A_0\right) = 1 - \Delta_{\text{рез}},\ P_r(A) = \Delta_A,$$
$$P_r(B) = \Delta_B,\ P_r(C) = \Delta_C. \qquad (20)$$

Плотность распределения случайной величины T является смесью четырех распределений (аналог формулы полной вероятности) и представляется следующим образом [10]:

$$f(t) = P_r(A_0) f\left(t\middle|A_0\right) +$$
$$+P_r(A) f\left(t\middle|A\right) + P_r(B) f\left(t\middle|B\right) + P_r(C) f\left(t\middle|C\right). \qquad (21)$$

При реализации события A_0 лучи не пересекают линию прямой видимости, и случайная величина T принимает одно дискретное значение $T = 0$ с вероятностью 1. Условную плотность

можно записать следующим образом: $f\left(t\middle|A_0\right)=\delta(t)$, где $\delta(t)$ – дельта-функция Дирака. При наступлении событий A и B случайная величина T равномерно распределена на интервале $\left[0,\ \theta_T/\omega_T\right]$ с плотностью

$$f\left(t\middle|A\right)=f\left(t\middle|B\right)=\begin{cases}\omega_T/\theta_T, & t\in\left[0,\theta_T/\omega_T\right],\\ 0, & t\notin\left[0,\theta_T/\omega_T\right].\end{cases}$$

При наступлении события C случайная величина принимает только одно значение $T=\theta_T/\omega_T$ с плотностью $f\left(t\middle|C\right)=\delta\left(t-\theta_T/\omega_T\right)$. С учетом сказанного и свойств дельта-функции после интегрирования (21) получим

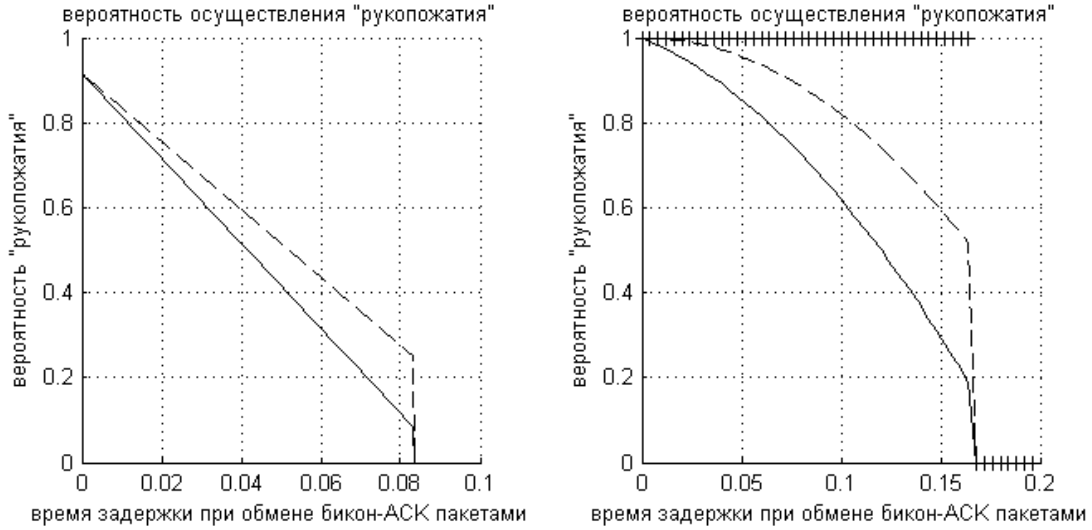
$$F(t)=P_r(T<t)=\int_0^t f(s)ds=$$

$$=\begin{cases}\left(1-\Delta_{\text{рез}}\right)+\left(\Delta_A+\Delta_B\right)\dfrac{\omega_T}{\theta_T}\cdot t, & 0\le t<\dfrac{\theta_T}{\omega_T},\\ 1, & \dfrac{\theta_T}{\omega_T}\le t.\end{cases}\qquad(22)$$

Как отмечалось, время «рукопожатия» $\tau=t_{prop}+t_{trans}$ – минимальное время, необходимое для посылки бикон-сигнала и получения АСК-сообщения. Вероятность совершения «рукопожатия» равна вероятности превышения случайной величиной T этого значения:

$$P_{\text{рукп}}(\tau)=P_r(T\ge\tau)=1-F(\tau).\qquad(23)$$

На рис. 6 приведены зависимости вероятности обмена бикон – АСК пакетами от требуемого времени для «рукопожатия» τ за p оборотов луча антенны приемника и q оборотов луча передатчика. За единицу времени выбирается период луча антенны передатчика $T_{TR}=1/f_T=1$, $\theta_R=\theta_T=\pi/6$. В этом примере максимальная длительность пересечения лучом антенны передатчика линии прямой видимости равна $t_{tr}=\theta_T/\omega_T=0.083$. После превышения задержкой этого критического значения вероятность «рукопожатия» равна нулю. На рис. 6 непрерывная кривая соответствует случаю $p=5$, $q=6$, пунктирная кривая построена для $p=4$, $q=7$. Увеличение q и уменьшение p приводит к увеличению длины области C и, как следствие, к возрастанию вероятности накрытия ею целого числа. Поэтому при данных значениях параметров вероятность осуществления «рукопожатия» выше.



а) б)

Рис. 6. Зависимость вероятности «рукопожатия» от задержки

2. Длина суммарного отрезка на рис. 4 $1\le\left(p\theta_T+q\theta_R\right)/(2\pi)<2$ и $\dfrac{q\theta_R-p\theta_T}{2\pi}<1$. В этом случае в отрезок, определяющий границы на рис. 4, с вероятностью 1 попадает как минимум одно целое число, и поэтому одновременное пересечение лучами линии прямой видимости гарантировано. Рассмотрим этот вариант

более детально. Предположим вначале, что $q\theta_R/2\pi<1$. Исходя из геометрических вероятностей, легко показать, что за общий период может произойти одно пересечение лучей (рис. 5а) с вероятностями

$$P_r(A)=P_r(B)=\left(1-q\cdot\frac{\theta_R}{2\pi}\right),$$

$$P_r(C)=\frac{q\theta_R-p\theta_T}{2\pi}. \qquad (24)$$

Двукратное пересечение лучей линии прямой видимости на общем периоде (рис. 5б) происходит тогда, когда целые числа попадают в область *A* и *B*. Вероятность такого события находится как геометрическая и равна

$$P_r(AB)=\frac{q\theta_R+p\theta_T}{2\pi}-1,$$

$$P_r(AC)=P_r(BC)=0. \qquad (25)$$

Для одного пересечения лучей на общем периоде при $q\theta_R/2\pi\ge1$ имеем

$$P_r(C)=1-\frac{p\cdot\theta_T}{2\pi}. \qquad (26)$$

Для двух пересечений лучей при $q\theta_R/2\pi\ge1$

$$P_r(AB)=1-\frac{q\theta_R-p\theta_T}{2\pi},$$

$$P_r(BC)=\frac{q\cdot\theta_R}{2\pi}-1. \qquad (27)$$

В случае двух пересечений лучей линии прямой видимости (рис. 5б) в качестве решающей статистики следует выбрать случайную величину

$$T=\max\left(T_1,\ T_2\right), \qquad (28)$$

где T_1 *и* T_2 – длительности пересечений лучей на одном из оборотов антенн. Функция распределения максимума имеет вид

$$F(t)=P_r(T<t)=F_1(t)F_2(t), \qquad (29)$$

где $F_1(t)$ и $F_2(t)$ – функции распределения T_1 и T_2. В нашем случае

$$F_A(t)=F_B(t)=\begin{cases}0, & t<0,\\ \dfrac{\omega_T}{\theta_T}t, & 0\le t\le\dfrac{\theta_T}{\omega_T};\\ 1, & \dfrac{\theta_T}{\omega_T}<t.\end{cases}$$

$$F_C(t)=\begin{cases}0, & t<\dfrac{\theta_T}{\omega_T},\\ 1, & \dfrac{\theta_T}{\omega_T}\le t.\end{cases} \qquad (30)$$

Из (30) следует, что

$$F_{AC}(t)=F_A(t)F_C(t)=F_C(t),$$

$$F_{AB}(t)=F_A(t)F_B(t)=\begin{cases}0, & t<0,\\ \left(\dfrac{\omega_T}{\theta_T}t\right)^2, & 0\le t\le\dfrac{\theta_T}{\omega_T},\\ 1, & \dfrac{\theta_T}{\omega_T}<t.\end{cases} \qquad (31)$$

Из (24)–(28) вытекает, что функция распределения для $q\theta_R/2\pi<1$ имеет вид

$$F(t)=2\left(1-\frac{q\theta_R}{2\pi}\right)F_A(t)+$$

$$+\frac{q\theta_R-p\theta_T}{2\pi}F_C(t)+\left(\frac{q\theta_R+p\theta_T}{2\pi}-1\right)F_{AB}(t), \qquad (32)$$

а для $q\theta_R/2\pi\ge1$

$$F(t)=\frac{q\theta_R-p\theta_T}{2\pi}F_C(t)+$$

$$+\left(1-\frac{q\theta_R-p\theta_T}{2\pi}\right)F_{AB}(t). \qquad (33)$$

Как уже отмечалось, вероятность обмена «рукопожатиями» связана с функцией распределения соотношением

$$P_{\text{рукп}}(\tau)=1-F(\tau).$$

Непрерывная кривая на рис. 6а построена с учетом формулы (32) при $\theta_R=\theta_T=\pi/3$, $p=4$, $q=5$, ($q\theta_R/2\pi=5/6<1$). Пунктирная кривая построена для $q=7$, $p=4$ ($q\theta_R/2\pi=7/6>1$). Максимальная длительность пересечения лучом антенны передатчика линии прямой видимости для данного примера $t_{tr}=\theta_T/\omega_T=0.166$. Как следует из рис. 6б, с увеличением числа *q* вероятность обмена «рукопожатиями» увеличивается, и это продолжается до тех пор, пока величина $\left(q\theta_R-p\theta_T\right)/(2\pi)$ не станет больше единицы. Если $\left(q\theta_R-p\theta_T\right)/(2\pi)>1$, то с вероятностью 1 участок *C* на рис. 4 накроет целое число. Поэтому вне независимости от других пересечений будет

наблюдаться максимальный отклик, и в силу (30), (31) функция распределения и вероятность обмена «рукопожатиями» будут следующими:

$$F(t)=\begin{cases}0, & t<\dfrac{\theta_T}{\omega_T},\\ 1, & \dfrac{\theta_T}{\omega_T}\le t;\end{cases}$$

$$P_{\text{рукп}}(\tau)=1-F(\tau)=\begin{cases}1, & \tau<\dfrac{\theta_T}{\omega_T},\\ 0, & \dfrac{\theta_T}{\omega_T}\le \tau.\end{cases} \qquad (34)$$

Таким образом, при $\left(q\theta_R-p\theta_T\right)/(2\pi)>1$ и задержке $\tau<\theta_T/\omega_T$ для двух узлов, находящихся в режиме передачи и приема, обмен «рукопожатиями» происходит с вероятностью 1 (рис. 6б ступенчатая функция, обозначенная маркерами «+»).

Определим как *псевдослот* временной слот, длительность которого равна общему периоду ($2\pi q/\omega_T$ или $2\pi p/\omega_R$), в котором луч передающей антенны сделает q оборотов, а луч приемной антенны сделает p оборотов. Если псевдослот обозначен маркером «1», то узел находится в режиме передачи, а если псевдослот обозначен маркером «0», то узел находится в режиме приема. Исходя из изложенного можно утверждать, что при задержке $\tau<\theta_T/\omega_T$ и $1\le\left(p\theta_T+q\theta_R\right)/(2\pi)$ в течение общего периода узел с псевдослотом «1» гарантированно встретится с узлом с псевдослотом «0» и они обменяются «рукопожатиями».

3. Учет влияния коллизий

3.1. Модель коллизий

В приведенной выше модели попарного обнаружения узлами друг друга не учитывался эффект влияния коллизий, т.е. когда лучи от двух или более соседей попадают в приемный луч узла. Считается, что в этом случае обмен информацией не происходит, а пакеты теряются. В рамках модели связи (рис. 1) при обмене «рукопожатиями» каждый псевдослот условно можно разделить на временные слоты, где, в свою очередь, они разделятся на два мини-слота (первый и второй). В режиме передачи каждый узел в первый мини-слот передает бикон-сигнал, а во второй временной мини-слот слушает ACK-сообщение. В режиме приема в первый временной мини-слот происходит прием сигнала, а во второй мини-слот происходит передача ACK-сообщения. При этом могут возникнуть коллизии как на первом мини-слоте, так и на втором (рис. 7).

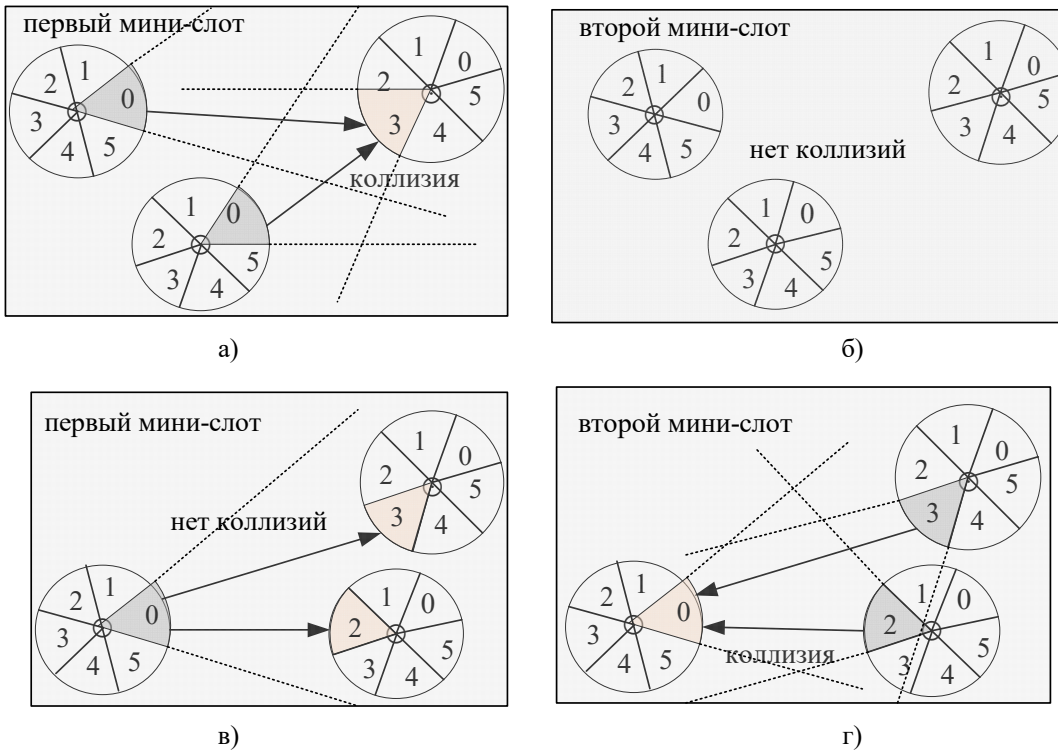


Рис. 7. Варианты возникновения коллизий при обмене «рукопожатиями»

На рис. 7а коллизия произошла на первом мини-слоте, т.к. два узла одновременно прислали бикон-сигнал на узел, находящийся в режиме приема. В результате коллизии произошла потеря пакета, и узел не послал ACK-сообщение. Поэтому в следующий мини-слот все узлы находились в состоянии «слушать» (рис. 7б), и коллизии не произошло. На рис. 7г коллизия произошла на втором мини-слоте, т.к. в ответ на бикон-сигналы два узла одновременно прислали ACK-сообщение. Варианты обмена «рукопожатиями» без коллизий приведены на рис. 8.

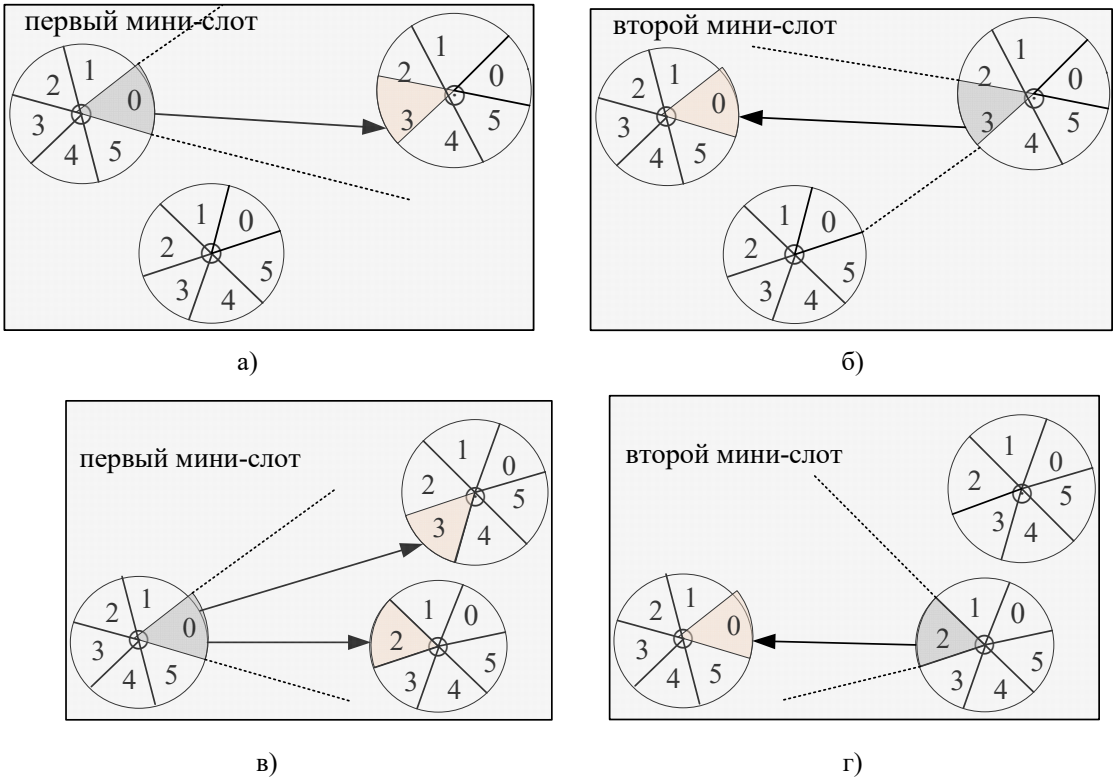


Рис. 8. Варианты успешного обмена «рукопожатиями»

3.2. Аналитическое описание

Предположим, что сеть состоит из *N* узлов, равномерно распределенных в некоторой области. Тогда число соседних узлов, попавших в зону действия луча приемной антенны узла *j* (псевдослот «0»), в среднем равно $M = (N-1)\cdot\theta_R/(2\pi)$. Из них каждый узел с равной вероятностью может находиться либо в режиме приема (псевдослот «0»), либо в режиме передачи (псевдослот «1»). В этом случае число узлов *X*, находящихся в режиме передачи с псевдослотом «1», будет случайной величиной, распределенной по биномиальному закону:

$$P_r(X=m) = \frac{C_M^m}{2^M},\ m = 0,1,\cdots,M\ . \qquad (35)$$

Как следует из (35), вероятность того, что из них найдется хотя бы один узел с псевдослотом «1», равна $p_1 = (1-1/2^M)$. Такой узел в начале каждого мини-слота осуществляет передачу с вероятностью p_t, после чего во втором мини-слоте переходит в режим слушания. Данная процедура продолжается до тех пор, пока не осуществится обмен «рукопожатиями». Предположим, что такой узел есть, и обозначим его через *i*. Распишем процедуру обмена «рукопожатиями» более детально.

В первом мини-слоте:

1. Узел *i* передает бикон-сигнал в направлении другого узла *j* с вероятностью p_t, равной вероятности встречи лучей антенн узлов в режиме псевдослотов «1» и «0». Как было отмечено в предыдущей части, например, при выполнении условий $1 < (q\theta_R - p\theta_T)/(2\pi) < 2$, из-за случайности начального положения лучей встреча может произойти с равной вероятностью в любом из мини-слотов на общем периоде. Длительность общего периода (псевдослота) $T_{\text{общ}} = (2\pi/\omega_T)q$, а длительность (мини-слота) совместного пересечения лучами линии прямой

видимости равна $t_{\text{пр}} = \theta_T / \omega_T$. Тогда общее число мини-слотов в одном псевдослоте равно $N_{\text{mins}} = \lceil T_{\text{общ}} / t_{\text{пр}} \rceil = \lceil 2\pi q / \theta_T \rceil$, а вероятность передать бикон-сигнал в данный мини-слот от узла *i* к узлу *j* вычисляется по формуле

$$p_t = 1 / N_{\text{mins}} . \qquad (36)$$

2. Никакой другой узел сети с псевдослотом «1» не передает в направлении узла *j* в этот мини-слот (рис. 7а). Число других узлов с псевдослотом «1» равно *m* – 1, а вероятность того , что из них никто не передает, равна $(1 - p_t)^{m-1}$.

3. Находящийся в режиме «слушать» узел *j* принимает бикон-сигнал от узла *i* с вероятностью 1.

Во втором мини-слоте:

1. Узел *j* передает АСК-сообщение в направлении узла *i* с вероятностью 1.

2. Узел *i* слушает в том же самом направлении, в котором был передан бикон-сигнал, АСК-сообщение от узла *j* передается с вероятностью 1.

3. Никакой другой узел сети с псевдослотом «0» не передает в направлении узла *j* в этот мини-слот (рис. 7г). Вероятность такого события равна $(1 - p_t)^{M-m-1}$.

В итоге с учетом вышеизложенного вероятность того, что узел *i* обменяется «рукопожатиями» с узлом *j* за время общего периода в условиях коллизий, вычисляется по формуле полной вероятности следующим образом:

$$p_s = N_{\min s} p_t \sum_{m=1}^{M} C_M^m \frac{1}{2^M} (1 - p_t)^{m-1} (1 - p_t)^{M-m} =$$

$$= \left(1 - \frac{1}{2^M}\right)(1 - p_t)^{M-1}, \; M \geq 2 . \qquad (37)$$

Как уже отмечалось, множитель $(1 - 1/2^M)$ в (37) определяет вероятность существования в сети пары с псевдослотом «0» и «1». При наличии такой пары условная вероятность осуществления «рукопожатия» равна $p_s = (1 - p_t)^{M-1}$, $M \geq 1$. На рис. 9а приведены зависимости условной (при наличии пары с псевдослотом «0» и «1») вероятности обмена «рукопожатиями» с учетом коллизий в зависимости от числа пользователей сети. Вычисления проведены для следующих значений параметров: $p = 4$, $q = 11$, $\theta_R = \theta_T = \pi / 3$ – непрерывная кривая и для $\theta_R = \theta_T = \pi / 6$ – пунктирная кривая. Как следует из сравнения кривых, сужение лучей антенн приводит к уменьшению влияния коллизий, так как в этом случае меньше узлов попадает в луч приемной антенны. На рис. 9б приведены условные (верхние) и безусловные (нижние) вероятности обмена «рукопожатиями».

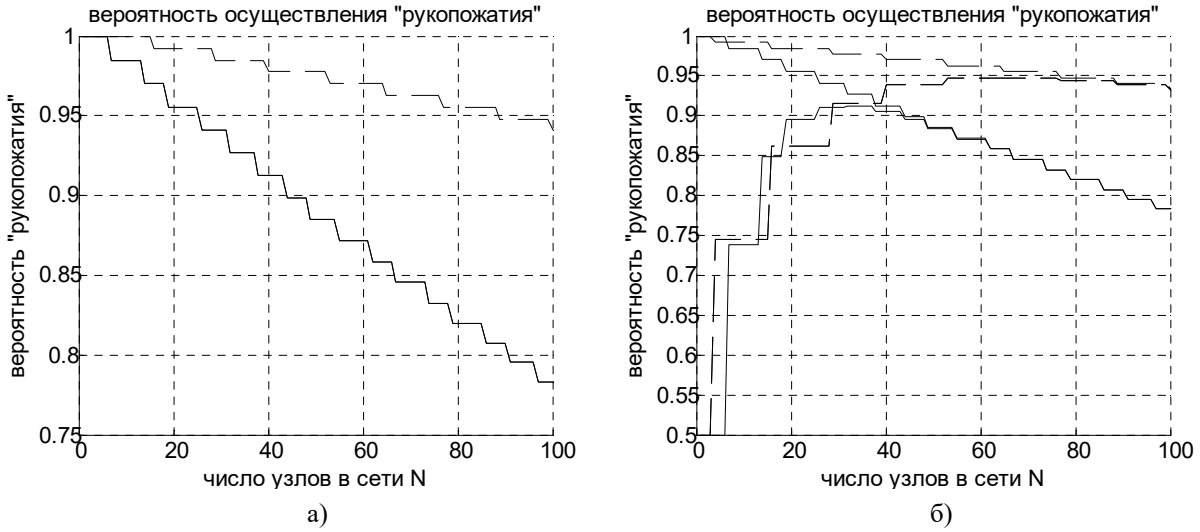


Рис. 9. Вероятность обмена «рукопожатиями» с учетом коллизий

Как следует из рис. 9б, при наличии в сети пары узлов с псевдослотом «0» и «1» из-за коллизий условная вероятность обмена «рукопожатиями» уменьшается с ростом числа узлов. В этом случае на общем периоде гарантированного обнаружения соседнего узла не происходит. С другой стороны, при небольшом количестве узлов в сети попадание в узкий луч приемной ан-

тенны узла с псевдослотом «1» не гарантировано, поэтому гарантированного обнаружения также не происходит.

Из вышеизложенного можно сделать вывод: *независимо от начального положения и направления вращения за время общего периода лучи антенн приемника и передатчика гарантированно одновременно пересекут линию прямой видимости, если и только если выполняются условия*

$$\Delta_{\text{рез}} = \left(p\theta_T + q\theta_R \right) / (2\pi) > 1,$$

$$\omega_R / \omega_T = p / q,$$

где $p \neq q$ – целые, положительные, взаимно простые числа. Кроме этого, число одновременного пересечения лучами линии прямой видимости напрямую связано с величиной $\Delta_{\text{рез}}$. Если $1 < \Delta_{\text{рез}} < 2$, то за общий период в зависимости от начального положения лучи одновременно пересекают линию прямой видимости один или два раза, если $2 < \Delta_{\text{рез}} < 3$, то пересекают два или три раза и так далее. При $\Delta_C = \left(q\theta_R - p\theta_T \right) / 2\pi > 1$ с вероятностью 1 реализуется максимальная длительность перекрытия лучей.

Список источников

1. *Чаркин Д.Ю., Григорьев Е.В., Прохоров В.Е.* Применение направленных антенн в беспроводных телекоммуникационных сетях // Теория и техника радиосвязи. 2021. № 2. С. 76–90.

2. *Dai H.N., Zhao O.* On the delay reduction ad hoc wireless networks with directional antennas // EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking. 2015:16. 13 p.

3. *Vasudevan S., Kurose J.F., Towsley D.F.* On neighbor discovery in wireless networks with directional antennas // Proc. IEEE INFOCOM. 2005. Pp. 2502–2512.

4. *Bian K., Park J.-M.* Maximizing rendezvous diversity in rendezvous protocols for decentralized cognitive radio networks // in IEEE Transactions on Mobile Computing. 2013. Vol. 12. Pp. 1294–1307.

5. *Chen L., Li Y., Vasilakos A.V.* Oblivious neighbor discovery for wireless devices with directional antennas // The 35th Annual IEEE International Conference on Computer Communications. IEEE INFOCOM. 2016. Pp. 1–9.

6. *Wang Y., Zhang T., Mao S., Rappaport T.S.* Directional neighbor discovery in mm wave wireless networks // Digital Communications and Networks. 2021. Vol. 7. Pp. 1–15.

7. *Bhunia S., Khan M., Yuksel M., Sengupta S.* Inband LOS discovery using highly directional transceivers // Ad Hoc Networks. Vol. 91. 2019. Pp. 1–15.

8. *Серпинский В.* О решении уравнений в целых числах. М.: Физматлит, 1961. 88 с.

9. *Кендалл М., Моран П.* Геометрические вероятности. М.: Физматлит, 1972. 192 с.

10. *Пугачев В.С.* Теория вероятностей и математическая статистика. М.: Наука, 1979. 496 с.

Информация об авторах

Дмитрий Юрьевич Чаркин, директор НТЦ
Сергей Юрьевич Алехин, начальник НТУ
Евгений Васильевич Григорьев, начальник сектора
Анатолий Емельянович Лимарев, ведущий конструктор
Владимир Евгеньевич Прохоров, начальник отдела

Information about the authors

Dmitry Yu. Charkin, Director of Scientific and Technical Centre
Sergey Yu. Alekhin, Head of Scientific and Technical Department
Evgeny V. Grigoryev, Head of Sector
Anatoly E. Limarev, Leading Design Engineer
Vladimir E. Prokhorov, Head of department

Статья поступила в редакцию 22.12.2021
Одобрена после рецензирования 30.12.2021
Принята к публикации 11.01.2022

The article was submitted 22.12.2021
Approved after reviewing 30.12.2021
Accepted for publication 11.01.2022

Принципы построения и алгоритмы функционирования устройств радиосвязи

Теория и техника радиосвязи. 2022. № 2. С. 44–48. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2022. No. 2. Pp. 44–48. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 004.056

Математическая модель восстановления синхронизации на основе использования свойств сверточных кодов и модифицированного алгоритма Витерби

Юрий Юрьевич Синицын[1], Александр Борисович Сизоненко[2]
[1,2]Краснодарское высшее военное училище, Краснодар, Россия
[1]sinia90@mail.ru, [2]siz_al@mail.ru

Аннотация. *Система передачи данных цифровых систем радиосвязи требует обеспечения высоких показателей надежности и качества передачи информации. Тактовая рассинхронизация при передаче данных ведет к искажению и потере данных. Восстановление синхронизации предлагается при помощи свойств сверточных кодов и модифицированного алгоритма декодирования по Витерби.*

Ключевые слова: *система синхронизации, проскальзывания, сверточные коды, алгоритм Витерби, восстановление кадра данных.*

Construction principles and functioning algorithms of radio communication devices

Mathematical model of synchronization recovery based on the properties of conventional codes and the modified Viterbie algorithm

Yury Yu. Sinitsyn[1], Alexander B. Sizonenko[2]
[1,2]Krasnodar Higher Military School, Krasnodar, Russia
[1]sinia90@mail.ru, [2]siz_al@mail.ru

Abstract. *The data transmission system of digital radio communication systems requires high reliability and quality of information transmission. Clock desynchronization during data transmission leads to distortion and loss of data. Synchronization recovery is proposed using the properties of convolutional codes and a modified Viterbi decoding algorithm.*

Keywords: *synchronization system, slippage, convolutional codes, Viterbi algorithm, data frame recovery.*

Синхронизация цифровых систем радиосвязи – основа их нормальной работы. При восстановлении сигнала важна не только его форма, но и момент его детектирования приемником. Поэтому работа всех участников радиосвязи должны быть синхронной.

Если на передающем и принимающем узлах частоты источников тактовой синхронизации (хронирующих источников, или таймеров) не совпадают, за определенное время накапливается ошибка временного интервала, равная разности момента прихода импульса цифровой последовательности и момента генерации импульса источником тактовой синхронизации принимающего узла.

© Синицын Ю.Ю., Сизоненко А.Б., 2022

Частота местного источника тактовой синхронизации может быть выше или ниже частоты принимаемой последовательности. В зависимости от этого, когда ошибка временного интервала становится соизмеримой с длиной тактового интервала, происходит либо пропадание одного импульса, либо формирование лишнего, что приводит к срыву синхронизации. Данное явление называют проскальзыванием, и при передаче данных оно приводит к нарушению связи.

Для временной синхронизации цифровых систем радиосвязи используется служба единого скоординированного времени (UTC) или единый источник синхронизации, например навигационные данные системы GPS/ГЛОНАСС [1].

На рис. 1 показана система синхронизации цифровых систем радиосвязи по сигналам спутниковых радионавигационных систем [2].

При сбоях сигналов со спутниковых радионавигационных систем работа системы синхронизации осуществляется от внутренних источников синхронизации цифровых систем радиосвязи. Точность поддержания частоты синхронизации от первичных эталонных генераторов спутниковых радионавигационных систем составляет 10^{-11}. Точность поддержания частоты синхронизации от внутренних задающих генераторов составляет 10^{-8}. Синхронизация от внутренних задающих генераторов увеличит частоту проскальзываний, что ухудшит качество передачи данных [1].

Влияние проскальзываний на передачу цифровых данных зависит от используемого протокола передачи данных. В протоколах, не предусматривающих возможности повторной передачи, возможны пропуски, повторения или искажения данных.

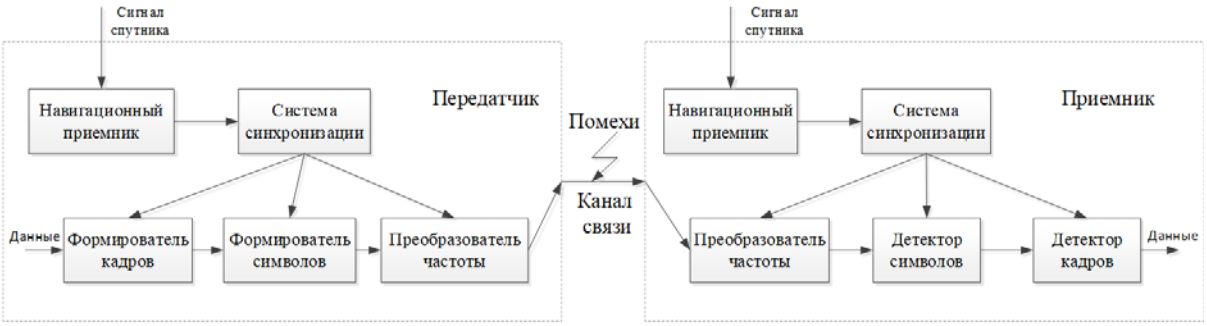


Рис. 1. Система синхронизации по сигналам спутниковых радионавигационных систем

При цифровой передаче изображений проскальзывания обычно вызывают искажение части изображения или его «замораживание» на время до 6 секунд.

Наибольшее влияние проскальзывания оказывают при предоставлении услуг по передаче шифрованных данных. Проскальзывание приводит к потере ключа шифрования. Потеря ключа приводит к недоступности переданных данных до повторной передачи ключа и повторного осуществления связи. Поэтому вся связь останавливается. Необходимость в ретрансляции ключа значительно влияет на безопасность [3].

1. Способы борьбы с проскальзываниями

Для решения проблемы синхронизации цифровых систем радиосвязи используются устройства с эластичной памятью, в которых по тактовой частоте осуществляется запись переданного сигнала, а по тактовой частоте генератора приемника происходит его считывание. Устройство с эластичной памятью используется для долгого хранения сигналов цифровой системы связи, эластично изменяясь для компенсации задержек во времени прохождения цифрового сигнала. Кратковременные отклонения тактовой частоты компенсируются с помощью эластичной памяти. Данный вид памяти становится малоэффективным при наличии пусть и небольших, но продолжительных отклонений в синхронизации устройств. Это связано с тем, что такая память переполняется или опустошается в зависимости от соотношения тактовых частот [5].

Также в цифровых системах радиосвязи используется способ частичного восстановления данных после обнаружения проскальзывания при помощи битов синхронизации.

Кадр представляет собой матрицу из строк и столбцов. Полезные данные *D* обрамляются служебными *C* или *T*. Порядок следования битов во времени: слева направо, сверху вниз.

Первым передается флаг начала кадра – уникальная комбинация, состоящая из нулей. Биты первого столбца называются битами синхрониза-

ции и состоят из единиц. Кадры последовательно передаются в канал связи. Получатель кадра распознает флаг начала и приступает к приему данных. Если ошибок нет, то полезные данные извлекаются из кадра, преобразуются в равномерный поток отсчетов, совпадающий с исходным.

В результате проскальзывания может появиться лишний бит или исчезнуть один из имевшихся битов, что искажает кадр не только по содержанию, но и по форме (рис. 2). Большинство подобных ошибок проявляется в том, что по крайней мере один из битов синхронизации приобретает неправильное значение.

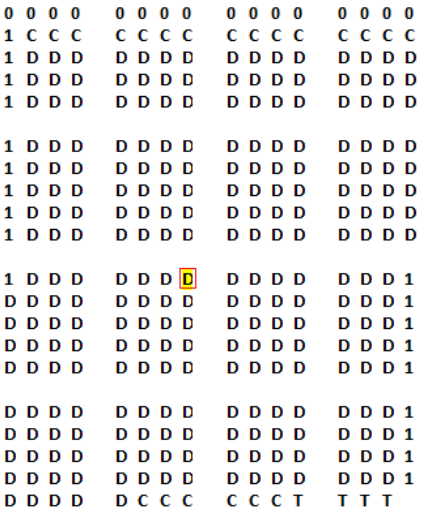


Рис. 2. Структура кадра с удаленным битом данных

При обработке кадра устройство управления (процессор) пытается реконструировать кадр. Прежде чем перейти к процедуре реконструкции кадра, процессор оценивает шансы на успех. Вероятность правильного применения коррекции зависит от номера строки, в которой обнаружен первый ошибочный бит синхронизации. Возможен отказ выполнения процедуры реконструкции кадра при малой вероятности правильного применения коррекции [6].

2. Математическая модель модифицированного алгоритма Витерби

Для восстановления данных, искаженных проскальзываниями, предлагается использовать сверточное кодирование и декодирование по алгоритму Витерби. Сверточные коды широко применяют среди кодов, исправляющих ошибки. Одним из методов декодирования сверточных кодов является алгоритм Витерби.

Данный алгоритм осуществляет поиск наиболее подходящего списка состояний, которые имеют наибольшую вероятность произошедших событий. Алгоритм Витерби основан на методе максимального правдоподобия. На каждом такте декодирования для каждой ветви решетки кода вычисляется метрика – число, характеризующее степень отличия битов, генерируемых данной ветвью, от принятого кодового слова. Ошибка по каждой ветви служит метрикой расстояния Хэмминга и соответствует числу отличающихся от требуемых принятых символов. Суммарная метрика по каждому из возможных путей определяется как метрика путей. Алгоритм Витерби выбирает путь с наименьшей суммарной метрикой и отбрасывает остальные пути.

Для восстановления кадра с удаленным или добавленным битом данных после проскальзывания предлагается использовать модифицированный алгоритм декодирования Витерби, представленный на рис. 3.

На вход приемника поступает входная кодовая последовательность X, состоящая из кодовых слов. Количество битов поступившей кодовой последовательности сравнивается со стандартным размером кадра данных. При совпадении размеров происходит декодирование по классическому алгоритму Витерби. При несовпадении кодовой последовательности со стандартным размером кадра данных декодирование происходит по модифицированному алгоритму.

Кодовая последовательность разбивается на кодовые слова x_1, x_2, …, x_n. За каждый такт декодирования t_1, t_2, …, t_n определяется наиболее вероятный путь перехода по решетчатой диаграмме на рис. 4.

Расчет метрик ветвей кодового слова осуществляется как расстояние Хемминга – степень отличия битов двух кодовых слов одинаковой длины по числу позиций, в которых соответствующие символы различны (1):

$$V_{ij} = h\left(x_i, s_{ij}, s_{i-1,1}\right). \quad (1)$$

Расчет метрик путей кодового слова определяется на основании наименьшего значения суммы метрик путей, входящих в состояние s_{ij}:

$$P_{ij} = \min\left(V_{i-1,k} + V_{ij}\right). \quad (2)$$

Сравнение метрик путей и выбор оптимального пути осуществляются на основании сравнения всех значений метрик путей P_{ij} для такта t_i:

$$\mathrm{opt}P_{ij} = \min\left[P_{ij} + P_{i,j+k}\right]. \quad (3)$$

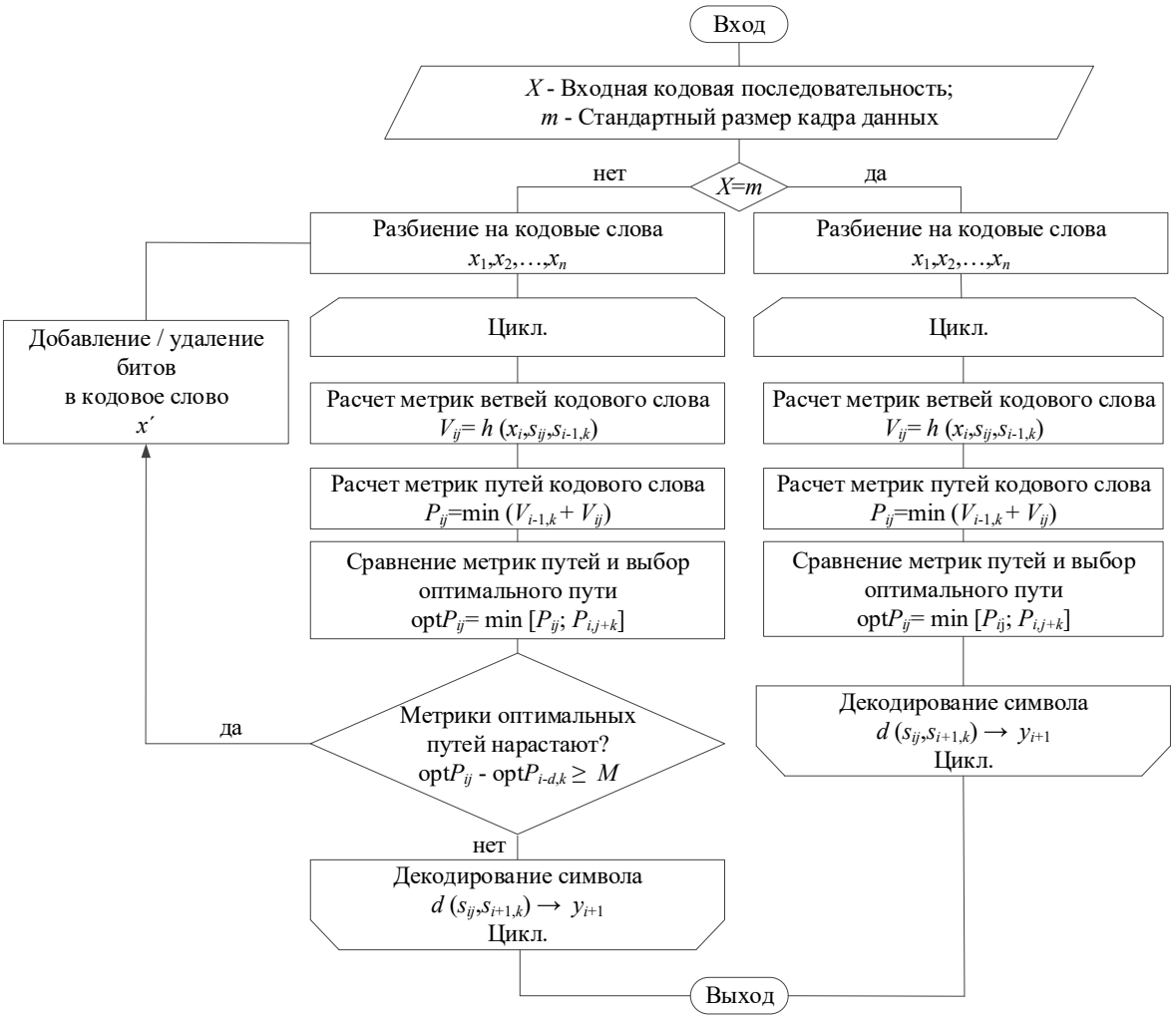


Рис. 3. Модифицированный алгоритм Витерби

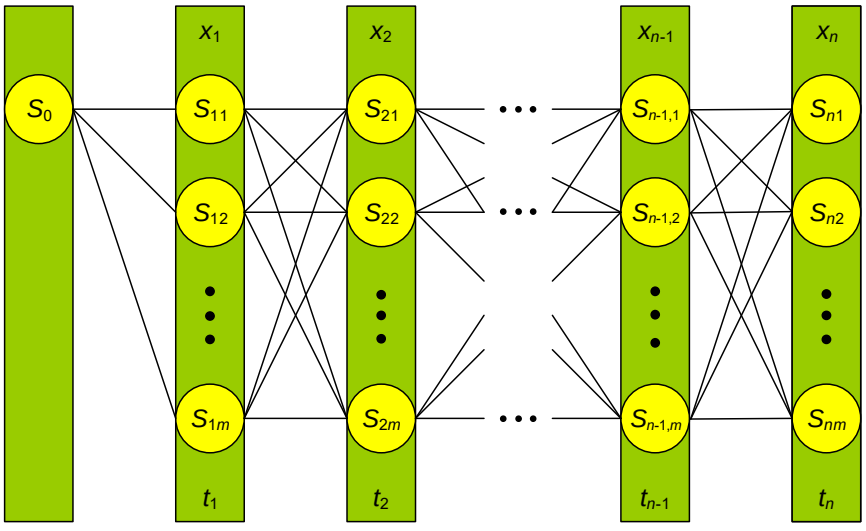


Рис. 4. Решетчатая диаграмма модифицированного алгоритма Витерби

Оптимальный путь выбирает наиболее вероятный переход из состояния s_{ij} в состояние $s_{i+1,k}$ на решетчатой диаграмме, которое имеет однозначное отображение в декодированный символ y_{i+1}.

Для обнаружения места удаленного или добавленного бита информации введем коэффициент нарастания метрик пути *M*. Сравнение нарастания метрик оптимального пути с коэффициентом *M* будем производить с шагом длины *d*, равной длине кодового ограничения сверточного кода (4):

$$\mathrm{opt}P_{ij} - \mathrm{opt}P_{i-d,k} \geq M\,. \qquad (4)$$

Если нарастание метрик пути больше значения критерия *M*, то происходит остановка процесса декодирования, возвращение в состояние $s_{i-d,k}$, вставка произвольного бита данных x', возврат в состояние $s_{i-2d,j}$ и дальнейшее декодирование по классическому алгоритму Витерби.

Заключение

Сбои в работе систем синхронизации приводят к удалению или добавлению лишних символов кодовой последовательности. Способы устранения рассинхронизации, используемые в современных цифровых системах радиосвязи, не способны в полной мере определить место удаленного или добавленного бита информации. Уменьшить влияние проскальзываний в цифровых системах радиосвязи возможно, используя свойства сверточных кодов. Модификация алгоритма декодирования сверточных кодов по Витерби на основе анализа интенсивности нарастания метрик путей позволит определить место удаленного или добавленного бита и осуществить восстановление кадра данных.

Список источников

1. *Слепов Н.Н.* Синхронизация цифровых сетей. Методы, терминология, аппаратура // Электроника: Наука, Технология, Бизнес. 2002. № 2. С. 24–29.

2. *Боев Н.М.* Синхронизация цифровых систем связи по сигналам спутниковых радионавигационных систем. [Эл. ресурс] https://uav-siberia.com/news/ sinkhronizatsiya-tsifrivykh-sistem-svyazi-po-signalam-sputnikovykh-radionavigatsionnykh-sistem, 17.08.2021.

3. Синхронизация телекоммуникационных сетей [Эл. ресурс]. https://www.unitest.com, 23.08.2021.

4. *Никитин Г.И.* Сверточные коды / СПбГУАП. СПб: 2001. 80 с.

5. *Синицын Ю.Ю., Сизоненко А.Б.* Использование свойств сверточных кодов при проскальзываниях цифрового сигнала в системе передачи данных комплексов с беспилотными летательными аппаратами // Наука и инновации в XXI веке: актуальные вопросы, открытия и достижения. 2020. С. 23–26.

6. *Сухман С.М., Бернов А.В., Шевкопляс Б.В.* Синхронизация в телекоммуникационных системах. Анализ инженерных решений. 260 с.

7. *Синицын Ю.Ю., Сизоненко А.Б.* Восстановление синхронизации при расшифровании сообщений с использованием модифицированного алгоритма декодирования по Витерби // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. 2020. № 3. С. 36–43.

Информация об авторах

Ю.Ю. Синицын, адъюнкт
А.Б. Сизоненко, д.т.н., доцент, начальник кафедры

Information about the authors

Yu.Yu. Sinitsyn, Graduate Student
A.B. Sizonenko, D.Sc. in Engineering Sciences, Associate Professor, Head of Chair

Статья поступила в редакцию 08.11.2021
Одобрена после рецензирования 26.11.2021
Принята к публикации 06.12.2021

The article was submitted 08.11.2021
Approved after reviewing 26.11.2021
Accepted for publication 06.12.2021

Теория и техника радиосвязи. 2022. № 2. С. 49–57. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2022. No 2. Pp. 49–57. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 621.396

Модель многоуровневого информационного взаимодействия элементов пространственно-распределенной системы мониторинга

А.В. Тимошенко[1], Д.А. Клецков[2], Н.А. Солдатенкова[3], В.В. Черкасов[4]
[1]Московский авиационный институт, Москва, Россия
[2]Ярославское высшее военное училище ПВО, Ярославль, Россия
[3]ПАО «Радиофизика», Москва, Россия
[4]Московский гос. университет имени М.В. Ломоносова, Москва, Россия
[1]u567ku78@gmail.com, [2]major7786@mail.ru, [3,4]sna27009@gmail.com

Аннотация. *Представлена функциональная модель взаимодействия структурных элементов системы мониторинга, учитывающая циклостационарный характер различных видов деструктивных воздействий. Обоснован комплексный показатель эффективности функционирования данной системы на основе требований по непрерывности, оперативности и устойчивости информационного взаимодействия. Предложена формализованная постановка задачи оптимизации информационного взаимодействия между структурными элементами системы мониторинга путем нахождения экстремума комплексного показателя.*

Ключевые слова: *циклостационарность, мониторинг, многоагентность, информационная безопасность, дестабилизирующие воздействия.*

Финансирование: *исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 21-19-00481.*

Model of multi-level information interaction of elements of a spatially distributed monitoring system

A.V. Timoshenko[1], D.A. Kletskov[2], N.A. Soldatenkova[3], V.V. Cherkasov[4]
[1]Moscow Aviation Institute, Moscow, Russia
[2]Yaroslavl Higher Military School of Air Defense, Yaroslavl, Russia
[3]PJSS «Radiofizika», Moscow, Russia
[4]Moscow State University named after M.V. Lomonosov, Moscow, Russia
[1]u567ku78@gmail.com, [2]major7786@mail.ru, [3,4]sna27009@gmail.com

Abstract. *A functional model of the interaction of the structural elements of the monitoring system, taking into account the cyclo-stationary nature of various types of destructive influences is presented. A versatility indicator of the effectiveness of the functioning of this system, based on the requirements for the continuity, efficiency and stability of information interaction, is substantiated. A formalized formulation of the problem of optimizing information interaction between the structural elements of the monitoring system by finding the extremum of a complex indicator is proposed.*

Keywords: *cyclostationarity, monitoring, multi-agent, information security, destabilizing effects.*

Funding: *the study was supported by the Russian Scientific Fund, grant № 21-19-00481.*

Новые системы мониторинга, применяемые на различных промышленных магистралях (газо- и нефтепроводы), в настоящее время вызывают значительный научный интерес. Основой таких систем мониторинга является подсистема связи, включающая в свой состав сеть передачи разнородных данных (СПД). Сложные условия функционирования и большие объемы передаваемых данных в сети связи системы мониторинга, а также развитие современной науки и техники и применение методов цифровой обработки сигналов предъявляют высокие требования по оперативности, устойчивости и безопасности информационного обмена. В связи с этим актуальной является разработка новых подходов к решению задач повышения эффективности функционирования сети связи. Применение многоагентных

© Тимошенко А.В., Клецков Д.А., Солдатенкова Н.А., Черкасов В.В., 2022

самоорганизующихся адаптивных сетей передачи данных (МСАСПД), учитывающих сложную структуру циркулирующего в них трафика и обеспечивающих взаимодействие пространственно-распределенных структурных элементов системы мониторинга, в настоящее время является наиболее актуальным направлением совершенствования подсистемы связи. Это обусловлено достижением более высоких показателей эффективности предлагаемой МСАСПД по сравнению с существующими аналогами. Построение перспективной МСАСПД предполагает разработку современных моделей многоуровневого информационного взаимодействия пространственно-распределенных систем мониторинга.

Целью статьи является разработка функциональной модели информационного взаимодействия структурных элементов системы мониторинга на основе теоретико-множественного подхода с выработкой комплексного показателя эффективности ее функционирования, учитывающего требования, предъявляемые к управлению.

Функциональная модель информационного взаимодействия структурных элементов системы мониторинга

Современные системы активного и пассивного мониторинга (СМ) имеют иерархическую структуру и могут включать наземные и воздушные (например, беспилотные летательные аппараты – БПЛА) средства с применением сложных сенсоров, позволяющих в режиме реального времени обрабатывать и передавать информационные потоки с разнородными данными [1, 2]. При этом функционирование СМ, а в частности – сенсоров на базе БПЛА, осуществляется в условиях различного рода деструктивных воздействий (индустриальных помех) от источников искусственного (приемо-передающая аппаратура базовых станций сотовой сети связи, промышленные отходы предприятий металлургической промышленности и т.д.) и естественного (грозовые разряды, электромагнитные излучения Солнца и т.д.) происхождения. Вариант взаимодействия структурных элементов СМ представлен на рис. 1.

При этом с целью повышения эффективности функционирования данной системы в условиях воздействия деструктивных факторов осуществляется периодическое изменение точек позиционирования ее структурных элементов. Одним из основных элементов системы управления СМ является подсистема связи, представляющая собой совокупность средств радиосвязи (СР), установленных на сенсорах и объединенных в единую пакетную сеть передачи данных, которая обеспечивает передачу информационных потоков и команд управления между структурными элементами СМ. Учитывая изменение точек позиционирования структурных элементов СМ [3] и функционирование в условиях деструктивных воздействий, пакетная сеть передачи данных должна быть адаптивной пространственно-распределенной многоагентной динамической сетью связи [4]. При этом адаптация предлагаемой сети передачи данных является многопараметрической. Особенностью данной сети являются возможности по распознаванию и регистрации в сети новых подключенных сенсоров, перераспределению функций между сенсорами при неисправности соседних устройств.

Применение теории многоагентных систем обусловлено возможностью самоорганизации предлагаемой сети передачи данных. Агентом данной сети является средство радиосвязи, установленное на наземное или воздушное средство мониторинга. При этом агенты сети передачи данных относятся к типу интеллектуальных агентов с возможностью машинного обучения на основе нейросетевых технологий. Разнотипные информационные потоки, передаваемые сенсорами сети, имеют сложную структуру и обладают свойством самоподобия (мультисервисный трафик).

Функциональную модель адаптивной пространственно-распределенной многоагентной динамической сети передачи данных в системе мониторинга возможно представить как совокупность функциональных блоков, взаимоувязанных между собой (рис. 2).

Функционирование модели адаптивной пространственно-распределенной многоагентной динамической сети передачи данных $S^{(\text{МСАСПД})}$ представим в виде агрегативной схемы [5, 6]

$$S^{(\text{МСАСПД})} =< N^{(\text{ср})}, N^{(\text{кп})}, A^{(\text{ап})}, M^{(\text{ам})}, K^{(\text{рв})}, K^{(\text{пр})}, D^{(\text{дф})}, T_{\text{Д}} >, \quad (1)$$

где $N^{(\text{ср})}$ – множество пространственно-распределенных средств мониторинга (сенсоров);

$N^{(\text{кп})}$ – множество конечных потребителей информации со средствами мониторинга (сенсорами);

$A^{(\text{ап})}$ – множество процедур адаптации МСАСПД при воздействии деструктивных факторов;

$M^{(\text{ам})}$ – множество адаптивных алгоритмов маршрутизации в МСАСПД;

$K^{(\text{рв})}$ – множество процедур распределенных вычислений и анализа циркулирующего в МСАСПД трафика;

$K^{(\text{пр})}$ – множество процедур выбора конечного потребителя информации в МСАСПД;

$D^{(\text{дф})}$ – множество деструктивных факторов, воздействующих на каналы передачи данных и управления МСАСПД;

$T_{\text{Д}}$ – время доведения информации до конечных потребителей при использовании МСАСПД.

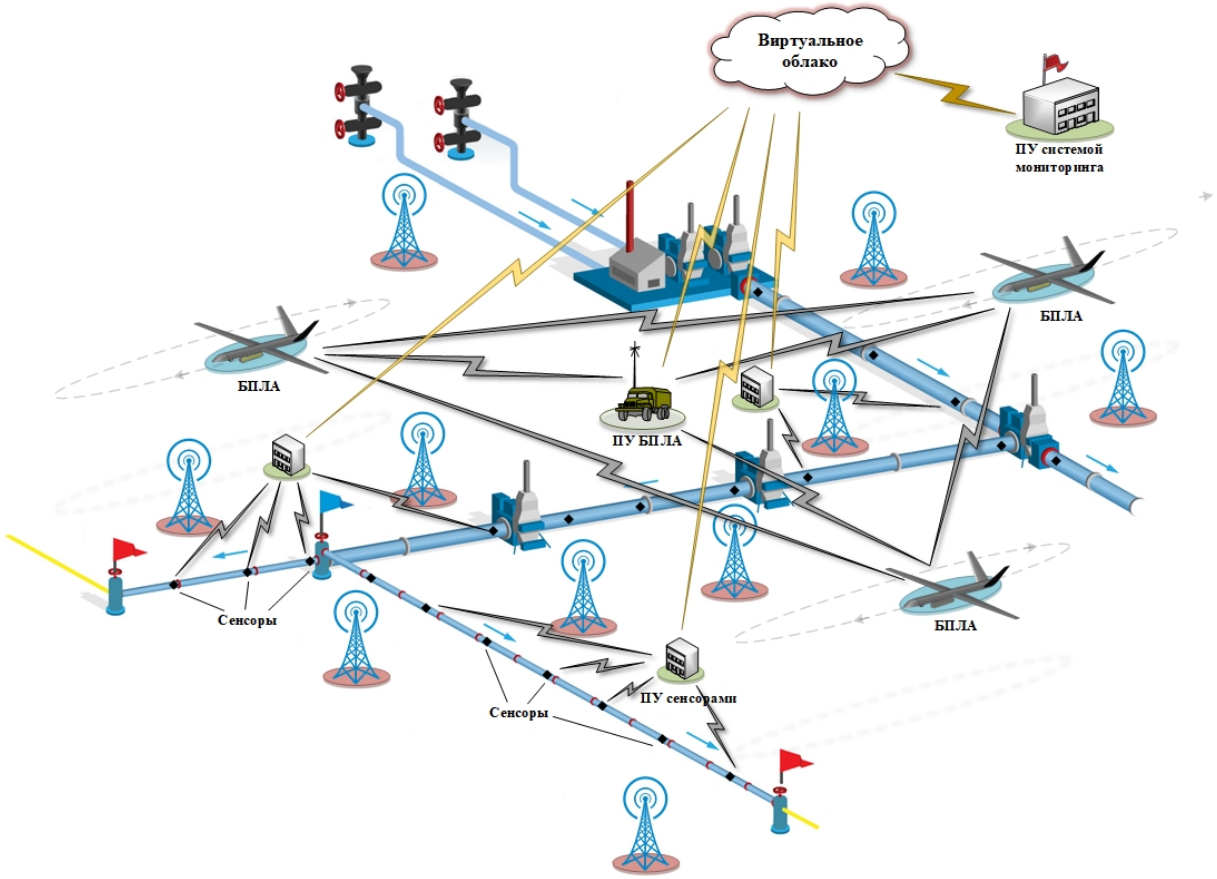


Рис. 1. Вариант информационного взаимодействия структурных элементов пространственно-распределенной СМ

Средство мониторинга $n_i^{(\text{ср})}$, входящее во множество $N^{(\text{ср})}$, характеризуется множеством параметров мониторинга $P_{\text{см}}^{\left(n_i^{(\text{ср})}\right)}$, связи $P_{\text{сс}}^{\left(n_i^{(\text{ср})}\right)}$ для взаимодействия с пространственно-распределенными элементами системы и может быть представлено выражением вида

$$n_i^{(\text{ср})} = F\left(P_{\text{см}}^{\left(n_i^{(\text{ср})}\right)}, P_{\text{сс}}^{\left(n_i^{(\text{ср})}\right)}\right), \qquad (2)$$

где F – функционал, определяющий соответствующие параметры средства мониторинга.

Множество процедур адаптации $A^{(\text{ап})}$ представляет собой объединение множества процедур параметрической адаптации $A^{(\text{па})}$ и множества процедур структурной адаптации $A^{(\text{са})}$

$$A^{(\text{ап})} = A^{(\text{па})} \cup A^{(\text{са})}. \qquad (3)$$

Множество процедур распределенных вычислений и анализа информационных потоков, циркулирующих в МСАСПД, представляет собой объединение множества процедур облачных вычислений $K^{(\text{ов})}$ и множества процедур анализа структурной сложности трафика $K^{(\text{ат})}$ сети передачи данных:

$$K^{(\text{рв})} = K^{(\text{ов})} \cup K^{(\text{ат})}. \qquad (4)$$

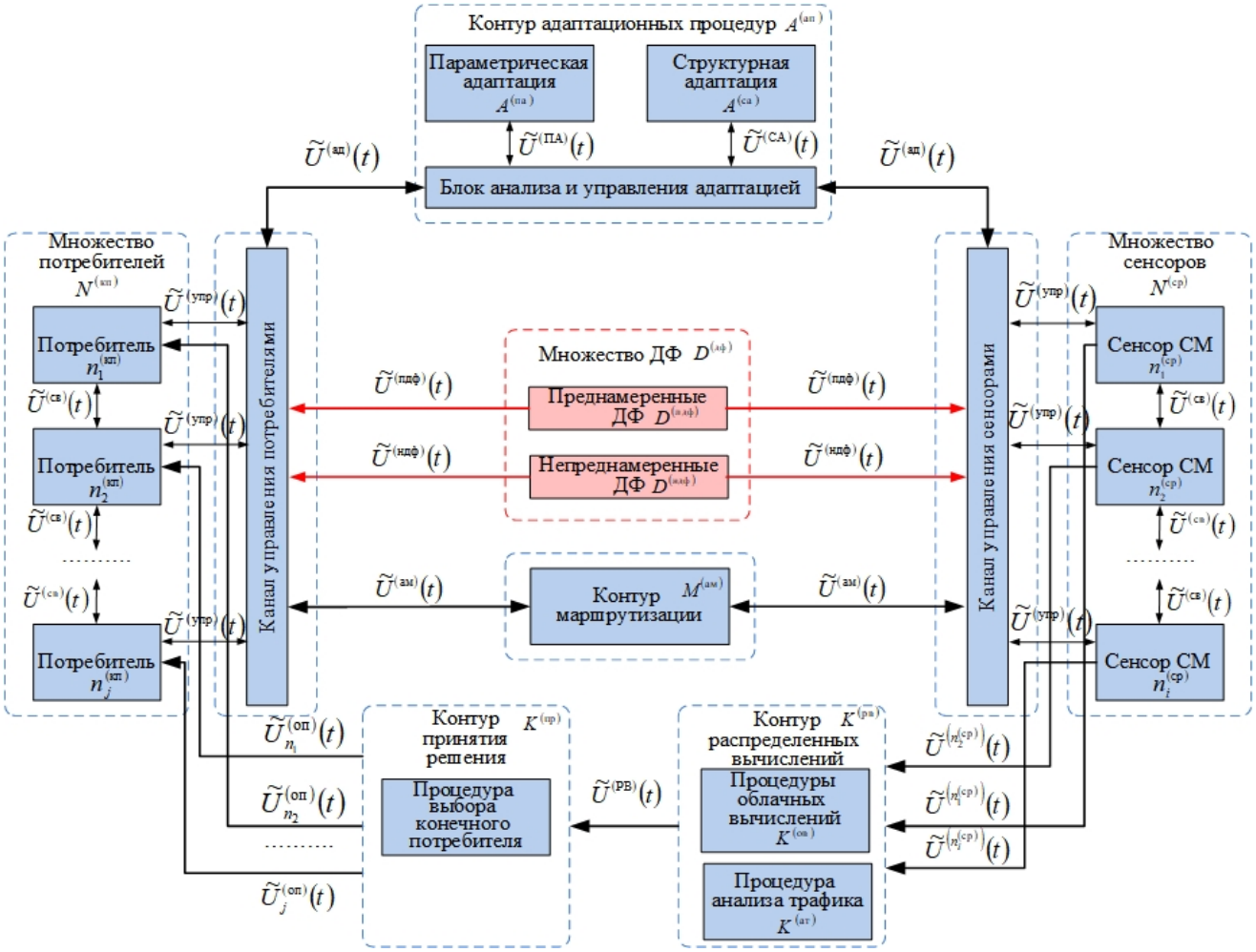


Рис. 2. Функциональная модель адаптивной пространственно-распределенной многоагентной динамической сети передачи данных

Множество деструктивных факторов, воздействующих на каналы передачи данных и управления МСАСПД, можно представить выражением

$$D^{(\text{дф})} = D^{(\text{пдф})} \cup D^{(\text{ндф})}, \qquad (5)$$

где $D^{(\text{пдф})}$ – множество преднамеренных деструктивных факторов, воздействующих на каналы передачи и управления МСАСПД;

$D^{(\text{ндф})}$ – множество непреднамеренных деструктивных факторов, воздействующих на каналы передачи и управления МСАСПД.

Компоненты $S^{(\text{МСАСПД})}$ в зависимости от условий ее функционирования генерируют соответствующие сигналы $U(t)$.

Подобное представление информационного взаимодействия пространственно-распределенных структурных элементов системы мониторинга на основе МСАСПД позволяет выдвинуть требования к сети передачи данных, функционирующей в условиях деструктивных воздействий, в части определения экстремума показателей оперативности $K^{(\text{ОИВ})}$, устойчивости $K^{(\text{УИВ})}$, скрытности $K^{(\text{СИВ})}$ информационного взаимодействия между ее элементами.

Оценивание эффективности функционирования МСАСПД возможно на основе комплексного показателя Kp вида

$$S^{(\text{МСАСПД})} \xrightarrow{f} \max \text{Kp}\left(K^{(\text{ОИВ})}, K^{(\text{УИВ})}, K^{(\text{СИВ})}\right). \quad (6)$$

При этом частные показатели эффективности функционирования перспективной МСАСПД во многом зависят от обеспечения безопасности информации, передаваемой по каналам связи.

Обеспечение безопасности информационного взаимодействия структурных элементов системы мониторинга

Подходы к решению задачи обеспечения безопасности инфокоммуникационных сетей целесообразно рассмотреть с учетом двух факторов – типы учитываемых помех и применяемые методы защиты от них. Если говорить о дестабилизирующих воздействиях, виляющих на информационный радиосигнал, такие воздействия можно разделить на два класса воздействия естественного и искусственного происхождения [7].

Рассмотрим воздействия естественного происхождения, причем применительно к подсистеме связи СМ. На практике при проектировании систем связи определяется усреднённая оценка природных условий, по которой можно минимизировать влияние таких воздействий. Искусственные помехи могут быть преднамеренными и непреднамеренными. Первые являются результатом нарушения электромагнитной совместимости (ЭМС) радиоэлектронных средств (РЭС) или соглашений об использовании радиочастотной полосы [8]. При этом в качестве непреднамеренных помех искусственного происхождения для каналов передачи данных и управления перспективной МСАСПД могут выступать электромагнитные излучения (ЭМИ) базовых станций сотовых и транкинговых сетей связи, радиостанций военных систем связи и телерадиовещания.

В качестве информационного воздействия на каналы передачи данных МСАСПД выступают целенаправленные действия злоумышленника по нарушению целостности, безопасности и доступности информации, циркулирующей в сети связи. Для борьбы с деструктивными воздействиями применяются комплексные методы защиты.

Рассмотрим методы защиты каналов предлагаемой сети передачи данных от внешних воздействий. При этом концепция средств и методов обеспечения безопасности проектируемой МСАСПД должна удовлетворять ряду требований, независимо от совокупности дестабилизирующих факторов [5, 9]:

– своевременное и достоверное обнаружение и предотвращение угроз;

– пресекать действия возможных дестабилизирующих факторов;

– осуществление защиты от преднамеренных угроз методами адаптации и перестройки МСАСПД;

– сохранение качества передачи информации на уровне, обеспечивающем заданное качество обслуживания.

Обеспечение устойчивого функционирования МСАСПД в условиях воздействия различного рода дестабилизирующих факторов возможно путем применения сложных сигнально-кодовых конструкций, в том числе широкополосных сигналов, таких как:

– сигналы со скачкообразной перестройкой частоты в заданной полосе адресной группы частот («быстрая» ППРЧ);

– сигналы с прямым расширением спектра в заданной полосе частот.

Уровень ошибок в канале связи рассматривается как функция помех со стороны шума [16, 18]. По метрике, известной как отношение сигнал/шум (ОШС) $S^{(\text{ОШС})}$ оценивают качество функционирования системы связи. Численно эту величину представляют как отношение мощности сигнала $P^{(\text{с})}$ к мощности шума $P^{(\text{ш})}$ в полосе пропускания приемо-передающей аппаратуры системы связи:

$$S^{(\text{ОШС})} = 10 \cdot \log_{10} \frac{P^{(\text{с})}}{P^{(\text{ш})}}. \quad (7)$$

При разработке систем радиосвязи, а в частности приемо-передающей аппаратуры, применяют нормированное значение ОШС

$$S^{(\text{ОШС})} = \frac{E^{(\text{бит})}}{N_0}, \quad (8)$$

где $E^{(\text{бит})}$ – энергия сигнала, выделенная на один бит;

N_0 – спектральная плотность мощности шума.

В рамках настоящей работы принято, что это значение эквивалентно суммарному значению непреднамеренных помех.

При воздействии преднамеренных помех ОШС представляется выражением вида

$$S^{(\text{ОШС})} = \frac{E^{(\text{бит})}}{N_0 + J_0}, \qquad (9)$$

где J_0 – спектральная плотность мощности преднамеренной помехи.

На практике мощность преднамеренной помехи выше, чем мощность непреднамеренных помех [12], поэтому суммарную величину значения ОШС принимают как

$$S^{(\text{ОШС})} = \frac{E^{(\text{бит})}}{J_0}. \qquad (10)$$

Критерий качества, определяющий степень невосприимчивости системы связи к помехам, называют запасом прочности $\frac{J_0}{P^{(\text{с})}}$ [7]. Данный параметр характеризует значение мощности шума, при котором происходит искажение значений сигнала в канале связи. Увеличение данного критерия качества позволяет повысить устойчивость системы связи к помехам. В современных системах связи обработка сигналов выполняется с использованием моделей, представляющих сигналы в виде реализаций случайных процессов. Хотя такие сигналы нельзя считать периодическими функциями на длинных интервалах наблюдения, они имеют структурную повторяемость, т.е. обладают свойством циклостационарности [13].

Обоснование применения циклостационарных сигналов

Применение беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) в пространственно-распределенных СМ [2, 14] обуславливает необходимость рассмотрения видов сигналов, используемых для взаимодействия с ними. Структурной особенностью сигналов, применяемых в БПЛА для передачи информации, является их периодическая повторяемость в соответствующие моменты времени. Для описания свойств таких сигналов обычно используются методы, основанные на спектральном анализе [10, 12]. Однако такой подход будет не оптимален, так как модулирующие информационные сигналы являются случайными. Новый подход в анализе такого класса сигнала основан на применении теории циклостационарных случайных процессов (ЦСП) [15]. Основное преимущество использования ЦСП в условиях преднамеренных деструктивных факторов заключается возможности маскирования циклостационарных сигналов (ЦСС) под естественные помехи (тепловой шум) при широкой полосе частот, занимаемой сигналом [16, 17].

Рассмотрим сигналы классической модуляции (амплитудной – АМ, частотной – ЧМ, фазовой – ФМ), как реализации ЦСП. В общем виде гармонический модулированный сигнал $X(t)$ можно представить как [4, 6]

$$X(t) = a(t) \cdot \cos\phi(t), \qquad (11)$$

где $a(t)$ – амплитуда сигнала;

$\phi(t)$ – фаза сигнала.

Для АМ $X_{\text{а}}(t)$, ЧМ $X_{\text{ч}}(t)$ и ФМ $X_{\text{ф}}(t)$ данное выражение изменяется в соответствии с модулируемым параметром.

Проявление свойств ЦСП для сигналов $X_{\text{а}}(t)$ доказано в работах [15, 17]. Учитывая взаимосвязь таких параметров сигнала $X(t)$, как частота и фаза, можно считать сигналы с ЧМ и сигналы с ФМ тождественно равными. Следовательно, рассмотрим сигналы с фазовой модуляцией, которые можно представить как сумму двух сигналов с АМ, имеющих разное значение уровня сигнала:

$$X_{\text{ф}}(t) = X_{\text{A1}}(t) + X_{\text{A2}}(t), \qquad (12)$$

где $X_{\text{A1}}(t)$ – АМ сигнал с амплитудой A_1;

$X_{\text{A}_2}(t)$ – АМ сигнал с амплитудой A_2.

Комплексное представление сигнала $X_{\text{ф}}(t)$ имеет следующий вид [4, 6]:

$$X_{\text{ф}}(t) = \frac{1}{2} A_1(t)\left[e^{j\cdot 2\pi\cdot F_0\cdot t} + e^{-j\cdot 2\pi\cdot F_0\cdot t}\right] + \\ + \frac{1}{2} A_2(t)\left[e^{j\cdot 2\pi\cdot F_0\cdot t} - e^{-j\cdot 2\pi\cdot F_0\cdot t}\right]. \qquad (13)$$

Стационарный в широком смысле случайный процесс с нулевым средним значением, не зависящим от времени, обладает следующими свойствами:

– $A_i(t) = A_j(t) = 0$;

– $A_i(t)\overline{A_j(t-\tau)} \neq 0$, при $i,j = \overline{1,2}$;

– $A_i(t)\overline{A_j(t-\tau)}e^{-2j\pi ft} \equiv 0, i,j = \overline{1,2}\ \forall f \neq 0$.

Квадратичное преобразование процесса $X_{\text{ф}}(t)$ показывает наличие корреляции между произвольно смещенными в частотной области значениями случайного процесса и наличие аддитивных гармонических компонент на частотах $f = \pm 2F_0$. Следовательно, сигналы, полученные путем сдвига сигнала $X_{\text{ф}}(t)$ в частотной области на значения $\frac{f}{2} = F_0$ и $\frac{f}{2} = -F_0$ соответственно, являются взаимно коррелированными. Это доказывает циклостационарность сигналов с ФМ, т.е. $X_{\text{ф}}(t)$.

Сравнение показателей помехоустойчивости рассматриваемых видов модуляции сигналов выполнено на основе имитационного моделирования в среде Simulink программного обеспечения Matlab. При моделировании рассмотрена зависимость вероятности битовой ошибки при заданных значениях ОШС с учетом наличия в канале связи помехи в виде аддитивного белого гауссовского шума (АБГШ). Полученные результаты представлены на рис. 2.

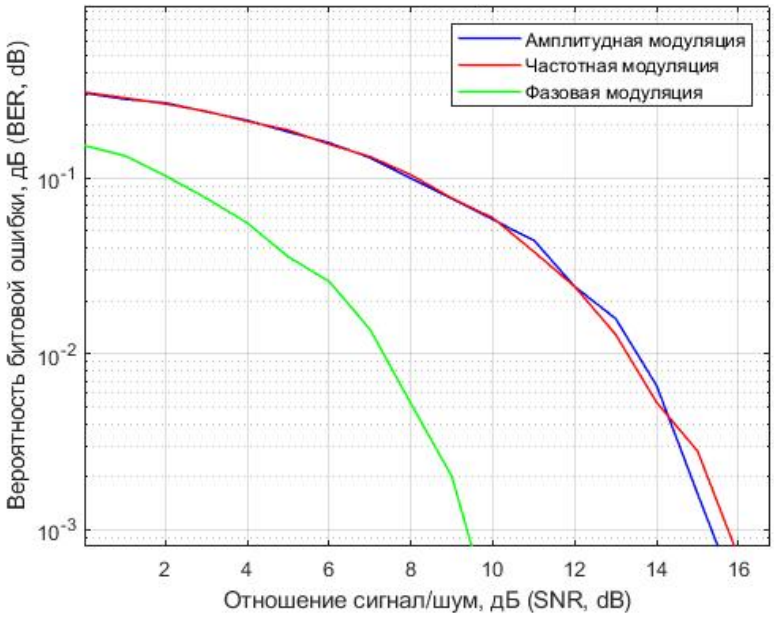


Рис. 2. Зависимость значений вероятности битовой ошибки от ОСШ

Результаты моделирования показывают, что наиболее помехоустойчивым является сигнал с ФМ. Из-за сравнительно недорогой реализации радиоприемные устройства, выполняющие процедуры приема и обработки сигналов с АМ, наиболее часто применяются на транспортных средствах, при этом в сложной помеховой обстановке сигналы с АМ не обеспечивают требуемого уровня вероятности битовой ошибки. Вторым недостатком сигналов с АМ является их высокая восприимчивость к нелинейности усилителя.

Применение сигналов с ЧМ и с ФМ в приемо-передающей аппаратуре обеспечивает устойчивое функционирование РЭС в условиях сложной помеховой обстановки и нелинейным характеристикам усилителей мощности сигналов. При этом применение сигналов с ЧМ целесообразно в маломощных системах связи. Использование сигналов с ФМ в приемо-передающей аппаратуре обеспечивает лучшую теоретическую производительность РЭС.

В СМ в целях повышения помехоустойчивости широкое распространение получили методы расширения спектра. При этом наиболее часто используются сигналы с ППРЧ, обеспечивающие высокую эффективность информационного обмена между элементами сети в условиях воздействия преднамеренных помех. Расширение спектра сигнала с ППРЧ обеспечивается применением управляющей последовательности в виде значений из адресной группы частот, распределенных по равномерному закону. На рис. 3 представлена схема формирования сигнала с ППРЧ.

Обязательным условием применения сигналов с ППРЧ является детерминированность управляющей последовательности на приемной и передающей сторонах для обеспечения частотной и временной синхронизации приемо-передающей аппаратуры.

Рис. 3. Структурная схема формирования сигнала с ППРЧ

Комплексное применение сигналов с ФМ и ППРЧ даёт несколько преимуществ. Во-первых, это обеспечивает скрытность на фоне помех за счёт использования циклостационарной модели формирования сигнала. Во-вторых, безопасность: для постановщика помех закон перестройки несущей частоты неизвестен, что исключает возможность создания эффективных способов подавления. В-третьих, устойчивость: как показал анализ видов помех, даже при условии действия широкополосной помехи использование фазовой модуляции даст больший потенциал по вероятности битовых ошибок, чем другие виды модуляции.

Выводы

Увеличение количества энергетических магистралей (нефте- и газопроводов) определяет актуальность применения СМ, включающих как наземные сенсоры, так и воздушные средства объективного контроля. При этом на первый план выходит подсистема связи и, в частности, сеть передачи данных, функционирующая на ее основе. С учетом воздействия различных деструктивных факторов и сложных условий эксплуатации СМ требуется разработка перспективной МСАСПД, которая позволит передавать большие объемы данных и при этом будет отвечать требованиям по оперативности, устойчивости информационного взаимодействия между пространственно-распределенными структурными элементами СМ. При разработке перспективной МСАСПД необходимо использовать научно-методический аппарат теории многоагентного моделирования, фрактальных процессов, машинного обучения.

Список источников

1. *Легков К.Е., Никифоров О.Г., Ледянкин И.А.* К вопросу многоуровневой защиты информации // Труды Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского. СПб., 2013. № 640. С. 214–219.

2. *Павлов С.А.* Комплексы и средства радиоэлектронной борьбы с радиоуправляемыми минно-взрывными устройствами стран Ближнего Востока // Зарубежное военное обозрение. М., 2021. № 7. С. 49–56.

3. *Михайлов Р.Л.* Радиоэлектронная борьба в Вооруженных силах США. СПб.: Наукоемкие технологии, 2018. 131 с.

4. *Макаренко С.И.* Информационное противоборство и радиоэлектронная борьба в сетецентрических войнах начала XXI века. СПб.: Наукоемкие технологии, 2017. 546 с.

5. *Скляр Б.* Цифровая связь. М.: Вильямс, 2003.

6. *Ефимов Е.Н.* Оценка времени задержки циклостационарных радиосигналов для локализации источников излучений: дисс. … канд. техн. наук. М., 2017. 172 с.

7. *Френкс Л.* Теория сигналов. М.: Советское радио, 1974.

8. *Шевгунов Т.Я., Ефимов Е.Н., Жуков Д.М.* Применение моделей циклостационарных случайных процессов в задачах цифровой обработки сигналов // Вопросы применения цифровой обработки сигналов. 2018. Т. 8, № 1. С. 152–156.

9. *Нужнов М.С.* Оценка степени циклостационарности непреднамеренных излучений средств вычислительной техники // Электросвязь. 2020. № 11. С. 62–71.

10. *Шаймарданов В.М., Лобачев П.С.* Мониторинг состояния элементов информационной системы ESIMO // Ученые записки Российского государственного гидрометеорологического университета. 2012. № 23. С. 155–162.

11. *Бланкина М.С., Ермаков В.В.* Использование БПЛА для мониторинга нефтегазопроводов // Инновационные наукоемкие технологии. 2017. С. 53–55.

12. *Френкель А.Г., Кутузов В.И.* Мониторинг территории с помощью БПЛА с целью обнаружения посторонних объектов // Современные проблемы проектирования, производства и эксплуатации радиотехнических систем. 2016. № 10. С. 161–163.

13. *Силкина Г.Ю., Щербаков В.В.* Современные тренды цифровизации логистики. СПб.: ПОЛИТЕХ-ПРЕСС, 2019. 237 с.

14. *Легков К.Е., Емельянов А.В.* Подход к формализации описания структур подсистемы мониторинга автоматизированных систем управления инфокоммуникациями // Навигация и гидрография. 2017. № 48. С. 27–34.

15. *Мочалов В.А.* Метод синтеза отказоустойчивой структуры сенсорной сети при наличии ограничений по размещению узлов сети в разнородном пространстве // T-comm: телекоммуникации и транспорт. 2012. Т. 6, № 10. С. 71–75.

16. *Yazdan A.J.* Cyber Security Threat Analysis and Modeling of an Unmanned Aerial Vehicle System // IEEE Conference on Technologies for Homeland Security. 2012.

17. *Roberts R.S., Brown W.A., Loomis H.H.* Computationally efficient algorithms for cyclic spectral analysis // IEEE Signal Processing Magazine. 1991. Pp. 38–49.

18. *Roth P.R.* Effective measurements using digital signal analysis // IEEE Spectrum. 1971. Pp. 62–70.

19. *Vasil'ev K.K.* Doubly stochastic models of images // Pattern Recognition and Image Analysis. 2015. V. 1, No 25. Pp. 105–110.

Информация об авторах

Александр Васильевич Тимошенко, д.т.н., профессор, ведущий научный сотрудник
Дмитрий Александрович Клецков, к.т.н., докторант
Надежда Алексеевна Солдатенкова, инженер
Владислав Васильевич Черкасов, магистр

Information about the authors

Alexander V. Timoshenko, D.Sc. in Engineering Sciences, Professor, Leading Research Engineer
Dmitry A. Kletskov, Ph.D. in Engineering Sciences, Doctoral Candidate
Nadezhda A. Soldatenkova, Engineer
Vladislav V. Cherkasov, Student

Статья поступила в редакцию 12.11.2021
Одобрена после рецензирования 22.12.2021
Принята к публикации 02.12.2021

The article was submitted 12.11.2021
Approved after reviewing 22.12.2021
Accepted for publication 02.12.2021

Теория и техника радиосвязи. 2022. № 1. С. 58–67. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2022. No 1. Pp. 58–67. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 621.396.2

Исследование структуры передаваемых данных систем связи стандарта IEEE 802.15.3-2016

Константин Дмитриевич Титов[1], Юрий Геннадьевич Петров[2], Елизавета Эдуардовна Головацкая[3]
[1]Военно-воздушная академия им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина, Воронеж, Россия
[2,3]Воронежский государственный университет, Воронеж, Россия
[1]titovkd@gmail.com, [2]redsaqwer@gmail.com, [3]golovatskayaelizaveta@yandex.ru

Аннотация. *Исследована структура передаваемых данных в интересах определения влияния на помехоустойчивость систем связи, функционирующих в соответствии со стандартом IEEE 802.15.3-2016, на канальном уровне сетевой модели OSI. Определены возможности нарушения работы канала связи, построенного по данному стандарту, путём влияния помех на служебную информацию, передаваемую во время организации работы сети, подключения новых устройств, передачи заголовков пакетов.*

Ключевые слова: *помехоустойчивость, широкополосный сигнал, IEEE 802.15.3, OFDM, пикосеть, служебная информация.*

Investigation of the transmitted data structure of IEEE 802.15.3-2016 communication systems

Konstantin D. Titov[1], Yury G. Petrov[2], Elizaveta E. Golovatskaya[3]
[1]Military Air Academy named after professor N.E. Zhukovsky and Yu.A. Gagarin, Voronezh, Russia
[2,3]Voronezh State University, Voronezh, Russia
[1]titovkd@gmail.com, [2]redsaqwer@gmail.com, [3]golovatskayaelizaveta@yandex.ru

Abstract. *The transmitted data structure of IEEE 802.15.3-2016 standard over the data link layer of the OSI network model is investigated to define the influence on the noise immunity of communication systems. The possibilities of disruption of communication links using that standard by noise effect on the technical information transmitted during the network organization, new devices connection, transmission of packet headers are defined.*

Keywords: *noise immunity, wideband signal, IEEE 802.15.3, OFDM, piconet, technical information.*

В настоящее время перспективным направлением развития беспроводных сетей является использование широкополосных и сверхширокополосных сигналов. Это обусловлено тем, что они обеспечивают высокую помехоустойчивость канала связи, позволяют повысить скрытность и скорость передачи данных, а также допускают одновременную работу многих абонентов в общей полосе частот [1].

Для увеличения ширины канала связи используются различные технологии. Одной из наиболее изученных и широко распространённых в современных стандартах передачи данных [2–4] является технология мультиплексирования с ортогональным частотным разделением – Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM). Она допускает использование различных схем модуляции для разных поднесущих, что позволяет адаптироваться к условиям распространения сигнала, а также способствует повышению помехозащищённости систем связи при передаче информации через канал с многолучевым распространением.

В современных и перспективных стандартах беспроводной передачи данных важную роль в оценке радиоканала и синхронизации приёмопередающих устройств играет служебная информация, содержащаяся в заголовке передаваемого пакета, а также передача пилотных поднесущих совместно с информационными в принимаемом сигнале. Искажение служебной информации может привести к невозможности декодирования принимаемых данных с требуемой достоверностью. Таким образом, одной из важ-

© Титов К.Д., Петров Ю.Г., Головацкая Е.Э., 2022

нейших проблем теории передачи сообщений является влияние различного рода помех на элементы служебной информации.

В работе [5] была выполнена оценка помехоустойчивости системы связи стандарта IEEE 802.11n [6] при воздействии помех с учётом структуры пакета передаваемых данных. Полученные результаты показывают уязвимости рассматриваемого стандарта, однако приведённая методика применима лишь к системам связи, работающим с использованием технологии OFDM.

Некоторые современные системы беспроводной передачи данных должны не только удовлетворять требованиям по скорости передачи данных, но и обеспечивать возможность работы простых устройств с низким потреблением энергии и высокой помехоустойчивостью. Данным требованиям соответствует стандарт IEEE 802.15.3-2016 [7], а также ряд дополнений к нему [8–10]. Для удовлетворения предъявляемых требований в данном стандарте помимо технологии OFDM применяются широкополосные и сверхширокополосные сигналы с одной несущей с различными видами модуляции и кодирования. Использование подобных сигналов позволяет упростить конструкцию приёмника и повысить помехозащищённость канала связи, однако качественные и количественные оценки помехоустойчивости сигналов с одной несущей отсутствуют.

В настоящее время также ведутся активные исследования по подготовке технологической базы для сетей передачи данных нового поколения (6G). Одним из ключевых решений в этих сетях является использование частот выше 100 ГГц, а именно терагерцового диапазона (300 ГГц – 3 ТГц). Ассоциация IEEE также проводила работы в этой области, выделив рабочую группу для стандартизации терагерцового диапазона, результатом работы которой стало дополнение IEEE 802.15.3d-2017, предлагающее использование широкополосных и сверхширокополосных сигналов с полосой до 69 ГГц в рамках частотного диапазона 252–325 ГГц [9, 11].

Целью настоящей работы является анализ структуры пакетов передаваемых данных и алгоритмов работы беспроводной сети для выявления уязвимостей, которые могут привести к нарушению функционирования или ухудшению характеристик канала связи, работающего в соответствии со стандартом IEEE 802.15.3-2016, в интересах определения влияния на помехоустойчивость систем связи, функционирующих в соответствии с данным стандартом.

Последняя редакция стандарта IEEE 802.15.3, опубликованная в 2016 году, предназначена для описания работы пикосетей – беспроводных сетей передачи данных, организуемых при необходимости обмена информацией и расформировывающихся по окончании работы, с дальностью связи в десятки метров. В нём установлено два варианта физического уровня (PHY layer) [7]. В данной работе подробно рассмотрены особенности физического уровня для работы в диапазоне миллиметровых волн от 57 до 66 ГГц. При этом физический уровень для работы в диапазоне 2,4–2,48 ГГц не рассматривался, так как используемые в нём сигналы обладают относительно узким спектром, и их помехоустойчивость хорошо изучена [12, 13].

Первое дополнение стандарта IEEE 802.15.3e-2017 описывает работу устройств в режиме парных сетей (pairnet) для достижения больших скоростей (до 100 Гбит/с на небольших удалениях) и большей дальности связи. Для достижения таких характеристик введён новый вариант физического уровня с двумя режимами работы, являющимися модификациями режима с одной несущей физического уровня для работы в диапазоне миллиметровых волн [8].

Второе дополнение IEEE 802.15.3d-2017 расширяет возможность работы парных сетей ещё одним вариантом физического уровня для работы в субтерагерцовом диапазоне. Введённый физический уровень использует сигналы с шириной спектра до 69 ГГц в диапазоне 252–325 ГГц для достижения скоростей передачи данных 100 Гбит/с при дальности связи до нескольких километров [9, 11].

Третье дополнение IEEE 802.15.3f-2017, увеличивает количество доступных частотных каналов, что расширяет верхнюю границу частотного диапазона физического уровня для работы в диапазоне миллиметровых волн с 66 до 71 ГГц [10].

Особенности схем модуляции и кодирования физического уровня стандарта IEEE 802.15.3-2016 описаны в работе [14]. Алгоритмы формирования диаграммы направленности (ДН) антенн изучены в работе [15]. Исследование дополнений IEEE 802.15.3e-2017 и IEEE 802.15.3d-2017 проведено в работе [16].

Структура служебной информации

Заметной уязвимостью сетей передачи данных с открытой архитектурой является возможность воздействия на служебную информацию или нарушение работы заданных стандартом алгоритмов функционирования сети. При таком воздействии передача данных по каналу связи может быть сорвана, нарушена или затруднена. В рамках настоящей работы для оценки степени воздействия на служебную информацию исследована структура передаваемых кадров.

Передаваемые данные в сетях стандарта IEEE 802.15.3-2016 разделены на кадры размером до 8 Мбайт полезных данных в режиме с одной несущей и до 1 Мбайта в режимах с применением технологии OFDM. Также кадр включает в себя служебную информацию: преамбулу и заголовок. Преамбула содержит заранее определённые последовательность для синхронизации, последовательность для вычисления характеристик канала и информацию о скорости передачи заголовка.

Заголовок состоит из подзаголовков физического уровня и MAC-подуровня, проверочной последовательности – header check sequence (HCS), которая формируется из обоих подзаголовков, бит для проверки кодирования и незначащих бит для выравнивания длины сообщения. Алгоритм формирования и обработки заголовка и полезных данных приведён на рис. 1.

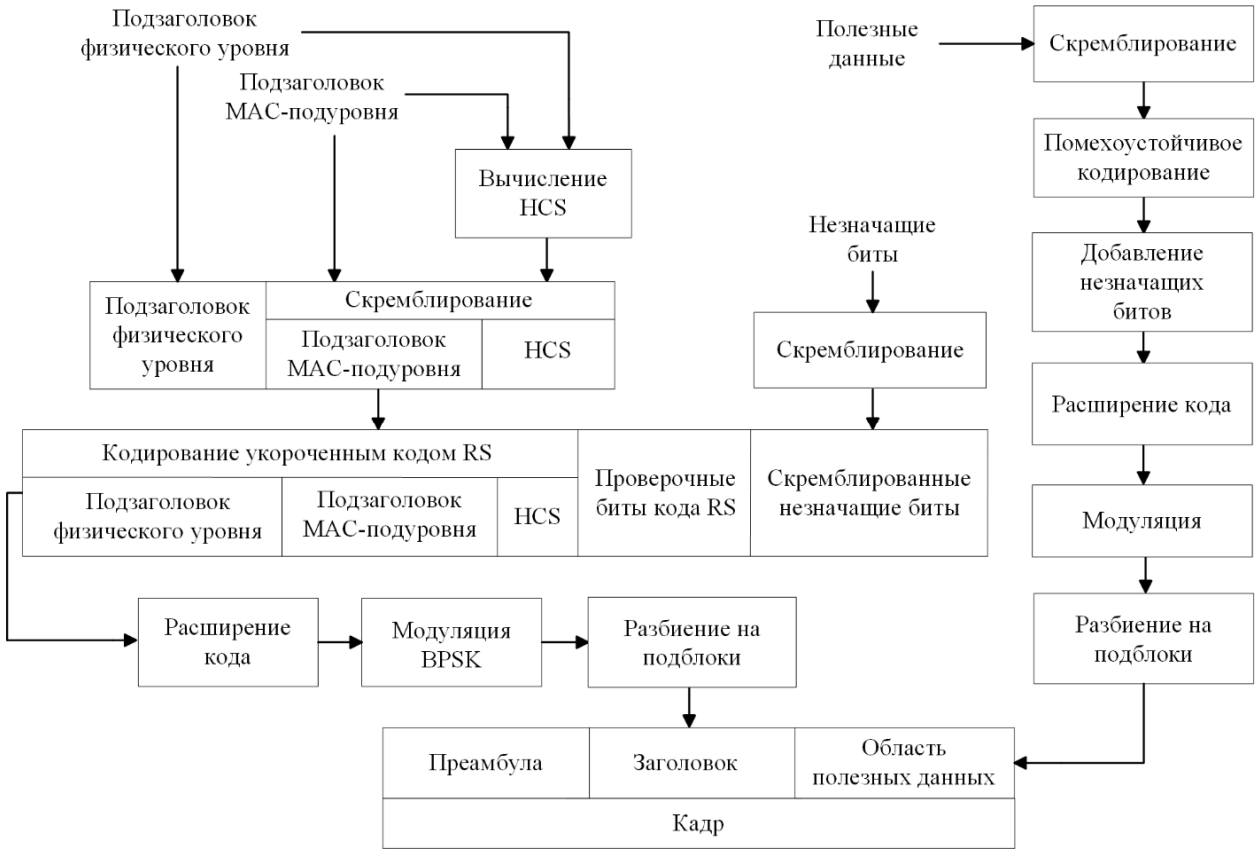


Рис. 1. Структура кадра стандарта IEEE 802.15.3-2016

Преамбула и заголовки кадров модулируются двоичной фазовой манипуляцией – binary phase-shift keying (BPSK) с различными параметрами кодирования в зависимости от класса заголовка: среднескоростной – medium rate (MR), высокоскоростной – high rate (HR), заголовок для общего режима работы – common mode signaling (CMS). В заголовке подрежима OOK/DAMI всегда применяется двоичная амплитудная манипуляция – on-off keying (OOK), а также отсутствует разбиение на подблоки. Параметры модуляции и кодирования приведены в таблице.

Таблица

Параметры схем модуляции и кодирования для заголовков

Класс заголовка	Скорость передачи, Мбит/с	Модуляция	Коэффициент расширения кода	Длина пилотного слова	Бит кодирования в подблоке	Количество подблоков	Количество незначащих бит
Общий режим работы CMS	12,5	BPSK	64	0	8	33	0
Среднескоростной MR	82,5	BPSK	6	176 (средняя)	56	5	16
Высокоскоростной HR	206	BPSK	2		168	2	72
Подрежим OOK/DAMI	51,1	OOK	32	0	-	-	0

Для кодирования заголовка используется укороченный код Рида–Соломона (n+16; n), то есть на весь заголовок добавляется 16 проверочных байт вне зависимости от его длины, где n – количество байт в заголовке.

Параметры схем модуляции и кодирования полезных данных приведены в [14]. После скремблирования, кодирования и разбиения на символы для модуляции данные разбиваются на блоки, состоящие из 8 подблоков длиной по 512 бит. После этого в начало каждого подблока данных могут быть внедрены пилотные слова, которые служат для синхронизации приёмника во временной и частотной областях во время передачи. Пилотное слово состоит из пары последовательностей Голея [17, 18], строящихся таким же образом, как в кодировании общего режима работы. Количество битов полезной информации в каждом подблоке данных сокращается соответственно на длину пилотного слова. Пилотные слова модулируются только BPSK или OOK [14]. Для заголовков со средней или высокой скоростями передачи всегда используются пилотные слова. Они встраиваются в подблоки неравномерно, при этом средняя длина пилотного слова в заголовке составляет 176 бит на подблок.

Проведённый анализ показывает, что помехоустойчивость заголовка зависит только от класса заголовка и не зависит от параметров схемы модуляции и кодирования, используемой для передачи полезных данных. Стандарт предполагает выбор класса заголовка таким образом, чтобы вероятность битовой ошибки при его передаче была ниже, чем у полезных данных. Однако некорректный приём заголовка приведёт к потере всего кадра. Это определяет уязвимость заголовка к воздействию помех, так как, несмотря на большую помехоустойчивость заголовка, его искажение приводит к большим потерям [5].

Также рассмотрены особенности структуры служебной информации в режимах с применением технологии OFDM. Как показано в [14], пилотные поднесущие высокоскоростного подрежима аудио/видео (HRP AV PHY) меняют положение в спектре сигнала в каждом передаваемом символе, что повышает их помехоустойчивость при наличии в эфире узкополосных помех, рассмотренных в работе [5]. Предполагается, что нарушение функционирования канала связи путём воздействия на пилотные поднесущие (срыва частотной синхронизации приёмника) может быть достигнуто за счёт наличия узкополосных помех на нескольких или всех семи частотных позициях пилотных поднесущих, определённых стандартом, или же при постановке преднамеренных помех методом погони по частоте. При этом второй сценарий сложно реализуем из-за сверхмалой (~0,5 нс) длительности каждого символа и потребности в высокой степени синхронизации постановщика помех с передающим устройством.

Организация работы сети

В рамках данного стандарта устройства работают по принципу «ad-hoc», то есть устанавливают соединение или создают новую одноранговую пикосеть при возникновении необходимости обмена данными. После окончания передачи данных устройство отключается от пикосети до следующего обмена данными. Это приводит к более частым повторениям процедур подключения и отключения в пикосетях по сравнению с другими типами сетей, что является предпосылкой к срыву работы сети в момент передачи служебных сообщений для подключения но-

вого устройства. В интересах оценки помехоустойчивости сетей рассмотрим более подробно алгоритмы организации и подключения к сети новых устройств.

В первую очередь рассмотрим процедуру организации сетей по стандарту IEEE 802.15.3-2016. Пикосети состоят из двух основных видов устройств – обычные устройства (DEV) и координаторы сети (PNC). Роль координатора может исполнять любое устройство, при этом координатор для каждой сети может быть только один.

Передача данных в пикосети организована следующим образом. Время передачи разбито на суперкадры; структура суперкадра представлена на рис. 2. Каждый суперкадр начинается с кадра-маяка, который используется всеми устройствами для временной синхронизации и содержит управляющую информацию. Передача кадров-маяков во всех режимах осуществляется с помощью общего режима работы (CMS) с единственным видом модуляции BPSK, за исключением устройств подрежима OOK/DAMI, не поддерживающих работу в обычных пикосетях – для них допустима передача кадров-маяков с модуляцией OOK. После кадра-маяка начинается период конкурентного доступа – contention access period (CAP). Это время используется для передачи служебных сообщений между устройствами и координатором. Особенностью CAP является конкурентный множественный доступ. В нём каждое устройство запускает случайный таймер, и по его окончании пытается начать передачу, если канал свободен. Если другое устройство уже начало передачу, таймер запускается заново. По окончании CAP начинается период распределения времени канала – channel time allocation period (CTAP). В этот период каждому устройству выделяется время для передачи данных – channel time allocation (CTA). Информация о CTA для каждого устройства в текущем суперкадре передаётся вместе с кадром-маяком. Также координатор может выделять время для передачи управляющих данных – management channel time allocation (MCTA), входящее в CTAP.

Рис. 2. Структура суперкадра стандарта IEEE 802.15.3-2016

Для некоторых кадров передаваемой информации установлены режимы квитирования – acknowledgment policies. В рамках настоящей работы представляют интерес два режима квитирования. Первым из них является немедленное квитирование – immediate acknowledgment (Imm-ACK), когда кадр не считается успешно переданным, пока устройство не получит ответ. Другим рассматриваемым режимом является встроенное квитирование – implemented acknowledgment (Imp-ACK). Оно предполагает, что ответ на сообщение встраивается в следующее информационное сообщение устройства-получателя. В обоих случаях, если ответ не был получен за время от 4,4 до 9 мкс в зависимости от установленного в пикосети межкадрового интервала, устройство повторяет передачу. Если повторная передача была произведена несколько раз, но ответ не был получен, устройство прерывает процедуру и передаёт сообщение об ошибке на более высокие уровни сетевой модели OSI, которые не регулируются стандартом. Количество допустимых повторных передач зависит от конкретной процедуры, базовым стандартом не регламентируется и выбирается по усмотрению разработчиков устройства.

Далее рассмотрим процесс создания новой пикосети, алгоритм которого представлен на рис. 3. При получении команды о начале работы устройство сканирует все доступные ему частотные каналы в целях обнаружения кадров-маяков других пикосетей. Если кадры-маяки не были обнаружены в канале в течение максимально возможной длительности суперкадра – 65,5 мс, канал считается свободным.

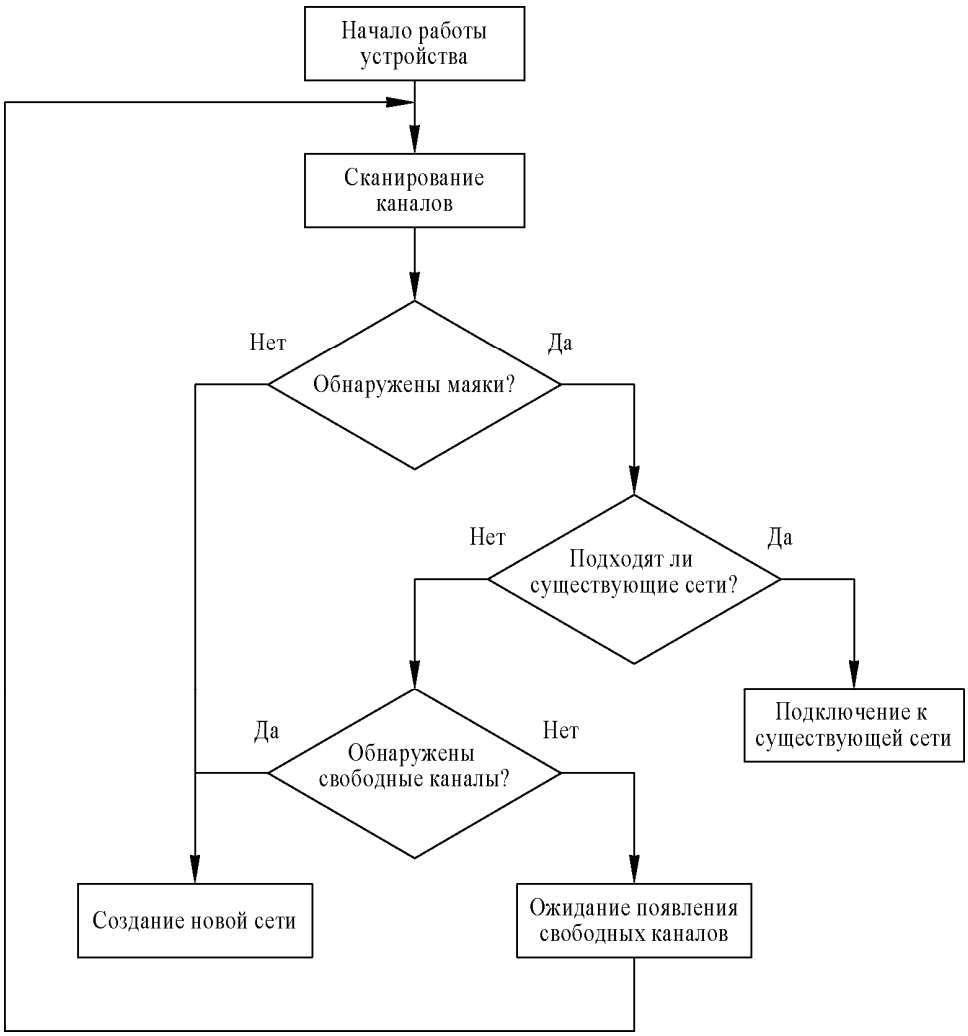


Рис. 3. Алгоритм начала работы устройства стандарта IEEE 802.15.3-2016

Если найден свободный частотный канал, устройство становится координатором новой пикосети и начинает передачу одного кадра-маяка каждый суперкадр длительностью от 1 до 65,5 мс. Кадр-маяк содержит информацию о пикосети, в частности о режимах работы и изменениях в них, новых подключённых устройствах, данные для временной синхронизации и прочее. Наличие в канале кадра-маяка позволяет новым устройствам идентифицировать пикосеть и подключиться к ней.

Подключение нового устройства к пикосети производится согласно алгоритму на рис. 4. Оно начинается с запроса об ассоциации, в котором устройство отправляет свой уникальный адрес. Координатор может как принять, так и отклонить подключение устройства, однако вне зависимости от этого он должен сообщить об успешном приёме запроса специальной командой (Imm-ACK). Далее координатор обрабатывает запрос. Он отправляет ответ об ассоциации с уникальным адресом устройства и статусом: запрос принят или отклонён по указанной причине. Если устройство не получает ответ об ассоциации в течение 262 мс, запрос считается отклонённым. Если запрос принят, в ответе также содержится выделенный устройству идентификационный номер в сети (DEVID).

После отправки ответа об ассоциации координатор включает таймер ассоциации – association time period (ATP), по истечении которого должны быть произведены все дальнейшие операции. Если ATP закончится раньше, ассоциация автоматически прерывается, и координатор посылает запрос о диссоциации устройству, сигнализируя, что оно было отключено и должно повторить процедуру заново. Таймер ATP устанавливается для каждого устройства индивидуально, его максимальная длительность совпадает с максимальной длительностью суперкадра – 65,5 мс. В общем случае максимальная длительность процедуры ассоциации равна длительности CAP.

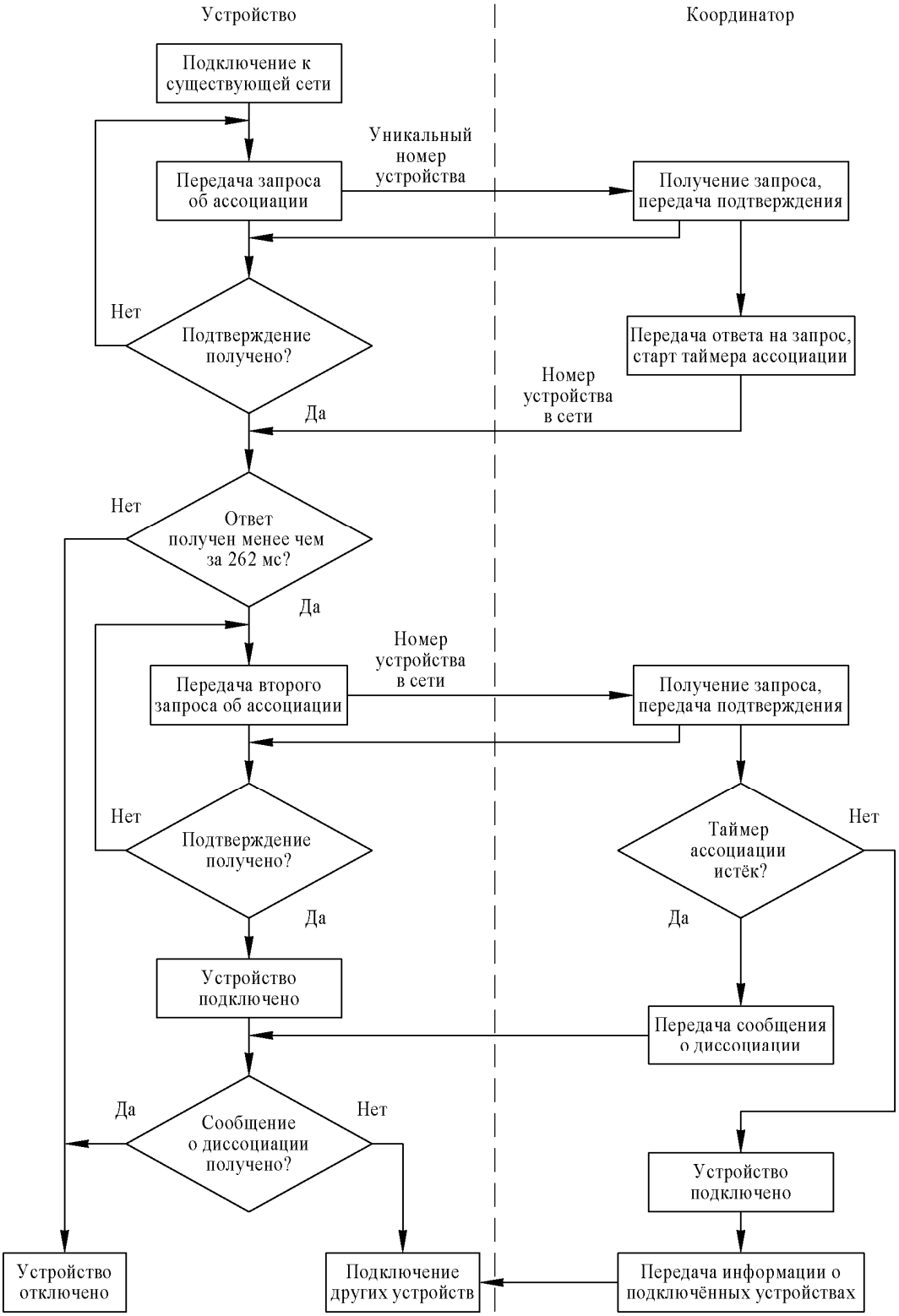


Рис. 4. Алгоритм подключения к существующей пикосети стандарта IEEE 802.15.3-2016

Устройство, получившее первый ответ на свой запрос об ассоциации, должно отправить второй запрос об ассоциации, используя полученный в ответе номер DEVID вместо стандартного номера для неассоциированных устройств.

Второй запрос об ассоциации также требует квитирования (Imm-ACK). После этого устройство устанавливает статус подключённого к пикосети. Координатор также определяет устройство подключённым после квитирования, однако

остальные устройства в пикосети должны получить информацию о новом устройстве. Для этого координатор отправляет в следующем кадре-маяке сообщение об ассоциации нового устройства всем участникам пикосети. Также не реже чем раз в 4,2 секунды координатор отправляет информационную команду – PNC Information command, содержащую информацию о всех участниках пикосети, на случай если какое-то устройство не получило информацию о новых участниках. По завершении ассоциации координатор отправляет внеочередную PNC Information command, чтобы новые участники получили информацию об остальных устройствах в пикосети.

Для отключения устройства от пикосети используется более простая процедура. Для этого координатор или устройство могут отправить друг другу запрос о диссоциации, после чего устройство сразу устанавливает статус отключённого. Также устройство может быть автоматически отключено, если не отправляло никаких сообщений координатору в течение ATP. Если устройство не получает кадры-маяки в течение ATP или в очередном PNC Information command не обнаруживает информации о себе, оно устанавливает статус отключённого от пикосети и повторяет процедуру подключения. Когда координатор отключает устройство, в следующем кадре-маяке он отправляет всем участникам информацию о номере отключённого устройства. Если отключённое устройство продолжает посылать кадры в сеть, координатор повторяет запрос о диссоциации, сообщая устройству его статус.

Анализ приведённых выше алгоритмов организации и подключения к сети показывает, что устройство не может создать новую пикосеть, если во всех частотных каналах будет присутствовать кадр-маяк другой пикосети, и будет находиться в режиме ожидания, пока хотя бы один канал не освободится. Если пикосеть уже организована, но в том же канале детектируется другой кадр-маяк, координатор сменит канал, даже если качество связи в текущем канале выше, или снизит передаваемую мощность. Это не приведёт к дезорганизации работы сети, но может увеличить вероятность битовой ошибки при передаче или увеличить задержки.

Использование конкурентного множественного доступа, в том числе при подключении новых устройств, открывает другую уязвимость. При постоянно появляющихся новых запросах среднее время ожидания для каждого подключающегося устройства возрастает пропорционально количеству запросов, причём все устройства находятся в равных условиях, вне зависимости от текущего времени ожидания. Таким образом, при переполнении канала ложными запросами с минимально возможным временем между ними (от 2,7 до 11,1 мкс в зависимости от режима работы) происходит срыв процедуры подключения. В такой ситуации устройства, осуществляющие подключение, будут каждый раз по истечении случайного таймера обнаруживать, что канал занят, и продолжать ожидание, пока в канале присутствуют ложные запросы. Это произойдёт, даже если координатор не будет принимать ложные запросы: достаточно, чтобы их принимало подключающееся устройство.

Ограничение по времени процедуры подключения новых устройств к пикосети, а также ограничение периода CAP делают процедуру уязвимой к воздействию кратковременных помех. Если устройство не получит подтверждения (Imm-ACK) своих запросов или координатор не примет второй запрос об ассоциации за установленные стандартом временные интервалы, процедура будет автоматически завершена с ошибкой. В этом случае устройство не сможет подключиться заново в течение как минимум двух ATP. Длительность процедуры подключения, как правило, равна длительности периода CAP, и для её срыва достаточно влияния помех длительностью, равной этому периоду. В частных случаях координатор может выделять время для проведения процедуры подключения в период CTA. В таком случае процедура подключения может быть сорвана при воздействии помех с длительностью, равной длительности всего суперкадра. Необходимо отметить, что передача большинства команд во время процедуры подключения осуществляется с использованием не общего режима работы, а режима для передачи полезных данных, что снижает их помехоустойчивость.

Алгоритм подключения допускает возникновение ситуации, при которой устройство устанавливает статус подключённого, а координатор или другие устройства в сети – нет. Она может возникнуть при превышении установленного времени ATP одновременно с некорректным приёмом запроса о диссоциации или при пропуске кадра-маяка с информацией о новых устройствах. При этом новое устройство не повторит процедуру подключения до получения следующего кадра-маяка с информацией о новых устройствах и не сможет обмениваться информацией с участниками сети.

Заключение

В настоящей работе были выявлены уязвимости систем связи, функционирующих в соответствии со стандартом IEEE 802.15.3-2016. Несмотря на использование более помехоустойчивых схем модуляции и кодирования, заголовки пакетов более уязвимы к воздействию помех, чем полезные данные, так как их искажение может привести к потере всего кадра. Помеха, согласованная по спектру с используемыми сигналами, может привести к невозможности подключения нового устройства или повышению вероятности битовой ошибки. Процедура подключения к пикосети может быть сорвана при воздействии помех, согласованных по времени с периодом подключения, что особенно важно в связи с принципами функционирования пикосетей, предполагающими частое подключение и отключение устройств. Также алгоритм подключения допускает ситуацию, при которой устройство устанавливает статус подключённого, а координатор или другие устройства в сети – нет, что приводит к длительной невозможности осуществлять передачу данных этим устройством.

В предыдущих работах [14–16], посвящённых исследованию помехоустойчивости систем связи, функционирующих в соответствии со стандартом IEEE 802.15.3-2016 и его дополнениями, были обнаружены следующие уязвимости.

В работе [14] показано, что значительная часть служебных сообщений передаётся с таким же кодированием и модуляцией, как и полезные данные, а не в общем режиме работы с повышенной помехоустойчивостью. Данный факт делает более вероятным искажение этих частей служебной информации при передаче, особенно в высокоскоростных режимах, а их некорректный приём также может привести к нарушению работоспособности системы.

Было определено, что использующаяся для синхронизации служебная информация отличается от передаваемых данных в зависимости от используемого режима работы, что позволяет определить участки данных, содержащие служебную информацию. В режиме с одной несущей для синхронизации во временной и частотной областях применяются пилотные слова с модуляцией BPSK вне зависимости от используемого для передачи полезных данных вида модуляции – как правило, более высокого порядка. При использовании модуляций OOK или DAMI пилотные слова модулируются только OOK. В режимах с применением технологии OFDM применяются пилотные поднесущие для синхронизации в частотной области, использующие модуляцию QPSK, кроме низкоскоростного подрежима аудио/видео (LRP AV PHY), где для всех видов данных применяется модуляция BPSK.

Для синхронизации кадров применяются преамбулы, модуляция которых также не зависит от вида модуляции полезных данных. В режиме с одной несущей применяется модуляция BPSK, исключение составляют преамбулы подрежима OOK/DAMI, модулируемые OOK. В режимах с применением технологии OFDM для преамбул используется модуляция QPSK, в том числе в режиме LRP AV PHY, в котором полезные данные модулируются только BPSK.Такие элементы служебной информации, как кадры-маяки, кадры синхронизации и обучающие последовательности, при формировании ДН передаются с использованием только режима CMS, что накладывает ограничения как на вид модуляции, так и на способ помехоустойчивого кодирования.

Также установлено, что в некоторых режимах с применением технологии OFDM нарушение функционирования канала связи путём постановки узкополосной помехи на частотах пилотных поднесущих значительно затруднено из-за смены положения пилотных поднесущих в процессе передачи.

В работе [15] показаны особенности работы алгоритмов формирования ДН антенн в стандарте IEEE 802.16.3-2016. Аналогично подключению новых устройств, формирование ДН производится в выделенный интервал времени и может быть сорвано кратковременной по сравнению с длительностью суперкадра помехой. Это приведёт к необходимости использования квазиоптимального режима работы со значительно более низкими скоростями передачи и коэффициентами усиления приёмной и передающей антенн, что повышает вероятность ошибки при приёме полезных данных.

Наконец, в работе [16] был рассмотрен другой тип сетей – парные сети (pairnets), введённые в дополнениях IEEE 802.15.3d-2017 и IEEE 802.15.3e-2017 для обеспечения высоких скоростей передачи. Было установлено, что данные сети обладают большей помехоустойчивостью, однако имеют недостатки, связанные с использованием сети типа «точка-точка», затрудняющим организацию работы многих устройств в ограниченном пространстве.

В рамках дальнейшей работы в этом направлении можно выделить исследование помехо-

устойчивости стандарта путём имитационного моделирования сетей передачи данных, построенных в соответствии с рассмотренным стандартом, и оценки помехоустойчивости сети при наличии узкополосных и широкополосных помех.

Список источников

1. *Барабашов Б.Г., Анишин М.М.* Широкополосные системы связи и сигналы: учебно-методическое пособие. Ростов-на-Дону: изд-во ЮФУ, 2008. 36 с.

2. *Van Nee R., Prasad R.* OFDM in wireless multimedia communications. L.: Artech House, 2000. 260 p.

3. *Петренко Б.П.* Оценка помехоустойчивости OFDM сигналов в системах передачи информации при воздействии дестабилизирующих факторов. М.: МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2012. 31 с.

4. *Nezami M.K.* RF Architectures and Digital Signal Processing Aspects of Digital Wireless Transceivers. 2003. 513 p.

5. *Титов К.Д., Липатов А.О., Завалишина О.Н.* Оценка помехоустойчивости системы связи стандарта IEEE 802.11n при воздействии помех с учётом структуры пакета передаваемых данных // Теория и техника радиосвязи. 2019. № 4. С. 95–107.

6. IEEE Standard for Information technology – Local and metropolitan area networks – Specific requirements. Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications Amendment 5: Enhancements for Higher Throughput. 2009. 560 p.

7. IEEE Standard for High Data Rate Wireless Multi-Media Networks. 2016. 510 p.

8. IEEE Standard for High Data Rate Wireless Multi-Media Networks – Amendment 1: High-Rate Close Proximity Point-to-Point Communications. 2018. 178 p.

9. IEEE Standard for High Data Rate Wireless Multi-Media Networks – Amendment 2: 100 Gb/s Wireless Switched Point-to-Point Physical Layer. 2018. 55 p.

10. IEEE Standard for High Data Rate Wireless Multi-Media Networks – Amendment 3: Extending the Physical Layer (PHY) Specification for Millimeter Wave to Operate from 57.0 GHz to 71 GHz. 2018. 14 p.

11. Project IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs) – THz Communications – An Overview and Options for IEEE 802 Standardization. 2018. 60 p.

12. *Williams C., Nix A., Beach M.* Bluetooth and 802.15.3 performance in recorded ban channels // The 2nd International Symposium on Medical Information and Communication Technology (ISMICT07). 2007. Pp. 166–171.

13. *Hidayab M., Ali A.H., Azmi K.B.A.* Wi-Fi Signal Propagation at 2.4 GHz // Asia Pacific Microwave Conference IEEE. 2009. Pp. 528–531.

14. *Титов К.Д., Петров Ю.Г., Головацкая Е.Э.* Исследование особенностей схем модуляции и кодирования, используемых в стандарте IEEE 802.15.3–2016 // Новые информационные технологии и системы: сборник научных статей по материалам VIII Международной научно-технической конференции (г. Пенза, 24–26 ноября 2021 г.) (НИТиС–2021). 2021. С. 159–170.

15. *Титов К.Д., Петров Ю.Г., Головацкая Е.Э.* Алгоритмы формирования диаграммы направленности, используемые в стандарте IEEE 802.15.3–2016 // Радиотехника, электроника и связь: тезисы докладов VI Международной научно-технической конференции (г. Омск, 6–8 октября 2021 г.) (РЭиС–2021). 2021. С. 126–128.

16. *Титов К.Д., Петров Ю.Г., Головацкая Е.Э., Степкин В.А., Бажанова О.В.* Исследование особенностей парных сетей, используемых в стандартах IEEE 802.15.3d–2017 и IEEE 802.15.3e–2017 // Радиолокация, навигация, связь: сборник трудов XXVII Международной научно-технической конференции (г. Воронеж, 28–30 сентября 2021 г. (RLNC*2021). 2021. Т. 1. С. 387–399.

17. *Budisin S.Z.* Golay complementary sequences are are superior to PN sequences // Proceedings of IEEE International Conference on System Engineering. 1992. Pp. 101–104.

18. *Kounias S., Koukouvinas C., Sotirakoglou K.* On Golay sequences // Discrete Mathematics. Nov. 1991. Vol. 92, Iss. 1–3. Pp. 177–185.

Информация об авторах

К.Д. Титов, к. ф.-м. н., с.н.с.
Ю.Г. Петров, аспирант
Е.Э. Головацкая, студентка

Information about the authors

K.D. Titov, Ph.D. in Physics and Mathematics, Senior Research Engineer
Yu.G. Petrov, Postgraduate
E.E. Golovatskaya, Student

Статья поступила в редакцию 17.11.2021
Одобрена после рецензирования 26.11.2021
Принята к публикации 16.12.2021

The article was submitted 17.11.2021
Approved after reviewing 26.11.2021
Accepted for publication 16.12.2021

Радиоэлектронные компоненты и функциональная электроника радиосвязи

Теория и техника радиосвязи. 2022. № 1. С. 68–77. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2022. No. 1. Pp. 68–77. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 621.396.67 (24)

Варианты реализации подземной антенны УКВ диапазона в виде двухзаходной спирали Архимеда с экраном

В.И. Николаев[1], Ю.Г. Пастернак[2], В.А. Пендюрин[3], С.М. Федоров[4]
[1]Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия
[2,4]Воронежский гос. тех. ун-т, Воронеж, Россия
[3]Автоматизированные системы связи, Воронеж, Россия
[1]office@sozvezdie.su, [2,3]infonpp-acc.ru@yandex.ru, [4]fedorov_sm@mail.ru

Аннотация. *Предложены три варианта конструкции подземной антенны УКВ диапазона на основе жесткого коаксиального кабеля, расположенной в бассейне, который засыпан гранитным щебнем. Гранитный щебень позволяет избежать накопления большого количества жидкости в месте размещения антенны, что позволяет обеспечить предсказуемое значение коэффициента полезного действия. Предлагаемая конструкция антенны основана на двухзаходной архимедовской спирали, расположенной над экраном. Такое решение обладает хорошей механической прочностью, широкополосностью, простотой конструкции и низкой ценой. В статье представлены результаты численного моделирования разработанной конструкции. Показано, что использование в качестве изолирующего материала щебня позволяет существенно снизить чувствительность входных характеристик антенны и ее диаграммы направленности к параметрам грунта.*

Ключевые слова: *спираль Архимеда, подземная антенна, фазированная антенная решетка.*

Radio-electronic components and radio communication functional electronics

Variants of a subsurface antenna realization of VHF range as a bilifar Archimedian spiral with a screen

V.I. Nikolayev, Yu.G. Pasternak[2], V.A. Pendyurin[3], S.M. Fedorov[4]
[1]Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia
[2,4]Voronezh State Engineering University, Voronezh, Russia
[3]Automated Communication Systems, Voronezh, Russia
[1]office@sozvezdie.su, [2,3]infonpp-acc.ru@yandex.ru, [4]fedorov_sm@mail.ru

Abstract. *Three variants of the subsurface antenna construction of VHF range are offered: on the basis of the rigid coaxial cable, located in a pool which is filled up by granite rubble. Granite rubble allows to avoid a liquid accumulation of a considerable quantity in a place of allocation of the antenna that allows to provide a predicted value of an efficiency. The offered construction of the antenna is based on bilifar Archimedian spiral located above the screen. Such decision possesses a good mechanical durability, broadbandness, simplicity of a construction and a low price. The results of a numerical mo-*

© Николаев В.И., Пастернак Ю.Г., Пендюрин В.А., Федоров С.М., 2022

delling of the developed construction are presented. It is shown, that rubble use as an isolating material allows to lower essentially a sensitivity of entrance characteristics of the antenna and its directional pattern to ground parameters.

Keywords: *Archimedian spiral, subsurface antenna, phased array.*

Основные принципы и подходы к построению подземных антенн изложены в монографии Г.А. Лаврова и А.С. Князева [1], а также в двухтомной монографии Р. Кинга и Г. Смита [2]. Согласно рекомендациям, изложенным в [1, 2], предпочтительной поляризацией излучения подземных антенн является горизонтальная поляризация, т.к. касательная составляющая напряженности электрической компоненты электромагнитного поля на границе почвы и воздуха является непрерывной, что позволяет уменьшить отражения волн от границы раздела сред. Другим фундаментальным принципом является уменьшение потерь мощности в почве, для реализации чего используются различные подходы. Например, антенна помещается в среду с относительно малыми электрическими потерями (на практике в этих целях широко используется полимербетон – композитный материал на основе цемента, гранитного щебня и эпоксидной смолы). Использование электрически экранированных и электрически малых рамочных антенн позволяет существенно уменьшить потери мощности в среде с высокой проводимостью, даже в воде, за счет того, что в ближней зоне излучателя магнитного типа, каковым является малая экранированная рамка, энергия магнитного поля намного превышает энергию электрического поля. Важным также является увеличение диаметра проводников или использование системы разветвленных проводников, что приводит к уменьшению значения волнового сопротивления эквивалентной линии передачи и снижению затухания волн. В работах [3–5] рассмотрены способы построения подземных излучателей и пути повышения их эффективности; работы [6–8] посвящены вопросам контроля параметров подземных защищенных антенн и особенностям их эксплуатации; в работах [9–13] рассмотрена методика численного электродинамического моделирования подземных антенн.

Целью настоящей статьи является разработка вариантов конструкции подземной антенны УКВ диапазона на основе жесткого коаксиального кабеля, расположенной в бассейне, который засыпан гранитным щебнем таким образом, чтобы над плечами спирали слой щебня составлял от 0.5 до 1 метра. Выбор гранитного щебня в качестве конструктивного материала обусловлен тем обстоятельством, что при наличии водостока в бассейне, антенна, независимо от погоды, не накапливает существенного количества жидкости, благодаря чему характеризуется величина коэффициента полезного действия становится предсказуемой. Данный выбор конструктивного материала является альтернативой использованию полимербетона, который, как показывает практика, через 10–15 лет эксплуатации впитывает существенное количество жидкости, в результате чего существенно снижается значение коэффициента полезного действия антенны. Кроме того, использование гранитного или мраморного щебня имеет другой положительный аспект – устойчивость антенной системы к импульсным механическим воздействиям высокой интенсивности.

Выбор двухзаходной архимедовской спирали, расположенной над экраном, в качестве излучателя обусловлен следующими обстоятельствами:

- возможность реализации плечей спирали из отрезков коаксиального кабеля, соответствующего требованиям, предъявляемым к механической прочности;
- возможность реализации подземной антенны, обладающей достаточно широкой полосой рабочих частот по качеству согласования с фидерной линией, а также по виду и параметрам диаграммы направленности;
- простота и низкая стоимость конструкции, удобство запитки от коаксиального кабеля;
- архимедовская спираль, с точки зрения ее механических свойств, ведет себя подобно пружине при механических воздействиях, при окончании которых возвращается практически в исходную форму.

Рассмотрим подземную антенну в виде двухзаходной спирали Архимеда с шунтовой запиткой, модель которой показана на рис. 1.

Моделирование антенны проводилось с использованием метода конечного интегрирования Вейланда [14], при этом параметры антенны были выбраны следующими: размеры бассейна, заполненного гранитным щебнем, составляли $4.5 \times 4.5 \times 2.55$ м^3; толщина слоя щебня, насыпанного над плечами спирали, составляла 1 метр; плечи спирали в выбранной модели были изготовлены из медного проводника с квадратным поперечным сечением 50×50 мм^2; значение максимального диаметра спирали составля-

ло 2350 мм; минимальный радиус спирали в точках ее запитки – 25 мм; шаг спирали равен 500 мм; каждое плечо спирали содержит по 2 витка; зазор между спиралью и сетчатым экраном составлял 1170 мм; размеры экрана, состоящего из медных проводников круглого сечения, составляли 4070 × 4070 мм^2.

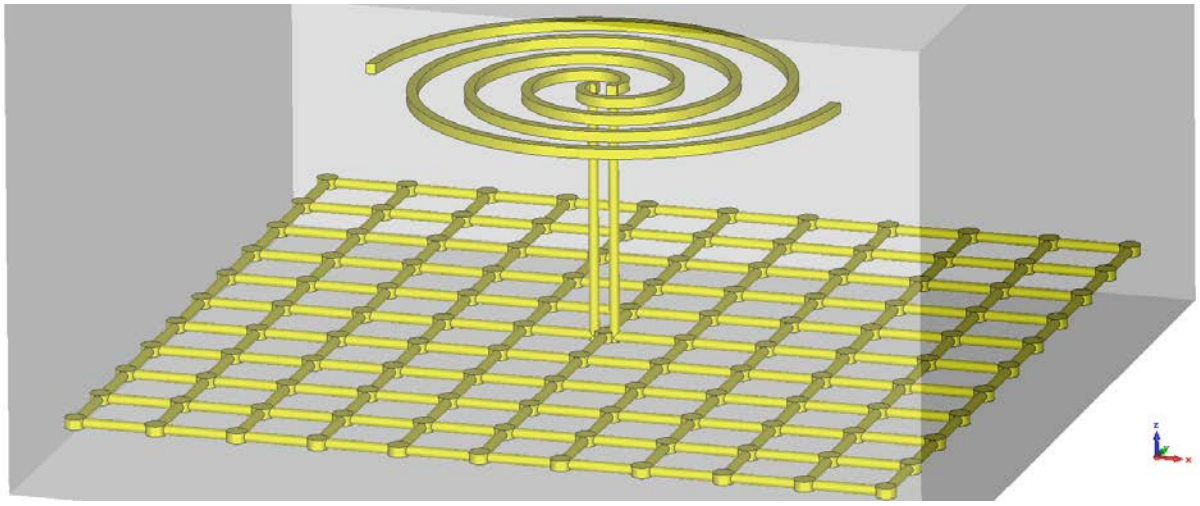


Рис. 1. Шунтовой способ запитки двухзаходной подземной спирали Архимеда

Моделирование проводилось в условиях, когда антенное устройство (бассейн с гранитной крошкой является его неотъемлемой частью) расположено в грунте, с относительной диэлектрической проницаемостью $\varepsilon_r = 8$ и проводимостью $\sigma = 0.005$ См/м; при этом толщина слоя грунта над антенной (над верхней кромкой бассейна с гранитной крошкой) составляла 0.5 метра.

Для определения эффективной комплексной диэлектрической проницаемости использовалась формула Лихтенекера для мелкодисперсной смеси двух диэлектриков – частиц гранитного щебня и воздуха [15]:

$$\ln\left(\varepsilon_{эфф}\right) = x_1 \cdot \ln\left(\varepsilon_1\right) + \left(1 - x_2\right) \cdot \ln\left(\varepsilon_2\right),$$

где x_1 и x_2 – относительные объемные концентрации двух компонентов смеси;

ε_1 и ε_2 – относительные диэлектрические проницаемости двух компонентов смеси.

В модели значение эффективной диэлектрической проницаемости было принято равным $\varepsilon_{эфф} = 3.0$, а значение тангенса угла диэлектрических потерь на низких частотах УКВ диапазона было взято равным $\mathrm{tg}\left(\delta_д\right) = 0.02$.

В предложенной конструкции антенны магистральный коаксиальный кабель является продолжением одного из проводников шунта, соединяющего спираль с экраном. Центральная жила магистрального кабеля соединяется с верхним концом внешнего проводника второго коаксиального кабеля, являющегося вторым проводником шунта. В модели, с целью упрощения, коаксиальные кабели были заменены на сплошные металлические стержни, а для запитки антенны использовался сосредоточенный порт с внутренним сопротивлением 100 Ом.

На рис. 2 показана номограмма Вольперта–Смита, на рис. 3 – коэффициент отражения от входа спиральной антенны с шунтовым питанием в полосе частот от 30 до 40 МГц, соответствующие волновому сопротивлению фидерной линии 100 Ом. Частотные зависимости потерь в антенном устройстве с учетом и без учета качества его согласования с фидерной линией приведены на рис. 4, при этом полезной мощностью считалась мощность, излучаемая в верхнее полупространство – воздух. Диаграммы направленности в угломестной плоскости при значениях азимута 0 и 90 градусов для значений частот 30, 35 и 40 МГц приведены на рис. 5.

Результаты моделирования показали, что входные характеристики и диаграмма направленности подземной антенны слабо зависят от проводимости (изменяемой в пределах от 0.001 См/м до 0.2 См/м) и относительной диэлектрической проницаемости грунта (изменяемой в пределах от 3 до 13), а также от толщины слоя грунта, наваленного над антенной; при увеличении проводимости почвы и толщины слоя ее навала над антенной потери лишь увеличивались,

что является абсолютно предсказуемым результатом. Достоинством данного варианта антенны является стабильность качества согласования и направленных свойств при изменении параметров почвы и слоя грунта над антенной, а также отсутствие необходимости использования автоматического согласующего устройства.

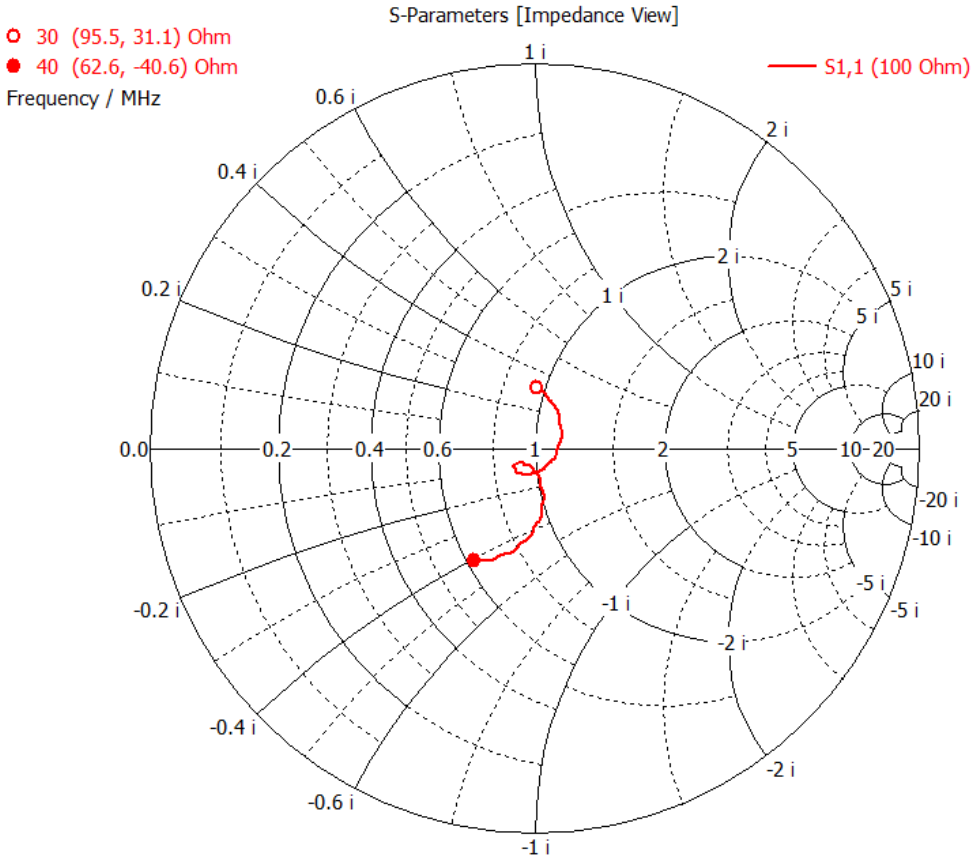


Рис. 2. Номограмма Вольперта–Смита в полосе частот 30 – 40 МГц

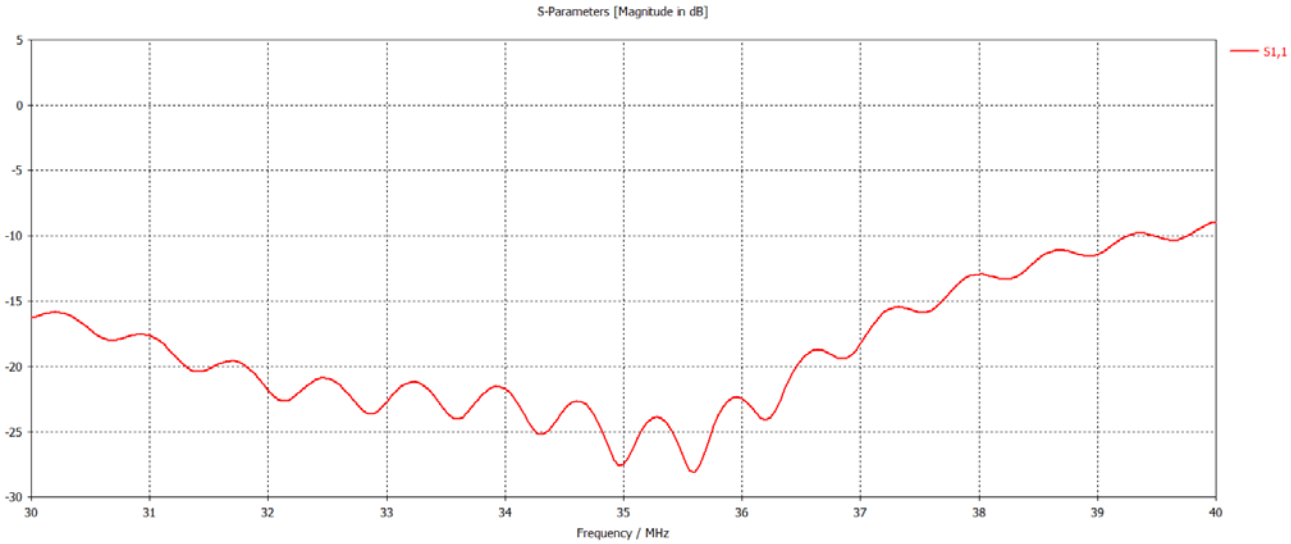


Рис. 3. Коэффициент отражения от входа антенны, дБ

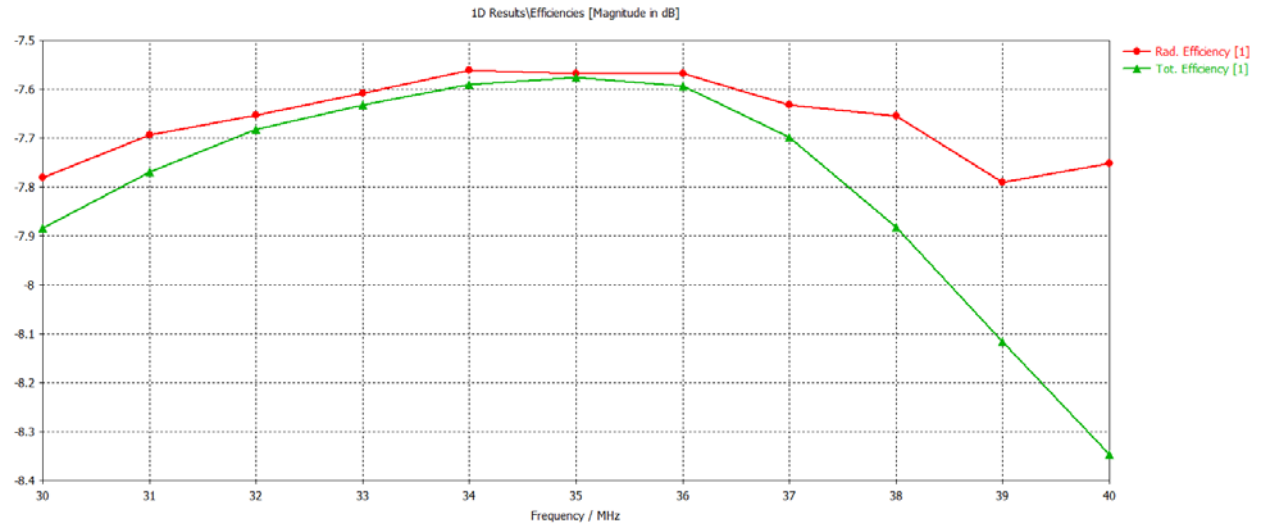
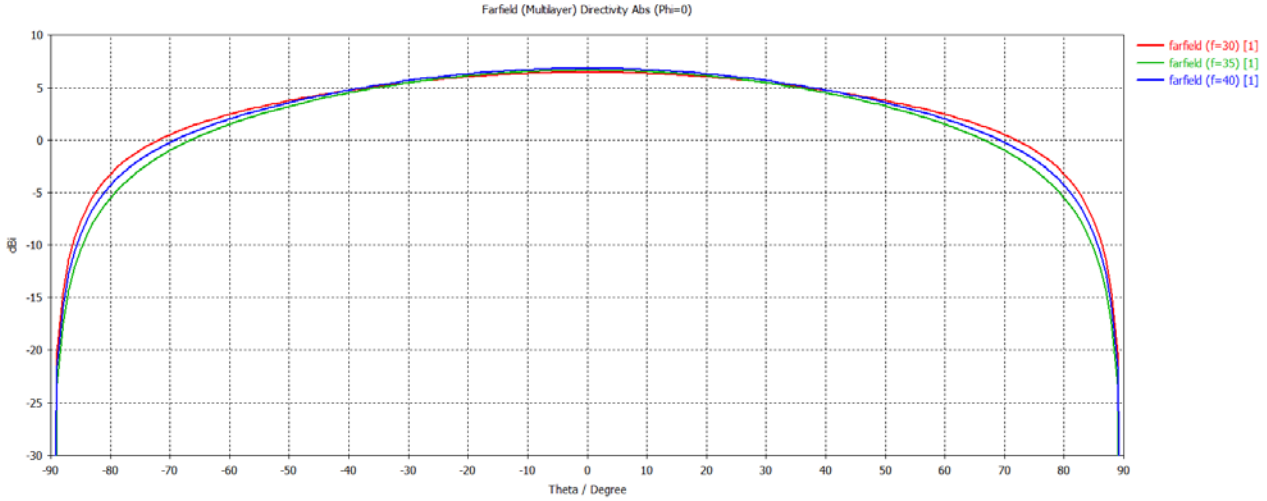
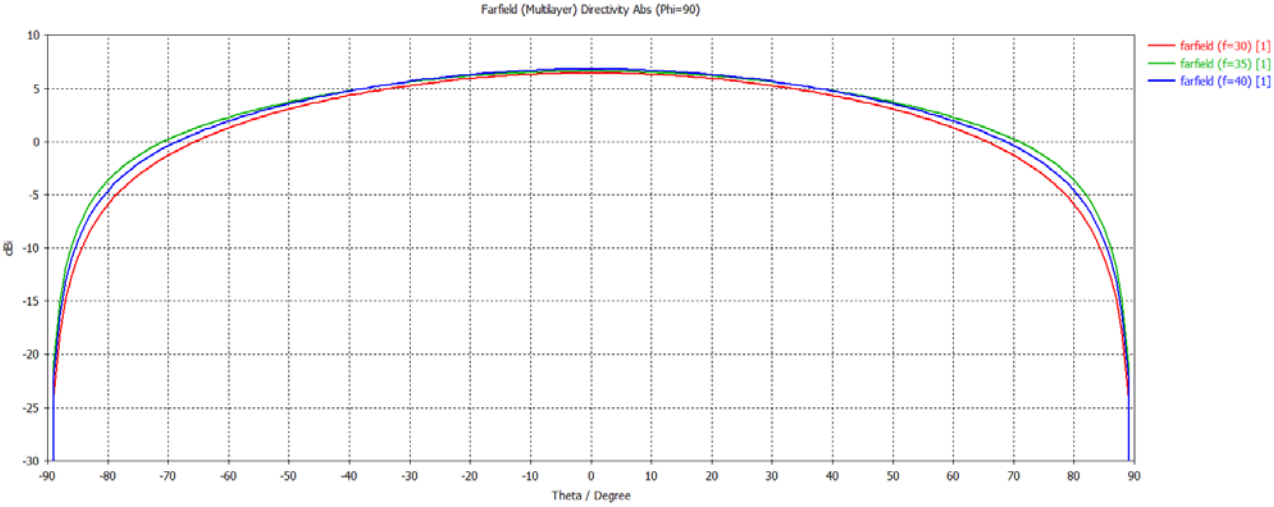


Рис. 4. Потери в антенне и окружающей ее поглощающей среде (грунте), дБ, без учета и с учетом согласования



а)



б)

Рис. 5. Диаграммы направленности, нормированные по максимальной величине коэффициента направленного действия, в угломестной плоскости при значениях азимута 0 градусов (а) и 90 градусов (б)

В качестве недостатка двухзаходной спирали Архимеда с шунтовым питанием можно отметить необходимость обеспечения регулярности двухпроводной линии передачи, образующей шунт; при механическом воздействии высокой интенсивности расстояние между проводниками шунта может измениться, что приведет к изменению входных характеристик антенны. Шунт может быть размещен внутри жесткого диэлектрического кожуха с полостями для проводников с целью обеспечения неизменности его геометрии, однако возникает вопрос о необходимости обеспечения достаточно высокой механической прочности данного устройства.

Одним из способов преодоления данной проблемы является запитка двухзаходной спирали путем подключения плеч спирали к центральным проводникам двух коаксиальных кабелей с волновым сопротивлением 50 Ом, оболочки которых должны соединяться между собой только в начале и в конце (рис. 6).

На рис. 7, 8 приведены входные характеристики варианта антенны, показанного на рис. 6; на рис. 9 показаны частотные зависимости потерь в антенне и грунте без учета и с учетом ее согласования с фидерной линией. Т.к. способ запитки слабо влияет на параметры диаграммы направленности она практически не отличается от представленной на рис. 5.

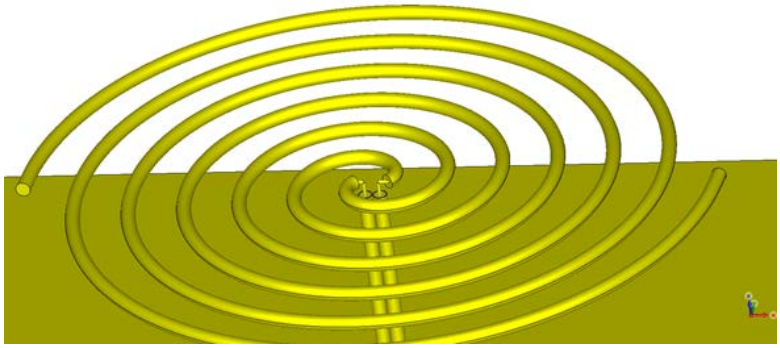


Рис. 6. Запитка плеч спирали от центральных проводников двух коаксиальных кабелей с волновым сопротивлением 50 Ом

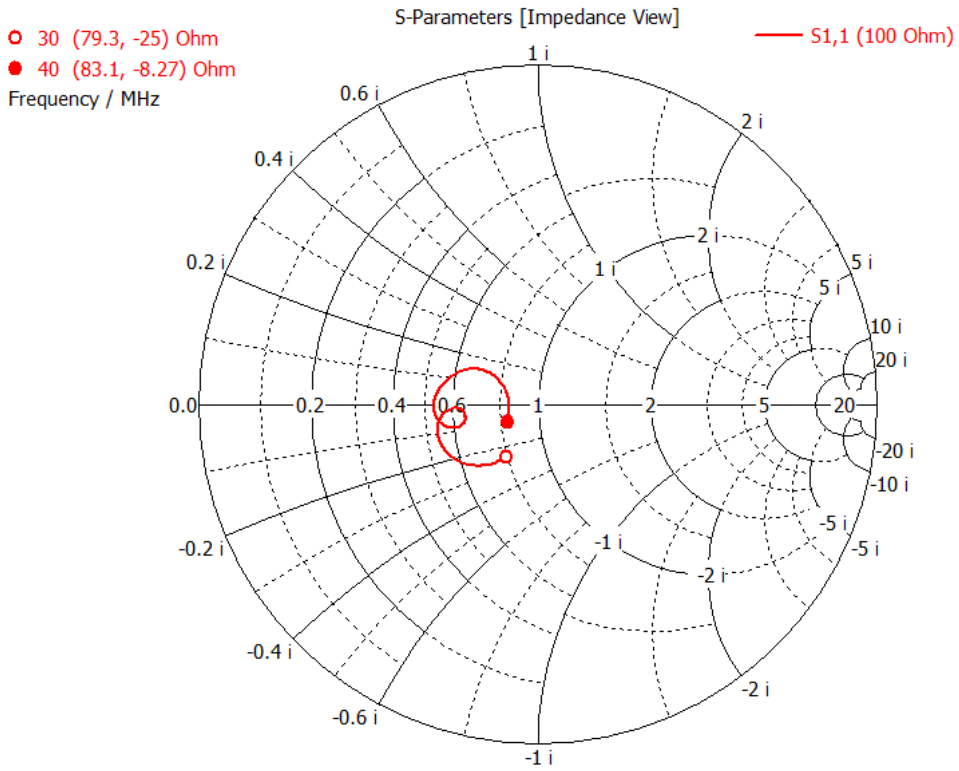


Рис. 7. Номограмма Вольперта–Смита в полосе частот 30–40 МГц

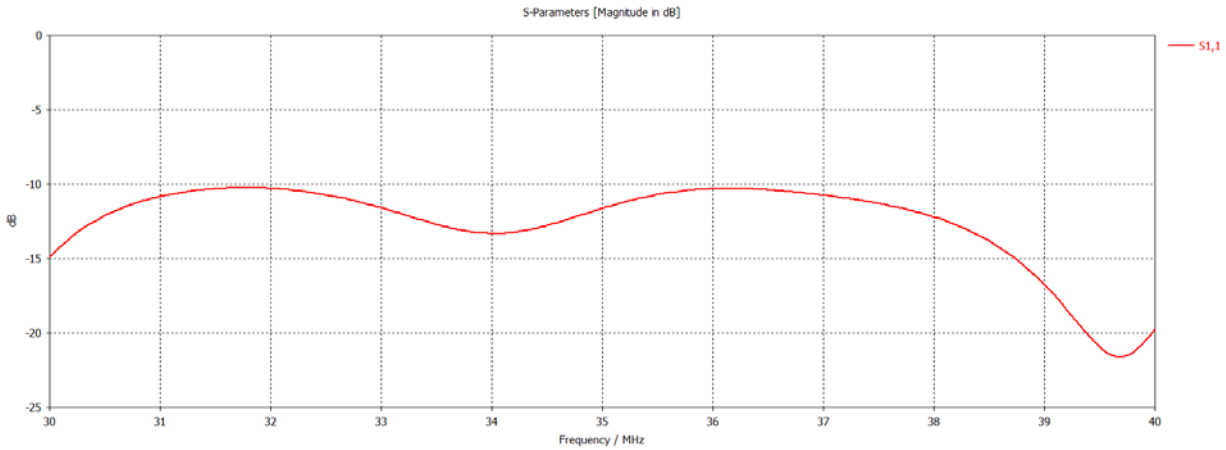


Рис. 8. Частотная зависимость коэффициента отражения от входа антенны

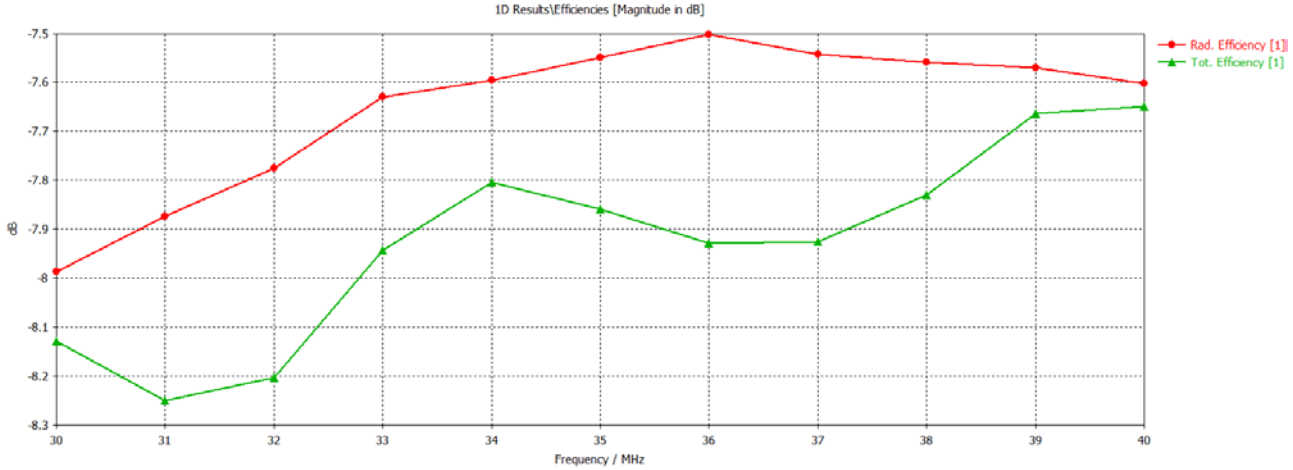


Рис. 9. Потери в антенне и окружающей ее поглощающей среде (грунте), дБ, без учета и с учетом согласования

В качестве недостатка варианта антенны, показанного на рис. 6, можно отметить необходимость использования симметрирующего устройства – гибридного кольца или U-колена.

Способом существенного упрощения конструкции антенны на основе двухзаходной спирали Архимеда является выполнение ее плеч из отрезков коаксиального кабеля, при этом к магистральному коаксиальному кабелю подключается внешняя сторона одного из плеч, а в центре антенны центральный проводник запитанного плеча подсоединяется к внешнему проводнику противоположного плеча (рис. 10). При противофазной запитке двухзаходной спирали Архимеда имеет место автоматическая отсечка тока, препятствующая протеканию тока по внешнему проводнику магистрального кабеля. С точки зрения механики подобный вариант антенны может быть изготовлен только из кабеля с малыми значениями допустимого радиуса изгиба, поэтому обеспечение высокой механической прочности подобной конструкции сопряжено с определенными проблемами. Возможен вариант построения антенны, в котором центральная часть антенны выполнена из коаксиальных линий передачи, изготовленных путем фрезерования из стальной плиты, а начиная с некоторого радиуса используется коаксиальный кабель с усиленной оболочкой; в данном случае требуется изготовление высокопрочных муфт, соединяющих центральные и внешние части плеч спирали.

Входные характеристики антенны показаны на рис. 11, 12, а на рис. 13 показаны частотные зависимости потерь в антенне и грунте без учета и с учетом ее согласования с фидерной линией. Диаграмма направленности данной конструкции практически не отличается от представленной на рис. 5 из-за слабого влияния способа запитки на этот параметр.

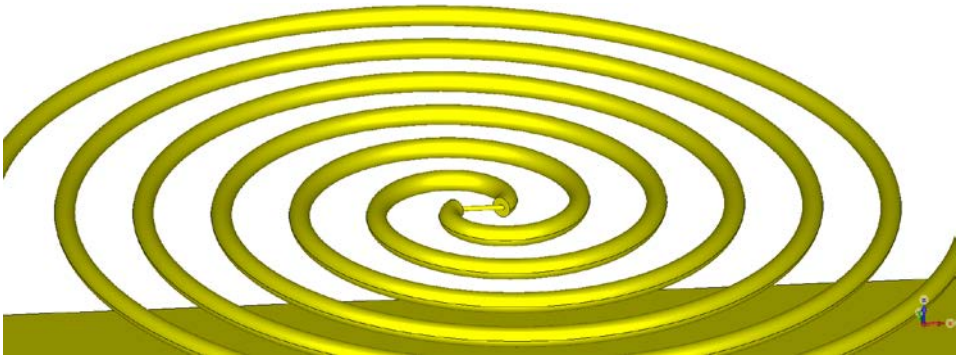


Рис. 10. Вариант запитки архимедовской спирали от магистрального кабеля
с внешней стороны одного из плеч

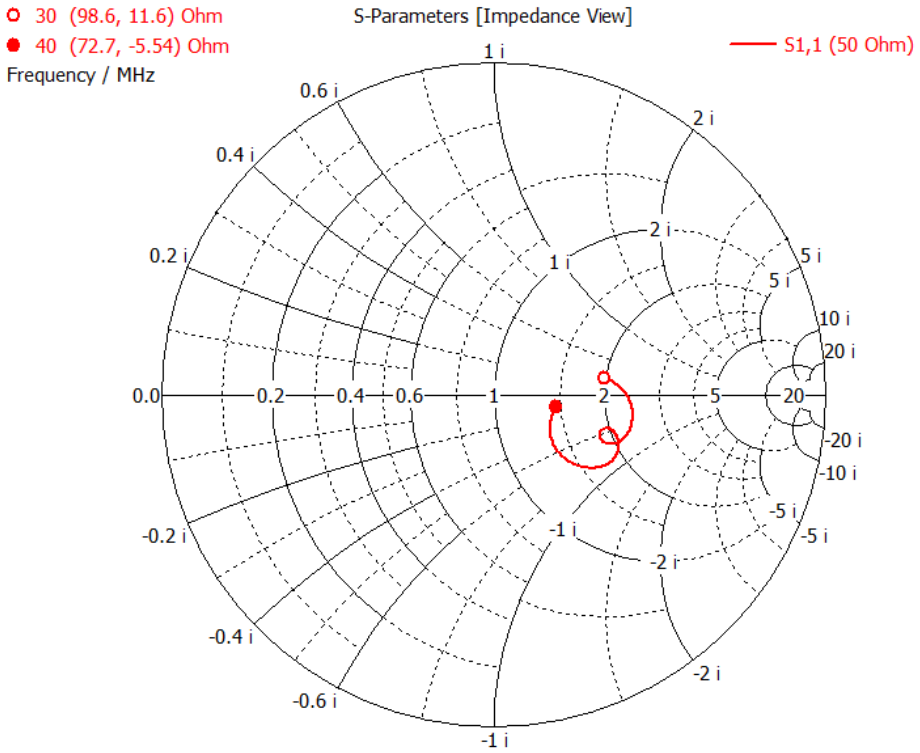


Рис. 11. Номограмма Вольперта–Смита в полосе частот 30–40 МГц

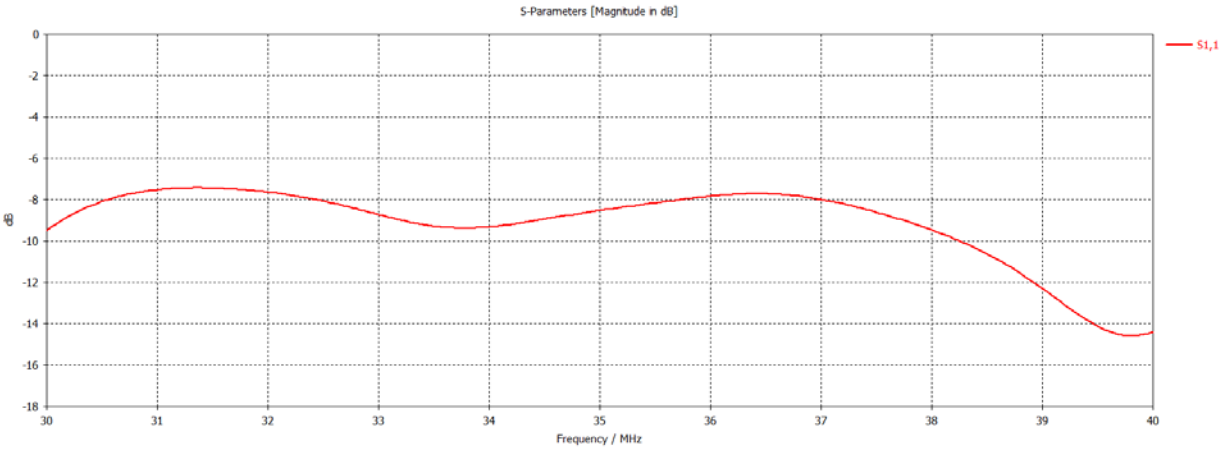


Рис. 12. Частотная зависимость коэффициента отражения от входа антенны

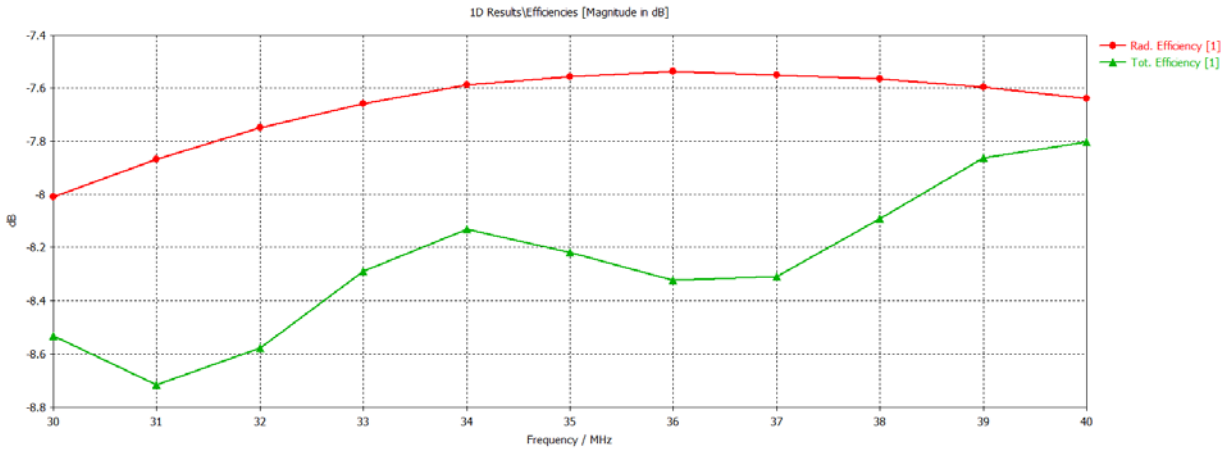


Рис. 13. Потери в антенне и окружающей ее поглощающей среде (грунте), дБ, без учета и с учетом согласования

Заключение

В заключение следует отметить, что в настоящей работе предложены, синтезированы и проанализированы с использованием метода конечного интегрирования Вейланда, реализованного в пространственно-временной области, три варианта построения подземной антенны, функционирующей в длинноволновой области УКВ диапазона волн, построенной на основе двухзаходной спирали Архимеда.

Было выяснено, что использование в качестве изолирующего материала гранитного или мраморного щебня позволяет существенно снизить чувствительность входных характеристик антенны и ее диаграммы направленности к параметрам грунта, а также к толщине навала грунта над антенной.

В предложенных вариантах важность обеспечения требуемых механических характеристик усиливается при переходе от варианта с шунтовой запиткой к варианту запитки антенны сбоку, становясь максимальной в конструкции модифицированной спирали Архимеда, в которой ее центральная часть заменена половинами окружностей, а оба плеча изготавливаются из цельного коаксиального кабеля с неразрывным внутренним проводником.

Литература

1. *Лавров Г.А., Князев А.С.* Приземные и подземные антенны. М.: Сов. радио, 1965. 472 с.

2. *Кинг Р., Смит Г.* Антенны в материальных средах. В 2-х книгах. Кн. 1, кн. 2. Пер. с англ. М.: Мир, 1984. 824 с.

3. *Бузов А.Л., Бузова М.А., Васин А.В., Гончарук О.Б., Кольчугин Ю.И., Трофимов А.П., Юдин В.В.* Разработка и реализация защищенных антенно-фидерных устройств постоянной готовности диапазона ВЧ // Вестник СОНИИР. 2006. № 4 (14). С. 50–55.

4. *Кольчугин Ю.И.* Способы повышения эффективности работы подземных антенн СЧ и ВЧ диапазонов // Вестник СОНИИР. 2005. № 4 (10). С. 48–52.

5. *Пестовский И.Н.* Особенности построения базовых излучателей для использования в подземных фазированных антенных решетках // Электросвязь. 2015. № 6. С. 54–58.

6. *Колояров И.А.* Контроль состояния подземных антенн диапазона ВЧ, размещаемых в неразборных диэлектрических укрытиях // Физика и технические приложения волновых процессов: материалы IX Международной научно-технической конференции; под общ. ред. В.И. Тамбовцева. Челябинск: Изд. ЧелГУ, 2010. С. 64–65.

7. *Колояров И.А.* Обеспечение постоянной готовности недоступных подземных антенн ДКМВ диапазона // Труды НИИР. 2010. №4. С. 63–67.

8. *Колояров И.А.* Основы технологии эксплуатации подземных коротковолновых антенн систем резервной радиосвязи // Проблемы техники и технологии телекоммуникаций: материалы XI Международной научно-технической конференции. Уфа: Изд. УГАТУ, 2010. С. 208–210.

9. *Кольчугин Ю.И., Трофимов А.П.* Электродинамическое моделирование защищенных подземных антенн при определении их характеристик направленности // Вестник СОНИИР. 2008. № 2 (20). С. 68–71.

10. *Сосунов Б.В., Филиппов В.В.* Основы расчета подземных антенн. Л.: ВАС, 1990. 82 с.

11. *Бузов А.Л., Сподобаев Ю.М., Филиппов Д.В., Юдин В.В.* Электродинамические методы анализа проволочных антенн. Под ред. В.В. Юдина / М.: Радио и связь, 2000. 151 с.

12. *Пестовский И.Н.* Метод моментов в применении к расчету электрических характеристик антенн в диссипативных средах // Радиотехника. 2015. № 4. С. 51–57.

13. *Антипов С.А., Калинин Ю.Е., Останков А.В., Хрипунов Е.Г., Дашян С.Ю.* Компактная антенна вытекающей волны со сканированием диаграммы направленности на основе композитных право- и левосторонних структур // Радиотехника. 2021. Т. 85. № 6. С. 34−39.

14. *Weiland T.A* discretization method for the solution of Maxwell`s equations for six-component fields // Electronics and Communication. 1977. Vol. 31. Pp. 116–120.

15. *Орешкин П.Т.* Физика полупроводников и диэлектриков. М.: Высшая школа, 1977. 448 с.

Информация об авторах

Валерий Иванович Николаев, д.т.н., профессор, научный референт

Юрий Геннадьевич Пастернак, д.т.н., профессор
Владимир Андреевич Пендюрин, ген. директор
Сергей Михайлович Федоров, к.т.н., доцент

Information about the authors

Valery I. Nikolayev, D.Sc. in Engineering Sciences, Professor, Research Assistant
Yury G. Pasternak, D.Sc. in Engineering Sciences, Professor
Vladimir A. Pendyurin, Director General
Sergey M. Fedorov, Ph.D. in Engineering Sciences, Associate Professor

Статья поступила в редакцию 08.10.2021
Одобрена после рецензирования 18.10.2021
Принята к публикации 26.10.2021

The article was submitted 08.10.2021
Approved after reviewing 18.10.2021
Accepted for publication 26.10.2021

Теория и техника радиосвязи. 2022. № 1. С. 78–84. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2022. No 1. Pp. 78–84. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 621.396.2

Влияние количества элементов антенн на вероятности ошибки приема сигналов в беспроводных MIMO системах при наличии помех

Юрий Николаевич Паршин[1], Винь Нгок Тхуан Нгуен[2]
[1,2]Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина, Рязань, Россия
[1]parshin.y.n@rsreu.ru, [2]thuan.nvn88@gmail.com

Аннотация. *Исследуется эффективность MIMO системы передачи информации при действии пространственно коррелированной и некоррелированной помех. Подавление помех производится с помощью обеляющего фильтра с учетом корреляционных матриц помех. Пространственное кодирование производится в пространстве собственных лучей с использованием результатов разложения по сингулярным числам произведения матричного коэффициента обеляющего фильтра и канальной матрицы. Методом вычислительного эксперимента проводится анализ вероятности ошибки в зависимости от угловой координаты помехи при различном числе антенн. Полученные результаты позволяют установить необходимое число антенн, при котором достигается заданная эффективность подавления помех и вероятность ошибки.*

Ключевые слова: *MIMO системы, вероятность ошибки, помеха.*

Antenna elements number influence on the probability of signals reception error in wireless MIMO systems in the presence of jamming

Yury N. Parshin[1], Vin Ngok Tkhuan Nguyen[2]
[1,2]Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin, Ryazan, Russia
[1]parshin.y.n@rsreu.ru, [2]thuan.nvn88@gmail.com

Abstract. *The effectiveness of the MIMO information transmission system under the attack of spatially correlated and uncorrelated interferences is investigated. Interference suppression is performed using a whitening filter considering the interference correlation matrices. Spatial encoding is performed in the space of its rays using the results of singular value decomposition of the product of the matrix coefficient of the whitening filter and the channel matrix. Computing experiments are used to analyze the probability of error depending on the angular coordinate of the interference with different number of antennas. The obtained results make it possible to set the required number of antennas, at which the specified interference suppression efficiency and error probability can be achieved.*

Keywords: *MIMO systems, probability of error, interference.*

Одной из основных задач, решаемых в системах передачи информации, является обеспечение требуемой помехоустойчивости. Особенно актуальна задача уменьшения влияния помех от сторонних источников мешающих излучений. Теоретические основы алгоритмов обработки сигналов на фоне помех хорошо разработаны [1]. Вместе с тем развитие беспроводных систем передачи информации стимулирует поиск новых методов и алгоритмов. В работах [2–4] исследуются применения метода прямого расширения спектра и метода скачкообразного изменения частоты для повышения помехоустойчивости. Предлагается использовать рандомизированную схему прямого расширения спектра, что позволяет не применять распределение ключей. Для расширения спектра предлагается применять несколько кодовых последовательностей с различным уровнем взаимной корреляции. Недостатком методов расширения спектра является необходимость дополнительного частотного ресурса для обеспечения помехоустойчивости.

В условиях ограниченного частотного ресурса применяются методы пространственного формирования и обработки сигналов [5–8]. В работе [9] для подавления помех предлагается использовать комбинацию механического и программного формирования диаграммы направленности. Для механического формирования луча используется двухэлементная антенна. Ис-

© Паршин Ю.Н., Винь Нгок Тхуан Нгуен, 2022

пытание прототипа показало его высокую помехоустойчивость, а также возможность использования меньшего числа элементов по сравнению с чисто программным управлением. Для уменьшения влияния помех в беспроводных системах связи используются MIMO (Multiple Input Multiple Output) системы с несколькими антеннами [7, 8] на приемной и передающем сторонах. Такие системы обеспечивают эффективное уменьшение замираний сигналов за счет использования методов пространственно-времен-ного кодирования и декодирования, а также подавление помех. В работах [9, 10] отмечается актуальность обеспечения помехоустойчивости OFDM систем, поэтому применение MIMO технологии для обеспечения помехоустойчивости вызывает большой интерес. Исследована стратегия постановки помех и их воздействие на OFDM–MIMO системы. Предложены варианты применения MIMO систем, которые используют подавление помех и возможности пространственного кодирования. В работе [11] предлагается практическое применение MIMO для работы в условиях мощных и широкополосных помех. Предложен алгоритм подавления помех при отсутствии информации о свойствах канала. После подавления помех осуществляется восстановление неискаженного сигнала. Испытание прототипа показало, что при числе приемных антенн больше, чем число помех успешное декодирование сигнала возможно при отношении сигнал–помеха –20 дБ. Вместе с тем влияние числа помех на эффективность обработки исследовано недостаточно.

Целью работы является анализ влияния количества элементов антенн на вероятности ошибки приема сигналов в беспроводных MIMO системах при наличии помех.

Рассмотрим пространственную структуру *MIMO* системы, показанную на рис. 1, которая состоит из передатчика с M антеннами, приемника с N антеннами, расположенных на плоскости с координатами x_n, y_n, $n = 1,...,N$, и K одноантенных источников помех. Для эффективного подавления помех необходимо, чтобы число антенн приемника было больше, чем общее число антенн источников помех, т. е. $N \geq K$.

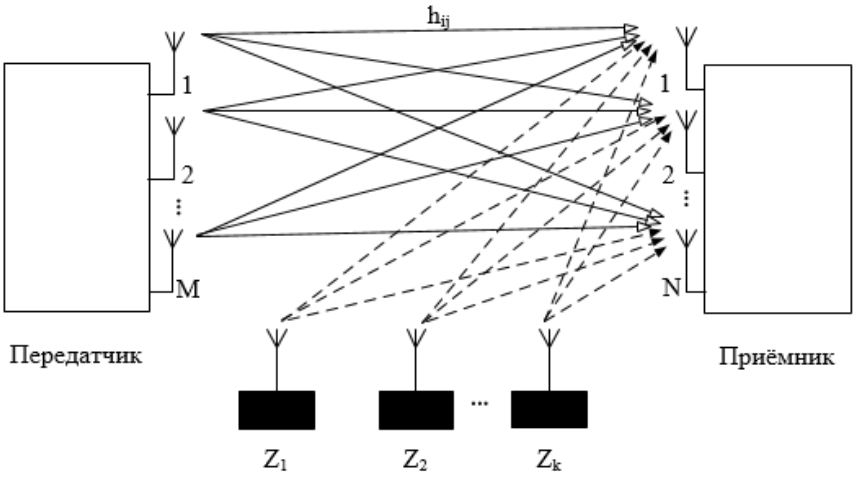


Рис. 1. Пространственная структура системы

Сигнал, который попадает на приемные антенны, образуется путем преобразования вектора переданных сигналов $\underline{\mathbf{X}}$ антеннами передатчика в канале: $\underline{\mathbf{S}} = \underline{\mathbf{H}}\underline{\mathbf{X}}$. В результате на выходе приемных антенн получаем вектор наблюдаемого процесса:

$$\underline{\mathbf{Y}} = \underline{\mathbf{H}}\underline{\mathbf{X}} + \underline{\mathbf{V}}, \qquad (1)$$

где $\underline{\mathbf{X}}$ – вектор-столбец передаваемых символов, $\underline{\mathbf{V}}$ – вектор-столбец помехи, $\underline{\mathbf{H}}$ – матрица канальных коэффициентов.

Для описания свойств MIMO канала используется матрица $\underline{\mathbf{H}}$ размерностью $N \times M$:

$$\underline{\mathbf{H}} = \begin{vmatrix} \underline{h}_{11} & \underline{h}_{12} & \dots & \underline{h}_{1M} \\ \underline{h}_{21} & \underline{h}_{22} & \dots & \underline{h}_{2M} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \underline{h}_{N1} & \underline{h}_{N2} & \dots & \underline{h}_{NM} \end{vmatrix}, \qquad (2)$$

где N – количество приемных антенн, M – количество передающих антенн, $\underline{h}_{nm}$ – комплекс-

ный коэффициент передачи по каналу от m-й антенны передатчика к n-й антенне приемника.

Помеха в наблюдаемом процессе (1) представляет собой сумму двух составляющих:

$$\underline{\mathbf{V}} = \underline{\mathbf{Z}} + \underline{\mathbf{U}}, \quad (3)$$

где $\underline{\mathbf{Z}}$ – пространственно-коррелированная помеха, $\underline{\mathbf{U}} = \{\underline{u}_1, \underline{u}_2, ..., \underline{u}_N\}$ – пространственно некоррелированный шум.

Пространственно-коррелированная помеха задается K источниками некоррелированных гауссовских процессов $\underline{p}_k$ с дисперсией D_k, приходящими с направлений, задаваемых азимутом α_k и углом места γ_k, $k = 1,...,K$. В пространстве все помехи суммируются в соответствии с пространственной структурой антенной системы и расположением помех [5]:

$$\underline{\mathbf{Z}} = \sum_{k=1}^{K} \underline{p}_k \underline{\mathbf{V}}_k, \quad (4)$$

где $\underline{\mathbf{V}}_k = \left\{ \underline{v}_{kn} = \exp\left[-j \frac{2\pi}{\lambda} \sin\gamma_k \left(x_n \cos\alpha_k + y_n \sin\alpha_k \right) \right], n = 1,...,N \right\}$ – направляющий вектор k-й помехи, λ – длина волны.

Учитывая, что некоррелированная (4) и коррелированная составляющие помех статистически независимы, корреляционная матрица помехи (3) равна сумме корреляционных матриц для коррелированной (6) и некоррелированной составляющих:

$$\underline{\mathbf{R}}_V = \underline{\mathbf{R}}_Z + \underline{\mathbf{R}}_U, \quad (5)$$

где $\underline{\mathbf{R}}_U = D_U \mathbf{I}$ – корреляционная матрица шумов, которые являются пространственно некоррелированными; D_U – дисперсия некоррелированного шума в каждом приемном канале.

Активная составляющая помехи является пространственно коррелированной, так как электромагнитная волна от источника помехи $\underline{p}_k$ попадает с задержкой в фазе на каждую приемную антенну. Таким образом, в антеннах действуют одни и те же помехи, но с разными амплитудами и фазами, а между помехами возникает пространственная корреляция. Так как все помехи взаимно независимы, корреляционная матрица активной составляющей помехи, которая является пространственно коррелированной, равна

$$\underline{\mathbf{R}}_Z = \sum_{k=1}^{K} D_k \underline{\mathbf{V}}_k \underline{\mathbf{V}}_k^H. \quad (6)$$

Для выделения на приемной стороне вектора переданных символов $\underline{\mathbf{X}}$ можно использовать следующие методы, относящиеся к классу *Zero Forcing*:

– метод обратной матрицы $\hat{\underline{\mathbf{X}}} = \underline{\mathbf{H}}^{-1} \underline{\mathbf{Y}}$ используется только в случае, когда $N = M$, имеет невысокую помехоустойчивость, в ряде случаев – неустойчивость операции обращения матрицы;

– метод псевдообратной матрицы $\hat{\underline{\mathbf{X}}} = \left(\underline{\mathbf{H}}^H \underline{\mathbf{H}} \right)^{-1} \underline{\mathbf{H}}^H \underline{\mathbf{Y}}$ используется также в случае, когда $N \neq M$, имеет высокую вычислительную устойчивость.

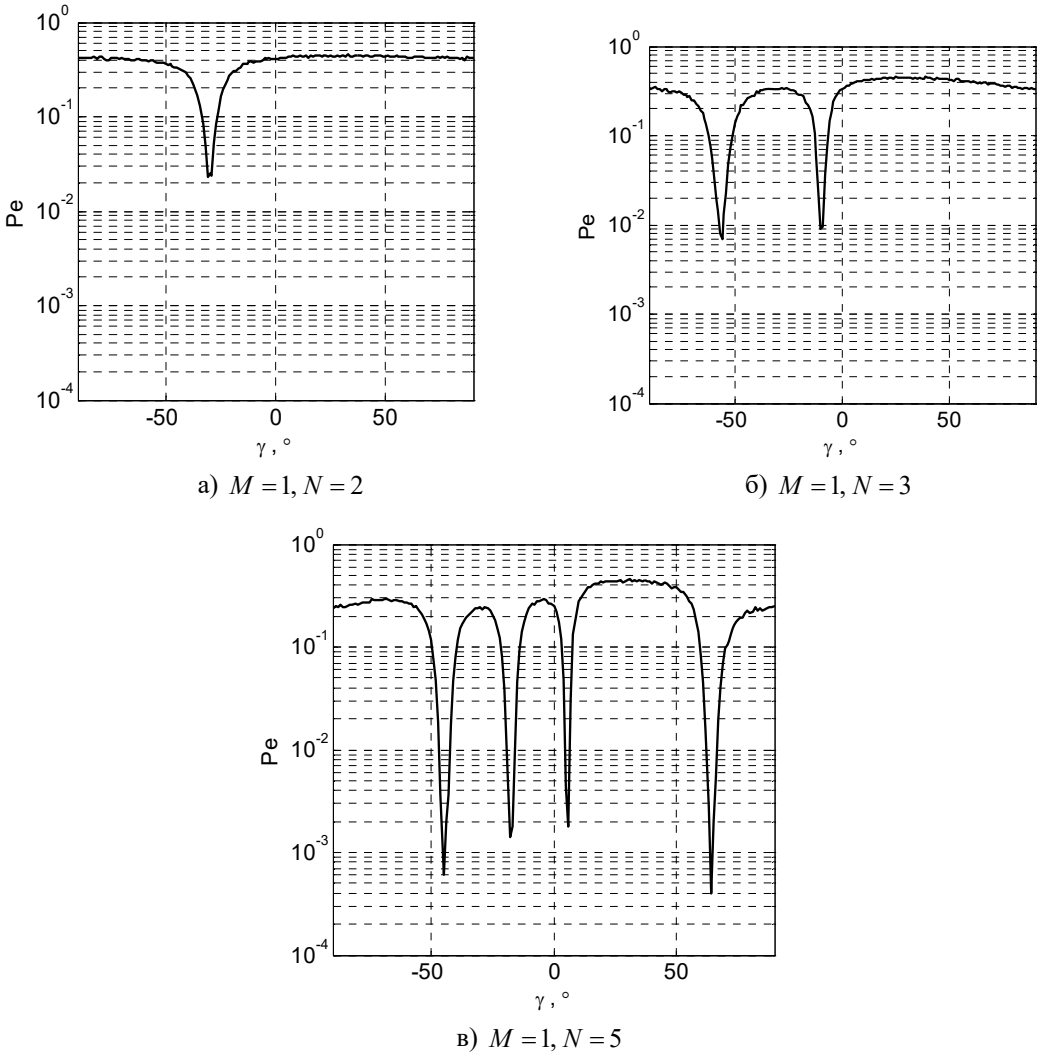
Кроме этого, для выделения передаваемого вектора сообщений можно использовать методы теории статистических решений, например метод минимума среднего квадрата ошибки: $\hat{\underline{\mathbf{X}}} = \left(\frac{M}{q} \mathbf{I} + \underline{\mathbf{H}}^H \underline{\mathbf{H}} \right)^{-1} \underline{\mathbf{H}}^H \underline{\mathbf{Y}}$, где $q = \frac{D_X}{D_W}$ – отношение сигнал–шум в каждой приемной антенне, D_X – дисперсия сообщений во всех передающих антеннах.

Эти методы требуют обращения канальной матрицы, обладающего потенциальной неустойчивостью. Поэтому широкое распространение получили методы пространственного кодирования и декодирования, позволяющие согласовать свойства передаваемого сигнала и канальной матрицы. Пусть канальная матрица (2) известна на приемной и передающей сторонах. Произведем разложение матрицы канальных коэффициентов по сингулярным числам $\underline{\mathbf{H}} = \underline{\mathbf{U}} \mathbf{\Sigma} \underline{\mathbf{T}}^H$, где $\underline{\mathbf{U}}, \underline{\mathbf{T}}$ – унитарные матрицы, $\mathbf{\Sigma}$ – диагональная матрица сингулярных чисел. Передаваемые символы формируются в результате пространственного кодирования исходных сигнальных символов $\underline{\mathbf{S}} = \underline{\mathbf{T}} \underline{\mathbf{X}}$. На приемной стороне производится пространственное декодирование, в результате которого формируется оценка исходных сигнальных символов $\hat{\underline{\mathbf{X}}} = \underline{\mathbf{U}}^H \underline{\mathbf{Y}}$. В цифровых системах передачи информации вектор $\underline{\mathbf{X}}$ формируется путем модуляции гармонического несущего колебания дискретным сообщением. В этом случае сообщение получается путем демо-

дуляции оценки вектора $\underline{\hat{\mathbf{X}}}$. Пространственное кодирование можно рассматривать как формирование диаграммы направленности передающей антенны, то есть собственных лучей.

Анализ пропускной способности *MIMO* системы при действии пространственно коррелированных помех проведен в работе [12] в предположении, что пространственные характеристики сигнала, помех и среды распространения известны. Вместе с тем пропускная способность характеризует предельное качество *MIMO* системы, а реальная скорость передачи информации может значительно отличаться. Поэтому в данной работе проводится анализ вероятности битовой ошибки в *MIMO* системе при действии пространственно коррелированных помех и при пространственном кодировании и декодировании в пространстве собственных лучей. Рассматривается случай двоичной фазовой модуляции *BPSK*.

На рис. 2 приведены зависимости вероятности ошибки приема от направления на помеху при различном числе приемных антенн и одной передающей антенне $M = 1$. Полагаем, что антенны образуют линейные эквидистантные антенные решетки с межэлементным интервалом $d = 0{,}5\lambda$, расположенные в одной плоскости с плоскостью изменения углового положения помехи $-90° \le \gamma \le 90°$, $\alpha = 0°$. Угловое положения источника сигнала равно $\gamma_S = 30°$, $\alpha_S = 0°$. Отношения сигнал–шум и помеха–шум для каждой из помех равны соответственно $q_{\text{СШ}} = 0\,\text{дБ}$, $q_{\text{ПШ}} = 20\,\text{дБ}$. Канальная матрица для одной передающей антенны определяется направляющим вектором источника сигнала $\underline{\mathbf{H}} = \left\{ \exp\left(-j \frac{2\pi}{\lambda} x_n \right),\ n = 1,...,N \right\}$.



а) $M = 1, N = 2$ б) $M = 1, N = 3$

в) $M = 1, N = 5$

Рис. 2. Зависимость вероятности ошибки приема сигналов от угла падения помех

Результаты анализа показывают, что увеличение числа приемных антенн позволяет значительно улучшить качество приема в более широком диапазоне углов направления на источник помехи. Вместе с тем при совпадении угловых положений источников сигнала и помехи качество приема остается на неизменно низком уровне.

Если канал имеет дружные релеевские замирания во всех лучах, то характер зависимостей остается прежним, и несколько увеличивается вероятность ошибки.

Так как помехи являются пространственно коррелированными случайными величинами, для расчета вероятности ошибки необходимо преобразовать коррелированные помехи в некоррелированные. В рассматриваемом случае такое преобразование – декорреляция осуществляется с помощью линейного фильтра с матричным коэффициентом передачи $\underline{\mathbf{W}}$:

$$\underline{\tilde{\mathbf{Y}}} = \underline{\mathbf{W}}\underline{\mathbf{Y}} = \underline{\tilde{\mathbf{X}}} + \underline{\tilde{\mathbf{V}}} = \\ = \underline{\mathbf{W}}\underline{\mathbf{H}}\underline{\mathbf{X}} + \underline{\mathbf{W}}\underline{\mathbf{V}}. \quad (7)$$

После преобразования (7) корреляционная матрица помехи $\underline{\tilde{\mathbf{V}}}$ должна иметь вид

$$\underline{\mathbf{R}}_{\tilde{V}} = \overline{\underline{\tilde{\mathbf{V}}}\underline{\tilde{\mathbf{V}}}^H} = \overline{(\underline{\mathbf{W}}\underline{\mathbf{V}})(\underline{\mathbf{W}}\underline{\mathbf{V}})^H} = \underline{\mathbf{W}}\overline{\underline{\mathbf{V}}\underline{\mathbf{V}}^H}\underline{\mathbf{W}}^H = \\ = \underline{\mathbf{W}}\underline{\mathbf{R}}_V\underline{\mathbf{W}}^H = D_n\mathbf{I}. \quad (8)$$

Матричный фильтр декоррелятора $\underline{\mathbf{W}}$ получается из условия (8) в результате разложения по Холецкому корреляционной матрицы помех (5) в левой части выражения

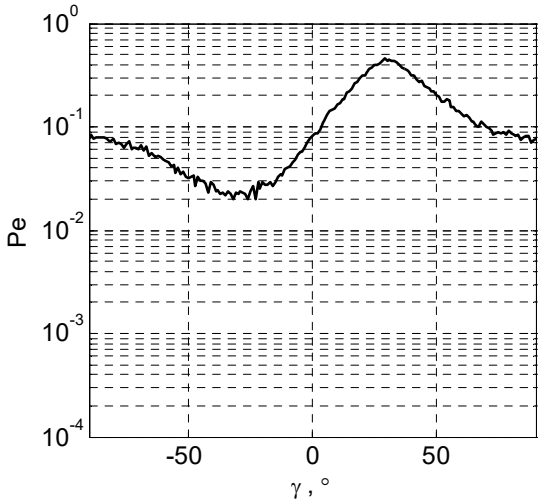
$$\frac{1}{D_n}\underline{\mathbf{R}}_V = \underline{\mathbf{W}}^{-1}\underline{\mathbf{W}}^{H-1} \quad (9)$$

с последующим обращением результата разложения: $\underline{\mathbf{W}} = \sqrt{D_n}\left[\mathrm{Chol}\left(\underline{\mathbf{R}}_V\right)\right]^{-1}$.

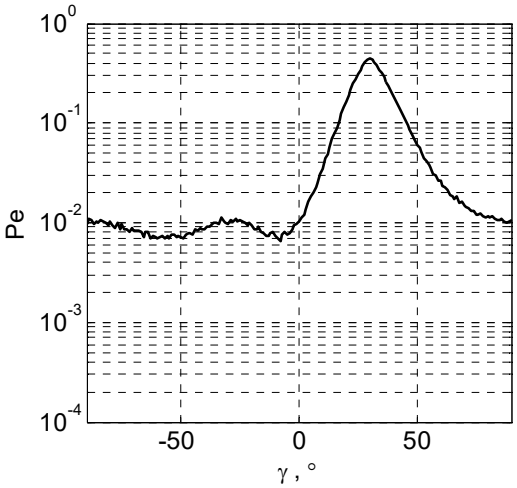
При анализе эффективности использовался алгоритм пространственного кодирования и декодирования, примененный для матрицы канальных коэффициентов $\underline{\tilde{\mathbf{H}}} = \underline{\mathbf{W}}\underline{\mathbf{H}}$, которая учитывает влияние декоррелирующего фильтра (9).

На рис. 3 приведены зависимости вероятности ошибки от углового положения источника помехи при различном числе приемных антенн и одной передающей антенне. Уменьшение вероятности ошибки при использовании декоррелирущего фильтра составляет несколько десятков раз и более.

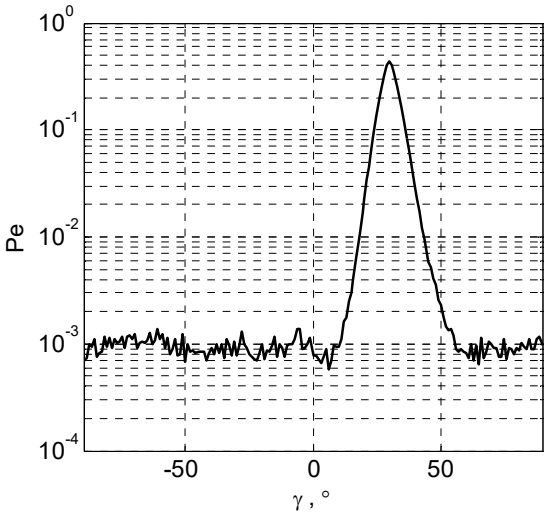
Анализ зависимостей вероятности ошибки приема сигналов от угла падения сигналов помех показал, что наибольшая вероятность ошибки наблюдается, когда угловое положение помехи совпадает с угловым положением источника сигнала: $\gamma = \gamma_S = 30°$. При увеличении числа приемных антенн MIMO систем вероятность ошибки приема сигналов уменьшается более чем на порядок. Полученные результаты позволяют обосновать выбор количества антенн для получения заданной вероятности ошибки приема сигналов в беспроводных MIMO системах.



а) $M = 1, N = 2$



б) $M = 1, N = 3$



в) $M = 1, N = 5$

Рис. 3. Зависимость вероятности ошибки приема сигналов от угла падения помехи при использовании декоррелирущего фильтра

Таким образом, эффективность пространственной декорреляции помехи зависит от пространственной корреляции сигнала и помехи в приемных антеннах, что позволяет произвести селекцию сигнала на фоне помехи. Если пространственная корреляция сигнала мала или отсутствует полностью, например, когда элементы канальной матрицы – независимые комплексные величины, то эффективность применения обеляющего фильтра уменьшается.

Необходимо отметить, что анализ по критерию минимума вероятности ошибки дает результаты, несколько отличающиеся от полученных ранее [12] по критерию максимума пропускной способности. Поэтому актуальной задачей является проведение сравнительного анализа MIMO систем с различными видами сигнально-кодовых конструкций.

Список источников

1. *Сосулин Ю.Г., Костров В.В., Паршин Ю.Н.* Оценочно-корреляционная обработка сигналов и компенсация помех. М.: Радиотехника, 2014. 632 с.

2. *Hanawal M.K., Abdel-Rahman M.J., Krunz M.* Joint adaptation of frequency hopping and transmission rate for anti-jamming wireless systems // IEEE Transactions on mobile computing. 2016. Vol. 15, No. 9. Pp. 2247–2259.

3. *Liu Y., Ning P., Dai H., Liu A.* Randomized differential DSSS: Jamming-resistant wireless broadcast communication // Proceedings IEEE INFOCOM, 2010. Pp. 1–9.

4. *Liu A., Ning P., Dai H., Liu Y., Wang C.* Defending DSSS-based broadcast communication against insider jammers via delayed // Proceedings of the 26th annual computer security applications seed-disclosure conference, 2010. Pp. 367–376.

5. *Монзинго Р.А, Миллер Т.У.* Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию: пер. с англ. М.: Радио и связь, 1986. 448 с.

6. *Григорьев В.А., Чесняк С.С., Гулюшин В.Л., Распаев Ю.А., Лагутенко О.И., Чесняк А.С.* Адаптивные антенные решетки. Учебное пособие в 2-х частях // Часть 1: под общ. ред. В.А. Григорьева. СПб: Университет ИТМО, 2016. 179 с.

7. *Telatar I.E.* Capacity of multi-antenna Gaussian channels // European transactions on telecommunication. 1999. Vol. 10, No 6. Pp. 585–595.

8. *Volker Kuhn.* Wireless communications over MIMO channels: Applications to CDMA and multiple antenna systems. John Wiley & Sons, 2006.

9. *Vo-Huu T.D., Blass E.O., Noubir G.* Counter-jamming using mixed mechanical and software interference cancellation // Proceedings of the 6th ACM conference on Security and Privacy in Wireless and Mobile Networks WiSec'13, 2013. Pp. 31–42.

10. *Yan Q., Zeng H., Jiang T., Li M., Lou W., Hou Y.T.* MIMO-based jamming resilient communication in wireless network // Proceedings of the IEEE INFOCOM 2014 – IEEE Conference on Computer Communications, 2014. Pp. 2697–2706.

11. *Zeng H., Cao C., Li H., Yan Q.* Enabling jamming-resistant communication in wireless MIMO network // Proceedings of the IEEE Conference on communications and network security, 2017. Pp. 194–202.

12. *Колупаева А.С., Паршин Ю.Н.* Пропускная способность MIMO системы при наличии пространственно коррелированных помех // Радиолокация, навигация, связь: сборник трудов XXVI международной научно-технической конференции. Воронеж: Издательский дом ВГУ, 2020. Т. 5. С. 156–161.

Информация об авторах

Ю.Н. Паршин, д.т.н., профессор, заведующий кафедрой
Винь Нгок Тхуан Нгуен, аспирант

Information about the authors

Yu.N. Parshin, D.Sc. in Engineering Sciences, Professor, Head of Chair
Vin Ngok Tkhuan Nguyen, Postgraduate

Статья поступила в редакцию 08.11.2021
Одобрена после рецензирования 18.11.2021
Принята к публикации 26.11.2021

The article was submitted 08.11.2021
Approved after reviewing 18.11.2021
Accepted for publication 26.11.2021

Теория и техника радиосвязи. 2022. № 1. С. 85–93. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2022. No 1. Pp. 85–93. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 621.396.67

Повышение точности оценки угловых координат целей на основе использования многолучевых антенных систем в радарных головках самонаведения ракет

Юрий Геннадьевич Пастернак[1], Владимир Андреевич Пендюрин[2], Сергей Михайлович Федоров[3]
[1,3]Воронежский гос. тех. ун-т, Воронеж, Россия
[2]Автоматизированные системы связи, Воронеж, Россия
[1]pasternakyg@mail.ru, [2]infonpp-acc.ru@yandex.ru, [3]fedorov_sm@mail.ru

Аннотация. *Предложена многолучевая антенная система для радарных головок самонаведения ракет, основанная на одновременном использовании нескольких каналов приема радиоволн, отраженных от цели, для измерения не только амплитуд сигналов, но и разности их фаз, благодаря чему появляется возможность оценки угловых координат цели с точностью, на порядок более высокой по сравнению с точностью оценки угловых координат цели с использованием амплитудных методов пеленгования.*

Ключевые слова: *многолучевая антенна, линзовая антенна, точность оценки угловых координат цели.*

Improving the accuracy of estimating the angular coordinates of targets based on the use of multipath antenna systems in the radar homing heads of missiles

Yury G. Pasternak[1], Vladimir A. Pendyurin[2], Sergey M. Fedorov[3]
[1,3]Voronezh State Engineering University, Voronezh, Russia
[2]Automated Communication Systems, Voronezh, Russia
[1]pasternakyg@mail.ru, [2]infonpp-acc.ru@yandex.ru, [3]fedorov_sm@mail.ru

Abstract. *A multipath antenna system for radar homing heads of missiles, based on the simultaneous use of several channels for receiving radio waves, reflected from the target to measure not only the amplitudes of signals, but also the difference in their phases, which makes it possible to estimate the angular coordinates of the target with an accuracy an order of magnitude higher than the accuracy of estimating the angular coordinates of the target using amplitude bearing methods is proposed.*

Keywords: *multipath antenna, lens antenna, accuracy of estimation of angular coordinates of the target.*

Актуальность предлагаемых технических решений связана с необходимостью повышения точности оценки угловых координат цели в радарных головках самонаведения ракет до значения, приблизительно равного 0,1 градуса. Для достижения данного уровня точности оценки угловых координат цели ширина главного лепестка диаграммы направленности при использовании амплитудного метода пеленгования должна составлять около 0,2 градуса, по уровню половинной мощности; при этом коэффициент направленного действия антенной системы должен составлять около 59 дБ относительно изотропного излучателя. Реализовать столь высокие значения коэффициента направленного действия теоретически возможно – при диаметре антенной системы около 80 мм на частотах около 1 ТГц. Однако в терагерцовом диапазоне частот имеют место очень высокие потери мощности при распространении электромагнитных волн в атмосфере; также стоит отметить сложность построения генератора терагерцового диапазона с достаточно высоким уровнем мощности, поэтому реализация ширины луча порядка 0,2 градуса возможна лишь в инфракрасном диапазоне волн.

Сужение ширины лепестка диаграммы направленности антенной системы радарной головки самонаведения связано также со значительным увеличением времени обзора рабочей

© Пастернак Ю.Г., Пендюрин В.А., Федоров С.М., 2022

зоны, что во многих случаях является недопустимым. Кроме того, повышение частоты радиолокационного сигнала связано с ростом затухания мощности электромагнитных волн в атмосфере, увеличением потерь в антенной системе, обтекателе, сложностью генерации колебаний с достаточно высоким уровнем мощности, а также с ростом стоимости элементной базы.

Тем не менее, радарные головки самонаведения с многолучевыми антеннами характеризуются существенно большей протяженностью рабочей зоны, чем головки самонаведения оптического диапазона, и отказаться от их использования не представляется возможным.

Многолучевые антенны [1, 2] способны формировать несколько независимых лучей с высоким значением коэффициента усиления для покрытия заданного углового диапазона. Эти антенны являются фундаментом для реализации массивного *MIMO*, сильно отличающегося от традиционной технологии *MIMO* использованием очень большого числа антенн, работающих согласованно и адаптивно [3–5]. В период 1960–1980-х годов серия исследовательских кампаний по изучению ограничений ДН [6, 7] и оптимальных схем питания [8, 9] для формирования множества лучей от общей апертуры закладывают теоретические основы и рекомендации по разработке МЛА. В прошлом многолучевые антенны в основном использовались в радиолокации и системах спутниковой связи, при этом они были громоздкими и дорогими [10, 11]. Однако современные системы работают с гораздо меньшей длиной волны (особенно перспективные системы связи, работающие на частотах миллиметрового диапазона), что позволяет создавать компактные устройства. Помимо возможности обслуживания нескольких разнесённых в пространстве пользователей многолучевые антенны позволяют повысить надежность соединения и уменьшить вероятность отказа [12–15], а также увеличить скорость передачи информации.

В настоящей статье, в целях существенного упрощения конструкции излучающей апертуры и диаграммообразующей схемы многолучевой антенной системы радарной головки самонаведения, предлагается использовать различные варианты построения линзовых антенн: 1 – сферическую линзу, изготовленную из однородного диэлектрика с малыми потерями (тефлон или другие виды диэлектриков с диэлектрической проницаемостью от 2 до 3,6); 2 – линзу Люнеберга; 3 – гиперболическую линзу из однородного диэлектрика, незонированную или зонированную; 4 – металлопластинчатую линзу, состоящую из параллельных металлических пластин; 5 – линзу, состоящую из металлических волноводов квадратного, круглого или шестигранного сечения; 6 – печатную линзу типа МакГрафа; 7 – плоскую линзу, изготовленную с использованием методов трансформационной оптики.

Представленная конструкция отличается тем, что в предлагаемых вариантах многолучевой антенной системы для радарной головки самонаведения в режиме излучения в любой момент времени используется один из N лучей диаграммы направленности, лучи при этом переключаются последовательно во времени; в режиме приема одновременно используются несколько каналов приема радиоволн, отраженных от цели, производится измерение амплитуд сигналов и разностей их фаз, вычисляется коэффициент корреляции измеренного амплитудно-фазового распределения сигналов, принятых по нескольким лучам многолучевой диаграммы направленности, с эталонным амплитудно-фазовым распределением сигналов, соответствующим множеству сочетаний значений азимута и угла места цели, далее находятся значения угловых координат цели, при которых коэффициент корреляции принимает максимальное значение, благодаря чему удается оценивать угловые координаты цели с точностью более высокой (на порядок и выше) по сравнению с точностью оценки угловых координат цели с использованием амплитудных методов пеленгования.

Многолучевая антенна

Многолучевая антенная система головки самонаведения на основе сферической линзы из диэлектрика, облучаемой стержневыми диэлектрическими антеннами, показана на рис. 1 и 2. Использование облучателей в виде диэлектрических стержневых антенн позволяет реализовать широкую и равномерную диаграмму направленности облучателей в составе решетки. Подобная решетка может быть реализована с помощью метода 3*D*-печати. Возбуждение решетки из диэлектрических стержневых облучателей может быть реализовано с помощью печатной решетки, состоящей из патч-элементов (рис. 3).

На рис. 4 и 5 показаны диаграммы направленности многолучевой антенной системы в режимах излучения вдоль оси ракеты и при отклонении от оси ракеты.

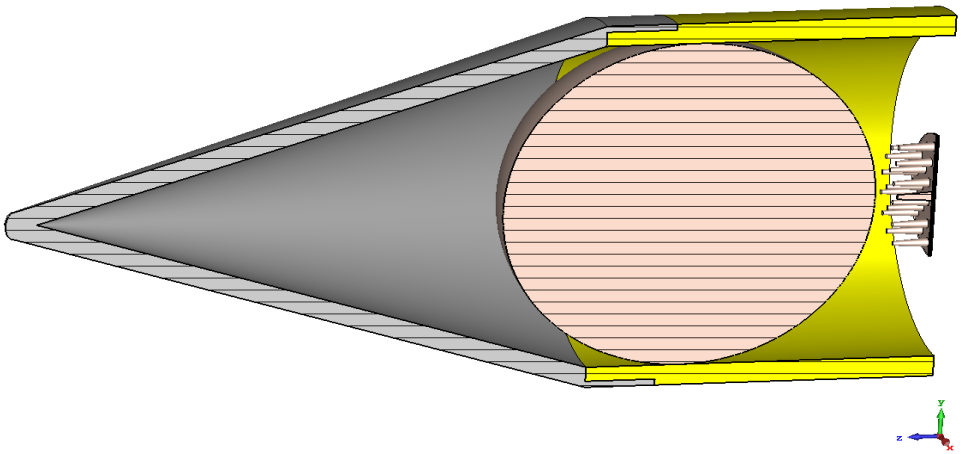


Рис. 1. Многолучевая антенная система головки самонаведения на основе сферической линзы из диэлектрика, облучаемой стержневыми диэлектрическими антеннами

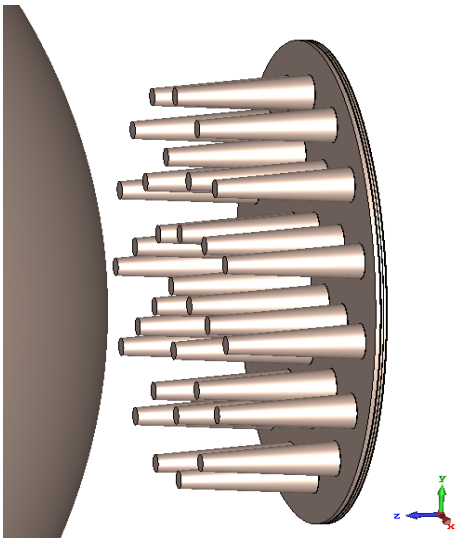


Рис. 2. Облучатели сферической линзы в виде диэлектрических стержневых антенн

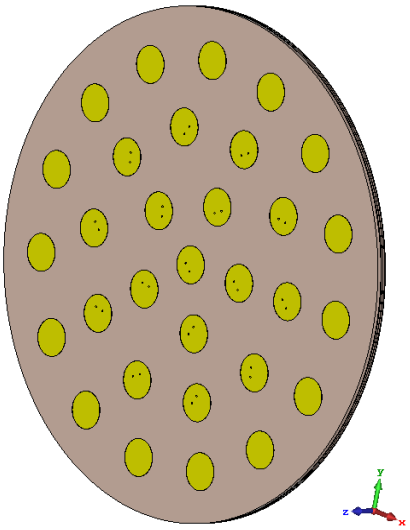


Рис. 3. Печатные патч-элементы, возбуждающие диэлектрические стержневые антенны

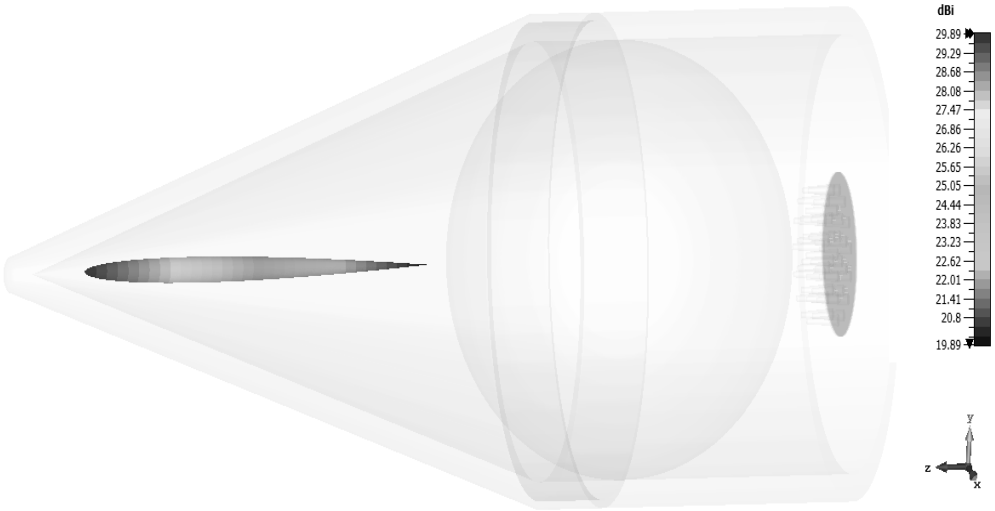


Рис. 4. Главный лепесток диаграммы направленности многолучевой антенной системы ориентирован вдоль оси ракеты

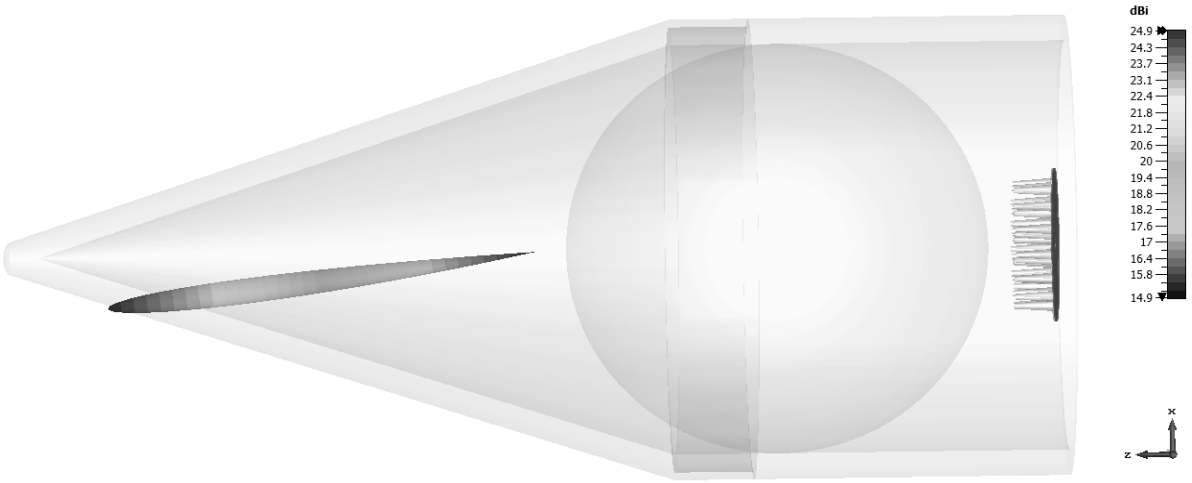


Рис. 5. Главный лепесток диаграммы направленности многолучевой антенной системы отклонен от оси ракеты

Многолучевая антенная система в виде гиперболической диэлектрической линзы, облучаемой диэлектрическими стержневыми антеннами, показана на рис. 6. Достоинством данного решения, по сравнению со сферической линзой, является снижение массы диэлектрика и уменьшение продольных размеров антенной системы. Центральный лепесток диаграммы направленности многолучевой антенной системы в виде гиперболической диэлектрической линзы, облучаемой диэлектрическими стержневыми антеннами, показан на рис. 7.

Многолучевая антенная система в виде печатной линзы, на внешней и внутренней сторонах которой размещены патч-излучатели, с облучателями волноводного типа показана на рис. 8. Достоинством данного решения является технологичность, высокая повторяемость и снижение массы линзы. При использовании печатной линзы возможны два варианта управления диаграммой направленности в режиме излучения: 1 – с помощью электронного коммутатора высокочастотных сигналов; 2 – путем механического перемещения печатной линзы в радиальном направлении. Центральный лепесток диаграммы направленности многолучевой антенной системы в виде печатной линзы с облучателями волноводного типа показан на рис. 9.

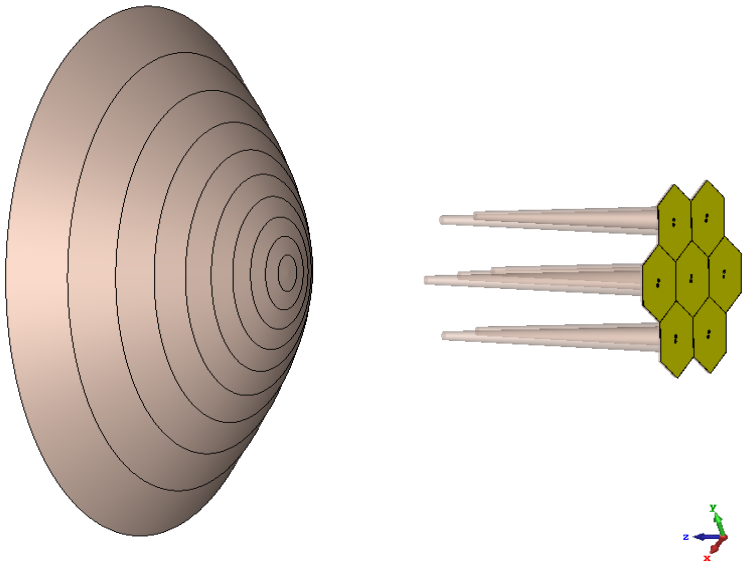


Рис. 6. Многолучевая антенная система в виде гиперболической диэлектрической линзы, облучаемой диэлектрическими стержневыми антеннами

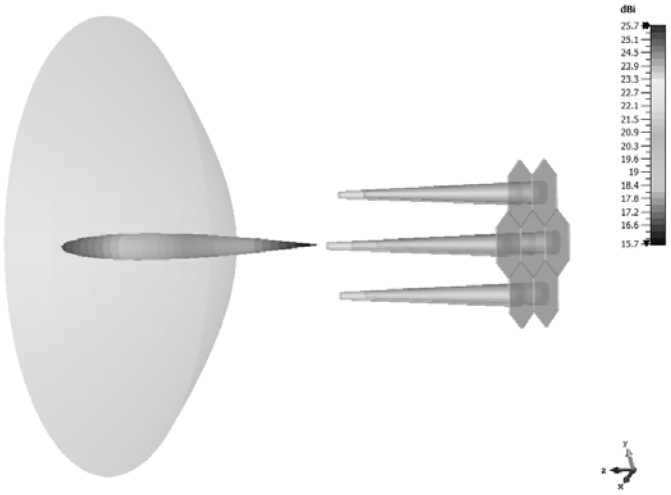


Рис. 7. Центральный лепесток диаграммы направленности многолучевой антенной системы в виде гиперболической диэлектрической линзы, облучаемой диэлектрическими стержневыми антеннами

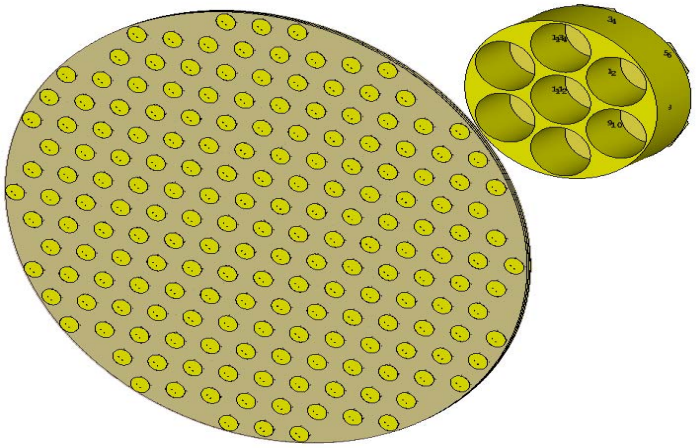


Рис. 8. Многолучевая антенная система в виде печатной линзы, на внешней и внутренней сторонах которой размещены патч-излучатели, с облучателями волноводного типа

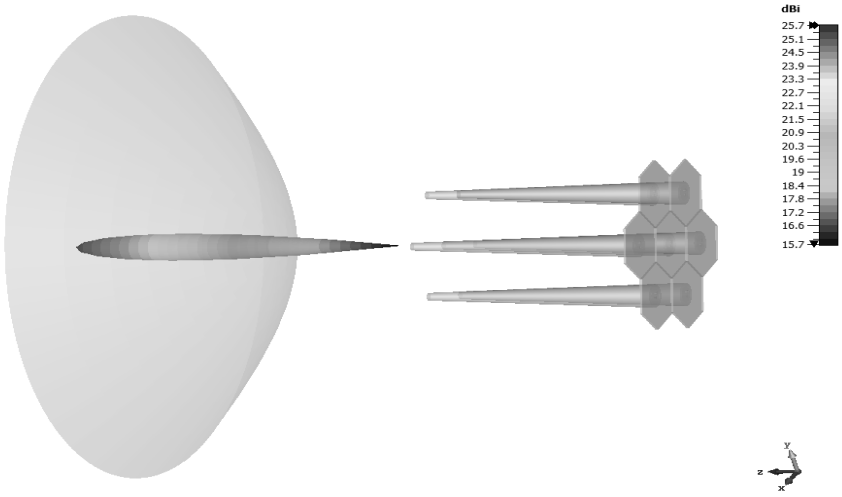


Рис. 9. Центральный лепесток диаграммы направленности многолучевой антенной системы в виде печатной линзы с облучателями волноводного типа

Облучатели многолучевой антенной системы в виде печатных патч-элементов, отделенных друг от друга металлическими пластинами, показаны на рис. 10. Использование метаповерхности, состоящей из металлических пластин в печатном исполнении, позволяет существенно ослабить взаимную связь соседних патч-элементов и расширить диаграмму направленности элемента в составе решетки (рис. 11).

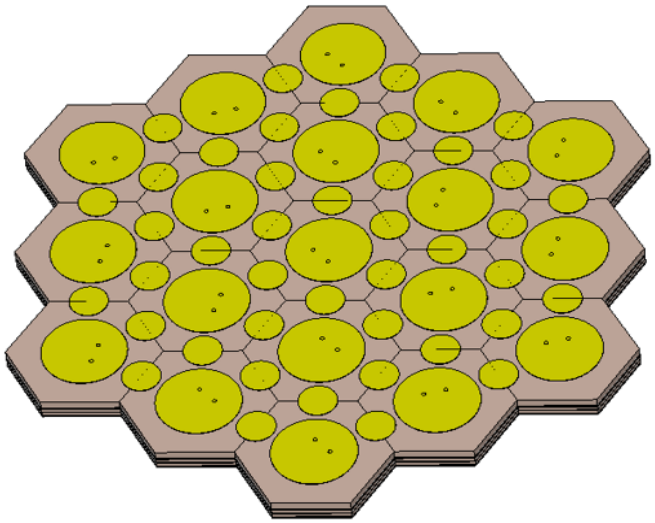


Рис. 10. Облучатели многолучевой антенной системы в виде печатных патч-элементов, отделенных друг от друга металлическими пластинами

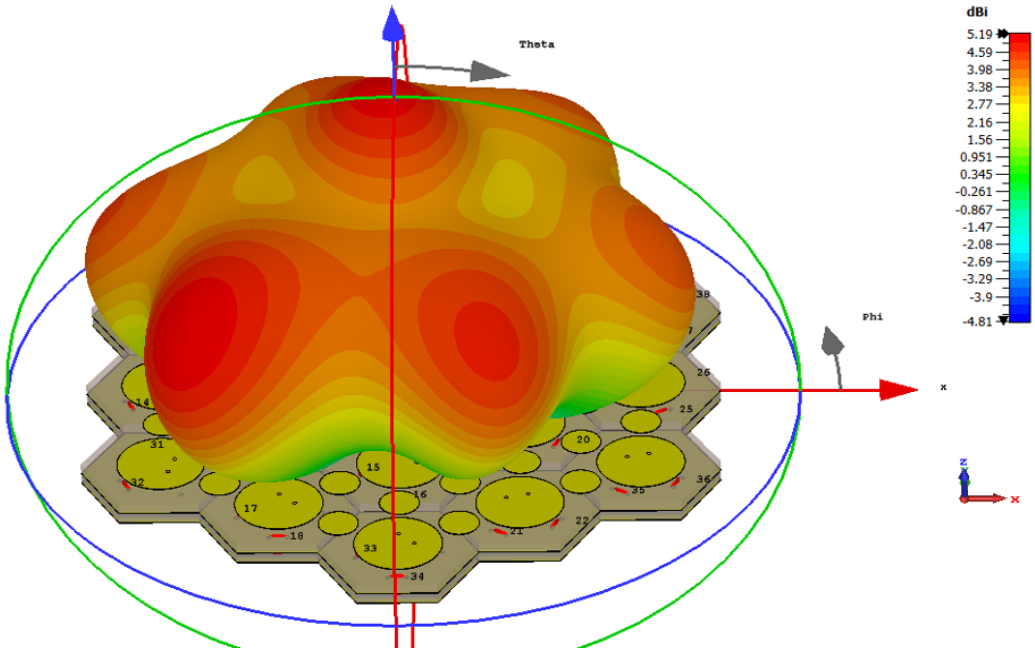


Рис. 11. Диаграмма направленности патч-облучателя в составе решетки

Зависимости коэффициента корреляции измеренных и эталонных сигналов при истинном угле места цели 170 градусов (пунктир – для построения графика использованы только модули сигналов; сплошная линия – для построения графика использованы реальные и мнимые части сигналов) приведены на рис. 12, 13. Зависимость коэффициента корреляции от угловых координат для реальных и мнимых частей принятых и эталонных сигналов характеризуется наличием большого числа локальных максимумов, поэтому для выделения главного максимума используется оконная функция в виде коэффициента корреляции для модулей принятых и эталонных сигналов.

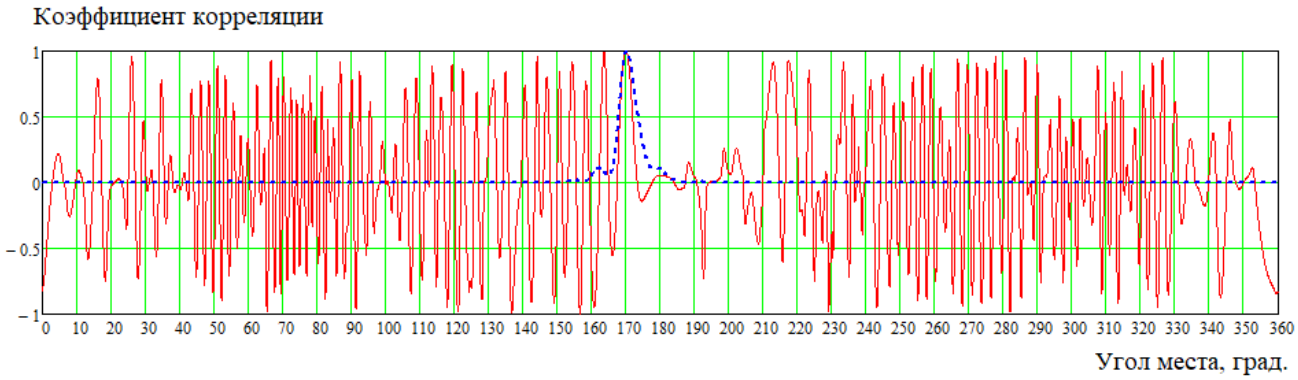


Рис. 12. Зависимости коэффициента корреляции измеренных и эталонных сигналов при истинном угле места цели 170 градусов (пунктир – для построения графика использованы только модули сигналов, сплошная линия – для построения графика использованы реальные и мнимые части сигналов)

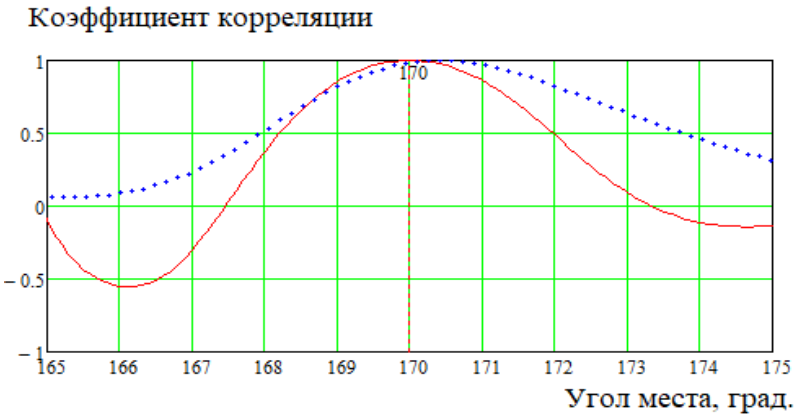


Рис. 13. Фрагмент зависимостей коэффициента корреляции измеренных и эталонных сигналов при истинном угле места цели 170 градусов (пунктир – для построения графика использованы только модули сигналов; сплошная линия – для построения графика использованы реальные и мнимые части сигналов)

Зависимости модифицированного коэффициента корреляции измеренных и эталонных сигналов при истинном угле места цели 170 градусов при отсутствии (сплошная) и наличии (пунктир) шума приведены на рис. 14, 15.

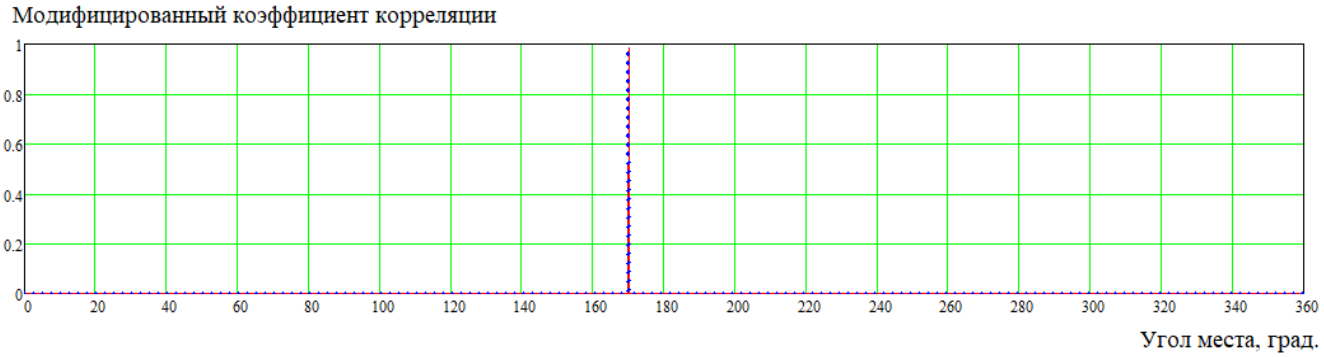


Рис. 14. Зависимости модифицированного коэффициента корреляции измеренных и эталонных сигналов при истинном угле места цели 170 градусов при отсутствии (сплошная) и наличии (пунктир) шума

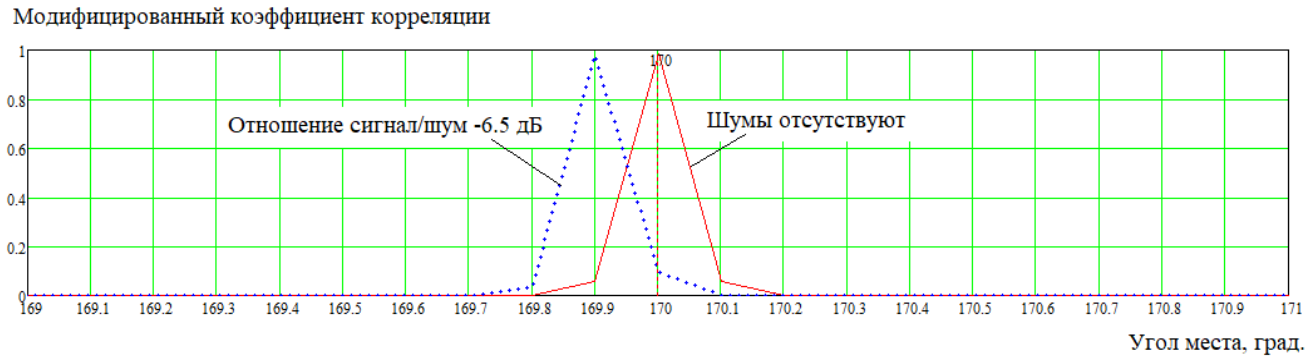


Рис. 15. Фрагмент зависимости модифицированного коэффициента корреляции измеренных и эталонных сигналов при истинном угле места цели 170 градусов при отсутствии (сплошная) и наличии (пунктир) шума

Для построения модифицированного коэффициента корреляции $k_{r\Sigma}$ использовалось следующее выражение:

$$k_{r\Sigma} = k_{r\text{A}} \cdot k_{r\text{C}}{}^{\gamma},$$

где $k_{r\text{A}}$ – коэффициент корреляции для модулей принятых и эталонных сигналов;

$k_{r\text{C}}$ – коэффициент корреляции для реальных и мнимых частей принятых и эталонных сигналов;

γ – константа, существенно большая единицы, определяющая ширину главного лепестка зависимости модифицированного коэффициента корреляции измеренных и эталонных сигналов от угловой координаты.

Заключение

Таким образом, в настоящей статье предлагаются пути существенного упрощения конструкции многолучевых антенных систем для радарных головок самонаведения ракет и способ повышения точности оценки угловых координат цели, позволяющий уменьшить погрешность измерения азимута и угла места цели до 0,1 градуса, что является недостижимым при использовании антенной системы с эквивалентной эффективной площадью излучающей апертуры. Предложенные в статье конструкции многолучевых антенных систем и способ оценки угловых координат цели позволяют достичь точности угловых координат цели, определяемой величиной погрешности почти на два порядка меньшей, чем ширина лепестка диаграммы направленности антенной системы, что невозможно реализовать при использовании подходов и технических решений, описанных в патенте-прототипе.

Список источников

1. *Marzetta T.L.* Noncooperative cellular wireless with unlimited numbers of base station antennas // IEEE Trans. Wireless Commun. Nov. 2010. Vol. 9, no. 11. Pp. 3590–3600.

2. *Bogale T.E. and Le L.B.* Massive MIMO and mmWave for 5G wireless HetNet: Potential benefits and challenges // IEEE Veh. Technol. Mag. Mar. 2016. Vol. 11, no. 1. Pp. 64–75.

3. *Larsson E.G., Edfors O., Tufvesson F. and Marzetta T.L.* Massive MIMO for next generation wireless systems // IEEE Commun. Mag. Feb. 2014. Vol. 52, no. 2. Pp. 186–195.

4. *Hall P.S. and Vetterlein S.J.* Review of radio frequency beamforming techniques for scanned and multiple beam antennas // IEEE Proc. H-Microw., Antennas Propag. Oct. 1990. Vol. 137, no. 5. Pp. 293–303.

5. *Hansen R.C.* Phased Array Antennas. New York, NY, USA: Wiley, 1998. [28] Allen J. A theoretical limitation on the formation of lossless multiple beams in linear arrays // IRE Trans. Antennas Propag. Jul. 1961. Vol. 9, no. 4. Pp. 350–352.

6. *Stein S.* On cross coupling in multiple-beam antennas // IRE Trans. Antennas Propag. Vol. 10, no. 5 Pp. 548–557, Sep. 1962. [30] DuFort E.C. Optimum low sidelobe high crossover multiple beam antennas // IEEE Trans. Antennas Propag. Sep. 1985. Vol. 33, no. 9. Pp. 946–954.

7. *DuFort E.C.* Optimum networks for simultaneous multiple beam antennas // IEEE Trans. Antennas Propag. Jan. 1992. Vol. 40, no. 1. Pp. 1–7.

8. *Zaghloul A.I., Hwang Y., Sorbello R.M. and Assal F.T.* Advances in multibeam communications satellite antennas // Proc. IEEE. Jul. 1990. Vol. 78, no. 7. Pp. 1214–1232.

9. *Jain A.* Multibeam synthetic aperture radar for global oceanography // IEEE Trans. Antennas Propag. Jul. 1979. Vol. 27, no. 4. Pp. 535–538.

10. *Brady J., Behdad N. and Sayeed A.M.* Beamspace MIMO for millimeter-wave communications: System architecture, modeling, analysis, and measurements // IEEE Trans. Antennas Propag. Jul. 2013. Vol. 61, no. 7. Pp. 3814–3827.

11. *Amadori P.V. and Masouros C.* Low RF-complexity millimeter-wave beamspace-MIMO systems by beam selection // IEEE Trans. Commun. Jun. 2015. Vol. 63, no. 6. Pp. 2212–2223.

12. *Codara L.C.* Applications of antenna arrays to mobile communications. Part I: Performance improvement, feasibility, and system considerations // Proc. IEEE. Jul. 1997. Vol. 85, no. 7. Pp. 1031–1060.

13. *Swales S.C., Beach M.A., Edwards D.J., and McGeehan J.P.* The performance enhancement of multibeam adaptive base-station antennas for cellular land mobile radio systems // IEEE Trans. Veh. Technol. Feb. 1990. Vol. 39, no. 1. Pp. 56–67.

14. *Li Y., Feuerstein M.J., and Reudink D.O.* Performance evaluation of a cellular base station multibeam antenna // IEEE Trans. Veh. Technol. Feb. 1997. Vol. 46, no. 1. Pp. 1–9.

15. *Hong W., Baek K.-H., Lee Y., Kim Y. and Ko S.-T.* Study and prototyping of practically large-scale mmWave antenna systems for 5G cellular devices // IEEE Commun. Mag. Sep. 2014. Vol. 52, no. 9. Pp. 63–69.

Информация об авторах

Ю.Г. Пастернак, д.т.н., профессор
В.А. Пендюрин, генеральный директор
С.М. Федоров, к.т.н., доцент

Information about the authors

Yu.G. Pasternak, D.Sc. in Engineering Sciences, Professor
V.A. Pendyurin, Director General
S.M. Fedorov, Ph.D. in Engineering Sciences, Associate Professor

Статья поступила в редакцию 12.07.2021
Одобрена после рецензирования 22.07.2021
Принята к публикации 30.07.2021

The article was submitted 12.07.2021
Approved after reviewing 22.07.2021
Accepted for publication 30.07.2021

Теория и техника радиосвязи. 2022. № 1. С. 94–101. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2022. No 1. Pp. 94–101. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 621.396.67

Фазированные антенные решетки с диаграммообразующей схемой на основе различных вариантов конструкции радиального волновода

Ю.Г. Пастернак[1], В.А. Пендюрин[2], С.М. Федоров[3], В.И. Чугуевский[4]
[1,3]Воронежский гос. тех. ун-т, Воронеж, Россия
[2]Автоматизированные системы связи, Воронеж, Россия
[4]Калужский приборостроительный завод «Тайфун», Калуга, Россия
[1,2]infonpp-acc.ru@yandex.ru, [3]fedorov_sm@mail.ru, [4]chuguevskyv@mail.ru

Аннотация. *Рассматривается фазированная антенная решетка, элементы которой запитаны с помощью фидерных линий, проходящих через верхнюю и нижнюю стенки радиального волновода и не вносящих существенных искажений в структуру волны магнитного типа. Единственная азимутальная компонента электрического поля ориентирована перпендикулярно фидерным линиям, подключенным на их противоположных концах к фазовращателям, усилителям мощности, малошумящим усилителям, дуплексорам и фильтрам. Перечисленные устройства располагаются на обратной стороне антенной системы, что существенно упрощает монтаж управляющих, активных и фильтрующих элементов и блоков, а также повышает эффективность их охлаждения.*

Ключевые слова: *фазированная антенная решетка, радиальный волновод, патч-антенна.*

Phased antenna arrays with a diagram-forming scheme based on different variants of the radial waveguide design

Yu.G. Pasternak[1], V.A. Pendyurin[2], S.M. Fedorov[3], V.I. Chuguevsky[4]
[1,3]Voronezh State Engineering University, Voronezh, Russia
[2]Automated Communication Systems, Voronezh, Russia
[4]Kaluga Instrument Making Plant «Taifun», Kaluga, Russia
[1,2]infonpp-acc.ru@yandex.ru, [3]fedorov_sm@mail.ru, [4]chuguevskyv@mail.ru

Abstract. *A phased antenna array, the elements of which are powered by feeder lines, passing through the upper and lower walls of the radial waveguide and not significantly distorting the structure of the magnetic type wave, is considered. The only azimuthal component of the electric field is oriented perpendicular to the feeder lines, connected at their opposite ends to phase shifters, power amplifiers, low-noise amplifiers, duplexers and filters. These devices are located on the reverse side of the antenna system, which significantly simplifies the installation of control, active and filter elements and blocks, and also increases the efficiency of their cooling.*

Keywords: *phased antenna array, radial waveguide, patch antenna.*

Антенные решетки (АР) с распределительной системой на основе радиального волновода широко применяются в антенной технике спутниковой, мобильной, телекоммуникационной связи. Такие решетки характеризуются хорошими электрическими параметрами ввиду низких потерь в распределительной системе, небольшими массогабаритными показателями и повышенной технологичностью при изготовлении. Зачастую АР на основе радиального волновода (РВ) используются для построения антенных систем спутниковой связи [1, 2].

АР такого типа обычно состоят из радиального волновода, который играет роль распределительной системы возбуждения, а также массива излучателей. Кроме того, в состав АР могут входить дополнительные конструктивные элементы, такие как согласующие канавки, поглотители, поляризационные секции, переходы линий передач и т.п.

В АР на РВ широко используются различные типы излучателей: щелевые [3], печатные [4], вибраторные [5]. Излучатели располагаются на

© Пастернак Ю.Г., Пендюрин В.А., Федоров С.М., Чугуевский В.И., 2022

верхней стенке радиального волновода. Такое размещение позволяет избежать дополнительных потерь в фидерных линиях, питающих излучатели. Щелевые излучатели вырезают непосредственно в стенке радиального волновода, а вибраторные или патчевые могут располагаться на диэлектрических подложках, закрепленных на верхней части радиального волновода. Возбуждение излучателей осуществляют коаксиальными зондами, погруженными в РВ. Амплитудные возбуждения в апертуре таких АР задаются величиной возбуждения каждого излучателя.

В случае применения щелевых излучателей амплитудное распределение задается изменением ширины или диаметра щелей. Если используются печатные или вибраторные излучатели, то амплитудное распределение задается глубиной погружения коаксиальных зондов, питающих излучатели, в радиальный волновод. Фазовое распределение в радиальном волноводе можно изменять, используя диэлектрическое заполнение волновода. В зависимости от эффективной диэлектрической проницаемости ε используемых материалов волна, распространяемая вдоль радиального волновода, будет иметь скорость меньше в корень из эффективной диэлектрической проницаемости $\sqrt{\varepsilon}$ раз.

Однако стоит отметить, что диэлектрическое заполнение РВ может снижать электрическую прочность и вносить рассогласование, поэтому АР, работающие с высоким уровнем мощности, обычно выполняют без дополнительного диэлектрического заполнения РВ.

Планарная АР, возбуждаемая радиальным волноводом

Рассматриваемая АР состоит из системы возбуждения на основе РВ, решетки излучателей и коаксиального входа.

В качестве излучающего элемента используется печатный патчевый элемент. Патч имеет гексагональную форму и предназначен для работы с волнами горизонтальной поляризации. Патчевый излучатель удовлетворяет предъявляемым требованиям по электрическим параметрам, низкопрофильности, технологичности. Выбор невыступающего излучающего элемента также способствует выполнению требований по габаритным размерам конструкции АР. Патчевый элемент образован тонкой металлической пластиной, расположенной параллельно металлическому экрану. Зазор между проводящим слоем и экраном заполнен диэлектриком с эффективной диэлектрической проницаемостью равной $\varepsilon = 1{,}05$ и равен 3 мм. Это сделано для повышения прочностных характеристик, т.к. при воздушном заполнении зазора патчевый элемент становится неустойчив к механическим нагрузкам. Запитывается патч коаксиальной линией, центральный проводник которой подсоединен непосредственно к патчу, а внешний проводник – к экрану патча.

На рис. 1 изображен общий вид электродинамической модели АР на РВ. АР состоит из металлического корпуса, образующего радиальный волновод.

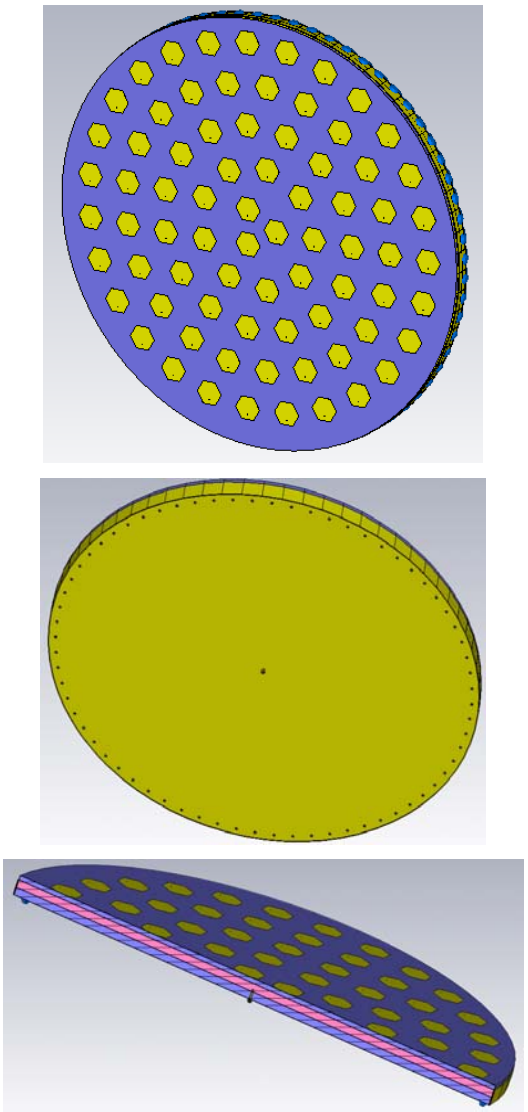


Рис. 1. Планарная АР на основе РВ

АР возбуждается в геометрическом центре с помощью коаксиального перехода, продолжением которого является штырь. Диаметр АР со-

ставляет 325 мм, а высота 13 мм. Фотография изготовленного макета представлена на рис. 2.

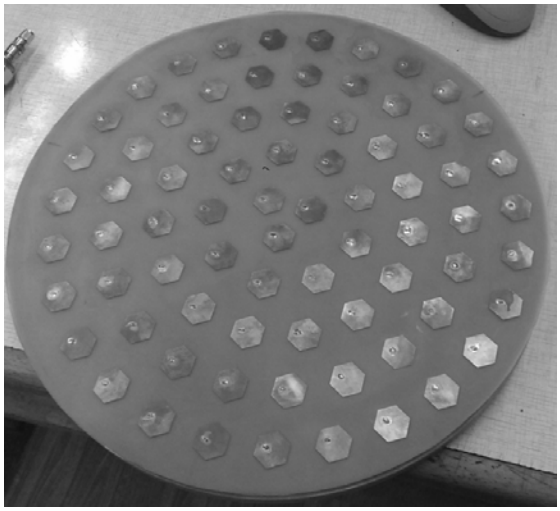


Рис. 2. Макет АР на основе РВ

На рис. 3 представлена диаграмма направленности, полученная в ходе экспериментального исследования макета. Как видно из рис. 3, уровень боковых лепестков составляет –17 дБ при ширине главного лепестка порядка 6°

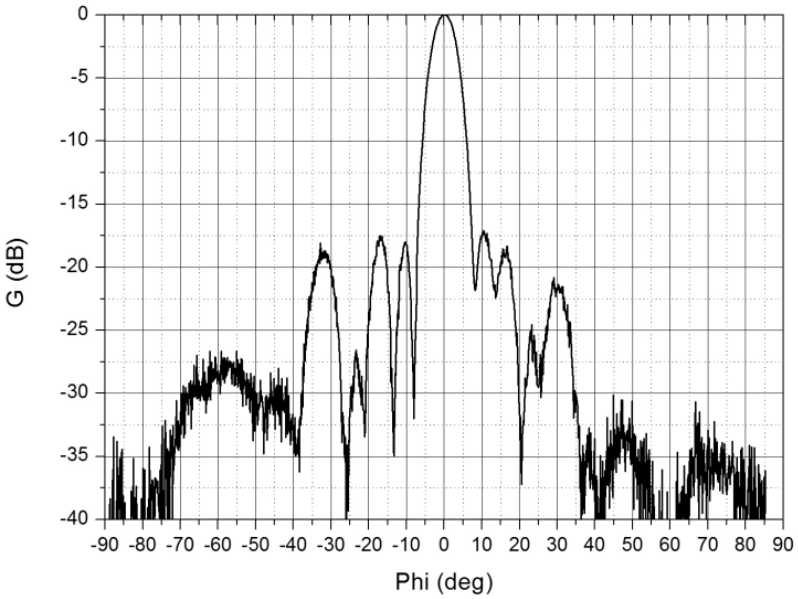


Рис. 3. Экспериментальная диаграмма направленности АР на основе РВ

Недостатком рассмотренной конструкции является сложность превращения ее в полнофункциональную фазированную антенную решетку (ФАР), т.к. фазовращатели должны располагаться между платой излучателей и диаграммобразующей схемой (ДОС), что усложняет монтаж и охлаждение фазовращателей и усилителей мощности в случае активной ФАР.

АР с основной волной магнитного типа

В предлагаемой ФАР в качестве ДОС использован РВ с волной магнитного типа, в которой единственная – азимутальная компонента электрического поля ориентирована параллельно верхней и нижней стенкам радиального волновода, что позволяет вывести фидерные линии, питающие элементы антенной решетки, на обратную сторону ее апертуры. При этом фидерные линии, пересекающие радиальный волновод и замыкающие его верхнюю и нижнюю

стенки, практически не отражают волны магнитного типа, распространяющиеся в радиальном волноводе в радиальном и антирадиальном направлениях, что дает возможность расположить фазовращатели, усилители мощности, малошумящие усилители, дуплексоры, фильтры и другие узлы на обратной стороне антенной решетки, выполненной в виде многослойной печатной платы. В качестве элемента, возбуждающего радиальный волновод, может быть использован турникетный излучатель с квадратурной запиткой; в качестве элементов связи радиального волновода с фазовращателями могут использоваться симметричные электрические вибраторы. Наиболее технологичным вариантом реализации антенных элементов являются патч-излучатели, питаемые с помощью коаксиальных кабелей, пересекающих верхнюю и нижнюю стенки радиального волновода; при реализации антенной системы в виде многослойной печатной платы коаксиальные кабели, питающие патч-элементы антенной решетки, можно реализовать в виде металлизированных отверстий (центральная жила – в виде металлизированного отверстия, и вокруг нее – несколько металлизированных отверстий, образующих внешнюю оболочку коаксиального кабеля).

Пример расположения элементов фазированной антенной решетки показан на рис. 4. В качестве элементов фазированной антенной решетки могут быть использованы патч-элементы (позиция 1 на рис. 4), как это показано на рис. 4, а также элементы других типов: щелевые элементы, вибраторные элементы и др. Отметим, что вид используемых антенных элементов не является принципиальным для предлагаемого изобретения; патч-элементы наиболее просты конструктивно и хорошо подходят для их запитки коаксиальными волноводами, пересекающими верхнюю и нижнюю стенки радиального волновода (позиция 2 на рис. 4). При реализации антенной решетки на многослойной печатной плате коаксиальные волноводы реализуются в виде металлизированных отверстий. Антенные элементы расположены по спирали Архимеда с шагом, равным длине волны в радиальном волноводе для того, чтобы при одинаковых сдвигах фаз в каждом из фазовращателей фазированной антенной решетки максимум излучения приходился по нормали к ее апертуре, т.к. в качестве элемента возбуждения радиального волновода используется турникетный излучатель из четырех запитанных в квадратуре монополей, фазовая диаграмма направленности которого в плоскости радиального волновода имеет вид Архимедовской спирали; при этом фаза излучения меняется линейно, от 0° до 360° градусов, при изменении азимутального угла от 0° до 360° градусов. Конструкция турникетного излучателя будет описана ниже.

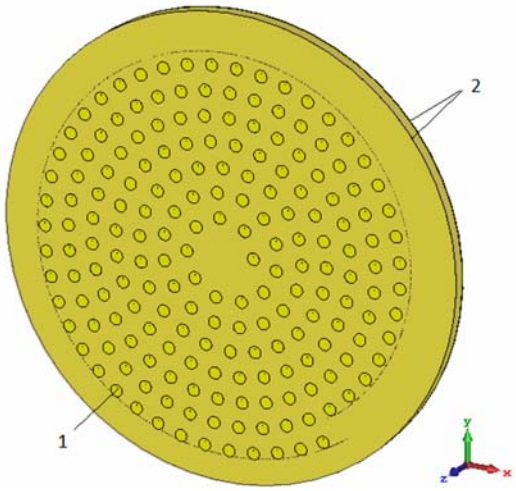
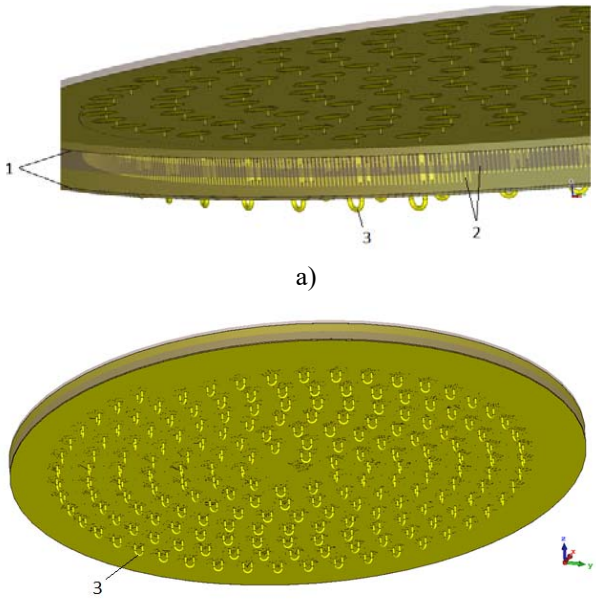


Рис. 4. Пример расположения элементов фазированной антенной решетки

Вид сбоку и вид снизу ФАР на РВ с волной магнитного типа показан на рис. 5. Верхняя и нижняя стенки радиального волновода (позиция 1 на рис. 5) по его периметру замкнуты с помощью металлизированных отверстий (позиция 2 на рис. 5), радиус расположения которых на четверть длины волны в волноводе больше, чем радиус расположения внешних элементов связи, с помощью которых осуществляется ответвление энергии волн магнитного типа, бегущих в радиальном волноводе, к элементам антенной решетки. Конструкция элементов связи будет описана ниже.

На обратной стороне, по отношению к элементам антенной решетки, расположены фазовращатели (позиция 3 на рис. 5), показанные на рис. 5 в виде *U*-образных проводников. Подобное расположение фазовращателей, а также и других элементов и блоков, не показанных на рис. 5 (усилителей мощности, малошумящих усилителей, дуплексоров, фильтров и др.) является очень выгодным с точки зрения удобства их монтажа и охлаждения.



а)

б)

Рис. 5. Вид сбоку (а) и вид снизу (б) ФАР на РВ с волной магнитного типа

Турникетный излучатель, возбуждающий в радиальном волноводе волну магнитного типа с единственной азимутальной компонентой электрического поля, показан на рис.6. Отметим, что выбор турникетного излучателя, состоящего из 4 монополей, размещенных с угловым сдвигом 90° относительно друг друга (позиция 1 на рис. 6), для возбуждения в радиальном волноводе основной волны магнитного типа не является принципиальным. Также отметим, что способ запитки турникетного излучателя в квадратуре с помощью двух квадратурных мостов (позиция 2 на рис. 6) и гибридного кольца (позиция 3 на рис. 6) также не является принципиальным. Принципиальным является лишь то, что фидерные линии, питающие элементы антенной решетки, пересекающие верхнюю и нижнюю стенки радиального волновода, не мешают распространению основной волны магнитного типа в радиальном волноводе, т.к. силовые линии электрического поля данной волны перпендикулярны фидерным линиям.

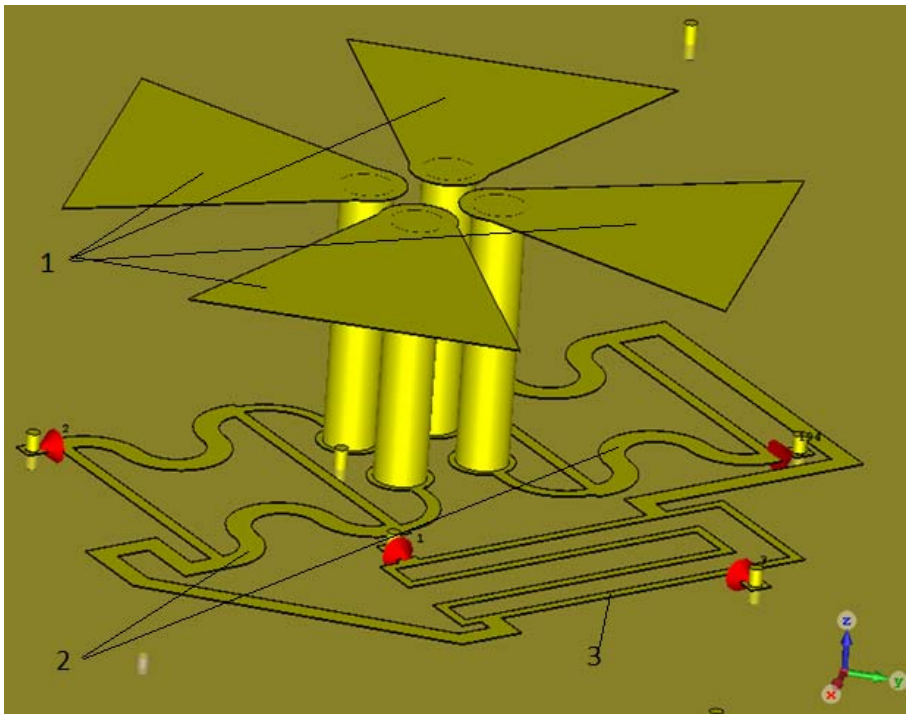


Рис. 6. Турникетный излучатель, расположенный в центре радиального волновода

Поперечный разрез фазированной антенной решетки показан на рис. 7. В центре радиального волновода, посередине между его верхней и нижней стенками, расположен турникетный излучатель (позиция 1 на рис. 7), возбуждающий основную волну магнитного типа. На одном уровне с турникетным излучателем, по касательным к Архимедовской спирали, параллельно которой расположены элементы антенной решетки (в данном случае – патч-излучатели), в

радиальном волноводе размещены элементы связи – симметричные электрические вибраторы (позиция 2 на рис. 7), – выходы которых соединены посредством фазовращателей (позиция 3 на рис. 7) с фидерными линиями (позиция 4 на рис. 7), питающими патч-элементы (позиция 5 на рис. 7).

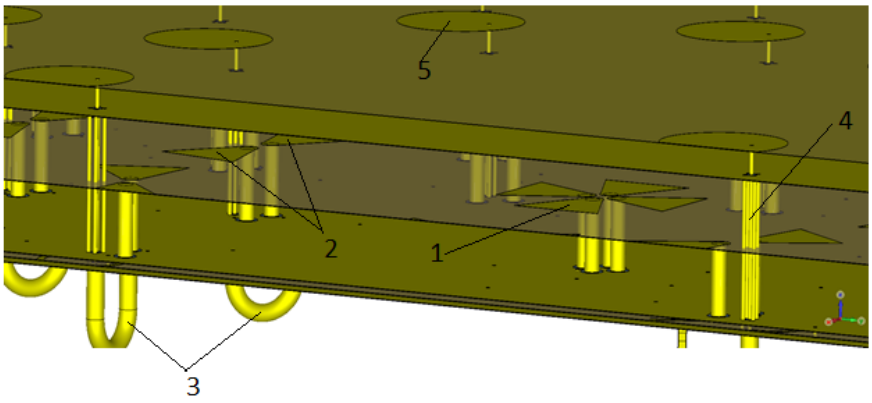


Рис. 7. Поперечный разрез антенной решетки

Соединение патч-излучателя (позиция 1 на рис. 8), питаемого коаксиальным кабелем (позиция 2 на рис. 8), с фазовращателем (позиция 3 на рис. 8) и схемой симметрирования (позиция 4 на рис. 8) элемента связи – симметричного электрического вибратора (позиция 5 на рис. 8), расположенного между стенками радиального волновода, – иллюстрируется рисунком 8. Стенки радиального волновода, земля патч-излучателей и две земли симметричной полосковой линии, на базе которой реализовано гибридное кольцо – схема симметрирования элементов связи, – на данном чертеже не показаны, чтобы его не загромождать. Отметим, что выбранная схема симметрирования (позиция 4 на рис. 8) элементов связи (позиция 5 на рис. 8) не является принципиальной. Элементы связи могут быть и несимметричными, и симметричными, причем для их симметрирования могут использоваться другие типы симметрирующих устройств, например четвертьволновый стакан или *U*-колено.

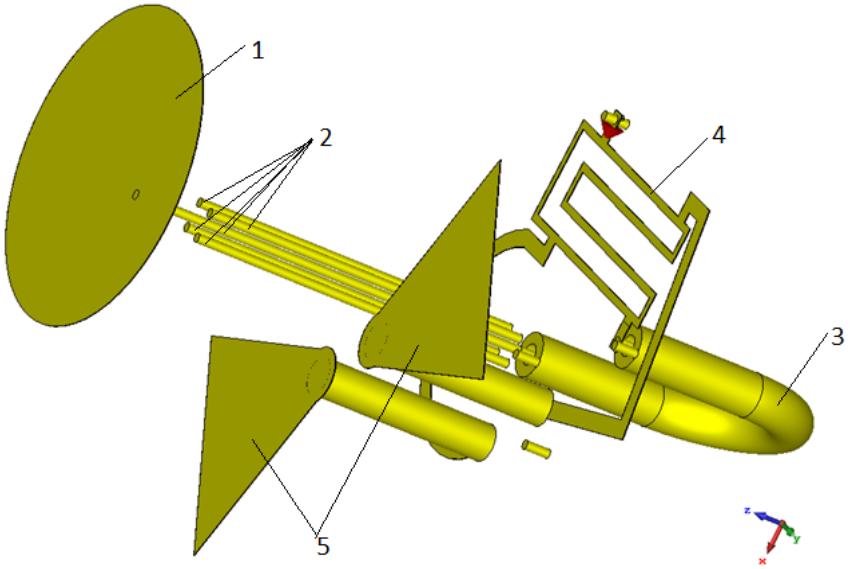
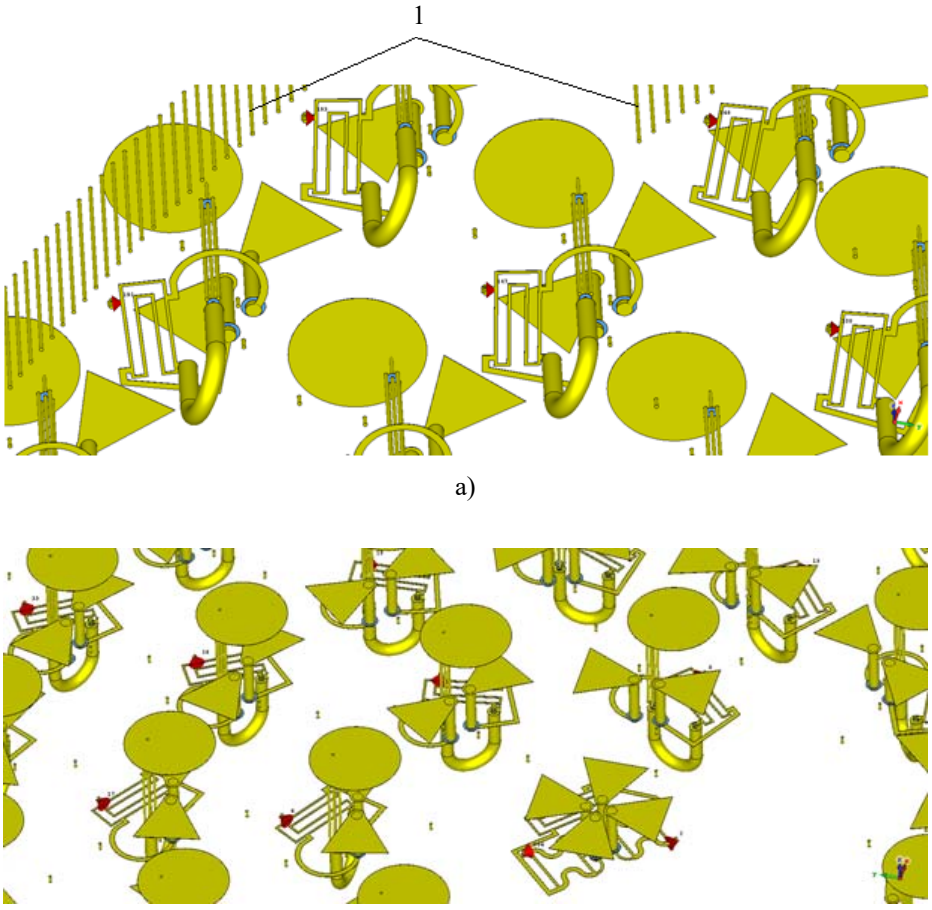


Рис. 8. Соединение патч-излучателя, питаемого коаксиальным кабелем,
с фазовращателем и схемой симметрирования элемента связи

Взаимное расположение узлов фазированной антенной решетки вблизи боковой стенки радиального волновода, выполненной в виде металлизированных отверстий (позиция 1 на рис. 9), расположенных по спирали Архимеда, а также в центре радиального волновода, показано на рис. 9.



а)

б)

Рис. 9. Взаимное расположение узлов фазированной антенной решетки:
вблизи боковой стенки РВ (а) и в области центра РВ (б)

Взаимное расположение схем симметрирования элементов связи и схемы запитки турникетного излучателя показано на рис. 10, а диаграммы направленности фазированной антенной решетки при излучении по нормали и при отклонении луча иллюстрируются рисунком 11.

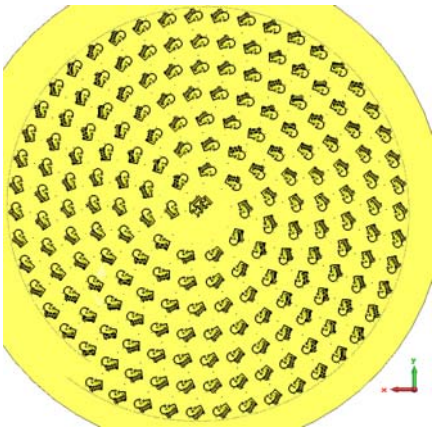
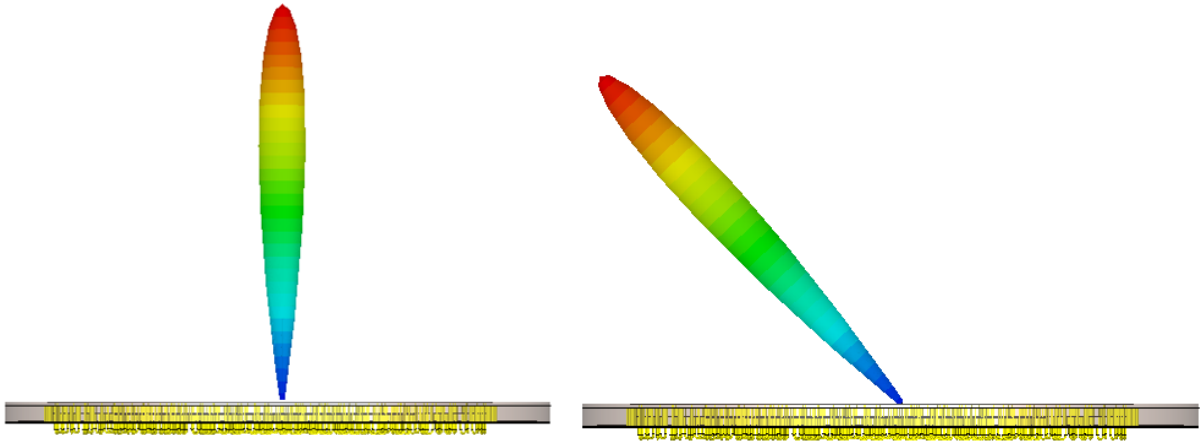


Рис. 10. Взаимное расположение схем симметрирования элементов связи
и схемы запитки турникетного излучателя



а) б)

Рис. 11. Диаграммы направленности ФАР при излучении по нормали и при отклонении луча

Заключение

Благодаря предложенному способу возбуждения радиального волновода волной магнитного типа, нечувствительной к пересечению верхней и нижней стенок радиального волновода фидерными линиями, питающими элементы антенной решетки, в предложенном изобретении удается разместить фазовращатели, усилители мощности, малошумящие усилители, дуплексоры и фильтры на обратной стороне излучающей апертуры. Это в свою очередь позволяет обеспечить удобство монтажа и охлаждения этих устройств, а также высокий уровень мощности излучения, что является недостижимым при использовании способов построения и вариантов конструкции АР на РВ, рассмотренной в первой части статьи.

Список источников

1. *Dimitrov K.C., Lee Y., Min B., Park J., Jeong J., Kim H.* Circularly Polarized T-Shaped Slot Waveguide Array Antenna for Satellite Communications // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. Vol. 19, no. 2. Pp. 317–321. Feb. 2020. doi: 10.1109/LAWP.2019.2961386.

2. *Türkmen C., Seçmen M.* The design of an omnidirectional and circularly polarized Ku-band antenna for satellite communication. 2015. 23nd Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU), 2015. Pp. 2509–2512. doi: 10.1109/SIU.2015.7130394.

3. *Koli N.Y., Afzal M.U., Esselle K.P., Hashmi R.M., Islam M.Z., Shrestha S.* A Double Layer Circularly Polarised Radial Line Slot Array Antenna with Uniform Aperture Illumination. 2020. 4th Australian Microwave Symposium (AMS). 2020. Pp. 1–2.
doi: 10.1109/AMS48904.2020.9059481.

4. *Kwok K.S., Chan C.H.* Circularly polarized patch antenna array for satellite communication in Ku band. 2016. 10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP). 2016. Pp. 1–4.
doi: 10.1109/EuCAP.2016.7481863.

5. *Ma Z.L., Chan C.H.* Waveguide-Based Differentially Fed Dual-Polarized Magnetoelectric Dipole Antennas // IEEE Transactions on Antennas and Propagation Vol. 65, no. 8. Pp. 3849–3857. Aug. 2017.
doi: 10.1109/TAP.2017.2710220.

Информация об авторах

Юрий Геннадьевич Пастернак, д.т.н., профессор
Владимир Андреевич Пендюрин, ген. директор
Сергей Михайлович Федоров, к.т.н., доцент
Виталий Игоревич Чугуевский, к.т.н., зам. начальника отдела

Information about the authors

Yury G. Pasternak, D.Sc. in Engineering Sciences, Professor
Vladimir A. Pendyurin, Director General
Sergey M. Fedorov, Ph.D. in Engineering Sciences, Associate Professor
Vitaly I. Chuguevsky, Ph.D. in Engineering Sciences, Deputy Head of department

Статья поступила в редакцию 19.07.2021
Одобрена после рецензирования 29.07.2021
Принята к публикации 06.07.2021

The article was submitted 19.07.2021
Approved after reviewing 29.07.2021
Accepted for publication 06.07.2021

Адрес редакции:

394018, г. Воронеж, ул. Плехановская, 14
АО «Концерн «Созвездие»,
редакция журнала «Теория и техника радиосвязи»
Тел.: (473) 259-37-05
Факс: (473) 235-50-88
e-mail: office@sozvezdie.su (для редакции журнала)

Адрес типографии:

394062, г. Воронеж, ул. Антокольского, 10Б