

Федеральное государственное автономное образовательное учреждение
высшего образования «Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения»

На правах рукописи



ЖЕГЛОВ КИРИЛЛ ДМИТРИЕВИЧ

**ПОВЫШЕНИЕ СВОЕВРЕМЕННОСТИ И ДОСТОВЕРНОСТИ
ПЕРЕДАЧИ СООБЩЕНИЙ В СЕТЯХ РАДИОСВЯЗИ
ДЕКАМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА**

Специальность 2.2.15 –
«Системы, сети и устройства телекоммуникаций»

Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель:
доктор технических наук, профессор
Тюрликов Андрей Михайлович

Санкт-Петербург – 2025

Содержание

ВВЕДЕНИЕ.....	5
ГЛАВА 1. АНАЛИЗ УСЛОВИЙ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ СЕТЕЙ РАДИОСВЯЗИ ДЕКАМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА.....	12
1.1 РОЛЬ И МЕСТО СЕТЕЙ РАДИОСВЯЗИ ДЕКАМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА В ИНФОКОММУНИКАЦИОННОМ ПРОСТРАНСТВЕ	13
1.1.1 ОСНОВНЫЕ ТРЕБОВАНИЯ, ПРЕДЪЯВЛЯЕМЫЕ К СЕТЯМ МОРСКОЙ РАДИОСВЯЗИ, ФУНКЦИОНИРУЮЩИМ В ДИАПАЗОНЕ ПРОМЕЖУТОЧНЫХ И КОРОТКИХ ВОЛН.....	15
1.2 АНАЛИЗ ПОКАЗАТЕЛЕЙ, ХАРАКТЕРИЗУЮЩИХ ЭФФЕКТИВНОСТЬ В СЕТЯХ РАДИОСВЯЗИ ДЕКАМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА	17
1.3 АНАЛИЗ ТЕХНИЧЕСКИХ ВОЗМОЖНОСТЕЙ СРЕДСТВ И КОМПЛЕКСОВ РАДИОСВЯЗИ, ИСПОЛЬЗУЕМЫХ В СЕТЯХ И ЛИНИЯХ РАДИОСВЯЗИ ДЕКАМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА.....	20
1.4 АНАЛИЗ ИЗВЕСТНЫХ МЕТОДОВ СИНТЕЗА СИГНАЛОВ ОДНОПОЛОСНОЙ МОДУЛЯЦИИ	21
1.4.1 ФОРМИРОВАНИЕ И ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ ОДНОПОЛОСНОЙ МОДУЛЯЦИИ	21
1.4.2 АНАЛИЗ МЕТОДОВ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОГО ПРИЕМА СИГНАЛОВ ОДНОПОЛОСНОЙ МОДУЛЯЦИИ, ФОРМИРУЕМЫХ В СООТВЕТСТВИИ С РЕКОМЕНДАЦИЯМИ МСЭ	25
1.5 АНАЛИЗ ПОМЕХОВОЙ ОБСТАНОВКИ И ВЫБОР МОДЕЛЕЙ ОПИСАНИЯ СИГНАЛОВ, КАНАЛОВ И ПОМЕХ В СЕТЯХ И ЛИНИЯХ РАДИОСВЯЗИ ДЕКАМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА.....	28
1.5.1 АНАЛИЗ ПОМЕХОВОЙ ОБСТАНОВКИ В ДЕКАМЕТРОВом ДИАПАЗОНЕ	28
1.5.2 МОДЕЛЬ КАНАЛОВ, ШУМОВ И ПОМЕХ	30
1.6. АНАЛИЗ МЕТОДОВ ПОВЫШЕНИЯ ПОМЕХОЗАЩИЩЕННОСТИ СЕТЕЙ И ЛИНИЙ ДЕКАМЕТРОВОЙ РАДИОСВЯЗИ.....	33
1.7 ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ НА ИССЛЕДОВАНИЕ И ОПРЕДЕЛЕНИЕ ОСНОВНЫХ ДОПУЩЕНИЙ И ОГРАНИЧЕНИЙ.....	36
ВЫВОДЫ ПО ПЕРВОЙ ГЛАВЕ	41
ГЛАВА 2. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ СИГНАЛОВ ОДНОПОЛОСНОЙ МОДУЛЯЦИИ С УПРАВЛЯЕМЫМ УРОВНЕМ НЕСУЩЕГО КОЛЕБАНИЯ, ПОЗВОЛЯЮЩАЯ ПОВЫСИТЬ ДОСТОВЕРНОСТЬ ПРИЕМА В СЕТЯХ РАДИОСВЯЗИ ДЕКАМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА В УСЛОВИЯХ ВОЗДЕЙСТВИЯ ВНЕШНИХ И ВНУТРЕННИХ ПОМЕХ.....	43
2.1 АНАЛИЗ ОСОБЕННОСТЕЙ СИНТЕЗА СИГНАЛОВ ОДНОПОЛОСНОЙ МОДУЛЯЦИИ.....	43
2.1.1 АНАЛИЗ МЕТОДОВ КВАДРАТУРНОГО СИНТЕЗА СИГНАЛОВ АМПЛИТУДНОЙ МОДУЛЯЦИИ	43
2.1.2 КВАДРАТУРНЫЙ СИНТЕЗ СИГНАЛОВ ОДНОПОЛОСНОЙ МОДУЛЯЦИИ	46
2.2 СИНТЕЗ СИГНАЛОВ ОДНОПОЛОСНОЙ МОДУЛЯЦИИ С СОХРАНЕННОЙ НЕСУЩЕЙ.....	50
2.3 СИНТЕЗ СИГНАЛОВ ОДНОПОЛОСНОЙ МОДУЛЯЦИИ С УПРАВЛЯЕМЫМ УРОВНЕМ НЕСУЩЕГО КОЛЕБАНИЯ.....	54
2.3.1 ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ НА РАЗРАБОТКУ МОДЕЛИ СИГНАЛОВ ОДНОПОЛОСНОЙ МОДУЛЯЦИИ С УПРАВЛЯЕМЫМ УРОВНЕМ НЕСУЩЕГО КОЛЕБАНИЯ.....	54
2.3.2 МОДЕЛИ СИГНАЛОВ ОДНОПОЛОСНОЙ МОДУЛЯЦИИ С УПРАВЛЯЕМЫМ УРОВНЕМ НЕСУЩЕГО КОЛЕБАНИЯ ОТЛИЧАЮТСЯ УЛУЧШЕННЫМ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИМ ПОТЕНЦИАЛОМ ИХ ИНФОРМАЦИОННЫХ СОСТАВЛЯЮЩИХ.	56
2.4 ОЦЕНКА ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО ПОТЕНЦИАЛА СИГНАЛОВ ОДНОПОЛОСНОЙ МОДУЛЯЦИИ С УПРАВЛЯЕМЫМ УРОВНЕМ НЕСУЩЕГО КОЛЕБАНИЯ	59

ВЫВОДЫ ПО ВТОРОЙ ГЛАВЕ	65
ГЛАВА 3. МЕТОД УПРАВЛЕНИЯ ЧАСТОТНЫМ РЕСУРСОМ РАДИОЛИНИЙ В СЕТЯХ РАДИОСВЯЗИ ДЕКАМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА, ПОЗВОЛЯЮЩИЙ ОБЕСПЕЧИТЬ ПОВЫШЕНИЕ СВОЕВРЕМЕННОСТИ ПЕРЕДАЧИ СООБЩЕНИЙ В РЕЖИМЕ С ПРОГРАММНОЙ ПЕРЕСТРОЙКОЙ РАБОЧЕЙ ЧАСТОТЫ, ПРИ КОТОРОМ ПРИГОДНОСТЬ ТЕКУЩЕГО КАНАЛА НА РАБОЧЕЙ ЧАСТОТЕ ОЦЕНИВАЕТСЯ ПО РЕЗУЛЬТАТАМ ОБРАТНОЙ ПЕРЕДАЧИ ПО НЕМУ КВИТАНЦИИ	67
3.1 АНАЛИЗ РЕСУРСА ВРЕМЕНИ, ЗАТРАЧИВАЕМОГО НА ПЕРЕДАЧУ СООБЩЕНИЙ ПРИ РЕАЛИЗАЦИИ ТРАДИЦИОННОГО РЕЖИМА С ПРОГРАММНОЙ ПЕРЕСТРОЙКОЙ РАБОЧЕЙ ЧАСТОТЫ В СЕТЯХ И ЛИНИЯХ РАДИОСВЯЗИ ДЕКАМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА.....	68
3.1.1 МЕТОДЫ КОНТРОЛЯ КАЧЕСТВА ЧАСТОТНЫХ КАНАЛОВ В РЕЖИМЕ С ПРОГРАММНОЙ ПЕРЕСТРОЙКОЙ РАБОЧЕЙ ЧАСТОТЫ В СЕТЯХ ДМД.....	74
3.2 МЕТОД ПРОАКТИВНОГО КОНТРОЛЯ ПРИГОДНОСТИ ТЕКУЩЕГО КАНАЛА НА РАБОЧЕЙ ЧАСТОТЕ В РЕЖИМЕ С ПРОГРАММНОЙ ПЕРЕСТРОЙКОЙ РАБОЧЕЙ ЧАСТОТЫ	76
3.2.1 ОБЩАЯ ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ НА РАЗРАБОТКУ СПОСОБА ПРОАКТИВНОГО КОНТРОЛЯ ПРИГОДНОСТИ КАНАЛОВ.....	76
3.2.2 ОБОСНОВАНИЕ ОСНОВНЫХ ЭТАПОВ МЕТОДА ПРОАКТИВНОГО КОНТРОЛЯ ПРИГОДНОСТИ КАНАЛОВ В РЕЖИМЕ С ПРОГРАММНОЙ ПЕРЕСТРОЙКОЙ РАБОЧЕЙ ЧАСТОТЫ.....	77
3.3 ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ РАЗРАБОТАННОГО СПОСОБА ПРОАКТИВНОГО КОНТРОЛЯ ПРИГОДНОСТИ КАНАЛОВ В РЕЖИМЕ С ПРОГРАММНОЙ ПЕРЕСТРОЙКОЙ РАБОЧЕЙ ЧАСТОТЫ.....	81
ВЫВОДЫ ПО ТРЕТЬЕЙ ГЛАВЕ	87
ГЛАВА 4. СПОСОБ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ИЗБЫТОЧНОГО РАСПОЛАГАЕМОГО ЧАСТОТНОГО РЕСУРСА ПРИ ПЕРЕДАЧЕ АМПЛИТУДНО-МАНИПУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ, ПОЗВОЛЯЮЩИЙ ПОВЫСИТЬ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ И СКОРОСТЬ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ.	90
4.1 СПОСОБ ПЕРЕДАЧИ СИГНАЛОВ С ЧАСТОТНО-ВРЕМЕННЫМ КОДИРОВАНИЕМ НА ОСНОВЕ ОДНОПОЛОСНОЙ МОДУЛЯЦИИ.....	90
4.1.1 ОСОБЕННОСТИ РЕАЛИЗАЦИИ МЕТОДОВ РАЗНЕСЕНИЯ В СЕТЯХ И ЛИНИЯХ РАДИОСВЯЗИ ДЕКАМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА	90
4.1.2 ОБОСНОВАНИЕ СТРУКТУРЫ ПОМЕХОУСТОЙЧИВЫХ СИГНАЛЬНЫХ КОНСТРУКЦИЙ НА ОСНОВЕ ЧАСТОТНО-ВРЕМЕННЫХ МАТРИЦ.....	93
4.1.3 ОЦЕНКА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ПРЕДЛАГАЕМЫХ СИГНАЛЬНЫХ КОНСТРУКЦИЙ НА ОСНОВЕ ЧАСТОТНО-ВРЕМЕННЫХ МАТРИЦ.....	97
4.1.4 ОЦЕНКА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ПРЕДЛАГАЕМЫХ СИГНАЛЬНЫХ КОНСТРУКЦИЙ В РЕЛЕЕВСКИХ КАНАЛАХ.....	106
ВЫВОДЫ ПО ЧЕТВЕРТОЙ ГЛАВЕ	111
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	113
СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ.....	115
СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ	118
ПРИЛОЖЕНИЕ А. АКТ ВНЕДРЕНИЯ «АО ЦКБ МТ «РУБИН»	132
ПРИЛОЖЕНИЕ Б. АКТ ВНЕДРЕНИЯ ФГАОУ ВО «САНКТ-ПЕТЕРБУРГСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ АЭРОКОСМИЧЕСКОГО ПРИБОРОСТРОЕНИЯ»	133
ПРИЛОЖЕНИЕ В. АКТ ВНЕДРЕНИЯ АО «НЕВСКОЕ ПКБ»	135

ПРИЛОЖЕНИЕ Г. ПАТЕНТ № 2799491	137
ПРИЛОЖЕНИЕ Д. ПАТЕНТ № 2791729	138
ПРИЛОЖЕНИЕ Е. ПАТЕНТ № 2808227	139
ПРИЛОЖЕНИЕ Ж. СВИДЕТЕЛЬСТВО О РЕГИСТРАЦИИ ПРОГРАММЫ ДЛЯ ЭВМ	140

ВВЕДЕНИЕ

Системы радиосвязи декаметрового диапазона (ДМД) широко используются в авиации, на флоте и МЧС для передачи коротких сообщений на большие расстояния в аварийных ситуациях при организации экстренных каналов связи. Как правило, передают голосовые сообщения и иногда телеграфные сообщения на скоростях до 200 Бод.

При экстренной передаче сообщений об аварийных ситуациях принципиально важно обеспечить возможность приема на обычные бытовые радиоприёмники, включая старые модели. Для приема голосовых сообщений достаточно наличия типового радиоприемника. Для приема дискретных сообщений кроме типового приемника используется типовой персональный компьютер, оснащенный звуковой платой. Типовой приемник осуществляет прием дискретного сигнала и перенос его спектра в звуковой диапазон частот для аналого-цифрового преобразования и ввода в персональный компьютер. Собственно, демодуляция дискретного сигнала и его отображение в виде текста осуществляется программными методами в персональном компьютере. При этом используемый метод модуляции должен допускать программную демодуляцию в реальном масштабе времени. Исходя из вышеизложенного, наиболее предпочтительным, а иногда единственно технически возможным методом модуляции в рассматриваемых случаях, является амплитудная модуляция (АМ).

Широко используемым форматом АМ является однополосная амплитудная модуляция (ОМ), предполагающая для экономии спектра частот передачу только одной боковой полосы спектра (верхней или нижней) при частично или полностью подавленной несущей частоте.

В ряде ситуаций в диапазоне декаметровой связи может возникать незадействованный частотный ресурс, который потенциально может быть использован для повышения помехоустойчивости передачи экстренных сообщений с целью повышения их достоверности и своевременности.

Перспективным подходом к использованию свободных участков спектра, выделенных по регламенту, но фактически не задействованных, может стать

поочередная передача сигнала в верхней и в нижней боковых полосах, что можно рассматривать, как частотное разнесение. Комбинируя данный способ с временным разнесением, можно формировать сигнальные конструкции в виде частотно-временных матриц, которые позволяют повысить помехоустойчивость приема на типовые радиоприемники сигналов с амплитудной модуляцией.

Тема диссертационной работы, посвященной разработке новых научно-технических решений, направленных на повышение достоверности и своевременности приема, в том числе экстренных сообщений в сетях радиосвязи ДМД является **актуальной и значимой**.

Проведенный анализ широко известных и доступных методов (способов) приема, реализованных в современных средствах и комплексах радиосвязи, используемых в СРС ДМД, показал, что они не в полной мере удовлетворяют предъявляемым к ним требованиям по достоверности и своевременности.

В результате возникает объективное противоречие, обусловленное необходимостью достоверной и своевременной передачи сообщений в сетях радиосвязи ДМД в условиях насыщенной сигнально-помеховой обстановки и несоответствием известного и доступного научно-методического аппарата (НМА), обеспечивающего решения данной задачи при организации экстренных каналов связи.

Научной задачей является повышение достоверности приема и своевременности передачи сообщений в сетях радиосвязи ДМД.

В качестве **объекта исследования** были определены сети радиосвязи ДМД.

А в качестве **предмета исследования** – методы и способы, обеспечивающие повышение достоверности приема и своевременности передачи сообщений в сетях радиосвязи ДМД за счет управления их частотным ресурсом и применения сигналов с повышенной энергоэффективностью.

Целью диссертационного исследования является разрешение противоречия между необходимостью повышения достоверности и своевременности передачи сообщений в сетях радиосвязи ДМД и ограничением - сохранением существующего

парка приёмных устройств, включая бытовые радиоприёмники, а также необходимостью обеспечения надежной связи в аварийных ситуациях.

Диссертация состоит из введения, четырех глав и заключения.

Во введении дана общая характеристика работы и показана ее актуальность, сформулированы и определены основные противоречия, цель и научная задача исследования, изложены основные результаты, выносимые на защиту, дано краткое содержание диссертации по главам, а также приведены сведения о публикациях, апробациях и реализациях полученных результатов.

В первой главе проведен анализ условий функционирования СРС ДМД. Показана роль и место радиосвязи ДМД в инфокоммуникационном пространстве. Проанализированы основные требования, предъявляемые к линиям морской, авиационной и радиосвязи МЧС России, функционирующим в диапазоне промежуточных и коротких волн. Рассмотрены показатели, характеризующие достоверность и своевременность радиосвязи в СРС ДМД, а также технические возможности современных средств и комплексов радиосвязи ДМД. Проведен анализ известных технологий синтеза сигналов ОМ, исследованы особенности их формирования и оценена помехоустойчивость приема. Проанализирована сигнально-помеховая обстановка в ДМД и проведен выбор моделей описания каналов, сигналов, шумов и помех. Рассмотрены известные подходы к повышению помехозащищенности линий радиосвязи (ЛРС) ДМД, осуществлена постановка задачи на исследование, а также определены основные допущения и ограничения.

В интересах достижения цели научного исследования были поставлены следующие частные **задачи**:

1. Разработать способ повышения помехоустойчивости в сетях ДМД на основе уже используемых классов излучений.
2. Модифицировать метод повышения информационной скорости передачи сообщений в режимах с программной перестройкой рабочей частоты радиосвязи ДМД

3. Предложить способ повышения скорости системы передачи на основе уже используемых в ДМД классов излучений в условиях наличия избыточного частотного ресурса.

Во второй главе представлены научные результаты по разработке математической модели сигналов ОМ с управляемым уровнем несущего колебания в интересах повышения достоверности приема в сетях радиосвязи, отличающихся повышенным энергетическим потенциалом их информационных составляющих. В рамках проведенного исследования осуществлен анализ особенностей синтеза сигналов амплитудной и однополосной модуляции, в том числе с сохраненной несущей. Разработан способ формирования сигналов ОМ с управляемым уровнем несущего колебания и проведена оценка их энергетического потенциала.

В третьей главе представлены научные результаты по разработке метода управления частотным ресурсом радиолиний, обеспечивающего повышение своевременности передачи сообщений в режиме с программной перестройкой рабочей частоты в сетях радиосвязи ДМД, за счет проактивного контроля пригодности текущего канала на рабочей частоте. В рамках проведенного исследования проанализирован ресурс времени, необходимый для реализации режима с программной перестройкой рабочей частоты. Проведен анализ ресурса времени при реализации традиционного режима с программной перестройкой рабочей частоты. Разработан метод проактивного контроля в режиме с программной перестройкой рабочей частоты, в котором непосредственно в процессе передачи предусмотрен механизм исключения непригодных частотных каналов, а также механизм повторного включения ранее отключенных каналов.

В четвертой главе проработан способ передачи шестнадцатипозиционных сигнальных конструкций на основе однополосной модуляции, обеспечивающий повышение помехоустойчивости их приема за счет частотно-временного кодирования. С этой целью разработаны и обоснованы процедуры передачи сигналов с частотно-временным кодированием на основе ОМ, в рамках которого рассмотрены особенности реализации методов

разнесения на ЛРС ДМД, обоснована структура помехоустойчивых сигнальных конструкций на основе частотно-временных матриц и оценена их помехоустойчивость.

В заключении сформулированы основные выводы и определены направления дальнейшего исследования.

Научная новизна новых научных результатов в том, что впервые:

- доказана возможность формирования сигналов ОМ методом квадратурного синтеза, отличающихся от ранее известных наличием управляемого уровня несущего колебания;
- модифицирован метод проактивного контроля пригодности рабочих частот в режиме программной перестройки рабочей частоты, отличающийся возможностью отбраковки каналов, несоответствующих заданным требованиям на длительности передачи последующего за выявленным информационным блоком данных, принятого с ошибкой;
- предложен способ повышения помехоустойчивости системы передачи с помощью частотно-временной матрицы, отличающейся от ранее известных тем, что эффект повышения помехоустойчивости достигается за счёт использования избыточно располагаемого частотного ресурса;
- получено аналитическое выражение для оценки помехоустойчивости приема многопозиционных сигнальных конструкций, сформированных на основе 2-х частотных и 3-х временных интервалов разнесения.

Теоретическая значимость научных результатов в том, что впервые:

- введено понятие параметра управления пилот-сигналом, и определено его место в уравнении аналитического синтеза сигналов ОМ;
- обоснована возможность перераспределения мощности, высвободившейся в результате изменения уровня несущего колебания, для повышения энергоэффективности (дальности) связи;
- получено уравнение аналитического синтеза сигналов ОМ с управляемым уровнем несущего колебания;
- разработан метод проактивного контроля в режиме с программной

перестройкой рабочей частоты, в котором предусмотрен механизм исключения непригодных частотных каналов непосредственно в процессе передачи, а также механизм повторного включения ранее отключенных каналов непосредственно в процессе передачи.

– разработан способ кодирования шестиэлементных частотно-временных матриц 4-х битовыми информационными блоками.

Практическая значимость новых научных результатов в том, что впервые:

– получены значения коэффициентов повышения энергии, составляющее до 2,8 раз, приходящейся на информационные составляющие в зависимости от изменения величины параметра управления уровнем несущего колебания сигнала ОМ, позволяющие повысить достоверность не менее чем на 16 % и до 64 %;

– модифицирован за счет алгоритма автоматического обратного включения временно непригодного канала метод проактивного контроля рабочих частот при передаче сообщений в режиме программной перестройки рабочей частоты, не требующий тестирования и исключающий перерывы в ходе сеанса связи, а также повышающий своевременность не менее чем на 3%, и до 46% в условиях медленных замираний;

– разработан способ кодирования, формирования и приема помехозащищенной 16-позиционной сигнальной конструкции, состоящей из трех сигналов ОМ, последовательно разнесенных по временным интервалам, верхние и нижние боковые полосы которых определяют задействованный частотный интервал, позволяющий повысить своевременность передачи на 7%.

Достоверность полученных в диссертации результатов и выводов обеспечивается преемственностью подхода к решению научной задачи, адекватностью применяемых методов исследования при решении частных задач, обоснованным выбором исходных данных при разработке НМА повышения достоверности и своевременности приема сигналов в условиях сложной сигнально-помеховой обстановки, обусловленной высокой загруженностью ДМД, приводящей к возникновению взаимных помех, корректностью вводимых

допущений и ограничений, использованием фундаментальных достижений общей теории связи и статистической радиотехники при исследовании вопросов повышения средней энергии формируемых сигнальных конструкций, непротиворечивостью и строгой аргументацией полученных теоретических результатов, подтверждением их данными моделирования, имеющимися положительными отзывами и одобрением, полученным при апробации новых научных результатов на 3 научно-технических конференциях различного уровня.

Достоверность результатов исследования подтверждается патентами на изобретения 3 способа и устройства, а также соответствием и непротиворечивостью полученных решений, результатам предшествующих теоретических и экспериментальных исследований, а также данными математического моделирования. Отдельные результаты диссертации использованы в НИР и ОКР, проводимых в плановом порядке.

Основные результаты работы внедрены в учебных и научных учреждениях (имеются акты внедрения), занимающихся разработкой радиотехнических средств (РТС) и подготовкой специалистов по данному профилю.

Научные результаты диссертации достаточно полно раскрыты в 16 опубликованных работах, 7 из которых изданы в журналах, рекомендованных ВАК Министерства науки и высшего образования Российской Федерации, две из них написаны единолично, 1 – в журнале, включенном в Scopus, 1 – в прочих журналах, включенных в РИНЦ, 3 — в сборниках конференций. По теме исследования получено 1 свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ и 3 патента на изобретения.

ГЛАВА 1. АНАЛИЗ УСЛОВИЙ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ СЕТЕЙ РАДИОСВЯЗИ ДЕКАМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА

Несмотря на стремительное развитие спутниковой связи [1], системы декаметровой связи по-прежнему широко используются в различных отраслях экономики Российской Федерации.

Так, в соответствии с правилами Российского морского регистра судоходства, утвержденными приказом Минтранса России от 12.11.2021 № 395, и гл. IV СОЛАС-74, в соответствии с Резолюций ИМО от 24.05.2018 № MSC.436(99)) [2, 3], каждое судно в зависимости от типа морского района в котором оно осуществляет плавание в обязательном порядке должно быть оборудовано средствами радиосвязи согласно «Правил по оборудованию и снабжению». При этом судам, находящимся в пределах района A1-A3, предписано иметь радиоустановку, работающую в диапазоне промежуточных волн (ПВ) и коротких волн (КВ) [4].

В приказе Минтранса России от 20 октября 2014 г. № 297 «Об утверждении Федеральных авиационных правил ...» предписано для организации радиоперекрытия зон ответственности районных центров управления воздушного движения, а также на участках маршрутов и трасс полетов, использование систем подвижной декаметровой связи [5].

А в приказе МЧС России от 26.12.2018 № 633 «Об утверждении и введении в действие руководства по радиосвязи ... », строго регламентировано, что «КВ радиосвязь в МЧС России является одним из основных видов связи для обеспечения связи с оперативными группами из районов чрезвычайных ситуаций до и свыше 3000 км» [6].

Таким образом, радиосвязь ДМД играет важную роль при организации инфокоммуникационного взаимодействия в различных министерствах Российской Федерации [7].

1.1 Роль и место сетей радиосвязи декаметрового диапазона в инфокоммуникационном пространстве

Декаметровая радиосвязь традиционно занимает особое место в системе морских коммуникаций, за счет преимуществ в виде возможности обеспечивать дальнюю связь за пределами прямой видимости без использования промежуточных ретрансляторов и спутников. Поддерживается голосовая связь, телеграфия и цифровые режимы, передача метеорологической информации в факсимильном режиме. Уточненные требования, предъявляемые к сетям морской радиосвязи, в которых декаметровый диапазон является одним из основных будут рассмотрены в отдельном подразделе.

В авиации сети радиосвязи способны обеспечить информационный обмен как между воздушными судами в полете, так и между воздушными судами и наземными службами управления воздушным движением.

Согласно Федеральным авиационным правилам «Радиотехническое обеспечение полетов и авиационная электросвязь», каналы и сети ВЧ-радиосвязи являются обязательным элементом объектов радиотехнического обеспечения полетов, к которым относятся приемные и передающие радиоцентры [13].

При этом организация сетей авиационной воздушной радиосвязи в обязательном порядке должна предусматривать не только обеспечение прямых переговоров в радиотелефонном режиме между экипажами воздушных судов и диспетчерами пунктов управления воздушным движением на всем протяжении полета, но и обмен информацией по телеграфным каналам связи.

Авиационная воздушная радиосвязь применяется в ходе управления [14]:

- полетами в районе ответственности радиодиспетчерских служб;
- полетами на местных воздушных линиях и в районе аэродрома;
- в зоне взлета и посадки, а также в момент руления воздушных судов на аэродромах.

При этом на сети авиационной воздушной радиосвязи возлагается решение следующих задач по организации управления воздушным движением:

- обеспечение выполнения временного и пространственного регламента и безопасности полетов воздушных судов по установленным маршрутам;
- управление воздушными судами при их подходе к границам районов аэропортов для обеспечения соблюдения требуемых интервалов, высот и дистанций;
- предупреждение об изменениях маршрутов в случае необходимости обхода закрытых районов, а также районов со сложными метеоусловиями;
- ведение служебных переговоров, а также передача различного рода сообщений по условиям полета, радионавигации и безопасности.

В МЧС РФ сети и линии радиосвязи (ЛРС) организуются в соответствии с требованиями приказа от 26 декабря 2018 г. N 633 «Об утверждении и введении в действие руководства по радиосвязи Министерства Российской Федерации ...» [6]. В руководстве четко указано, что «Радиосвязь является важнейшей, а во многих случаях и единственной связью, способной обеспечить управление территориальными органами и учреждениями МЧС России в самой сложной обстановке». Помимо очевидных достоинств, обусловленных возможностью одновременного доведения информации большому числу абонентов, радиосвязь для подразделений МЧС России открывает возможность установления контакта с абонентами, местоположение которых априори неизвестно, а также дистанционного управления силами и средствами МЧС России в условиях чрезвычайных ситуаций и ликвидации последствий стихийных бедствий.

К качеству радиосвязи в СРС и ЛРС ДМД руководство МЧС России предъявляет жесткие требования по своевременности, достоверности и безопасности обмена информацией.

Таким образом, обобщая результаты проведенного анализа можно заключить, что на флоте, в авиации и МЧС России сети радиосвязи ДМД находят широкое применение, что определяет актуальность исследования, направленного на повышение своевременности и достоверности приема.

1.1.1 Основные требования, предъявляемые к сетям морской радиосвязи, функционирующим в диапазоне промежуточных и коротких волн

Морской подвижной службой (МПС) для организации работы сетей радиосвязи на дальностях 150-200 морских миль рекомендовано использование частот 1605-4000 кГц диапазона ПВ, а на больших дальностях – частот от 4,0 МГц до 27,5 МГц КВ-диапазона [8].

Кроме того, в соответствии с требованиями международной системы Глобальной морской системы связи при бедствии (ГМССБ) [9, 10], каждое судно должно иметь две различные, независимые друг от друга системы радиосвязи для обеспечения аварийного оповещения. А при нахождении судов в морском районе А2 (удаление от берега порядка 150 морских миль), предписано непрерывное наблюдение в диапазоне ПВ на частоте 2187,5 кГц, а также ведение радиообмена в режиме телефонии на частоте 2182 кГц.

При этом регламентом радиосвязи МПС определено, что морская радиосвязь должна обеспечивать [11]:

- 1) безопасность мореплавания и охрану человеческой жизни;
- 2) оперативное управление деятельностью судов и организаций, связанных с эксплуатацией судов;
- 3) управление движением судов;
- 4) передачу информации в интересах:
 - безопасности мореплавания;
 - гидрометеорологических и навигационных данных;
 - организации поиска и спасанию людей на море;
 - корректурных данных для электронных навигационных карт;
 - данных для автоматизированных систем управления;
- 5) обмен информацией.

Сети радиосвязи (СРС) в ПВ/КВ диапазоне организуются для обмена информацией с:

- 1) береговыми станциями:

- с российскими и иностранными судовыми станциями;
- с воздушными судами при проведении поисково-спасательных операций на море (ПСОМ), в том числе с береговыми станциями.

2) судовыми станциями:

- с российскими и иностранными береговыми станциями;
- с российскими и иностранными судовыми станциями;
- с воздушными судами при проведении ПСОМ.

При этом средства связи, используемые для организации СРС, согласно требованиям МПС, должны обеспечивать следующие виды радиосвязи:

- 1) телефонную связь (в том числе с приоритетом бедствия и срочности);
- 2) телексную связь (в том числе с приоритетом бедствия и срочности);
- 3) передачу факсимильной информации (в телефонном канале);
- 4) передачу данных, в том числе передачу корректурных материалов для электронных навигационных карт;
- 5) возможность группового вызова судовых станций.

Передача информации по безопасности на море должна осуществляется с помощью расширенного группового вызова для всех судов, находящихся в соответствующем географическом районе. Поэтому каждое судно оснащается средствами радиосвязи, которые способны обеспечить:

- 1) передачу оповещений о бедствии в направлении "судно - берег" двумя отдельными и независимыми средствами, каждое из которых использует различные виды радиосвязи;
- 2) прием оповещений о бедствии в направлении "берег - судно" и "судно - судно", в том числе, передачу и прием сообщений о месте бедствия;
- 3) передачу и прием сообщений для координации поиска и спасания;
- 4) передачу и прием информации по безопасности на море, включая прогнозы погоды, волнения моря и ледовой обстановки, навигационные рекомендации по безопасному плаванию судна, штормовые предупреждения;

5) радиообмен по согласованию взаимодействия при маневрировании судов и представления информации для функционирования системы управления движением судов, а также передачу и прием радиосообщений общего назначения, передачу и прием сообщений "мостик - мостик".

Правилами радиосвязи МПС определены категории и отметки срочности обработки радиোগрамм.

1.2 Анализ показателей, характеризующих эффективность в сетях радиосвязи декаметрового диапазона

Основными показателями эффективности в сетях радиосвязи являются показатели своевременности и достоверности.

В [6, 15] достоверность радиосвязи определена как способность обеспечивать воспроизведение передаваемых дискретных сообщений с заданной точностью (разборчивостью для аналоговой речи).

Количественно достоверность можно оценить, используя для дискретных сигналов вероятность ошибочного приема элемента сигнала, рассчитываемую как отношение искаженных посылок $N_{иск}$ к общему числу переданных посылок N :

$$P_{ош} = \frac{N_{иск}}{N} \quad (1.1)$$

Допустимым значением вероятности ошибочного приема ТЛГ сообщений, знака телекодовой информации и передачи данных (ПД), считается $p_{ош\text{ зн доп}} = (1 \div 2) \times 10^{-2}$. На практике для речевых цифровых кодеков принято значение $p_{ош\text{ доп}} = (3 \div 5) \times 10^{-3}$ [16].

Для повышения помехоустойчивости приема активно используются методы избыточного кодирования и системы с решающей обратной связью [17].

Достоверность непрерывных сигналов ТЛФ сообщений оценивается словесной артикуляцией (словесной разборчивостью) [16, 18]:

$$A = R_0 / R, \quad (1.2)$$

где R_0 – количество правильно принятых слов; R – общее число переданных слов.

Качество ТЛФ связи считается отличным, если $A \geq 98\%$, хорошим – при $A = (95 - 98)\%$, удовлетворительным, если $A = (90 - 95)\%$, и предельно допустимым при $A = (80 - 90)\%$. При использовании цифровых модемов, достоверность приема оценивается вероятностью ошибочного приема элемента сигнала (символа), поэтому требования формулируют с позиций дискретных сигналов.

В [19, 20] определены допустимые значения параметров качества связи, среди которых фигурирует и достоверность, определяемая вероятностью потерь в пределах от 10^{-8} (для видеоконференций), до 3×10^{-2} для телефонии в режиме передачи голоса.

Другим, не менее важным показателем, характеризующим качество связи, является своевременность, которая согласно [6, 21] определяется требованиями по передаче и доведению сообщений в заданные сроки централизованного управления в сетях и линиях радиосвязи.

Для МЧС России оно не должно превышать 30 секунд при вероятности доведения не ниже чем 0,99. При этом время сбора подтверждений о получении и выполнении команд централизованного управления не должно превышать 1,5 мин. с вероятностью получения сообщения не менее 0,9 [6].

Для повышения оперативности доведения информации по сетям и ЛРС, в МЧС России установлены следующие категории срочности для радиограмм: "Монолит", "Воздух", "Ракета", "Самолет", "Обыкновенная". Именно категория определяет порядок отправки радиограмм. Так, радиограмма более высокой категории срочности передается немедленно, с прерыванием передачи сообщений, имеющих менее срочный приоритет.

В [6] представлены обобщенные требования по своевременности.

Учитывая результаты проведенного анализа, можно установить, что критериальную оценку повышения своевременности и достоверности

целесообразно определить по аналогии с повышением коэффициента исправного действия [16], комплексно оценивающим общую устойчивость системы связи, тем более что данные параметры входят в одну из составных частей устойчивости.

Вместе с тем, существенный рост числа абонентов, при ограниченности ДМД, обусловил возникновение объективного противоречия, характеризуемого необходимостью выполнения в общем случае, достаточно жестких требований, предъявляемых к своевременности и достоверности передачи сообщений и невозможностью ее обеспечения с использованием существующего научно-методического аппарата (НМА) повышения помехоустойчивости приема.

В виду разнородности требований для различных типов передаваемой информации, интерпретировать требования руководящих документов под задачи исследования, предлагается следующими формулировками:

Своевременность - вероятность возможности осуществить минимально необходимое количество успешных передач в течении ограниченного по времени сеанса связи. Оценочный критерий повышения своевременности для многоканальных систем будет определяться как процентное соотношение вероятностей между известными и разрабатываемыми способами.

В одноканальных системах повышение своевременности может быть количественно оценено аналогичным способом.

Достоверность - возможность передать экстренное сообщение методом радиотелеграфии при заданной вероятности битовой ошибки. Оценочным критерием повышения достоверности в таком случае будет являться процентное соотношение необходимого значения ОСШ при одинаковой вероятности битовой ошибки амплитудной манипуляции при некогерентном приеме между известной и разрабатываемой моделью сигналов.

Оценку повышения своевременности предлагается проводить путем имитационного моделирования.

Во всех случаях, процентный выигрыш Δ рассчитывается по обобщенной формуле

$$\Delta = (1 - \gamma / \gamma^*) \times 100\% \quad (1.3)$$

Где γ – в случае оценки достоверности - значение ОСШ для вероятности ошибки 10^{-6} для известной модели сигналов ОМ, а γ^* - значение ОСШ для новой модели сигналов. При сравнении своевременности, аналогично используются вероятности успешных передач в заданный интервал времени для известных и разрабатываемых методов и способов.

1.3 Анализ технических возможностей средств и комплексов радиосвязи, используемых в сетях и линиях радиосвязи декаметрового диапазона

Основу средств радиосвязи ДМД МЧС России составляют радиостанции Р-166 «Артек» из состава комплекса «Поиск-М».

В радиостанциях Р-166, Р-166-0,5 комплекса «Артек» в качестве режима помехозащиты реализован алгоритм с программной перестройкой рабочей частоты, обеспечивающий скорость 2,5 скачка в секунду в режиме частотной телеграфии. Потенциально адаптацию по частоте также можно рассматривать как способ борьбы с помехами.

Радиостанции Р-166 обеспечивают адаптивную компенсацию помех, ретрансляцию сигналов с регенерацией, программной перестройкой рабочей частоты со скоростью 2,5 ск/с, адаптивный режим во всей полосе приема по 100 частотным позициям, скорость передачи 1,2 и 2,4 кбит/с при чувствительности приема 1 мкВ.

В морской радиосвязи в сетях и линиях ДМД используют широкодиапазонные КВ-трансиверы компании Icom. Например, трансивер IC-F8101 с выходной мощностью до 125 Вт совместим с системой ALE (Automatic Link Establishment), обеспечивающей автоматический выбор оптимальной рабочей частоты, в соответствии со стандартом FED-STD-1045A ALE [26].

Icom IC-F8101 организует передачу и прием текстовых сообщений длиной до 64 символов в режиме Pagescall и до 90 символов в режиме ALE AMD, при

работе в полосе 1,6...29,9999 МГц обеспечивает чувствительность в режиме ОМ 14 мкВ и в режиме АМ 22 мкВ при стабильности частоты $\pm 5 \times 10^{-5}$.

В авиационной связи Росавиацией для организации ЛРС ДМД одобрена радиостанция «Прима-КВ».

Проведенный анализ показал, что все радиостанции ДМД используют сигналы, сформированные на основе технологий ОМ. Поэтому, в дальнейших исследованиях необходимо ориентироваться на работу с сигналами ОМ.

1.4 Анализ известных методов синтеза сигналов однополосной модуляции

Сигналы ОМ, в английском варианте, *single-sideband modulation* (SSB) относят к продуктам технологии амплитудной модуляции (АМ) [28]. Концепция применения сигналов ОМ исходит из того, что при АМ вся энергия информационного контента содержится в боковых полосах спектра. Поскольку содержание верхней и нижней боковых полос идентично, то нет необходимости в передаче обеих полос.

1.4.1 Формирование и обработка сигналов однополосной модуляции

Свое развитие ОМ получила благодаря исследовательской работе Дж. Р. Карсона, нашедшее свое отражение в патенте на способ передачи сигналов с эффективным использованием канального спектра [29], положившего начало ее практическому применению.

Основное преимущество ОМ перед другими видами модуляции, используемыми в каналах радиосвязи ДМД, состоит в том, что ее применение позволяет минимизировать полосу частот при сохранении скорости передачи информации [30-33].

Теоретические основы формирования и обработки сигналов ОМ достаточно хорошо проработаны, что позволило получить им широкую практическую апробацию не только в ДМД радиоволн, но и в оптике [35, 36].

Кроме того, однополосную модуляцию активно используют в технологии мультиплексирования с частотным разделением каналов (ЧРК) [37], в английском варианте *frequency-division multiplexing* (FDM) [36].

Аналитическое представление сигналов ОМ базируется на технологии квадратурного синтеза, согласно которой [38, 39]

$$s_{\text{ОМ}}(t) = s(t)\cos(2\pi f_0 t) - s^*(t)\sin(2\pi f_0 t), \quad (1.4)$$

где $s(t)$ – сигнал информационного сообщения; f_0 – частота несущего колебания; $*$ – знак комплексного сопряжения по Гильберту.

В соответствии с (1.4) информационный сигнал должен быть представлен, в так называемой, аналитической форме

$$s(t) = \text{Re}\{s_a(t)\} = \text{Re}\{s(t) + js^*(t)\}, \quad (1.5)$$

где j – мнимая единица; $s_a(t)$ – аналитическая форма представления сигнала, согласно которой сигнал содержит только спектральные компоненты с положительной частотой

$$\frac{1}{2}S_a(f) = \begin{cases} S(f), & \text{для } f > 0, \\ 0, & \text{для } f < 0, \end{cases} \quad (1.6)$$

где $S(f)$, $S_a(f)$ – соответствующее преобразование Фурье от $s(t)$ и $s_a(t)$.

Поскольку функция преобразования частоты $S_a(f - f_0)$ содержит только положительную часть спектра исходного сигнала $S(f)$, то обратное преобразование Фурье F^{-1} как раз и дает аналитическую форму представления сигнала $s_a(t)$

$$F^{-1}\{B_a(f - f_0)\} = b_a(t)\exp(j2\pi f_0 t), \quad (1.7)$$

И далее, используя формулу Эйлера, получаем искомое выражение для квадратурного синтеза сигнала ОМ (1.3)

$$\begin{aligned} s_{\text{ОМ}}(t) &= \text{Re}\{s(t)\exp(2\pi f_0 t)\} = \\ &= \text{Re}\{[s(t) + js^*(t)][\cos(2\pi f_0 t) + j\sin(2\pi f_0 t)]\} = \\ &= s(t)\cos(2\pi f_0 t) - s^*(t)\sin(2\pi f_0 t) \end{aligned} \quad (1.8)$$

Демодуляция сигнала ОМ, сформированного на основе квадратурного синтеза, реализуется достаточно просто [40-42]. Принятый сигнал перемножают

с синфазным колебанием $\cos(2\pi f_0 t)$ с последующей фильтрацией получаемой двухчастотных компонент в окрестностях удвоенного значения частоты несущего колебания $2f_0$. Заметим, что несовпадение по частоте принятого несущего колебания и эталонного генератора демодулятора, приводит к искажению информационного контента. Особенно сильно эффект искажения наблюдается для голосовых сообщений. Рассмотренный подход применим для сигналов ОМ с верхней боковой полосой [43, 44]. Один из методов формирования ОМ, базируется на удалении в сигнале АМ боковой полосы спектра путем фильтрации [34, 45]. Чаще всего вместе с одной из полос подавляется и несущее колебание. Такой сигнал в англоязычной литературе получил название *single-sideband suppressed-carrier modulation* (SSB-SC) [38].

Альтернативным решением является модулятор Хартли [43, 46], в котором используется фазирование для подавления боковой полосы. Для этого генерируют две версии исходного сигнала, взаимно сдвинутые по фазе на 90° , которыми модулируют высокочастотные несущие также сдвинутые друг относительно друга на 90° . И в результате сложения или вычитания полученных указанным образом модулированных сигналов получают искомый сигнал ОМ с нижней или верхней боковой полосой частот.

Для формирования манипулированных сигналов широко используется модулятор Уивера [47], основанный на совместном применении фильтров нижних частот и квадратурных смесителей. Отметим, что полное подавление несущего колебания не всегда оправдано, поскольку в условиях шумов для такого сигнала сложно обеспечить синхронизацию [48]. В результате несовпадения несущей частоты и частоты детектора передачи SSB могут звучать неестественно [49]. А большая разбалансировка частот, свыше 10%, приводит к низкой разборчивости речи [50]. Поэтому на практике распространение получили однополосные сигналы с полным или частично уменьшенным уровнем несущей [34, 51]. Такие сигналы могут быть демодулированы методом амплитудной детекции, что существенно упрощает реализацию приемных трактов.

Рассмотренная разновидность ОМ получила название эквивалент амплитудной модуляции. В англоязычной литературе – *Amplitude Modulation Equivalent* (AME) [52]. Иногда данную разновидность ОМ называют модуляцией с совместимой одиночной боковой полосой, англоязычное название *Compatible Single Sideband* (CSSB) [28, 53]. Фактически, CSS совмещает в себе формат амплитудной и фазовой модуляции. Но использование дополнительного фазового детектора приводит к повышению уровня субгармоник высоких порядков, что в целом негативно сказывается на приеме таких сигналов. Для снижения негативных последствий применяют логарифмические усилители [34]. Но из-за того, что НЧ-составляющие спектра доминируют над ВЧ почти на 20 дБ при частоте 3 кГц, используют предискажения, эффективность которых обеспечивается при снижении половины частот в два раза.

Другой подход к применению ОМ базируется на методах восстановления пилот-сигнала [54], так называемые методы Kahn CSSB. В частности, методы STR-77 и STR-84, основанные на генерации огибающей формы $\arcsin$, что позволяет подавить уровень искажений до 5%.

Несмотря на массовый переход к цифровым форматам, все еще используется такая разновидность ОМ, как модуляция с рудиментарной боковой полосой, англоязычное название – *Vestigial SideBand* (VSB) [55]. При такой модуляции вторая боковая полоса лишь частично подавлена. Например, используется в стандарте 8VSB при передаче телевидения [56], одна боковая полоса полностью (4,0 МГц), а от второй используют только 0,75 МГц. Такой подход позволяет эффективно обеспечивать работу системы АМ как на низких, так и высоких частотах. Отсутствие компонентов нижней боковой полосы на ВЧ компенсируется в усилителе ПЧ.

Для повышения качества звука используется разновидность расширенной однополосной модуляции, в англоязычной литературе обозначенная как *extended Single Sideband* (eSSB) [57]. Как правило это режим J3E (т.е. SSB-SC) который превышает пропускную способность звука стандартного режима SSB J3E в

полосе частот 2,9 кГц (ITU 2K90J3E). Например, класс излучений 6K00J3E занимает полосу частот от 50 Гц до 6,05 кГц.

И, наконец, оригинальное техническое решение реализовано в однополосной модуляции с амплитудным компандированием (*Amplitude-Companded Single-SideBand modulation – ACSSB*) [58]. В данной разновидности ОМ используется одна боковая полоса с контрольным тоном, позволяющим на приеме восстанавливать исходную амплитуду.

Полный перечень классов излучений, формируемых по технологии ОМ, представлен в табл. 1.1.

Таблица 1.1 – Классы излучений, рекомендованные МСЭ

Обозначение	Описание
A3E	Двухполосная модуляция с полной несущей – базовая схема амплитудной модуляции
R3E	Однополосная модуляция с уменьшенной несущей
H3E	Однополосная модуляция с полной несущей
J3E	Однополосная модуляция с подавленной несущей
B8E	Излучение с независимой боковой полосой
C3F	Рудиментарная боковая полоса

В рамках дальнейшего исследования необходимо оценить помехоустойчивость приема сигналов, сформированных по технологии ОМ.

1.4.2 Анализ методов помехоустойчивого приема сигналов однополосной модуляции, формируемых в соответствии с рекомендациями МСЭ

Помехоустойчивость приема определяется качеством работы демодулятора [59], состоящим из фильтра додетекторной обработки, самого детектора и фильтра последдетекторной обработки. Поскольку оптимальность устройства в целом определяется входящими в его состав элементами, то

амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) фильтров должны быть П-образными [61-63].

При этом граничные частоты полосы пропускания фильтра додетекторной обработки должны совпадать с граничными частотами спектра модулированного сигнала, а фильтра последетекторной обработки – с граничными частотами спектра модулирующего сигнала, т.е. ограничиваться максимальной частотой спектра первичного сигнала $F_{\max}$.

В таких условиях помехоустойчивость будет определяться выигрышем демодулятора в ОСШ на его выходе, по отношению к входу [44, 60].

$$g = \frac{P_{\text{ср } b} / P_{\text{ср } \varepsilon}}{P_{\text{ср } s} / P_{\text{ср } n}}, \quad (1.9)$$

где $P_{\text{ср } b}$ – средняя мощность сигнала на выходе демодулятора; $P_{\text{ср } \varepsilon}$ – средняя мощность помехи на выходе демодулятора; $P_{\text{ср } s}$ – средняя мощность сигнала на входе демодулятора; $P_{\text{ср } n}$ – средняя мощность помехи на входе демодулятора.

Аналитически сигнал ОМ можно представить как

$$s_{\text{ОМ}}(t) = A_0 s(t) \cos(2\pi f_0 t) \pm A_0 s^*(t) \sin(2\pi f_0 t), \quad (1.10)$$

где $s(t)$ и $s^*(t)$ – модулирующий (информационный) сигнал и его сопряженная по Гильберту копия; A_0 – амплитудное значение.

Схема оптимального демодулятора сигнала ОМ представлена на рис. 1.1 [61].

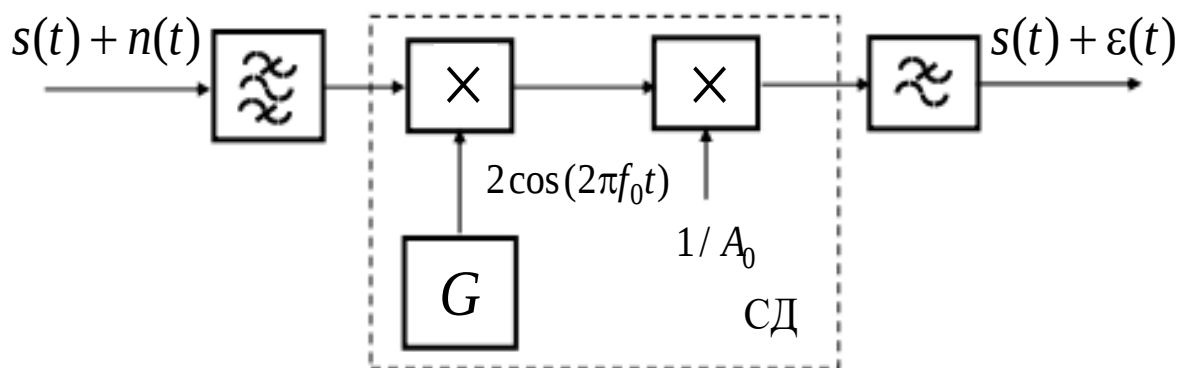


Рисунок 1.1. – Схема оптимального демодулятора сигналов ОМ

На рис. 1.1 входная реализация $z(t)$, представляющая собой аддитивную сумму полезного сигнала $s(t)$ и шума $n(t)$ поступает на вход полосового фильтра, имеющего полосу пропускания $\Delta F_{\text{ОМ}} = M (F_{\text{max}})$.

Так как детектирование сигнала ОМ происходит в синхронном детекторе (СД), а фильтр последетекторной обработки П-образного типа имеет частоту среза равную F_{max} , то средняя мощность демодулированного сигнала ОМ

$$P_{\text{ср } b} = s_{\text{ОМ}}^2(t) = A_0^2 P_b. \quad (1.11)$$

Если представить помеху на входе синхронного детектора квадратурными составляющим $n(t) = N_C(t) + N_S^*(t)$, то в результате демодуляции получим

$$n(t) = N_C(t) \cos(2\pi f_0 t) + N_S^*(t) \sin(2\pi f_0 t). \quad (1.12)$$

Согласно выражению (1.12), мощность помехи в демодуляторе делится поровну между квадратурными составляющими, значение каждой из которых будет равно $P_n/2$. А поскольку квадратурная составляющая помехи не проходит через синхронный детектор, то на выходе демодулятора получим

$$\varepsilon(t) = N_C(t) / A_0. \quad (1.13)$$

Учитывая, что $N_C^2(t) \cos^2(2\pi f_0 t) = P_{\text{ср } n} / 2$, а левая часть равенства (1.13) равна $0,5 N_C^2(t)$, то $N_C^2(t) = P_{\text{ср } n}$. Тогда с учетом множителя $1/A_0$, мощность помехи на выходе демодулятора составит

$$P_{\text{ср } \varepsilon} = P_{\text{ср } n} / A_0^2. \quad (1.14)$$

Далее, подставляя полученные значения в формулу (1.9), получаем искомую величину выигрыша демодулятора сигнала ОМ, которая составит

$$g_{\text{ОМ}} = \frac{P_{\text{ср } b} A_0^2 P_{\text{ср } n}}{P_{\text{ср } n} A_0^2 P_{\text{ср } b}} = 1. \quad (1.15)$$

Выражение (1.15) характеризует потенциальную помехоустойчивость приема в каналах с однополосной модуляцией. Точнее – помехоустойчивость сигналов *SSB* с полностью подавленной несущей [34, 62, 63].

Однако радиоприем таких сигналов в радиоканалах практически не используется в виду сложности обеспечения синхронизации.

1.5 Анализ помеховой обстановки и выбор моделей описания сигналов, каналов и помех в сетях и линиях радиосвязи декаметрового диапазона

Линия декаметровой радиосвязи представляет собой базовый элемент сети связи, обеспечивающий физическую передачу сигналов между передающей и приёмной сторонами. Она относится к физической среде передачи сигналов, являющейся составной частью реализации первого (физического) уровня эталонной модели OSI. На этом уровне обеспечивается непосредственная передача информации по радиоканалу, определяются параметры сигналов, виды модуляции и проводится оценка помехоустойчивости. Изучение проблем повышения эффективности систем радиосвязи с позиции физического уровня позволяет выявить факторы, влияющие на качество и надёжность передачи информации, и служит одной из основ для выбора целей и задач проводимого исследования.

Существенное влияние на качество связи оказывает среда распространения радиоволн (РРВ), а также характеристика канала, поэтому целесообразно проанализировать помеховую обстановку в декаметровом диапазоне для соответствующего выбора модели описания сигналов, каналов и помех.

1.5.1 Анализ помеховой обстановки в декаметровом диапазоне

Анализ помеховой обстановки, согласно [64, 65], необходимо проводить исходя из условий функционирования ЛРС, предоставляемого частотно-временного ресурса и требований, предъявляемых к качеству передаваемой информации, в частности, в рамках проводимого исследования, по показателям достоверности и своевременности.

В общем случае, для ЛРС ДМД характерны быстрые и медленные замирания, обусловленные многолучевостью РРВ [66, 67].

При этом быстрые флуктуации сигнала наиболее точно аппроксимируются распределением Накагами [68], а для описания глубоких замираний целесообразен выбор распределения Релея [69, 70]:

$$\omega(h) = \frac{2h}{h_0^2} \exp\left\{-\frac{h^2}{h_0^2}\right\}, \quad (1.16)$$

где h_0 – среднее значение ОСШ; E – энергия полезного сигнала; $h = \sqrt{E/N_0}$ – текущее значение ОСШ; N_0 – спектральная плотность мощности помех.

В [22] показано, что глубина быстрых замираний может достигать уровня 20 дБ и определяется характеристиками подстилающей поверхности, дистанции связи, частотного ресурса, взаимной скорости перемещения объектов и пр.

Медленные замирания достаточно точно аппроксимируется нормальным законом [25, 68]:

$$\omega(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_y} \exp\left\{-\frac{(y - \bar{y})^2}{2\sigma_y^2}\right\}, \quad (1.17)$$

где $y = 20\lg U_{c.эф}$ – текущий уровень сигнала; $\bar{y}$ – среднее значение уровня сигнала; σ_y – среднеквадратическое отклонение (СКО) уровня сигнала.

Глубина медленных замираний может достигать 30 дБ и более.

Существенное влияние на качество ЛРС оказывает помеховая обстановка, определяемая, в том числе, и загруженностью используемого для связи диапазона частот, а также способ формирования и обработки сигналов.

При некогерентном приеме в гауссовых шумах вероятность ошибки различения двух ортогональных сигналов определяется так [63]:

$$P_{\text{ош}} = 0,5 \times \exp\{-h_s^2/2\}, \quad (1.18)$$

где h_s – эквивалентное значение ОСШ.

Помехи, поступающие на вход приемника, формируют аддитивную смесь, описываемую нормальным законом:

$$h_s^2 = E/N = E/(N_0 + N_{\Pi} + N_{\text{вз}}), \quad (1.19)$$

где N_0 , N_{Π} , $N_{\text{вз}}$ – значения спектральной плотности мощности флуктуационных помех, преднамеренных помех и взаимных помех.

Если рассматривать помеху как мешающий сигнал, то: можно записать

$$h_s^2 = \frac{E}{N_0} \left(1 + \frac{1}{F \times T} \sum_{i=1}^{M-1} \frac{E_i}{N_0} \right)^{-1} = h^2 \left(1 + \frac{1}{F \times T} \sum_{i=1}^{M-1} h_i^2 \right)^{-1}, \quad (1.20)$$

где E_i – энергия мешающего сигнала; F – полоса частотного канала; T – длительность элемента сигнала; $M-1$ – число помех в канале; h_i – ОСШ в точке приема при воздействии j -го мешающего сигнала.

Учитывая, что $F \times T = B$ является базой сигнала [30] (для узкополосных сигналов $B = 1$), выражение (1.20) преобразуется к виду:

$$h_s^2 = h^2 / \left(1 + \sum_{i=1}^{M-1} h_i^2 \right) \quad (1.21)$$

1.5.2 Модель каналов, шумов и помех

Для описания радиоканалов ДМД, в [72, 73] предложена аналитическая модель, учитывающая помехи сосредоточенного, импульсного и флуктуационного характера

$$z(t) = s(t, \mathfrak{R}(t), \underline{\mu}_s, \underline{\lambda}_s) + \eta_{\text{соср}}(t, \underline{\lambda}_s) + \eta_{\text{имп}}(t, \underline{\lambda}_s) + \eta_{\text{фл}}(t) + x(t), \quad (1.22)$$

здесь $s(t, \mathfrak{R}(t), \underline{\mu}_s, \underline{\lambda}_s)$ – сигнал, прошедший радиоканал; $\mathfrak{R}(t)$ – измеряемый параметр сигнала; $\underline{\mu}_s, \underline{\lambda}_s$ – векторы переменных параметров искажений в канале, зависящие от особенностей формирования сигнала в передатчике.

Модель (1.22) достаточно полно характеризует помеховую обстановку в радиоканалах при условии что: $\eta_{\text{соср}}(t, \underline{\lambda}_s)$ – сосредоточенные шумы (СШ), $\eta_{\text{имп}}(t, \underline{\lambda}_s)$ – импульсные шумы (ИШ) (квазиимпульсные), $\eta_{\text{фл}}(t)$ – флуктуационные шумы (ФШ) и преднамеренные помехи $x(t)$.

Вклад каждой из составляющих $\eta_{\text{фл}}(t)$ неравнозначен и определяется частотным диапазоном. Значение огибающей и полной фазы каждого элемента сигнала зависят от $\underline{\lambda}_s$, а величина $\mathfrak{R}(t)$ определяется видом модуляции.

Случайные излучения сторонних радиоэлектронных средств (РЭС) характеризуются СШ $\eta_{\text{соср}}(t, \lambda_s)$, которые в общем случае являются узкополосными излучениями.

В (1.22) ИШ представляют регулярные или хаотические кратковременные последовательности, с шириной спектра превосходящей полосу пропускания приемных трактов, поэтому для описания ИШ и ФШ предлагается модель, базирующаяся на описании реакции приемного тракта на кратковременные воздействия, длительность которых меньше, а интервал следования больше времени существования переходных процессов:

$$\eta(t) = \eta_{\text{фл}}(t) + \mu_{\text{ИП}} \lambda_{\text{ИП}} \eta_{\text{имп}}(t), \quad (1.23)$$

где $\mu_{\text{ИП}}$, $\lambda_{\text{ИП}}$ – векторы переменных параметров ИШ.

Модель (1.23) адекватно описывает ФШ и ИШ, на фоне которых флуктуационными шумами можно пренебречь. При этом ФШ в наибольшей степени снижают пропускную способность канала, т.к. имеют максимальную энтропию при заданной средней мощности. ФШ имеют равномерный спектр и характеризуются спектральной плотностью мощности.

Анализ моделей показывает, что большинство шумов аддитивны, но в реальных каналах имеют место и неаддитивные искажения, вызванные многолучевостью РРВ [35, 36], и проявляющиеся в виде замираний. Следовательно, модель входного воздействия должна иметь сигнальную составляющую, учитывающую многолучевой характер канала и аддитивность шумов. Поэтому предлагается модель, обоснованная в [20] Л.М. Финком:

$$z(t) = \sum_{i=1}^N K_{\text{пер}_i} s(t - \tau_i) + \eta(t), \quad (1.24)$$

где $K_{\text{пер}_i}$ – коэффициент передачи мультипликативного канала для i -й составляющей сигнала $s(t)$; τ_i – величина задержки для i -й составляющей; $\eta(t)$ – аддитивная составляющая шумов и помех.

С учетом преднамеренных помех аддитивного характера, представленных в (1.22) как $x(t)$, окончательное выражение будет иметь следующий вид:

$$z(t) = \sum_{i=1}^N K_{\text{пер}_i} s(t - \tau_i) + \eta(t) + x(t), \quad (1.25)$$

Физический смысл модели (1.25) в том, что сигнал $s(t)$ распространяется в канале по i различным путям. В каждом из i -каналов он претерпевает свое затухание, характеризуемое коэффициентом передачи $K_{\text{пер}_i}$, и своим запаздыванием τ_i . На входе приемного тракта наблюдается аддитивная смесь сигналов, пришедших по разным путям, шумов $\eta(t)$ и помех $x(t)$.

В [25] отмечено, что величины $K_{\text{пер}_i}$ и τ_i являются функциями времени. Однако, в тех случаях, когда одна из i -х компонент носит доминирующий характер, модель (1.24) упрощается к виду:

$$z(t) = K_{\text{пер}} \times s(t - \tau) + \eta(t) + x(t). \quad (1.26)$$

Выражение (1.26) справедливо, когда разброс значений τ_i незначителен по сравнению с длительностью элемента, т.е. при малом уровне межсимвольной интерференции. Учитывая одинаковый характер последствий от воздействия на канал помех и шумов, в дальнейшем качество канала будем оценивать показателем ОСШ. Сосредоточенные по спектру мешающие воздействия будем интерпретировать как помехи, а рассредоточенные – как шумы [74].

При ЦОС рабочая полоса анализа превосходит ширину спектра сигнала, поэтому при высокой интенсивности загрузки диапазона в узкополосном канале квазиимпульсные помехи вырождаются в полосовой шум.

Проведенный анализ характера возможных входных воздействий позволил определить в качестве модели их описания выражения (1.25) и (1.26).

Указанные модели позволяют учесть многокомпонентность процессов, в том числе мультипликативного характера, а также аддитивный характер воздействия «окрашенных» шумов и узкополосных помех, в том числе и

преднамеренного характера, которые в узкополосном тракте вырождаются в аддитивный белый гауссов шум (АБГШ) [75, 76].

1.6. Анализ методов повышения помехозащищенности сетей и линий декаметровый радиосвязи

Общие направления повышения достоверности и своевременности передачи сообщений, в том числе в сетях и ЛРС ДМД, определены в руководящих документах [3, 5, 6, 8, 12]. При этом их содержание в большей степени носит рекомендательный характер по выполнению регламентирующих правил. Более интересными видятся предложения, представленные в [16, 18, 24, -25, 49, 64, 71, 77, 78], согласно которым рекомендуется:

- осуществлять построение сетей ДМД с полносвязной структурой;
- применять методы управления частотными, временными и энергетическими ресурсами сетей и ЛРС на основе многопараметрической адаптации, в том числе с использованием пространственной селекции и различных видов разнесенного приема;
- использовать многопозиционные и широкополосные сигналы, энерго- и спектрально эффективные виды модуляций и сигнальных конструкций, а также помехоустойчивые методы кодирования, перемежения и т.д.

Согласно [18, 25, 81-85], наиболее эффективным направлением повышения достоверности связи является применение методов формирования сигналов с улучшенными энергетическими характеристиками, а повышения своевременности – методов управления частотно-энергетическими параметрами ЛРС, в том числе, с программной перестройкой рабочей частоты. Поскольку в данном режиме за счет перестройки рабочих каналов снижается вероятность долговременной работы ЛРС на частоте с низкой достоверностью приема.

Основными характеристиками режима с программной перестройкой рабочей частоты является количество доступных для перестройки рабочих каналов, скорость перестройки с частоты на частоту и алгоритм,

определяющий порядок перестройки.

Общая классификация ЛРС с программной перестройкой рабочей частоты представлена на рис. 1.2 [29, 30].



Рисунок 1.2 – Классификация ЛРС с программной перестройкой рабочей частоты

К ЛРС с быстрой перестройкой рабочей частоты относят радиолинии со скоростью смены рабочих каналов большей, чем техническая скорость передачи информации. Поэтому такой режим ведет к расширению спектра, а используемые в нем сигналы, как правило, формируют в виде частотно-временных матриц.

К ЛРС с медленной перестройкой рабочей частоты относят радиолинии,

на которых с одного рабочего канала передается несколько сигнальных символов [18, 86].

С позиций полосы частот, в которой осуществляется программная перестройка, выделяют широкополосный и узкополосный режим. К ЛРС с узкополосной перестройкой рабочей частоты относятся радиолинии, у которых выбор рабочих каналов осуществляется в пределах полосы пропускания приемного тракта без его перестройки. Как правило, такая полоса не превышает нескольких сотен кГц.

В режиме широкополосной перестройки рабочей частоты назначение очередного рабочего канала происходит в диапазоне частот, значительно шире полосы пропускания радиоприемника. Такой режим предусматривает перестройку входных трактов приема. Поэтому, ЛРС в режиме с быстрой перестройкой работают в относительно узком диапазоне частот, а ЛРС с медленной перестройкой, в большинстве случаев, используют режим с широкополосной программной перестройкой по частоте.

Может быть создана комбинированная система, у которой сигналы передаются в режиме быстрой перестройки, а средняя частота полосы сигнала через некоторые интервалы времени изменяется по псевдослучайному закону, аналогично системе с медленной перестройкой рабочей частоты.

По способу использования частотного ресурса ЛРС с программной перестройкой рабочей частоты подразделяются на синхронные и асинхронные [18]. В асинхронных радиолиниях частоты для режима перестройки рабочей частоты назначаются независимо от назначения частот другим радиолиниям, а в синхронных ЛРС назначение частот каждой радиолинии проводится с учетом ранее назначенных частот. Для обеспечения требований по электромагнитной совместимости (ЭМС), использование синхронных ЛРС с программной перестройкой рабочей частоты предпочтительнее, чем асинхронных.

По способу синхронизации ЛРС с программной перестройкой рабочей частоты классифицируют на радиолинии с синхронизацией с использованием единого времени и радиолинии без его использования. В последнем случае

синхронизация в радиолиниях с перестройкой рабочей частоты производится по специальным отдельно передаваемым командам.

Проведенный анализ средств связи ДМД показал, что в коммерческих изделиях используют режим медленной перестройки. Это обусловлено:

- наличием интерференционных наложений посылок в канале связи при большой скорости передачи (свыше 200 – 300 Бод) [18, 84, 87];
- технической сложностью уменьшения времени перестройки у радиопередающих средств большой и средней мощности;
- ограниченностью частотного диапазона, обусловленного особенностями ионосферного РРВ. В зарубежных государствах режим программной перестройки рабочей частоты используется преимущественно в радиостанциях силовых структур и ведомств.

1.7 Постановка задачи на исследование и определение основных допущений и ограничений

Результаты проведенного анализа в разделах 1.2 – 1.5 показывают, что сети и ЛРС ДМД играют существенную роль в организации инфокоммуникационного взаимодействия на флоте, авиации и МЧС России.

Вместе с тем наличие замираний в каналах на фоне насыщенной сигнально-помеховой обстановки, негативно сказывается на достоверности и своевременности передачи сообщений в сетях и линиях радиосвязи декаметрового диапазона. Следовательно, необходим поиск новых подходов, обеспечивающих повышение помехоустойчивости приема в рассмотренных условиях, с учетом применяемых в сетях и ЛРС ДМД таких классов излучений как J3E и H3E, формируемых на основе технологии АМ, и класса излучения J2B, используемого для передачи ТЛГ сообщений. Указанные обстоятельства определяют актуальность проводимого научного исследования.

Однако методы приема, реализованные в современных средствах и комплексах радиосвязи, используемых в сетях и ЛРС ДМД, не в полной мере удовлетворяют предъявляемым к ним требованиям со стороны системы

управления, особенно при необходимости организации экстренных каналов связи.

Таким образом, возникает **объективное противоречие**, обусловленное необходимостью достоверной и своевременной передачи сообщений в сетях радиосвязи ДМД в условиях насыщенной сигнально-помеховой обстановки и несоответствием известного и доступного научно-методического аппарата (НМА), обеспечивающего решения данной задачи, в том числе, включающую совместимость с широким спектром оборудования.

Вместе с тем, активный технологический переход к программируемым платформам при создании средств и комплексов радиосвязи ДМД открывает широкие перспективы по реализации современных достижений науки в области совершенствования методов формирования помехоустойчивых сигнальных конструкций и адаптивного управления частотно-энергетическим ресурсом сетей и радиолиний.

В качестве **объекта исследования** целесообразно определить сети радиосвязи декаметрового диапазона.

А **предметом исследования** определить методы и способы, обеспечивающие повышение достоверности приема и своевременности передачи сообщений в сетях радиосвязи декаметрового диапазона.

На основе проведенного анализа можно предположить, что теоретические основы для ее реализации следует искать в методах классической теории связи [1, 17, 19, 20, 61, 69], теоретической радиотехники [62, 63, 66- 68, 71] и теории помехоустойчивого приема [16, 18, 19, 64, 76, 85].

При этом основной аспект должен базироваться на их применимость в средствах и комплексах радиосвязи ДМД [82, 83, 98, 99, 101, 103, 104], с учетом передового опыта реализации современных методов приема и обработки сигналов однополосной модуляции [34, 41, 44-49].

Таким образом, представленные доводы позволяют в следующей редакции сформулировать **научную задачу**: повышение достоверности приема и

своевременности передачи сообщений в сетях радиосвязи декаметрового диапазона.

Для достижения цели научного исследования сформулируем **цель** задачи в следующей редакции:

Разрешить противоречия между необходимостью повышения достоверности и своевременности передачи сообщений в сетях радиосвязи ДМД и ограничением - сохранением существующего парка приёмных устройств, включая бытовые радиоприёмники, а также необходимостью обеспечения надёжной связи в аварийных условиях.

В интересах достижения цели научного исследования были сформулированы следующие частные задачи:

1. Разработать способ повышения помехоустойчивости в сетях ДМД на основе уже используемых классов излучений.

2. Модифицировать метод повышения информационной скорости передачи сообщений в режимах с программной перестройкой рабочей частоты радиосвязи ДМД

3. Предложить способ повышения скорости системы передачи на основе уже используемых в ДМД классов излучений в условиях наличия избыточного частотного ресурса. и представить в виде **научных положений**, выносимых на публичную защиту:

1. Математическая модель сигналов однополосной модуляции с управляемым уровнем несущего колебания, позволяющая повысить достоверность приема в сетях радиосвязи ДМД в условиях воздействия внешних и внутренних помех.

2. Метод управления частотным ресурсом радиолиний в сетях радиосвязи ДМД, позволяющий обеспечить повышение своевременности передачи сообщений в режиме с программной перестройкой рабочей частоты, при котором пригодность текущего канала на рабочей частоте оценивается по результатам обратной передачи по нему квитанции.

3. Способ использования избыточного частотного ресурса при передаче

АМн сигналов на основе шестнадцатипозиционных сигнальных конструкций, позволяющий повысить своевременность системы передачи.

Поскольку цель научного исследования может быть достигнута за счет разработки новой модели сигнала однополосной модуляции, а также методов, обеспечивающих повышение своевременности, и способа помехозащищенной передачи шестнадцати позиционных сигнальных конструкций на основе однополосной модуляции, направленного на повышение размерности частотно-временного кодирования при формировании сигнальных конструкций, то постановку задачи исследования в аналитическом виде целесообразно представить с учетом следующих *ограничений*:

$$\Delta F_C \leq \Delta F_{C \text{ доп}},$$

где ΔF_C – обеспечиваемая полоса частот спектра сообщения, $\Delta F_{C \text{ доп}}$ – допустимая полоса частот в пределах частотного канала;

$$B_f \leq B_{f \text{ доп}},$$

где B_f – обеспечиваемая скорость передачи на субчастоте, $B_{f \text{ доп}}$ – допустимая скорость передачи на субчастоте;

- использование однополосной модуляции рассматривать как технологию переноса информационного контента на радиочастоту;
- работа ЛРС ДМД в режиме пакетной передачи данных и программной перестройкой рабочей частоты, организуется с учетом ионосферного канала распространения радиоволн.

В качестве допущений будем полагать:

- повышение помехоустойчивости демодуляции обеспечивается только за счет управления частотными параметрами ЛРС в пределах выделенного ресурса, и энергетическими параметрами сигналов однополосной модуляции путем перераспределения мощности между несущим колебанием и информационной боковой составляющей спектра;
- шумы и помехи сосредоточены по спектру и носят аддитивный характер;
- многолучевость в канале компенсируется путем применения дополнительных мер;

- особенности программной перестройки рабочей частоты организуется с учетом пакетной передачи данных в ЛРС.

В качестве основных показателей определим:

p_b – вероятность битовой ошибки приема информационного контента для сигналов дискретных сообщений;

T_{Σ} – суммарное время, затрачиваемое на передачу с учетом непригодности хотя бы одной частоты;

ε_{Π} – Коэффициент повышения энергии, приходящийся на информационные составляющие, при изменении величины параметра управления пилот-сигналом;

P_s – вероятность символьной ошибки приема многопозиционных сигнальных конструкций;

Для решения научной задачи необходимо разработать НМА, который будет представлять собой:

- модели сигналов однополосной модуляции с управляемым уровнем несущего колебания, отличающихся повышенным энергетическим потенциалом их информационных составляющих;

- метода передачи сообщений в режиме с программной перестройкой рабочей частоты на основе проактивного контроля пригодности текущего канала;

- способ помехозащищенной передачи шестнадцатипозиционных сигнальных конструкций на основе однополосной модуляции, обеспечивающий высокую надежность и качество обмена информацией в условиях воздействия комплекса помех. Для достижения цели научного исследования целесообразно использовать научно-методический задел, полученный на этапе анализа, который представлен в виде научных статей, опубликованных в изданиях, рекомендованных ВАК для опубликования результатов научных исследований [39, 50, 72, 88, 92-95, 116], свидетельства о регистрации программы для ЭВМ [96] и патентов на изобретение [89, 91].

Выводы по первой главе

1. Радиосвязь ДМД играет важную роль при организации инфокоммуникационного взаимодействия в различных министерствах Российской Федерации. Поскольку только она способна обеспечивать связью на большие расстояния на необорудованных территориях как стационарных, так и мобильных абонентов. Вместе с тем сложная электромагнитная обстановка, характеризующаяся высоким уровнем канальных шумов и помех в ДМД, стимулирует к поиску новых научно-технических решений, обеспечивающих повышение помехоустойчивости приема.

2. Применение однополосной модуляции в сетях и ЛРС ДМД обусловлено обеспечиваемой на ее основе высокой помехозащищенностью приема. Однако широко известные способы ее реализации исчерпали свои возможности, поэтому в интересах дальнейшего повышения достоверности и своевременности необходим поиск новых научных подходов, основанных на управлении не только энергетическими параметрами сигналов, но и частотно-энергетическим ресурсом радиолиний всей сети радиосвязи.

3. Современные средства радиосвязи ДМД строятся на основе SDR-платформ, что позволяет реализовать вносимые научно-технические решения в интересах повышения достоверности приема и своевременности передачи сообщений на уровне программного обеспечения.

4. Основными классами излучений для сетей и ЛРС ДМД при передаче ТЛФ сообщений являются J3E и H3E с полосой частот $\Delta F = 2,7$ кГц. И J2B, при передаче ТЛГ сообщений со скоростью 100 Бод в полосе канала $\Delta F = 304$ Гц.

5. Проведенный анализ подходов к повышению достоверности приема показал, что наиболее целесообразным видятся методы и способы, основанные на управлении энергетическими и частотными параметрами используемых в них сигналов. Поэтому в рамках научного исследования необходимо разработать модель сигналов однополосной модуляции с управляемым уровнем несущего колебания.

6. Для повышения своевременности передачи в условиях высокой загрузки диапазона со случайным характером проявления замираний, целесообразно использовать в режиме с программной перестройкой рабочей частоты методы проактивного контроля текущего состояния канала.

7. Практическая реализация модели и метод невозможны без соответствующей разработки научно-технических решений, направленных на реализацию однополосной модуляции в многопозиционных сигналах, обеспечивающих повышение своевременности за счет частотно-временного кодирования.

Решать научную задачу необходимо с учетом сформулированных допущений и ограничений.

ГЛАВА 2. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ СИГНАЛОВ ОДНОПОЛОСНОЙ МОДУЛЯЦИИ С УПРАВЛЯЕМЫМ УРОВНЕМ НЕСУЩЕГО КОЛЕБАНИЯ, ПОЗВОЛЯЮЩАЯ ПОВЫСИТЬ ДОСТОВЕРНОСТЬ ПРИЕМА В СЕТЯХ РАДИОСВЯЗИ ДЕКАМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА В УСЛОВИЯХ ВОЗДЕЙСТВИЯ ВНЕШНИХ И ВНУТРЕННИХ ПОМЕХ

Помехоустойчивость ЛРС характеризуется достоверностью приема [64, 68, 85, 97], которая в свою очередь зависит от вида сигнала и способов его обработки. Следовательно, учитывая, что на ЛРС ДМД используются классы излучений, формируемые на основе однополосной модуляции, необходимо разработать модель сигнала ОМ, обладающего улучшенными энергетическими характеристиками, позволяющими повысить достоверность их приема.

2.1 Анализ особенностей синтеза сигналов однополосной модуляции

Проведенный в п. 1.3 анализ технологий формирования сигналов ОМ показал, что в рамках решения научной задачи исследования целесообразным видится использование подхода к синтезу радиоизлучений типа SSB-SC [38], с возможностью использования высвободившейся энергии в интересах повышения общей помехоустойчивости, и как следствие, достоверности приема.

2.1.1 Анализ методов квадратурного синтеза сигналов амплитудной модуляции

В условиях развития технологий ЦОС, применение способов формирования сигналов ОМ, основанных на полосовой фильтрации сигналов амплитудной модуляции, является нецелесообразным, поскольку нелинейная операция режекции ведет к существенному росту сопутствующих компонентов преобразования [44, 61], негативно влияющих на качество приема.

При этом, такая технология достаточно сложна в своей реализации, поскольку предполагает наличие системы высокодобротных фильтров с достаточно узкой полосой пропускания и низким уровнем боковых лепестков

[43, 55]. Вместе с тем, в настоящее время для формирования сигналов АМ, к классу которых относится и однополосная модуляция, активно применяют технологию квадратурного синтеза, процедуры которой в аналитическом виде можно представить следующим образом [92]

$$s_{AM}(t) = \frac{1}{\sqrt{2}}[1 + m_{AM}s(t)]\cos(\omega_0 t) + \frac{1}{\sqrt{2}}[1 + m_{AM}s(t)]\sin(\omega_0 t), \quad (2.1)$$

где m_{AM} – индекс амплитудной модуляции; $s(t)$ – модулирующий сигнал; $\omega_0 = 2\pi f_0$, здесь f_0 – несущая частота.

Заметим, что формула (2.1) может быть упрощена за счет выноса за скобки общих множителей, но данный вариант представлен в терминах квадратурного синтеза, необходимого для дальнейшего исследования. На рис. 2.1 демонстрируется структурная схема модулятора, реализующего квадратурный синтез сигналов АМ, в соответствии с формулой (2.1).

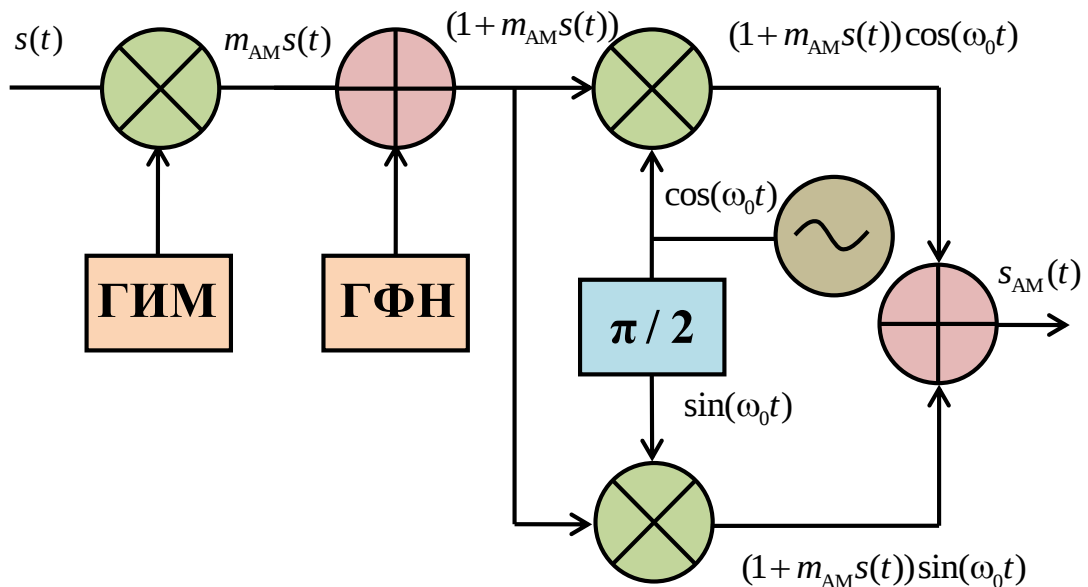


Рисунок 2.1 – Структурная схема модулятора сигналов АМ $s_{AM}(t)$

На рис. 2.1 введены следующие обозначения: генератор формирования значения индекса модуляции (ГИМ); генератор формирования единичного уровня напряжения постоянного тока (ГФН); $\pi/2$ – фазовращатель.

Уникальность представленного модулятора в том, что он позволяет путем

изменения напряжения генератора ГИМ формировать сигналы АМ с заданным уровнем глубины модуляции. В качестве примера, на рис. 2.2 показаны сигналы АМ: сигнал $s_{1AM}(t)$, сформированный при $m_{AM} = 1$ и сигнал $s_{2AM}(t)$, сформированный при $m_{AM} = 0,5$.

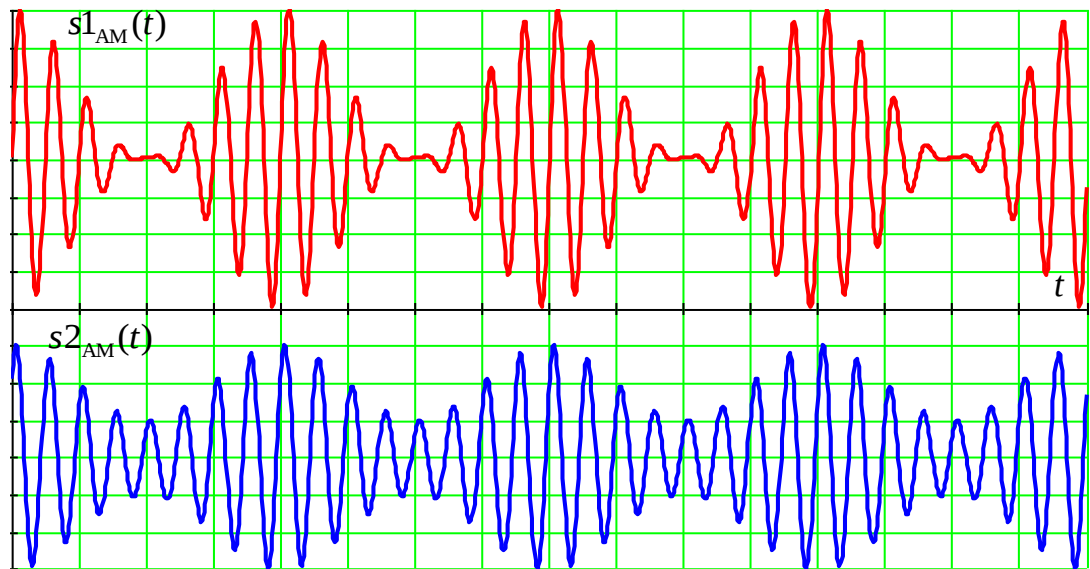


Рисунок 2.2 – Сигналы АМ при разных индексах модуляции

На рис. 2.3 представлены спектры сигналов $s_{1AM}(t)$ и $s_{2AM}(t)$.

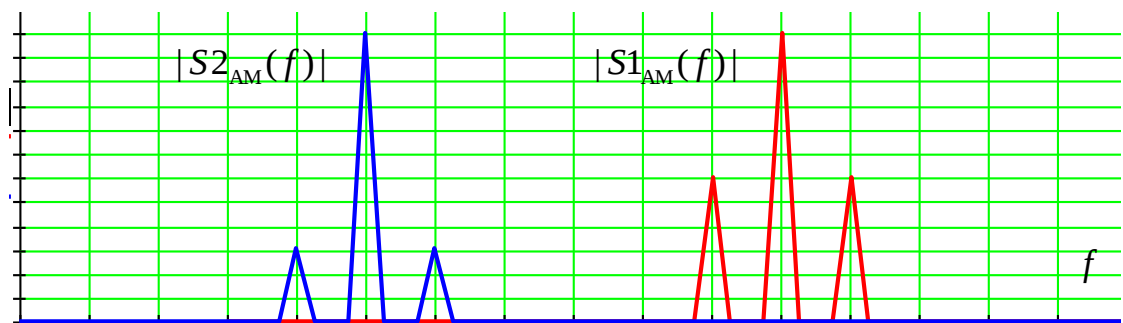


Рисунок 2.3 – Спектры сигналов АМ при разных индексах модуляции

Анализ структуры спектров, представленных на рис. 2.3, указывает на то, что изменение индекса модуляции для сигналов АМ, сформированных методом квадратурного синтеза, не ведет к перераспределению энергии между пилот-

сигналом и боковыми полосами, содержащими информацию, а лишь снижает энергию последних, что подтверждается результатами исследования, представленных в [93].

Действительно, согласно выражению (2.1), в каждом из квадратурных каналов используется один и тот же модулирующий сигнал $s(t)$, поэтому в результирующем спектре АМ левая и правая боковые полосы имеют одно и то же информационное наполнение. При этом энергия, приходящая на пилот-сигнал, который не участвует в передаче информации, в четыре раза больше, чем энергия каждой из боковых полос спектра. Именно поэтому амплитудная модуляция относится к низкоэнергетическим модуляционным форматам. Но сама идея квадратурного синтеза открывает новые возможности по формированию сигналов ОМ, используя аналогичный подход.

2.1.2 Квадратурный синтез сигналов однополосной модуляции

В интересах раскрытия сущности квадратурного синтеза однополосной модуляции, рассмотрим формирование сигнала ОМ, модулированного низкочастотной гармоникой. С позиций выражения (2.1) – это частный случай, при котором вместо сложения происходит вычитание квадратурных составляющих, при условии, что модулирующий сигнал приведен к аналитическому виду

$$s_{\text{ОМ}}(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} s(t) \cos(\omega_0 t) \pm \frac{1}{\sqrt{2}} s^*(t) \sin(\omega_0 t), \quad (2.2)$$

где $s(t)$ – модулирующий сигнал и $*$ – знак комплексного сопряжения по Гильберту; $\omega_0 = 2\pi f_0$, здесь f_0 – несущая частота.

Именно использование процедуры комплексного сопряжения в выражении (2.2) обеспечивает переход к аналитической форме представления сигнала $s_a(t)$, согласно которой в результирующем спектре $S_a(f)$ наблюдаются только лишь положительные составляющие

$$S_a(f) = \begin{cases} 2S(f), & f > 0; \\ S(f), & f = 0; \\ 0, & f < 0, \end{cases} \quad (2.3)$$

где $S(f)$ и $S_a(f)$ – соответственно, спектральные представления исходного сигнала $s(t)$ и его аналитической формы $s_a(t)$, полученные в результате применения процедур преобразования Фурье.

Учитывая, что спектр аналитического сигнала содержит только положительные составляющие, то соответственно преобразование Фурье функции сдвига $S_a(f - f_0)$ будет содержать только положительную часть спектра исходного сигнала $s(t)$, при условии, что в качестве модулирующего сигнала использовано гармоническое колебание [23, 24].

$$s_{\text{ОМ}}(t) + js_{\text{ОМ}}^*(t) = F^{-1}\{S_a(f - f_0)\} = s_a(t)\exp(j2\pi f_0 t). \quad (2.4)$$

В формуле (2.4) F^{-1} – процедура обратного преобразования Фурье; j – знак мнимой единицы [80].

Следует отметить, что в формуле (2.2) используется двойной знак $\pm$. Использование знака минус позволит получить сигнал ОМ с верхней боковой полосой, а знак плюс обеспечивает синтез сигналов ОМ с нижней боковой.

Структурная схема модулятора сигналов ОМ, в соответствии с формулой (2.2), будет иметь, представленный на рис. 2.4.

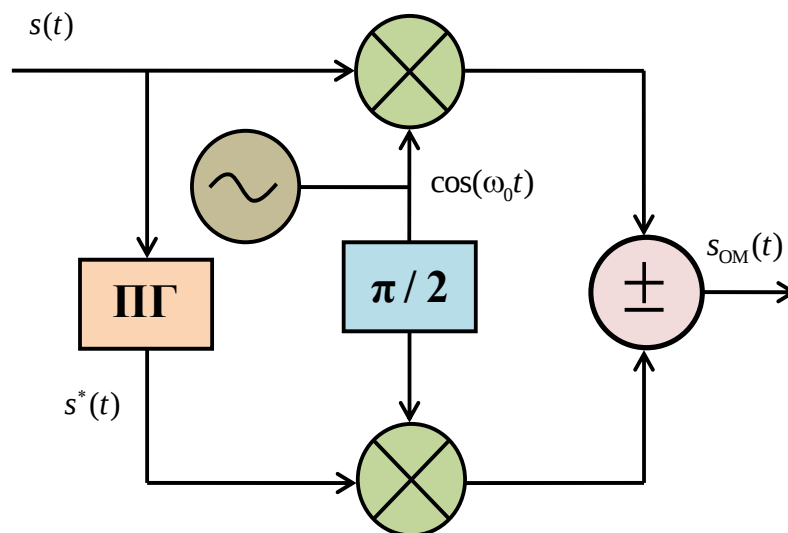


Рисунок 2.4 – Структурная схема модулятора сигналов ОМ $s_{\text{ОМ}}(t)$

Основное отличие модулятора ОМ от модулятора АМ в наличии преобразователя Гильберта (ПГ), который как раз и обеспечивает формирование комплексно-сопряженной формы $s^*(t)$ для модулирующего сигнала $s(t)$. Сам модулятор ОМ построен по классической технологии квадратурного синтеза [76, 98, 99]. Для более детального раскрытия сущности работы модулятора, на рис. 2.5 представлено временное представление сигналов ОМ с нижней боковой полосой $s_{1\text{ОМ}}(t)$ и верхней боковой $s_{2\text{ОМ}}(t)$.

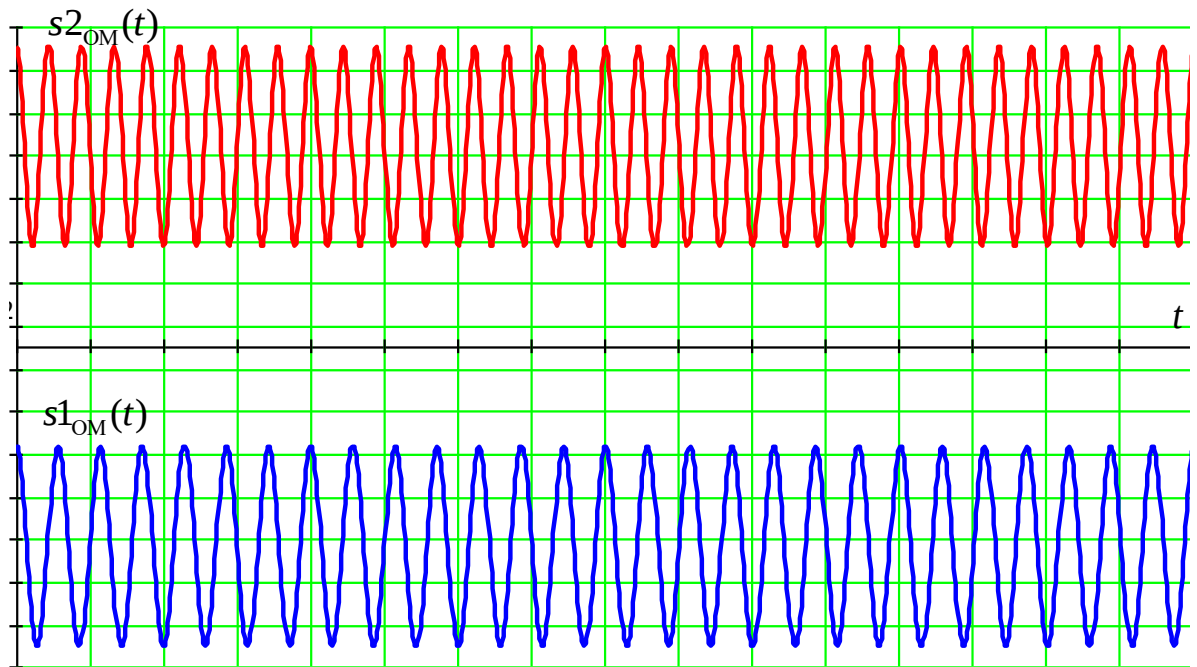


Рисунок 2.5 – Сигналы ОМ с нижней и верхней боковыми полосами

Заметим, что синтез сигналов на основе модулятора ОМ (см. рис. 2.4), приводит к полному подавлению пилот-сигнала, которое обеспечивается за счет квадратурной компенсации несущего колебания на сумматоре, т.е. приводит к синтезу сигналов SSB-SC.

Правомерность рассмотренных процедур можно доказать аналитически, используя формулу (2.4), путем проведения следующих преобразований [88].

$$\begin{aligned}
 s_{\text{ОМ}}(t) &= \text{Re}\{s_a(t)\exp(j2\pi f_0 t)\} = \\
 &= \text{Re}\{[s(t) + js^*(t)][\cos(2\pi f_0 t) + j\sin(2\pi f_0 t)]\} =
 \end{aligned}
 \tag{2.5}$$

$$= s(t)\cos(2\pi f_0 t) - s^*(t)\sin(2\pi f_0 t).$$

Для более детального раскрытия сущности компенсации несущего колебания в результате квадратурного синтеза, рассмотрим формирование сигнала ОМ при использовании в качестве модулирующего сигнала $s(t)$ низкочастотной гармоника вида $s(t) = A\cos(\Omega t)$ с нулевым значением начальной фазы, где A – амплитуда колебания. Тогда, подставляя значение $s(t) = A\cos(\Omega t)$ в формулу (2.2), и полагая, что амплитуда несущего колебания равна U_0 , а сопряженная по Гильберту форма представлена как $s^*(t) = A\sin(\Omega t)$, то с учетом известного тригонометрического преобразования $\cos(\alpha+\beta) = \cos\alpha\cos\beta - \sin\alpha\sin\beta$ получим

$$\begin{aligned} s_{\text{ОМ}}(t) &= s(t)\cos(\omega_0 t) - s^*(t)\sin(\omega_0 t) = \\ &= A\cos(\Omega t)U_0\cos(\omega_0 t) - A\sin(\Omega t)U_0\sin(\omega_0 t) = \\ &= AU_0\cos([\omega_0 + \Omega]t). \end{aligned} \quad (2.6)$$

В соответствии с выражением (2.6) результирующий сигнал ОМ содержит только лишь одну косинусоидальную составляющую с частотой равной сумме частот модулирующего и модулируемого колебаний. А его амплитуда равна произведению амплитуд модулирующего и модулируемого колебаний, что подтверждается практикой. Полученный результат соответствует синтезу сигнала ОМ с верхней боковой полосой.

Синтез сигнала ОМ с нижней боковой полосой возможен при переходе к модулирующему колебанию вида $s(t) = A\sin(\Omega t)$ и, соответственно, $s^*(t) = A\cos(\Omega t)$. Искомый результат будет определяться следующим тригонометрическим выражением $\cos(\alpha - \beta + \pi/2) = \sin\alpha\cos\beta - \cos\alpha\sin\beta$.

Следует отметить, что для рассмотренного случая, когда в качестве модулирующего сигнала использована низкочастотная гармоника, спектры сигналов ОМ, независимо от способа формирования (нижняя боковая полоса или верхняя боковая полоса) будут иметь одинаковую структуру. При использовании

более сложных модулирующих сигналов, формируемые спектры будут иметь зеркальную структуру относительно несущего колебания.

Так, на рис. 2.6 представлены спектры сигналов ОМ с нижней боковой $s3_{\text{ОМ}}(t)$ и верхней боковой $s4_{\text{ОМ}}(t)$ полосой, модулированных сложным многокомпонентным колебанием.

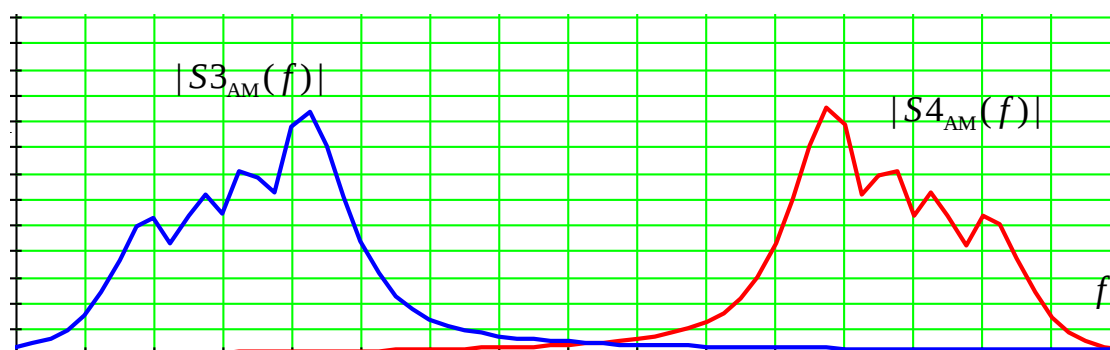


Рисунок 2.6 – Спектры сигналов ОМ сложной структуры

Результирующие спектры имеют явно зеркальную структуру. При этом, по отношению к сигналам АМ энергия боковой информационной составляющей у сигналов ОМ возрастает в два раза.

Несмотря на очевидную простоту реализации рассмотренного подхода сигналы ОМ не получили широкого применения ввиду того, что прием таких сигналов связан с определенными сложностями.

Так, для того, чтобы обеспечить неискаженную передачу сообщений, приемник должен быть точно настроен на частоту передатчика. Однако в силу нестабильности опорных генераторов и канальных искажений, это достаточно сложно решаемая задача [34 71]. В результате передачи на основе ОМ без несущего колебания после демодуляции на приеме могут звучать очень неестественно с плохой разборчивостью речи.

2.2 Синтез сигналов однополосной модуляции с сохраненной несущей

В интересах обеспечения синхронизации, в отдельных форматах ОМ изначально полностью сохраняют пилот-сигнал. В [38] передачи с сохраненным

пилот-сигналом определены как SSB-SC, т.е. сигналы ОМ с сохраненной несущей (ОМ-Н).

Наличие у сигналов ОМ-Н несущего колебания существенно упрощает их прием и реализацию частотной подстройки опорного генератора демодулятора. По своей сути процедуры обработки сигналов ОМ-Н аналогичны сигналам АМ. Но при этом для передачи информации в ОМ-Н используется полоса частот, которая в два раза уже, чем требуется для передач с амплитудной модуляцией.

Кроме того, существует режим работы с частично подавленной несущей, который получил название режима эквивалентного амплитудной модуляции, в англоязычном варианте *amplitude modulation equivalent* (АМЕ) [100]. Такой класс излучений определим, как сигналы ОМ с частично сохраненной (подавленной) несущей (ОМ-ПН).

В рамках аналогового синтеза, режим АМЕ не является эффективным, хотя его применение как раз и позволяет сохранить допустимое качество и требуемую разборчивость речи. Как уже отмечалось, при реализации режима АМЕ гармонические искажения могут достигать величины порядка 25% [52], а возникающие попутно интермодуляционные искажения по своей величине намного выше, чем в традиционных режимах с АМ. Однако словесная разборчивость речи при этом сохраняется на уровне не хуже 95%.

Вместе с тем технологии квадратурного синтеза открывают возможность формирования сигналов ОМ-Н, лишенных недостатков, свойственных аналоговому режиму АМЕ. В частности, в ходе проведенного исследования было установлено, что, если в выражении (2.1) перейти к аналитической форме сигнала, согласно которой в квадратурный канал будет поступать сопряженная по Гильберту форма манипулирующего сигнала, то в зависимости от знака плюс или минус между квадратурными каналами на выходе получим аналитическую модель сигнала ОМ-Н с верхней или нижней сохраненной боковой полосой.

$$s_{\text{ОМ-Н}}(t) = [1 + m_{\text{АМ}}s(t)]\cos(\omega_0 t) \pm [1 + m_{\text{АМ}}s^*(t)]\sin(\omega_0 t) = \\ = [\cos(\omega_0 t) + m_{\text{АМ}}s(t)\cos(\omega_0 t)] \pm [\sin(\omega_0 t) + m_{\text{АМ}}s^*(t)\sin(\omega_0 t)] \quad (2.7)$$

В качестве примера на рис. 2.7 представлены эюры временных фрагментов сигнала АМ и сигнала ОМ-Н, синтезированного в соответствии с формулой (2.7). Отметим, что по своей структуре сигнала АМ и ОМ-Н имеют близкую структуру. Но если у сигнала АМ при смене модулирующей посылки происходит инверсия фазы, что отчетливо видно на представленной эюре, то у сигналов ОМ-Н фаза остается непрерывной, т.е. постоянной по всей длительности сигнала. Данный эффект объясняется наличием лишь одной боковой полосы спектра у искомого сигнала $s_{\text{ОМ-Н}}(t)$.

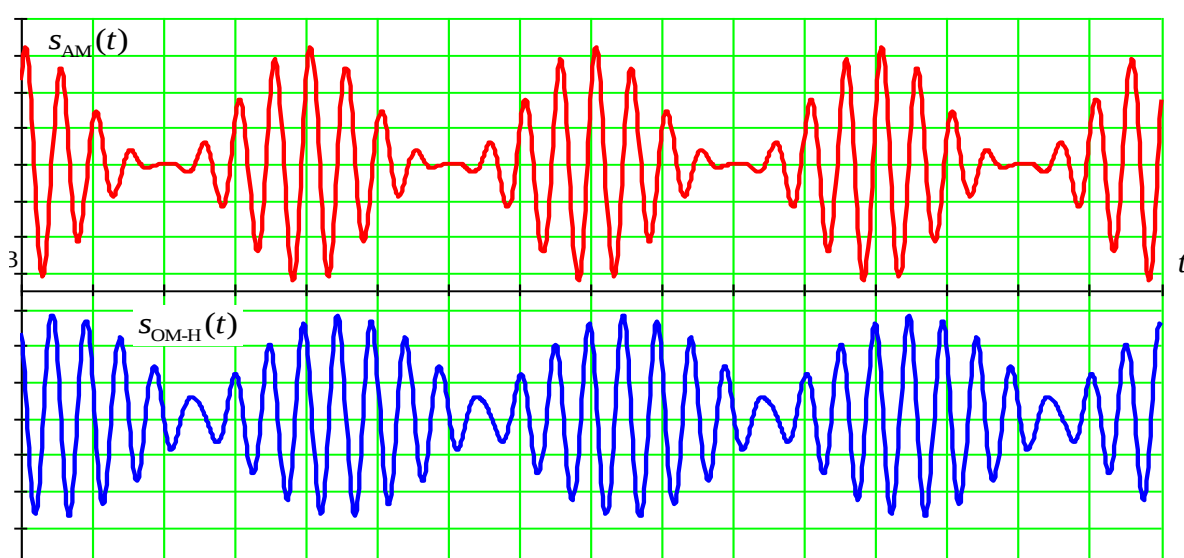


Рисунок 2.7 – Временное представление сигналов АМ $s_{\text{АМ}}(t)$ и ОМ-Н $s_{\text{ОМ-Н}}(t)$

На рис. 2.8 показаны модули спектров сигналов $s_{\text{ОМ-Н}}(t)$ и $s_{\text{АМ}}(t)$, соответственно $|S5_{\text{ОМ-Н}}(f)|$ и $|S6_{\text{АМ}}(f)|$.

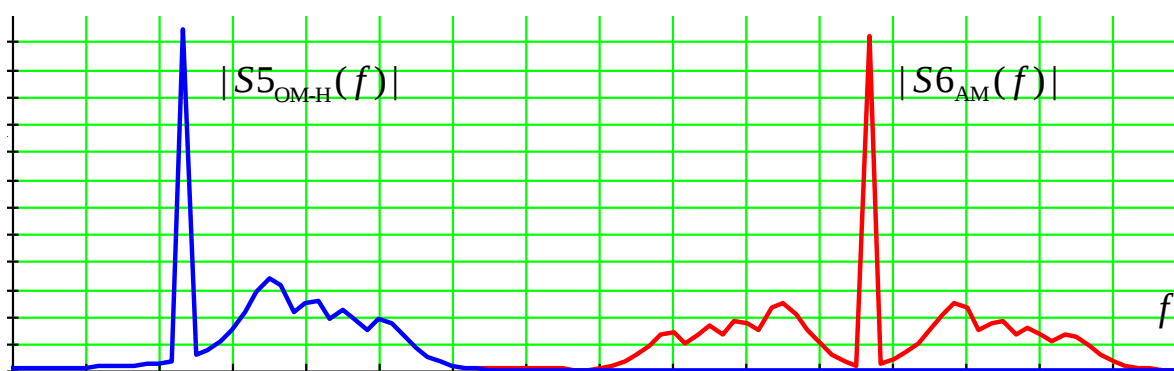


Рисунок 2.8 – Спектры сигналов ОМ-Н и АМ сложной структуры

Учитывая, что в формуле (2.7) знак плюс или минус определяет выбор верхней или нижней боковой полосы, а модулирующий сигнал в квадратурном канале представляет собой комплексно-сопряженную копию исходного сигнала, то для синтеза сигнала $s_{\text{ОМ-Н}}(t)$ необходимо в амплитудный модулятор ввести преобразователь Гильберта (ПГ). Структурная схема такого устройства представлена на рис. 2.9.

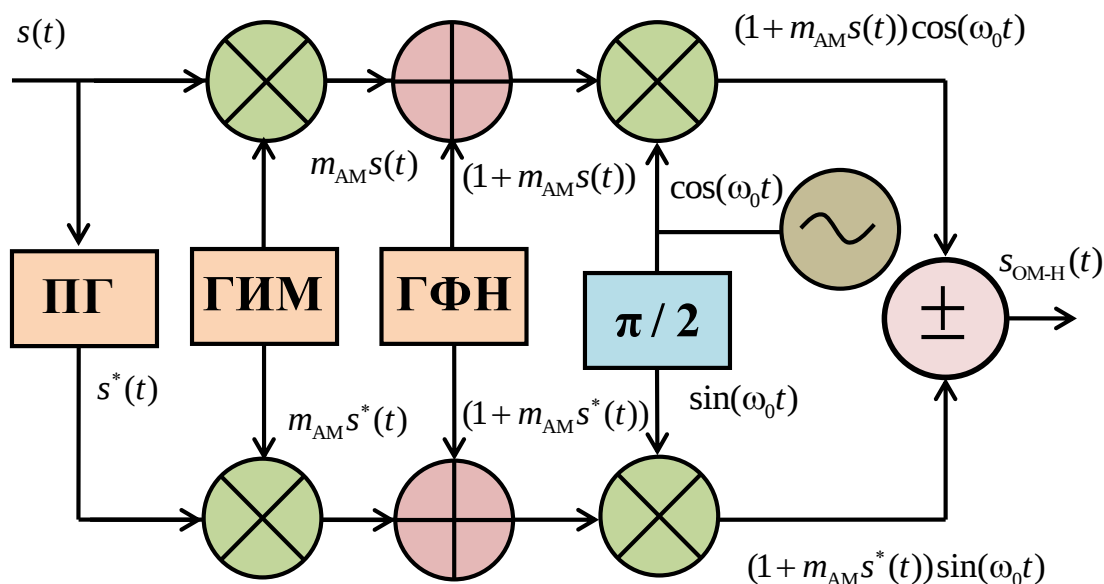


Рисунок 2.9 – Структурная схема модулятора сигналов ОМ-Н $s_{\text{ОМ-Н}}(t)$

Элементы структурной схемы модулятора сигналов $s_{\text{ОМ-Н}}(t)$, по своим функциям аналогичны элементам, представленным на рис. 2.1 и 2.4.

Вместе с тем анализ результатов, представленных на рис. 2.8, позволяет сделать следующее заключение: сигналы $s_{\text{ОМ-Н}}(t)$ и $s_{\text{АМ}}(t)$ имеют одинаковую структуру несущего колебания (пилот-сигнала), при том, что энергия каждой из боковых полос у сигнала амплитудной модуляции в два раза меньше, при общем равенстве энергии, выделяемой в ходе синтеза сигналов на информационный контент. При этом следует отметить, что формируемый спектр сигнала ОМ-Н $|S_{\text{ОМ-Н}}(f)|$ не имеет ни искажений, ни смещений, возникающих при

формировании аналогичных сигналов, но на основе аналоговых технологий, используемых в режиме АМЕ.

2.3 Синтез сигналов однополосной модуляции с управляемым уровнем несущего колебания

Переход от сигналов АМ к сигналам ОМ-Н позволил повысить энергетику, приходящуюся на информационный контент. Однако этот эффект обеспечивается только за счет того, что в сигналах АМ полезная мощность распределена между двумя боковыми полосами, а в сигналах ОМ-Н вся энергия информационного контента была локализована в пределах одной из полос. Но при этом мощность, приходящаяся на сам пилот-сигнал, и в АМ, и в ОМ-Н осталась неизменной.

Вместе с тем помехоустойчивость ЛРС определяется только достоверностью приема информационного контента, который, в свою очередь, зависит от энергетического потенциала, используемого для передачи сигнала. Поэтому необходим поиск технических решений, позволяющих повысить энергетический потенциал сигналов ОМ за счет перераспределения мощности от пилот-сигнала к информационным составляющим.

2.3.1 Постановка задачи на разработку модели сигналов однополосной модуляции с управляемым уровнем несущего колебания

Постановку задачи на разработку модели сигналов ОМ с управляемым уровнем несущего колебания целесообразно представить в вербальном и аналитическом виде.

Вербальная постановка задачи: разработать модель сигнала ОМ, реализующую перераспределение мощности сигнала между несущим колебанием и информационный контент боковой полосы спектра таким образом, чтобы обеспечивался максимум спектральной плотности сигнальной энергии $\max(\Delta W)$ в строго заданной полосе приема $\Delta F_C = \text{const}$, при этом скорость

передачи B_f была не ниже допустимой $B_{f_{\text{доп}}}$, т.е. при выполнении условия $B_f \geq B_{f_{\text{доп}}}$. Для постановки задачи исследования в аналитическом виде, в качестве исходных данных, допущений и ограничений, используем представленные в пп. 1.7:

ΔF_C – допустимая полоса частот в пределах частотного канала;

B_f – скорость передачи на субчастоте.

В качестве ограничений определим:

- использование однополосной модуляции рассматривать как технологию переноса информационного контента на радиочастоту;
- сигнальная мощность, $P_C = \text{const}$, т.е. мощность, выделяемая на формирование сигнала ОМ, состоящая из мощности, приходящейся на несущее колебание $P_{\text{ПС}}$ и боковую полосу спектра – постоянна.

В качестве допущений будем полагать:

- повышение помехоустойчивости приема обеспечивается только за счет перераспределения мощности сигнала ОМ между несущим колебанием и боковой составляющей спектра;
- шумы и помехи сосредоточены по спектру и носят аддитивный характер;
- замирания в канале компенсируются применением дополнительных мер.

В качестве основных показателей определим:

δ_y – относительная величина изменения энергии, приходящейся на информационные составляющие, к энергии пилот-сигнала, при изменении величины параметра управления пилот-сигналом;

ΔW – спектральная плотность сигнальной энергии в полосе приема;

$\mathcal{E}_\Pi$ – Коэффициент повышения энергии, приходящийся на информационные составляющие, при изменении величины параметра управления пилот-сигналом.

где $P_{\text{ИС}}$ – мощность, приходящаяся на информационную составляющую; ΔF_C – обеспечиваемая полоса частот спектра сообщения, B_f – обеспечиваемая скорость передачи на субчастоте.

При этом:

$$\Delta F_C \leq \Delta F_{C \text{ доп}}, B_f \leq B_{f \text{ доп}},$$

где $\Delta F_{C \text{ доп}}$ — допустимая полоса частот в пределах частотного канала; $B_{f \text{ доп}}$ — допустимая скорость передачи, в данном случае, в канале.

Решение задачи позволит улучшить энергетический потенциал информационных составляющих сигнала ОМ, что позволяет повысить достоверность приема в сетях радиосвязи ДМД, и тем самым обеспечить высокую надежность и качество обмена информацией в условиях воздействия внешних и внутренних помех.

2.3.2 Модели сигналов однополосной модуляции с управляемым уровнем несущего колебания отличаются улучшенным энергетическим потенциалом их информационных составляющих.

В ходе проведенного исследования было установлено, что один из подходов решения такой задачи, обеспечивающий достижение желаемого эффекта, заключается во введении в формулу (2.7) дополнительного параметра m_{OM} , позволяющего регулировать уровень мощности, выделяемый на пилот-сигнал. В результате выполнения таких процедур формируется сигнал ОМ с регулируемым уровнем несущего колебания. Такой сигнал определим, как сигнал однополосной модуляции с управляемым уровнем несущей (пилот-сигналом) (ОМ-У).

Тогда искомое выражение для синтеза сигнала $s_{OM-Y}(t)$ можно представить в следующем виде

$$s_{OM-Y}(t) = [m_{OM} + m_{AM}s(t)]\cos(\omega_0 t) \pm [m_{OM} + m_{AM}s^*(t)]\sin(\omega_0 t). \quad (2.8)$$

Заметим, что регулирование параметром m_{OM} в пределах от нуля до единицы не ведет к перераспределению энергии, а лишь уменьшает уровень несущего колебания. Параметр m_{OM} определим, как параметр управления пилот-сигналом. Для синтеза сигналов $s_{OM-Y}(t)$ в модуляторе сигналов ОМ-Н необходимо генератор формирования единичного уровня напряжения постоянного тока заменить на генератор формирования управляемого уровня

(ГУУ), см. рис. 2.10.

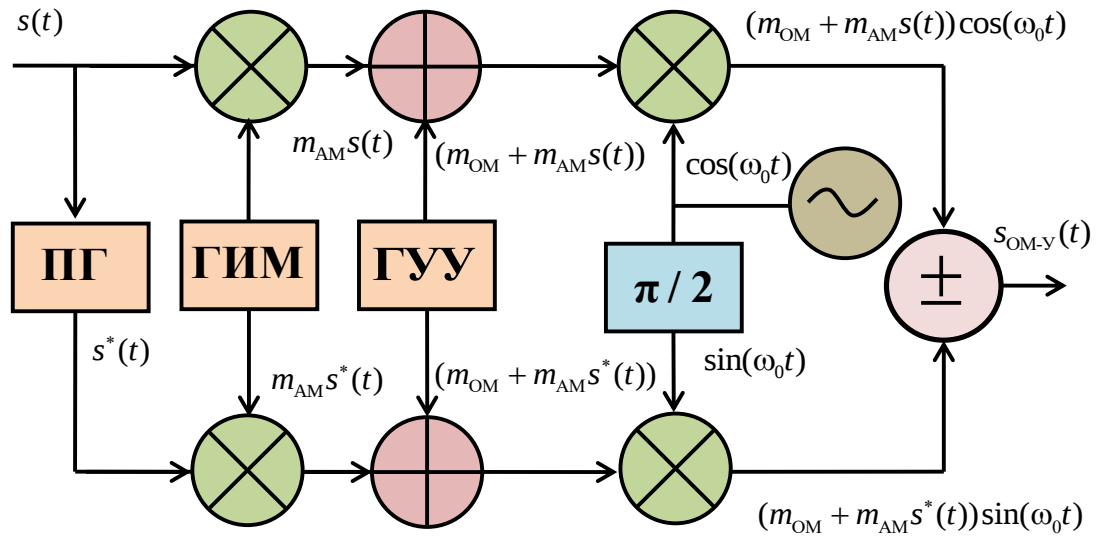


Рисунок 2.10 – Структурная схема модулятора сигналов ОМ-У $s_{\text{ОМ-У}}(t)$

На рис. 2.11 демонстрируются спектры сигналов $s_{\text{ОМ-У}}(t)$ при значении регулирующего параметра $m_{\text{ОМ}}$ равном 1, 0,7 и 0,3.

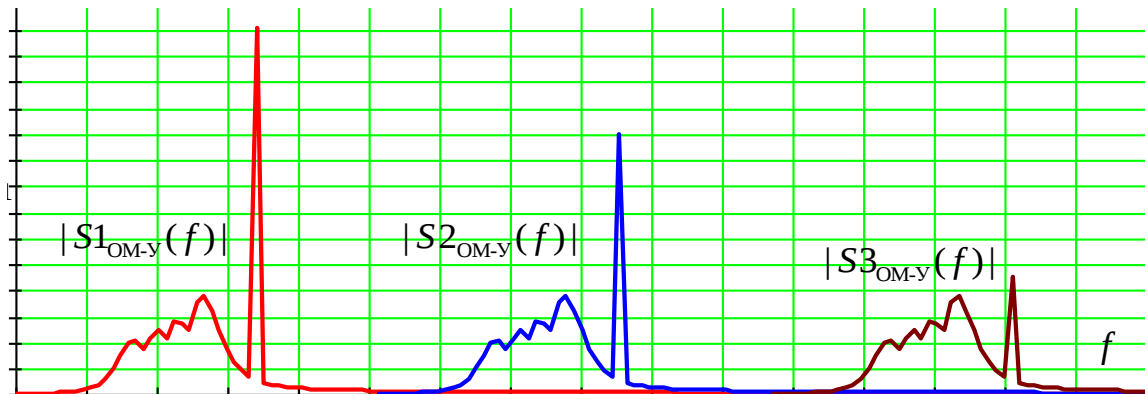


Рисунок 2.11 – Спектры сигналов ОМ-У при различном значении $m_{\text{ОМ}}$

В подтверждение полученных расчетных значений на рис. 2.12 представлены фрагменты сигналов $s1_{\text{ОМ-У}}(t)$ при значении $m_{\text{ОМ}} = 1$, и $s2_{\text{ОМ-У}}(t)$ при значении $m_{\text{ОМ}} = 0,3$.

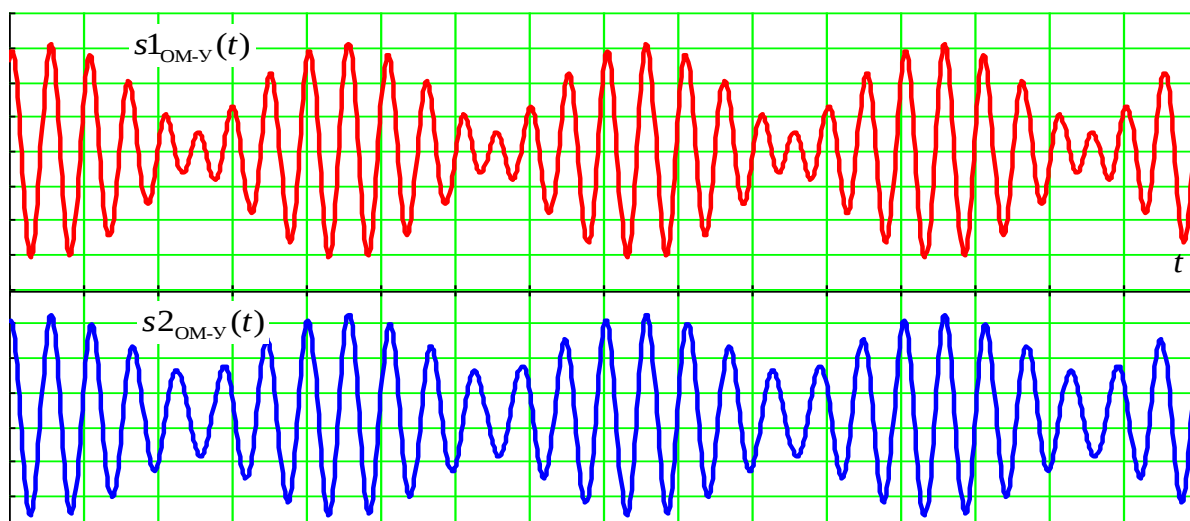


Рисунок 2.12. Временное представление сигналов $s_{OM-y}(t)$ при различных значениях m_{OM}

Анализ эюр временного представления, см. рис. 2.12, и спектрального представления, см. рис. 2.11, сигналов ОМ-У показывает, что снижение величины m_{OM} не ведет к перераспределению общей энергии сигнала между боковой составляющей и несущим колебанием. Уменьшается только уровень пилот-сигнала. Таким образом, если искомый сигнал ОМ-У формировать в соответствии с выражением (2.8) до его подачи на усилитель мощности, то разработанный подход обеспечит повышение энергетического потенциала информационных составляющих и тем самым повысит достоверность их приема.

Данное утверждение основано на том, что синтез сигналов ОМ-У открывает возможность использовать энергию, высвободившуюся в результате снижения уровня пилот-сигнала, на повышение мощности его информационных составляющих.

Действительно, при квадратурном синтезе происходит взаимная компенсация энергии синфазной и квадратурной составляющих. При $m_{OM} = 0$ сигнал $s_{OM-y}(t)$ вырождается в обычный сигнал $s_{OM}(t)$.

2.4 Оценка энергетического потенциала сигналов однополосной модуляции с управляемым уровнем несущего колебания

Способность управления уровнем несущего колебания сигналов ОМ-У, открывает новые возможности по повышению достоверности их приема в радиолиниях ДМД. Это становится реализуемым за счет перераспределения мощности пилот-сигнала в интересах увеличения энергетического потенциала информационных составляющих формируемого сигнала.

Так, на первоначальном этапе организации связи в сетях и ЛРС ДМД целесообразно использовать сигнал $s_{\text{ОМ-У}}(t)$, значение регулирующего параметра которого $m_{\text{ОМ}} = 1$. Затем, при установлении жесткой синхронизации в демодуляторе, уменьшать уровень пилот-сигнала, и высвободившуюся мощность направлять на повышение энергетического потенциала спектральных составляющих боковой полосы, содержащих информационный контент.

Так, в табл. 2.1 представлена зависимость относительного изменения энергии в сигнале $s_{\text{ОМ-У}}(t)$ δ_E , вызванная перераспределением энергии между боковыми составляющими спектра ОМ-У и его пилот-сигналом, в результате изменения значения регулирующего параметра $m_{\text{ОМ}}$.

$$\delta_{\text{У}} = \frac{E_{\text{Б}}}{E_{\text{ПС}}}, \quad (2.9)$$

где $E_{\text{Б}}$ – энергия, приходящейся на информационные составляющие; $E_{\text{ПС}}$ – энергия, приходящейся на пилот-сигнал.

В табл. 2.2 представлены результаты исследования зависимости относительного изменения энергии при различных вариациях величины регулирующего параметра $m_{\text{ОМ}}$, рассчитанного согласно формуле (2.9).

Таблица 2.1 – Зависимость относительного изменения энергии, приходящейся на информационные составляющие, к энергии пилот-сигнала, при изменении величины параметра управления пилот-сигналом

m_{OM}	1	0,9	0,8	0,7	0,6	0,5	0,4	0,3	0,2	0,1
δ_y	0,5	0,62	0,78	1	1,4	2,0	3,1	5,6	5,2	5,0

С учетом данных табл. 2.1, можно оценить коэффициент повышения энергии, приходящийся на информационные составляющие в сигнале $s_{OM-Y}(t)$ при различной величине m_{OM} , см. табл. 2.2, в соответствии с выражением

$$\varepsilon_{\Pi} = \frac{E_B + E_{\Pi C}(1 - m_{OM})}{E_B}. \quad (2.10)$$

Таблица 2.2 – Коэффициент повышения энергии, приходящейся на информационные составляющие, при изменении величины параметра управления пилот-сигналом

m_{OM}	1	0,9	0,8	0,7	0,6	0,5	0,4	0,3	0,2	0,1
ε_{Π}	1	1,2	1,4	1,6	1,8	2	2,2	2,4	2,6	2,8

Данные табл. 2.2 можно рассматривать как результат, характеризующий повышение энергии, обеспечиваемый переходом от сигналов $s_{OM-H}(t)$ к сигналам $s_{OM-Y}(t)$.

Так, согласно табл. 2.2, при значении параметра $m_{OM} = 0,5$, коэффициент повышения энергии от применения сигналов ОМ-У будет равен $\varepsilon_{\Pi} = 2$. А снижение m_{OM} до значения 0,1 обеспечит почти трехкратное повышение.

Полученный результат позволяет утверждать о повышении энергии информационных составляющих разработанных сигналов ОМ-У по отношению к классическим конструкциям, формируемым технологиями однополосной модуляции. И поскольку при этом обеспечивается повышение энергетического потенциала именно информационного контента, при сохранении общей сигнальной энергии, то можно утверждать, что применение таких сигналов, при прочих равных условиях, приведет к увеличению достоверности их приема, т.е.

к повышению помехоустойчивости сетей и ЛРС ДМД.

Таким образом, в ходе проведения исследования была доказана возможность формирования сигналов ОМ-У методом квадратурного синтеза.

В результате получено аналитическое уравнение, в которое введен параметр управления пилот-сигналом, позволяющий изменять уровень несущего колебания результирующего сигнала ОМ-У.

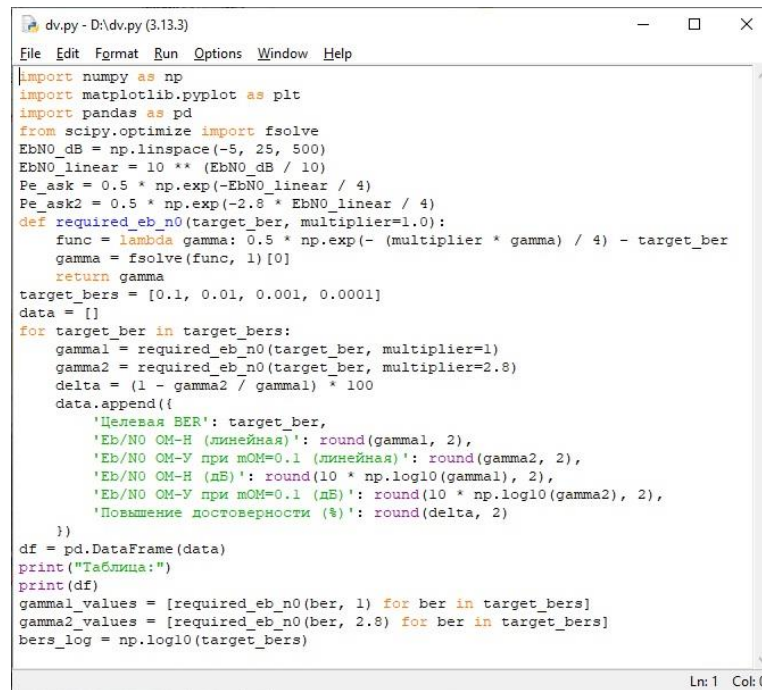
На основе аналитического уравнения разработана структурная схема модулятора, позволяющего формировать сигналы ОМ-У с заданным уровнем несущего колебания в их спектре.

Рассчитан уровень повышения энергетического потенциала информационных составляющих спектра, за счет возможности перераспределения мощности, получаемой в результате снижения уровня пилот-сигнала.

Поскольку изначально на несущее колебание в сигналах ОМ приходится $2/3$ всей мощности, а достоверность приема определяется помехоустойчивостью именно информационной части сигнала, то можно утверждать следующее. Полученное значение энергетического коэффициента в 2,8 раз, обеспечиваемое за счет перераспределения мощности пилот-сигнала, как раз и будет способствовать повышению достоверности приема сигналов ОМ, и составит от 16 до 64%.

При этом следует учитывать, что повышение достоверности становится возможным только за счет перераспределения энергии между спектральными компонентами несущего колебания и информационных составляющих.

Оценка повышения достоверности производилось согласно принятым критериям в программной среде IDLE (язык Python). Фрагмент кода представлен на рисунке 2.13



```

dv.py - D:\dv.py (3.13.3)
File Edit Format Run Options Window Help
import numpy as np
import matplotlib.pyplot as plt
import pandas as pd
from scipy.optimize import fsolve
EbN0_dB = np.linspace(-5, 25, 500)
EbN0_linear = 10 ** (EbN0_dB / 10)
Pe_ask = 0.5 * np.exp(-EbN0_linear / 4)
Pe_ask2 = 0.5 * np.exp(-2.8 * EbN0_linear / 4)
def requiredEbN0(target_ber, multiplier=1.0):
    func = lambda gamma: 0.5 * np.exp(-(multiplier * gamma) / 4) - target_ber
    gamma = fsolve(func, 1)[0]
    return gamma
target_bers = [0.1, 0.01, 0.001, 0.0001]
data = []
for target_ber in target_bers:
    gamma1 = requiredEbN0(target_ber, multiplier=1)
    gamma2 = requiredEbN0(target_ber, multiplier=2.8)
    delta = (1 - gamma2 / gamma1) * 100
    data.append({
        'Целевая BER': target_ber,
        'Eb/N0 ОМ-Н (линейная)': round(gamma1, 2),
        'Eb/N0 ОМ-У при mOM=0.1 (линейная)': round(gamma2, 2),
        'Eb/N0 ОМ-Н (дБ)': round(10 * np.log10(gamma1), 2),
        'Eb/N0 ОМ-У при mOM=0.1 (дБ)': round(10 * np.log10(gamma2), 2),
        'Повышение достоверности (%)': round(delta, 2)
    })
df = pd.DataFrame(data)
print("Таблица:")
print(df)
gamma1_values = [requiredEbN0(ber, 1) for ber in target_bers]
gamma2_values = [requiredEbN0(ber, 2.8) for ber in target_bers]
bers_log = np.log10(target_bers)

```

Рисунок 2.13 – Фрагмент кода, используемого для оценки повышения достоверности, снимок экрана среды разработки IDLE

В современных системах связи, используемых в декаметровом диапазоне, передача несущей обычно не осуществляется, что позволяет существенно повысить энергоэффективность. Вместе с тем, полное отсутствие несущей усложняет прямое измерение параметров качества канала, таких как отношение сигнал/шум (ОСШ). Для решения этой задачи рассматривается возможность использования несущей как пилот-сигнала, которая не участвует в передаче информационного сигнала, но служит опорой для оценки качества радиоканала.

Несущая в этом случае выступает в качестве эталонного сигнала с известной мощностью и частотой, который передаётся вместе с боковой полосой. На приёмной стороне её можно выделить с помощью узкополосного фильтра, измерить уровень относительно шума и использовать для прямого измерения ОСШ, что позволяет в реальном времени контролировать качество канала, реализовывать адаптивные схемы обработки и фильтрации сигнала, а также оптимизировать работу приёмника без вмешательства в полезную информацию. Такой подход позволит сохранить энергетическую эффективность ОМ в условиях сложной обстановки в каналах, одновременно обеспечивая

дополнительный инструмент для контроля и управления качеством связи. Несмотря, на то, что сохранение пилот-сигнала влечёт за собой небольшое снижение энергетической эффективности, компромисс оправдан в условиях, где надёжная оценка ОСШ критична для адаптивного управления передачей, а также позволяет сохранить совместимость с обширным парком радиооборудования, включающего устаревшие модели. В частности, в [117, 118, 119] описывается пример измерения ОСШ смеси гармонического сигнала и шума.

В качестве альтернативного способа предлагается виртуально разбить несущую на временные интервалы, с целым числом периодов, и рассматривать передаваемую несущую как относительную фазовую модуляцию, передающую только нули. В дальнейшем, это позволит вычислять отношение сигнал/шум по отклонениям фаз демодулируемого сигнала, а также определять частотное смещение путем усреднения фаз. Ряд способов рассматривается в [120], наиболее интересным из которых является способ оценки частотного смещения, который в т. ч. позволяет оценивать ОСШ. Сумма колебаний длительности T_0 будет представлять из себя групповой сигнал на длительности элементарной посылки T . После переноса спектра модулированного сигнала на рабочую частоту передатчиком и обратного преобразования на приёмной стороне в демодулятор поступает сигнал, смещённый по частоте относительно исходного на величину $\delta\omega$. В системе с относительной фазовой манипуляцией, где информация закодирована в разности фаз, это частотное смещение приводит к увеличению постоянной составляющей на величину $\delta\omega = \delta\omega T$.

Демодулятор приемной стороны на длительности k -й посылки формирует значения разности фаз $\Delta\phi_k = \phi_k - \phi_{k-1}$, которые будут отличаться от значений на выходе модулятора вследствие частотного смещения и канальных помех.

В качестве закона распределения разности фаз используется распределение Мизеса [121]

$$W(\Delta\phi) = \frac{1}{2\pi I_0(D)} \exp(D \cos(b(\Delta\phi - \delta\hat{\phi}))), \quad \Delta\phi = [0 \dots 2\pi), \quad (2.11)$$

где $I_0(D)$ — модифицированная функция Бесселя первого рода нулевого порядка; b — параметр, соответствующий количеству вершин функции распределения (позиций ОФМ); $\delta\hat{\phi}$ — параметр распределения, совпадающий с искомым значением смещения фазы; D — параметр распределения.

Оценка среднего значения отклонения разности фазы от ожидаемого значения рассматривается в [121]. Тогда оценку $\delta\hat{\phi}$, полученную методом максимального правдоподобия для сигнала с двухпозиционной ОФМ на соответствующей K элементарным посылкам длительности T , можно определить путем решения характеристического уравнения

$$\sum_{k=1}^K \sin(2(\Delta\phi_k - \delta\phi)) = 0, \quad (2.12)$$

квазиоптимальное решение которого будет иметь вид [122]

$$\delta\hat{\phi} = \arg(\sum_{k=1}^K \exp(i\delta\phi_k)). \quad (2.13)$$

Здесь $i = \sqrt{-1}$, k — номер элементарной посылки; $\delta\phi_k$ — угол, на который отклоняется разность фаз $\delta\hat{\omega} = \delta\hat{\phi}/T$ от ближайшего ожидаемого значения, равного 0 или π в режиме двухпозиционной ОФМ. Оценка частотного смещения $\delta\hat{\omega} = \delta\hat{\phi}/T$.

Таким образом использование несущего колебания становится актуальным ввиду возможности оценки ОСШ и компенсации частного смещения.

Выводы по второй главе

1. Синтез сигналов АМ на основе квадратурного синтеза является альтернативным решением технологиям формированию на основе фильтрации. При этом при любых изменениях индекса модуляции в квадратурном модуляторе, уровень пилот-сигнала остается постоянным.

2. Синтез сигналов ОМ с подавленной несущей посредством квадратурного модулятора возможен только при условии приведения модулирующего сигнала к аналитическому виду. При этом наличие верхней или нижней боковой полосы в результирующем сигнале определяется результатом сложения или вычитания синфазной и квадратурной составляющих на выходе модулятора.

3. Для сохранения несущего колебания в формируемом сигнале ОМ при его квадратурном синтезе, необходимо, соответственно, в квадратурный и синфазный канал дополнительно добавлять несущее колебание и его сопряженную по Гильберту копию. При этом временная структура сигнала АМ и сигнала ОМ с сохраненным несущим колебанием аналогичны, за исключением того, что у последних при смене символа сохраняется постоянство фазы. Сохранение несущего колебания актуально ввиду возможности оценки по нему ОСШ и компенсации частного смещения.

4. Для управления уровнем несущего колебания в сигнале ОМ, необходимо в уравнение его аналитического синтеза ввести параметр управления пилот-сигналом. Новый класс сигналов определим, как сигналы однополосной модуляции с управляемым уровнем несущей.

5. Коэффициент повышения энергии, обеспечиваемый сигналами ОМ с регулируемой несущей, при значении параметра управления уровнем пилот-сигнала равном $m_{\text{ОМ}} = 0,1$ составит 2,8 раз.

Научная новизна и теоретическая значимость новых научных результатов в том, что впервые:

- доказана возможность формирования сигналов ОМ методом

квадратурного синтеза, отличающаяся от ранее известных управляемым уровнем несущего колебания;

- введено понятие параметра управления пилот-сигналом, и определено его место в уравнении аналитического синтеза сигналов ОМ;

- обоснована возможность перераспределения мощности, высвободившейся в результате изменения уровня несущего колебания, для повышения энергоэффективности (дальности) связи;

- получено уравнение аналитического синтеза сигналов ОМ с управляемым уровнем несущего колебания.

Практическая значимость новых научных результатов в том, что впервые:

- получены значения коэффициентов повышения энергии, составляющее до 2.8 раз, приходящейся на информационные составляющие в зависимости от изменения величины параметра управления уровнем несущего колебания сигнала ОМ, позволяющие повысить достоверность не менее чем на 16% и до 64%.

Таким образом, разработка сигналов однополосной модуляции с управляемым уровнем несущего колебания в интересах повышения достоверности приема в сетях и линиях радиосвязи ДМД, позволила решить научную задачу в рамках первого научного положения.

ГЛАВА 3. МЕТОД УПРАВЛЕНИЯ ЧАСТОТНЫМ РЕСУРСОМ РАДИОЛИНИЙ В СЕТЯХ РАДИОСВЯЗИ ДЕКАМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА, ПОЗВОЛЯЮЩИЙ ОБЕСПЕЧИТЬ ПОВЫШЕНИЕ СВОЕВРЕМЕННОСТИ ПЕРЕДАЧИ СООБЩЕНИЙ В РЕЖИМЕ С ПРОГРАММНОЙ ПЕРЕСТРОЙКОЙ РАБОЧЕЙ ЧАСТОТЫ, ПРИ КОТОРОМ ПРИГОДНОСТЬ ТЕКУЩЕГО КАНАЛА НА РАБОЧЕЙ ЧАСТОТЕ ОЦЕНИВАЕТСЯ ПО РЕЗУЛЬТАТАМ ОБРАТНОЙ ПЕРЕДАЧИ ПО НЕМУ КВИТАНЦИИ

Сложность организации радиосвязи в декаметровом диапазоне радиоволн обусловлена их ионосферным распространением [25, 101], характеризующимся глубокими замираниями случайного характера. В таких условиях сложно рассчитывать на своевременность передачи сообщений, ввиду достаточно низкой устойчивости радиолиний, использующих для организации радиосвязи только одну рабочую частоту [102, 103].

Учитывая указанные обстоятельства, на практике широкое распространение получил, режим частотной адаптации [5, 6], предполагающий смену рабочей частоты в случае снижения качества канала. Однако успешная организация такого режима изначально предполагает наличие обратного служебного канала с высоким качеством связи, что достаточно сложно обеспечить при ионосферном распространении радиоволн.

Другой альтернативой видится применение режима с программной перестройкой рабочей частоты [81, 83, 103, 104], широко используемого в сетях сотовой связи для борьбы с многолучевым распространением радиоволн в условиях урбанизированной местности. В стандартах GSM эта процедура получила название *Frequency Hopping Mode* [105, 106].

Следует понимать, что если в ОВЧ-диапазоне положительный эффект от режима программной перестройки рабочей частоты достигается за счет кратковременности работы радиолинии на каждой из используемых частот [82-84], что исключает необходимости их контроля, то в декаметровом канале сложно рассчитывать на высокую скорость перестройки рабочей частоты. Поэтому эффективное использование такого режима возможно только при

наличии возможности контроля пригодности рабочих частот, выделяемых для перестройки [104].

Вместе с тем традиционный подход к контролю частот, основанный на предварительном зондировании выбранного участка диапазона, не гарантирует того, что в тот момент, когда канал будет выбран для работы, он окажется пригодным. Поэтому для разработки метода, в рамках решения научной задачи, предлагается использовать метод проактивного контроля, который предполагает оценку пригодности рабочих частот непосредственно или в ходе их непосредственного применения для передачи информации.

3.1 Анализ ресурса времени, затрачиваемого на передачу сообщений при реализации традиционного режима с программной перестройкой рабочей частоты в сетях и линиях радиосвязи декаметрового диапазона

Для начала целесообразно рассмотреть особенности использования режима медленной перестройки рабочей частоты в линиях ДМД с точки зрения временного ресурса, затрачиваемого на передачу блока информации в условиях наличия непригодных каналов.

Реализация режима с программной перестройкой рабочей частоты в ДМД, как правило, ограничена скоростью до 50 скачков в секунду (ск/с) [59]. Следовательно, продолжительность передачи на каждой из рабочих частот не превышает 20 мс. Эти особенности обусловлены характеристиками ионосферного канала, условиями распространения РРВ и подтверждаются рекомендациями для стандарта коротковолнового диапазона радиосвязи *MIL-STDB* (стандарт *MIL-STDB* определяет унифицированный синхронный протокол 3-го поколения для обмена данными в КВ-диапазоне) [53], который является модернизацией стандарта *MIL-STDA*, более известного как стандарт – *Automatic Link Establishment (ALE)* [107].

Анализ общедоступных подходов к организации самого режима с программной перестройкой рабочей частоты показал, что при заявляемых до

1024 частот для работы [95], на практике, при организации связи преимущественно используют порядка 32-40 рабочих каналов (например, в радиостанциях серии «Акведук» Р-168, радиостанции средней мощности Р-166, радиостанции «Аметист-М») [108].

В интересах дальнейшего проведения исследования рассмотрим ситуацию в соответствии с [95], согласно которой осуществляется прием/передача 100 символьных сообщений с использованием 32 рабочих каналов в двухстороннем режиме с программной перестройкой рабочей частоты со скоростью 50 ск/с при 12 вызывных частотах.

Тогда общий ресурс времени, затрачиваемый на передачу сообщений, с учетом вхождения в синхронизацию, составит

$$T_{\Sigma} = T_{\text{сх}} + T_{\text{ин}}, \quad (3.1)$$

где $T_{\text{сх}}$ – время на вхождение в синхронизацию и установление связи; $T_{\text{ин}}$ – время на передачу символьных сообщений.

Далее будем полагать, что в ЛРС сетей ДМД ведется передача сообщений в режиме с программной перестройкой рабочей частоты со скоростью $V = 50$ ск/с. То есть время пребывания на каждой субчастоте составит $\Delta t = 1/V = 20$ мс.

Допустим, что длительность как тестовых, так и информационных блоков совпадает со скоростью перестройки и равна $\Delta T = 20$ мс, т.е. $\Delta t = 1/V = \Delta T$.

Полагая, что при установлении синхронизации выделяется 12 частотных каналов, а контроль осуществляется по результатам анализа только одного тестового блока, то выделяемый объем тестовых блоков составит $U_0 = 12$. А время, необходимое для синхронизации, будет равно

$$T_{\text{сх}} = U_0 \times \Delta t = 12 \times 20 = 240 \text{ мс.}$$

Тогда для объема передаваемого символьного сообщения равного $U = 320$ блоков, общий ресурс времени, согласно формуле (3.1), составит

$$T_{\Sigma} = U_0 \times \Delta t + U \times \Delta t = 12 \times 20 + 320 \times 20 = 6,64 \text{ с.} \quad (3.2)$$

Полученное время соответствует условиям, что все выделяемые каналы как для синхронизации, так и для передачи информации, будут пригодными для

работы. В случае если качество канала на одной из рабочих частот не соответствует требованиям, то потерянная информация, передаваемая на этой частоте, должна быть передана повторно [95, 103].

Даже если допустить, что в качестве обратных каналов (т.е. каналов, которые гипотетически считается пригодным и всегда, на всем протяжении сеанса связи) используются 12 каналов синхронизации, и в режиме программной перестройкой рабочей частоты обеспечивается равномерный выбор рабочих частот.

Тогда общее время, затрачиваемое на передачу с учетом непригодности хотя бы одной частоты T_{Ξ} , будет складываться из времени, затрачиваемого на передачу исходной информации T_{Σ} , в соответствии с формулой (3.2), времени, затрачиваемого на обратную передачу информационных блоков переданных с ошибками (будем полагать, что непереданные блоки передадут сразу по окончании сеанса связи по каналам синхронизации) $T_{\text{обр}}$, и времени, необходимого для повторной передачи информационных блоков, переданных с ошибками $T_{\text{доп}}$.

$$T_{\Xi} = T_{\Sigma} + T_{\text{обр}} + T_{\text{доп}}. \quad (3.3)$$

Заметим, что формула получена без учета повторной синхронизации ЛРС для вхождения в режим перестройки рабочей частоты.

В итоге, для условия, что в режиме программной перестройки рабочей частоты используется набор из $N_F = 32$ частот, то непригодность одного частотного канала при условии равномерного использования частот приведет к тому, что 10 блоков будут переданы с ошибками. С учетом повторной синхронизации искомое время составит:

$$\begin{aligned} T_{\Xi} &= T_{\Sigma} + T_{\text{обр}} + T_{\text{доп}} = (12 \times 20 + 320 \times 20) + (10 \times 20) = \\ &= 6640 + 200 = 6840 = 6,84 \text{ с.} \end{aligned}$$

Очевидно, что в расчетном случае произойдет увеличение потребного времени на 3%, с учетом времени необходимого на повторную синхронизацию в

режиме с программной перестройкой рабочей частоты.

Полученный результат возможен только в том случае, если будет выявлен номинал непригодной частоты, и она будет исключена из списка рабочих частот. В противном случае, часть информации, которая вновь будет передана на непригодной частоте, также будет непринята повторно.

Для недопущения такой ситуации на приемной стороне должен обязательно проводиться контроль пригодности рабочих каналов. В широко известных алгоритмах он проводится по окончании сеанса передачи информации, а сведения о результатах контроля транслируются на передающую сторону.

При таком допущении время T_{Ξ} , по сравнению с выражением (3.3), увеличится на время дополнительного контроля частот, выделенных для режима с перестройкой рабочей частоты $T_{\text{к доп}}$, и на время передачи данных о непригодных каналах $T_{\text{нк}}$ на передающую сторону. В результате T_{Ξ} составит

$$\begin{aligned} T_{\Xi} &= T_{\Sigma} + T_{\text{к доп}} + T_{\text{обр}} + T_{\text{нк}} + T_{\text{доп}} = \\ &= (U_0 \times \Delta t + U \times \Delta t) + N_F \times \Delta t + N_n \times \Delta t + \frac{U}{N_F} N_n \times \Delta t \end{aligned} \quad (3.4)$$

где N_n – количество непригодных каналов (полагая, что данные о каждом канале передаются блоком равным времени пребывания на одной частоте в режиме с перестройкой рабочей частоты), N_f – количество пригодных каналов.

Тогда, считая, что $N_n = 1$, для рассматриваемого случая получим:

$$\begin{aligned} T_{\Xi} &= T_{\Sigma} + T_{\text{к доп}} + T_{\text{обр}} + T_{\text{нк}} + T_{\text{доп}} = \\ &= (U_0 \times \Delta t + U \times \Delta t) + N_F \times \Delta t + N_n \times \Delta t + \frac{U}{N_F} N_n \times \Delta t = \\ &= (U_0 + U + N_F + N_n + \frac{U}{N_F} N_n) \times \Delta t = \\ &= (12 + 320 + 32 + 1 + 10) \times 20 = 7,5 \text{ с} \end{aligned} \quad (3.5)$$

Согласно полученным результатам, T_{Ξ} увеличится более чем на 9,6 % по

отношению ко времени, затрачиваемому на передачу исходной информации T_{Σ} .

Для рассматриваемого алгоритма такое повышение ресурса времени оправдано, поскольку исключает повторное использование непригодных частот в дальнейшем. Однако с увеличением объема передаваемой информации и количества пораженных частот требуемый временной ресурс будет значителен. Так, при том же объеме данных наличие 15 непригодных каналов повысит общее время до 10,18 сек. (возрастание на 53,3%). А для случая 31 непригодных частот общее время возрастет до 14,1 сек. (возрастание на 123%).

Выражение (3.4) характеризует обобщенный случай, учитывающий произвольные исходные данные, в котором время, затрачиваемое на повторную (дополнительную) передачу может быть представлено как

$$T_{\text{доп}} = \frac{U}{N_F} N_n \Delta t, \quad (3.6)$$

где N_n – количество непригодных частот.

Тогда общий ресурс, необходимый для передачи информации с учетом времени, потраченного на выявление непригодных частот, может быть получен из выражения (3.5)

$$T_{\Xi} = \left(2U_0 + U + N_F + N_n \left[\frac{1+U}{N_F} \right] \right) \times \Delta t. \quad (3.7)$$

Формула (3.7), в отличие от (3.5), учитывает повторную синхронизацию ЛРС для реализации режима с программной перестройкой рабочей частоты, необходимую для передачи информационных блоков, принятых с ошибками по непригодным каналам.

Следует отметить, что формула (3.7) получена при условии, что каналы, используемые для синхронизации, всегда пригодны.

Общий подход к реализации предполагаемого алгоритма работы в режиме с программной перестройкой рабочей частоты, описываемого выражением (3.7) и рассматриваемого с позиций традиционного, представлен на рис. 3.1.

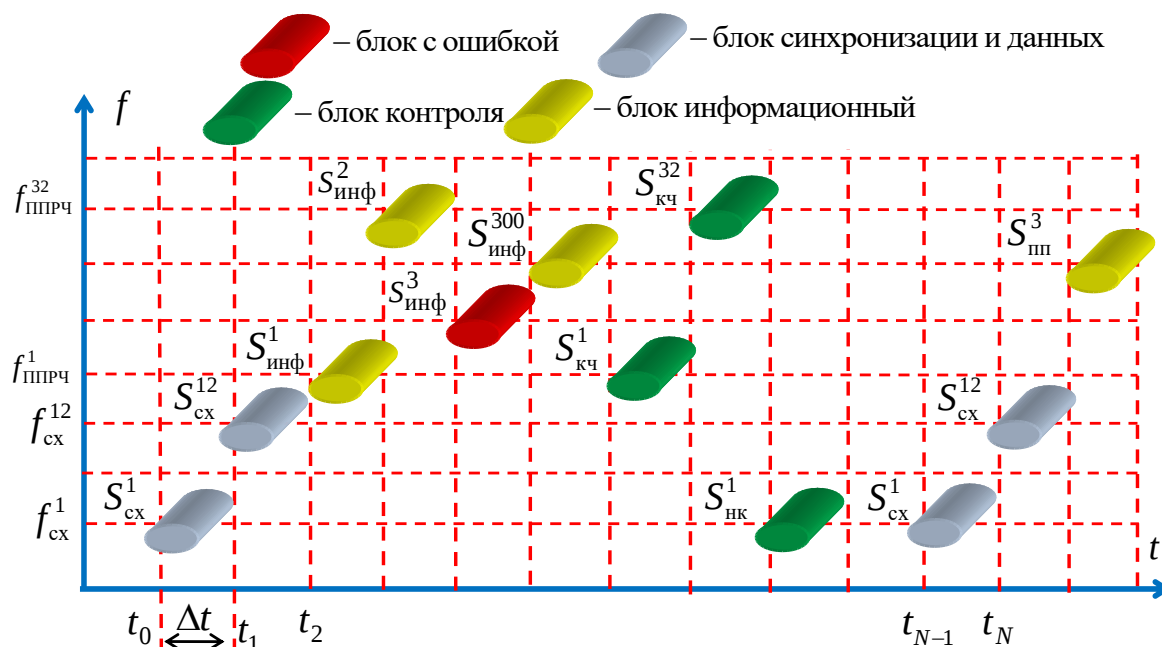


Рисунок 3.1 – Принцип традиционной передачи сообщений в режиме с программной перестройкой рабочей частоты

На рис. 3.1 представлена частотно-временная плоскость, где показаны:

$f^1_{сх} \dots f^{12}_{сх}$ – двенадцать частотных позиций, используемых на стадии обеспечения синхронизации и вхождения в связь, здесь $S_{сх}$ – блок синхронизации, верхний индекс – порядковый номер;

$f^1_{ппрч} \dots f^{32}_{ппрч}$ – тридцать две частотных позиции, используемых для передачи информации в режиме с программной перестройкой рабочей частоты, здесь $S_{инф}$ – блок информации, верхний индекс – номер по порядку, всего 300 информационных блоков, в том числе используемый для повторной передачи $S^3_{пп}$, с порядковым номером 3;

тридцать два блока $S_{кч}$, характеризующих временной интервал, в пределах которого оценивается качество каналов, используемых в режиме с программной перестройкой рабочей частоты;

информационный блок, принятый с ошибкой $S^3_{инф}$ под номером 3 и информационный блок с номером непригодного канала $S^1_{нк}$, передаваемого на первой частоте синхронизации.

Отметим, что на данной стадии исследования рассмотренный алгоритм

работы хотя и является гипотетическим и может отличаться от алгоритмов, реализуемых производителями на практике, однако он достаточно полно отражает временной ресурс, затрачиваемый на передачу блока информации в режиме с программной перестройкой рабочей частоты, в условиях наличия непригодных каналов. Вместе с тем результаты проведенного анализа временного ресурса, затрачиваемого на реализацию режима с программной перестройкой рабочей частоты в различных условиях, позволяют судить о его избыточности, что указывает на возможность его сокращения, например, за счет изменения процедур контроля состояния рабочих каналов.

3.1.1 Методы контроля качества частотных каналов в режиме с программной перестройкой рабочей частоты в сетях ДМД

В настоящее время на практике реализуются три метода контроля: априорный, апостериорный и проактивный.

В соответствии с априорным контролем состояние качества каналов оценивается до непосредственной передачи информации. Такой тип контроля реализован в радиостанциях Р-166.

Апостериорный метод контроля основан на анализе результатов свершившихся операций. Например, в радиостанциях комплекса Р-168 и стандартах ALE по результатам приема делается заключение о соответствии рабочих каналов заданным требованиям (заметим, что в стандартах ALE также применяют и процедуры предварительного отбора рабочего канала).

Однако в рассматриваемой ситуации наиболее рациональным видится применение методов проактивного контроля, в соответствии с которыми анализ качества пригодности рабочих частот производят непосредственно в ходе сеанса связи с последующей отбраковкой каналов, несоответствующих заданным требованиям. Общий принцип реализации процедур проактивного контроля раскрыт на рис. 3.2.

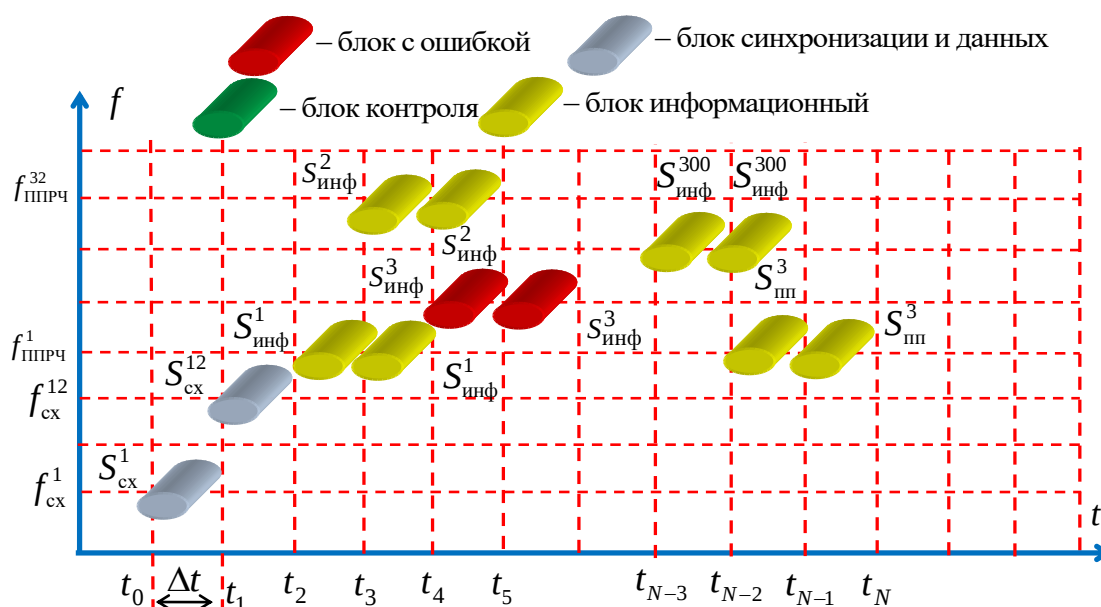


Рисунок 3.2 – Общий принцип реализации известных процедур проактивного контроля пригодности каналов в режиме с программной перестройкой рабочей частоты

Физическую сущность процедур известных алгоритмов реализации проактивного контроля пригодности каналов в режиме с программной перестройкой рабочей частоты рассмотрим с позиций рассмотренного ранее примера.

После обеспечения синхронизации ЛРС и вхождения в связь, организованных аналогично традиционного подхода, последовательно на каждой из 32 рабочих частот, используемых в режиме с программной перестройкой рабочей частоты, осуществляют передачу информационных блоков с передающей стороны ЛРС.

При этом с приемной стороны ЛРС принятый блок транслируют обратно на частоте приема в тот момент времени, когда передающая сторона передает тестовый блок уже на следующей частоте из адресной группы рабочих частот, выделенных для режима с перестройкой.

Так, в соответствии с рис. 3.2, в момент времени t_2 передают первый информационный блок $S^1_{инф}$ на частоте $f^1_{ппрч}$. В момент времени t_2 передают второй информационный блок $S^2_{инф}$ на частоте $f^2_{ппрч}$, и в это же время на частоте $f^1_{ппрч}$ информационный блок $S^1_{инф}$ передают обратно, и так далее. Но канал на

частоте $f_{\text{ППРЧ}}^3$ оказался непригодным и информационный блок $S_{\text{инф}}^3$ был передан с ошибкой. Работа ЛРС не прекращается до окончания передачи всех 300 информационных блоков в момент времени t_{N-3} . И после этого в момент времени t_{N-2} на рабочей частоте пригодного канала $f_{\text{ППРЧ}}^1$ повторно передают информационный блок $S_{\text{инф}}^3$.

Полученные результаты указывают на возможность сокращения ресурса времени, необходимого на передачу информационных блоков в режиме с программной перестройкой рабочей частоты за счет применения процедур проактивного контроля.

3.2 Метод проактивного контроля пригодности текущего канала на рабочей частоте в режиме с программной перестройкой рабочей частоты

Перейдем к рассмотрению разработанного в диссертации способа проактивного контроля пригодности рабочих частот.

3.2.1 Общая постановка задачи на разработку способа проактивного контроля пригодности каналов

Исходными данными для разработки метода проактивного контроля выступают:

- диапазон частот, выделяемый для работы ЛРС в режиме с программной перестройкой рабочей частоты;
- объем передаваемых сообщений;
- скорость перестройки с одной рабочей частоты на другую в режиме с программной перестройкой рабочей частоты;
- требования по своевременности передачи сообщений.

При выборе диапазона рабочих частот для режима с программной перестройкой рабочей частоты далеко не все позиции диапазона частот, выделяемого для ЛРС ДМД, могут быть использованы для формирования рабочего списка. Это связано не только с работой сторонних радиоэлектронных средств, но и с особенностью ионосферного РРВ, когда изначально ширина

допустимого частотного диапазона определяется номиналом оптимальной рабочей частоты.

В качестве допущений и накладываемых ограничений при разработке метода определим следующие:

- время контроля пригодности рабочего канала не должно превышать времени передачи сообщений на рабочей частоте, которое определяется в соответствии со скоростью перестройки;

- наличие запасных частот, определяемое списком рабочих частот, должно позволять проводить их своевременную замену в случае выявления непригодности канала;

- считаем, что время, отводимое для реализации процедур модуляции/демодуляции, а также для настройки возбуждителя и коммутации приемно-передающих трактов, пренебрежительно мало по отношению к времени работы радиолинии на рабочей частоте (далее по тексту – субчастоте) в режиме с программной перестройкой рабочей частоты.

- считаем, что используемые на физическом уровне помехоустойчивое кодирование и процедуры синхронизации обеспечивают абсолютную надёжность передачи одиночного тестового и информационного блоков. Таким образом, любой принятый с ошибкой блок считается следствием непригодности частотного канала, а не недостатков сигнально-кодовой конструкции.

3.2.2 Обоснование основных этапов метода проактивного контроля пригодности каналов в режиме с программной перестройкой рабочей частоты

В основе разработанного метода проактивного контроля пригодности каналов в режиме с программной перестройкой рабочей частоты положен принцип, исключающий использование гипотетического обратного высококачественного канала. Это объясняется тем, что в качестве обратного задействуют сам рабочий канал в тот момент, когда основная информация передается уже по следующему рабочему каналу, выбранному согласно

алгоритму перестройки рабочей частоты.

Предложенная концепция построена на базе способов, описанных в работах [88, 94, 95], где процедуры анализа пригодности рабочих каналов производятся непосредственно перед передачей сообщений. При этом тестируемый радиоканал используется в качестве обратного, по которому осуществляется передача информации о результатах проверки его пригодности.

В соответствии с вышесказанным, ниже приведены основные этапы предлагаемого способа.

Этап 1. В зависимости от используемого типа канала радиолинии генерируется список рабочих частот в соответствии с условиями распространения и помеховой обстановкой. После этого с учетом имеющихся радиоданных он дополнительно уточняется, как и порядок их замены ввиду появления непригодных радиоканалов, выявленных в ходе сеанса связи.

Этап 2. Из списка адресной группы источник информации последовательно на каждой из частот передает закодированный помехоустойчивым кодом тестовый блок данных, известный на приемной стороне.

Этап 3. Приемник получает данные, по контрольной сумме проверяет их целостность и, если все в порядке, по обратному каналу отправляет положительную квитанцию. Если данные отсутствуют, или повреждены, отправляется отрицательная квитанция. Подтверждение получения переданного текстового блока передается на той же частоте, на которой было принято сообщение. Обратная передача осуществляется в тот момент времени, когда передающая сторона посылает тестовый блок уже на следующей частоте из адресной группы. Двусторонняя передача «тестовый блок – квитанция» производится последовательно на всех частотах из адресной группы. Для повышения точности результатов тестирования, передача тестовых блоков производится со скоростью, на которой планируется передавать информационные блоки.

На передающей стороне оценивается значение принятой квитанции. По

результатам анализа принимается итоговое решение о целесообразности дальнейшего использования тестируемого канала для сеанса связи. Если квитанция принимает положительное значение – канал пригоден для дальнейшего сеанса связи, если не принята вовсе или имеет отрицательное значение – канал не пригоден.

Очевидно, что даже в условиях сильных помех, передача данных в виде обратной квитанции гораздо надежнее обратной передачи основного текстового сообщения, за счет меньшего объема данных передаваемых в квитанции, и как следствие возможности ее кодирования высоконадежным помехоустойчивым кодом, значительно превышающим помехозащищенность основного сообщения. Дополнительно, квитирование позволяет осуществлять простейшую многократную повторную передачу в течение длительности такта основного сообщения. В таком случае обеспечивается однозначность ее различения на принимающей стороне, так как вероятность инверсии квитанции из положительной в отрицательную пренебрежимо мала. Применение механизма квитирования вместе с алгоритмом обратного включения канала, рассматриваемым далее, и являются одним из ключевых отличий предлагаемой концепции от способов, ранее рассматриваемых в [88, 94, 95].

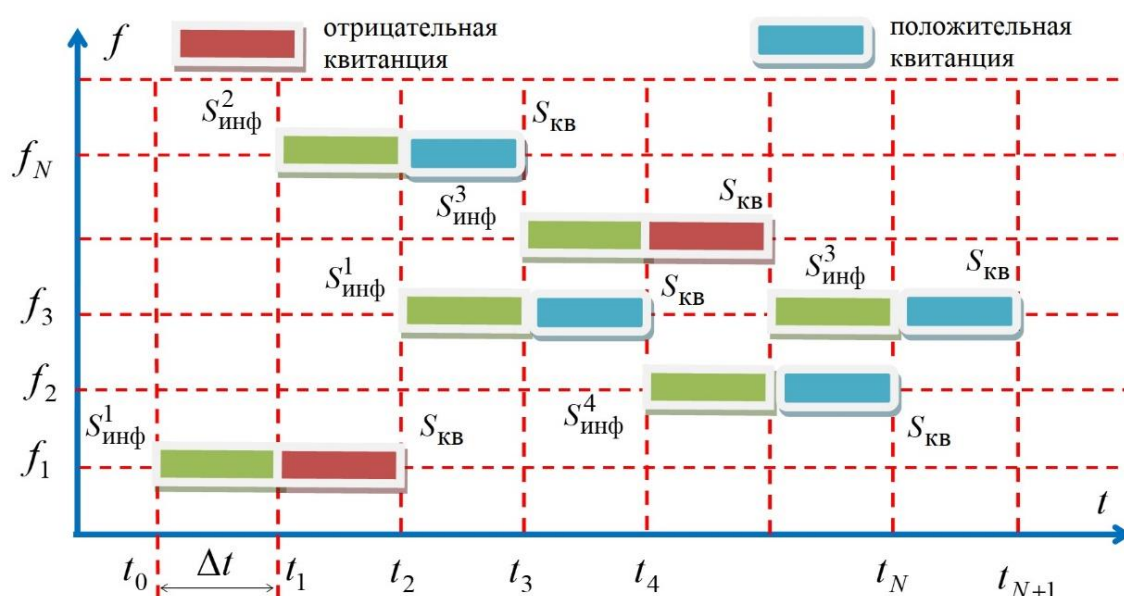


Рис. 3.3. Принцип тестирования рабочих частот в предлагаемом методе

В предлагаемой концепции для тестирования потребуется время, определяемое следующим образом

$$T_{\Sigma} = (N + 1) \times \Delta t, \quad (3.8)$$

где N – количество частот в адресной группе; Δt – длительность временного интервала, определяемого скоростью перестройки с одной рабочей частоты на другую в режиме с программной перестройкой рабочей частоты.

Этап 4. После подбора адресной группы рабочих частот осуществляется передача сообщения посредством информационных блоков длительностью Δt . При этом передача осуществляется только на тех частотах, которые были отобраны в ходе предыдущего этапа.

Сам процесс передачи осуществляется аналогично процессу тестирования, т.е. на приемной стороне квитанцию о принятом информационном блоке передают обратно на той же частоте, на которой он был принят.

Этап 5. В случае непригодности канала запускается механизм исключения частоты из списка используемых. При дальнейшей передаче текущего сообщения эта частота определённое время (далее интервал блокировки) не будет использоваться, после чего автоматически включится в список. Во время смены рабочей частоты из адресной группы информационный блок повторно передается на следующей рабочей частоте.

Анализ описанных процедур показывает, что в случае непригодности канала произойдет задержка при передаче сообщения только на длительности одного информационного блока, поскольку на следующем этапе данный канал будет исключен из рабочего списка.

Механизм повторного включения ранее отключённого канала в режиме перестройки рабочей частоты включается через временной интервал блокировки T . Для каждого из отключённых каналов отсчёт времени ведётся независимо друг от друга. В общем случае для каждого из каналов длительность его блокировки может быть различной. Длительность интервала T для каждой из частот должна определяться периодом функции корреляции на этой частоте. Однако, на практике эта длительность заранее неизвестна и может быть оценена только

путём постоянного тестирования данной частоты. Такой подход несовместим с необходимостью высокоскоростной передачи сообщений. Поэтому предлагается задать длительность интервала блокировки T одинаковым для всех частот, выбранных в качестве рабочих для текущего сеанса связи.

Учитывая, что длительность интерференционных замираний в декаметровом канале достигает 1 мин, данный интервал времени может быть выбран в качестве опорной точки для задания интервала блокировки отключенного канала T . Такая схема гарантирует, что отключённый канал не проверяется слишком часто (чтобы не нагружать систему), но и не остаётся в режиме ожидания слишком долго.

3.3 Оценка эффективности разработанного способа проактивного контроля пригодности каналов в режиме с программной перестройкой рабочей частоты

Для оценки эффективности разработанного метода адаптации системы передачи данных используются методы имитационного моделирования.

КВ радиоканал характеризуется наличием замираний. Для описания замираний в радиоканале используется, как правило, функция корреляции. Однако, на практике для оценки данной функции для каждой из рабочих частот необходимо длительное время осуществлять контроль этой частоты, т. е. передачу данных на ней. Данный подход связан с нерациональным расходом частотно-временного ресурса системы передачи данных, приводящим к значительному снижению информационной скорости передачи. С практической точки зрения важным является само наличие функции корреляции с некоторым, заранее неизвестным, периодом. Это позволяет предполагать, что если на некоторой частоте, ранее пригодной для передачи информации, отношение сигнал/шум уменьшилось до величины, не позволяющей передавать данные с заданной достоверностью при использовании определённой сигнально-кодированной конструкции, то в течение некоторого, заранее неизвестного времени, отношение сигнал/шум будет принимать значения, не превышающие данную

величину.

Такой подход [116] позволяет каждую из доступных для передачи частот рассматривать как марковскую цепь с двумя состояниями: «Пригодна для передачи данных» и «Непригодна для передачи данных». Необходимо отметить, что, хотя отношение сигнал/шум и меняется во времени непрерывно, однако при передаче кодовых блоков определённой длительности, на качество связи оказывает влияние усреднённая на длительности передачи кодового блока величина отношения сигнал/шум. Поэтому корректно представлять переход из состояния в состояние дискретным процессом, шаг которого соответствует интервалам времени, равным длительности передачи кодового блока.

Вероятности перехода из состояния в состояние определяются периодом функции корреляции, характеризующей замирания в радиоканале. Поскольку данный период заранее неизвестен, то моделирование будет проводиться при различных соотношениях вероятностей перехода. Весь выделенный для связи набор из N частот при описанном подходе представляет собой совокупность из N марковских цепей, в каждой из которых протекает независимый от других цепей случайный процесс.

На первоначальном этапе для передачи сообщений используются все выделенные для связи частоты. Каждое из сообщений передаётся на одной из частот, номер которой определяется программным способом. В случае неуспешной передачи сообщения на какой-либо из частот, данная частота временно исключается из списка рабочих частот на время, длительность которого определяется интервалом блокировки. По истечении заданного времени частота автоматически возвращается в список рабочих частот. При этом, если качество связи на данной частоте не увеличилось за тот период, когда она была исключена из списка, то она вновь будет исключена из списка после передачи первого же сообщения на этой частоте.

Моделирование проводилось при следующих параметрах: количество рабочих частот – 30, интервал блокировки, т.е. длительность временного интервала до повторного использования частоты, оказавшейся непригодной по

результатам передачи – 300 кодовых блоков. Вероятность перехода частоты из состояния 0 (частота пригодна для передачи сообщений с заданным качеством при использовании текущей сигнально-кодовой конструкции) в состояние 1 (частота непригодна для передачи сообщений) p_{01} фиксировалась, а вероятность перехода из состояния 1 в состояние 0 p_{10} принимала ряд последовательных значений.

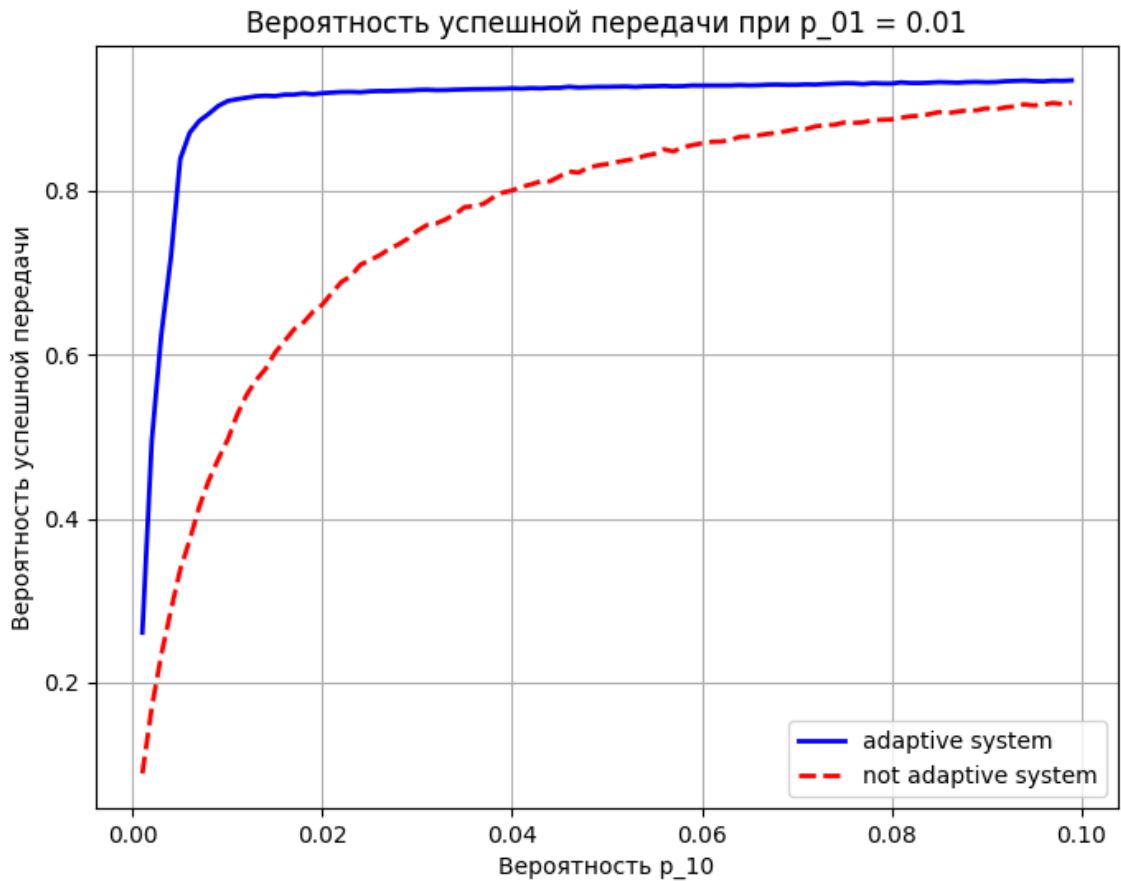


Рисунок 3.4 – Зависимости вероятности успешной передачи от вероятности перехода p_{10} для адаптивной (сплошная линия) и неадаптивной (пунктирная линия) систем при фиксированной вероятности $p_{01} = 0,01$.

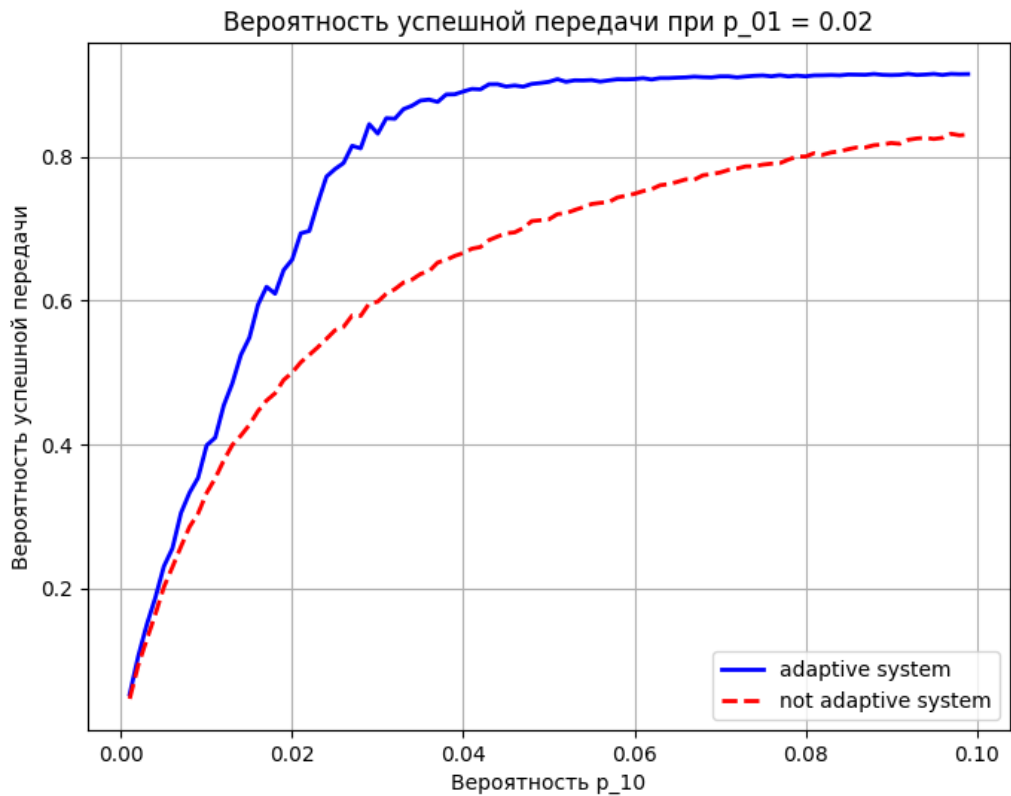


Рисунок 3.5 – Зависимости вероятности успешной передачи от вероятности перехода p_{10} для адаптивной (сплошная линия) и неадаптивной (пунктирная линия) систем при фиксированной вероятности $p_{01} = 0.02$.

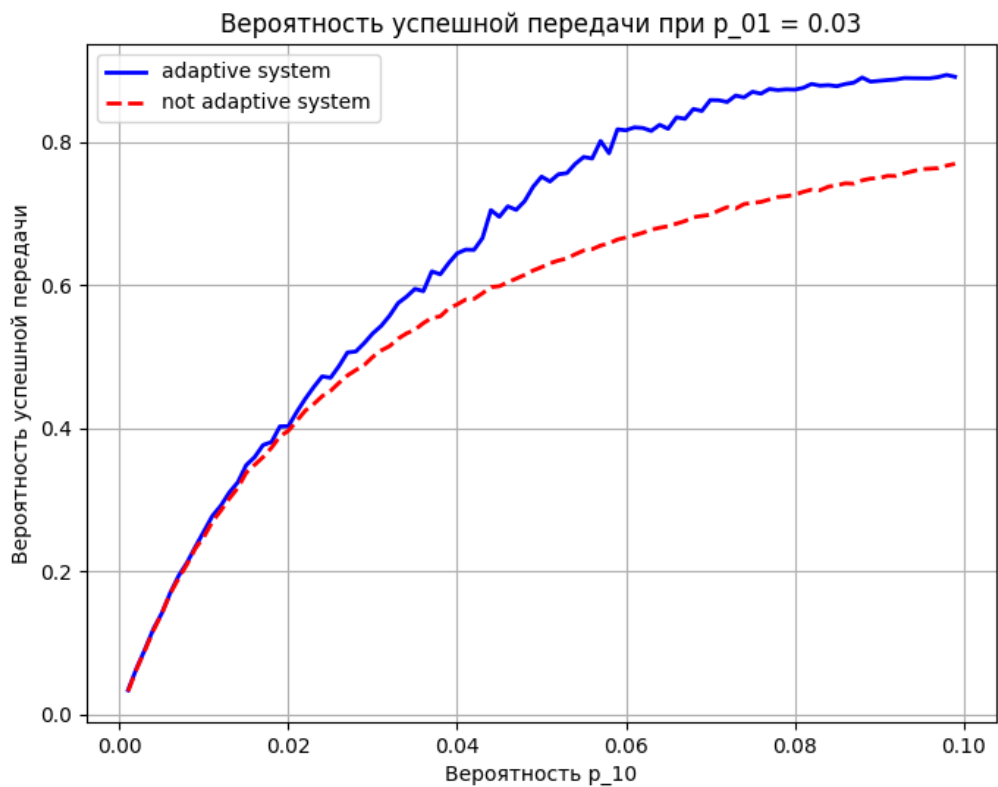


Рисунок 3.6 – Зависимости вероятности успешной передачи от вероятности перехода p_{10} для адаптивной (сплошная линия) и неадаптивной (пунктирная линия) систем при фиксированной вероятности $p_{01} = 0.03$.

Заметим, что изначально, даже при отсутствии непригодных каналов, подход на основе проактивного контроля обеспечивает выигрыш. Это связано с реализацией в традиционном режиме процедур проверки качества каналов после приема информационных блоков. Но даже без учета этого показателя выигрыш в своевременности очевиден.

Код, описывающий алгоритм обратного включения канала представлен на рис. 3.7. Код написан на языке Python и моделирует два типа систем передачи – неадаптивную и адаптивную) с использованием марковских цепей для симуляции состояний частотных каналов.

Так же данный код проводит оценку повышения своевременности на основании сравнения количества успешных передач в пределах ограниченного временного интервала для двух типов систем. Повышение своевременности для выбранных параметров моделирования составит до 46% для случаев, когда переход из состояния в состояние осуществляется с малыми вероятностями, что по сути представляет из себя имитационную модель медленных замираний.

```

Adaptive_system_as_Markov_chain.py - D:\Adaptive_system_as_Markov_chain.py (3.13.3)
File Edit Format Run Options Window Help
import random
import numpy as np
from typing import List
import matplotlib.pyplot as plt
class TwoStateMarkovChain:
    def __init__(self, p_01: float, p_10: float, initial_state: int = 0):
        self.p_01 = p_01
        self.p_00 = 1 - p_01
        self.p_10 = p_10
        self.p_11 = 1 - p_10
        self.current_state = initial_state
    def transition(self) -> int:
        if self.current_state == 0:
            self.current_state = 1 if random.random() < self.p_01 else 0
        else:
            self.current_state = 0 if random.random() < self.p_10 else 1
    def return self.current_state
    def get_current_state(self) -> int:
        return self.current_state
    def simulate(self, steps: int) -> List[int]:
        sequence = []
        for _ in range(steps):
            sequence.append(self.transition())
        return sequence
class MarkovSystem:
    def __init__(self, n_chains: int, p_01: float, p_10: float, initial_states: List[int]):
        self.n_chains = n_chains
        self.p_01 = p_01
        self.p_10 = p_10
        self.initial_states = initial_states
        if len(initial_states) != n_chains:
            raise ValueError("Длина initial_states должна быть равна n_chains")
        self.chains = []
        for i in range(n_chains):
            self.chains.append(
                TwoStateMarkovChain(p_01, p_10, initial_states[i])
            )
    def transition_all(self) -> List[List[int]]:
        return [chain.transition() for chain in self.chains]
    def get_current_states(self) -> List[List[int]]:
        return [chain.get_current_state() for chain in self.chains]
    def simulate_all(self, steps: int) -> List[List[List[int]]]:
        return [chain.simulate(steps) for chain in self.chains]
    def count_states(self) -> dict:
        states = self.get_current_states()
        return {
            'state_0': states.count(0),
            'state_1': states.count(1)
        }
def not_adaptive_system(simulations_steps, chains):
    num_frequencies = len(chains)
    success = 0
    for i in range(simulations_steps):
        current_frequency = i % num_frequencies
        if (chains[current_frequency][i] == 0):
            success = success + 1
    return success / simulations_steps
def adaptive_system(simulations_steps, chains, steps_to_return_frequency):
    num_frequencies = len(chains)
    success = 0
    next_frequency = 0
    steps_to_try_frequency = [0] * num_frequencies
    for i in range(simulations_steps):
        current_frequency = next_frequency
        if (chains[current_frequency][i] == 0):
            success = success + 1
        else:
            steps_to_try_frequency[current_frequency] = steps_to_return_frequency
            next_frequency = (current_frequency + 1) % num_frequencies
            if (steps_to_try_frequency[next_frequency] != 0):
                for i in range(1, num_frequencies):
                    try_frequency = (next_frequency + i) % num_frequencies
                    if (steps_to_try_frequency[try_frequency] == 0):
                        next_frequency = try_frequency
                        break
            for freq in range(num_frequencies):
                if (steps_to_try_frequency[freq] > 0):
                    steps_to_try_frequency[freq] = steps_to_try_frequency[freq] - 1
    return success / simulations_steps
def simulate(N_freq, simulations_steps, steps_to_return, p_01, p_10):
    N = N_freq
    system = MarkovSystem(
        N,
        p_01,
        p_10,
        random.choices([0, 1], k=N)
    )
    simulation = system.simulate_all(simulations_steps)
    a = not_adaptive_system(simulations_steps, simulation)
    steps_to_return_frequency = steps_to_return
    b = adaptive_system(simulations_steps, simulation, steps_to_return_frequency)
    return (a, b)
def draw(x, y1, y2, name):
    import numpy as np
    plt.figure(figsize=(8, 6))
    plt.plot(x, y1, label='not adaptive system', color='red', linestyle='--', lw=1)
    plt.plot(x, y2, label='adaptive system', color='blue', linewidth=2)
    plt.title(name)
    plt.ylabel('Вероятность успешной передачи')
    plt.xlabel('Вероятность p_10')
    plt.grid(True)
    plt.legend()
    plt.show()
if __name__ == "__main__":
    N = 30
    simulations_steps = 100000
    result_adaptive = []
    result_notadaptive = []
    steps_to_return_frequency = 10
    p_01 = 0.01
    p_10_list = np.arange(0.001, 0.1, 0.001)
    for p_10 in p_10_list:
        a, b = simulate(N, simulations_steps, steps_to_return_frequency, p_01, p_10)
        result_adaptive.append(b)
        result_notadaptive.append(a)
    name = f'Вероятность успешной передачи при p_01 = {p_01}'
    draw(p_10_list, result_notadaptive, result_adaptive, name)
Ln: 1 Col: 0

```

Рисунок 3.7 – Фрагмент кода алгоритма на языке Python, снимок экрана среды разработки IDLE

Выводы по третьей главе

1. Эффективность режима с программной перестройкой во многом определяется пригодностью выделенных для его реализации каналов. Однако наличие замираний, характерных для декаметровых линий радиосвязи, существенно снижает эффективность его применения. В таких условиях существенно возрастает значимость технических решений, позволяющих своевременно выявлять каналы непригодные для реализации режима программной перестройки рабочей частоты.

2. Анализ существующих подходов к организации режима с программной перестройкой рабочей частоты показал, что даже при передаче пакетной информации, оценка достоверности переданной информации осуществляется только по окончании текущего сеанса связи, что существенно снижает своевременной передачи на наличии непригодных каналов.

3. Даже при наилучших условиях, общее время, затрачиваемое на передачу в режиме с программной перестройкой рабочей частоты с учетом непригодности хотя бы одной частоты, будет складываться из времени, затрачиваемого на передачу исходной информации, времени, затрачиваемого на обратную передачу информационных блоков, переданных с ошибками и времени, необходимого для повторной передачи информационных блоков, переданных с ошибками.

4. Наличие одного непригодного канала, из 32 используемых в традиционном режиме с программной перестройкой рабочей частоты для передачи 320 информационных пакетов приведет к увеличению времени сеанса связи на 3%, а с учетом времени, необходимого на повторную синхронизацию, — на 9,6%. При 15 непригодных каналов, общее время сеанса связи возрастет на 53,3%. А при наличии 31 непригодных каналов — на 123%.

5. Анализ временного ресурса, затрачиваемого на реализацию режима с программной перестройкой рабочей частоты в различных условиях, позволяют судить о его избыточности, что указывает на возможность его сокращения, например, за счет изменения самого подхода, к реализации процедур контроля состояния рабочих каналов. В частности, на основе реализации процедур

проактивного контроля, в соответствии с которым анализ качества пригодности рабочих частот производят непосредственно в ходе сеанса связи с последующей отбраковкой каналов, несоответствующих заданным требованиям.

6. Сущность предлагаемого подхода к реализации проактивного контроля состоит в следующем. В ходе сеанса связи принятый блок в виде квитанции передают обратно на частоте приема в тот момент времени, когда передающая сторона передает тестовый блок уже на следующей частоте из адресной группы рабочих частот, выделенных для режима с программной перестройкой рабочей частоты.

7. Концепция проактивного контроля рабочих частот отличается наличием разработанного алгоритма повторного включения ранее отключенного частотного канала. Основным параметром разработанного алгоритма является длительность временного интервала блокировки частот.

8. Разработанный метод, базирующаяся на проактивном контроле пригодности текущего канала на рабочей частоте, приводит к задержке в передаче сообщения только на длительности одного информационного пакета (блока), поскольку уже на следующем такте эта частота будет исключена из рабочего списка, и в последующем некоторый промежуток времени, обозначенный как интервал блокировки, не будет использоваться для связи.

9. Анализ полученных зависимостей подтверждает работоспособность и значительную эффективность разработанного метода для случая, когда переход из состояния в состояние осуществляется с малыми вероятностями. При увеличении вероятностей перехода из состояния в состояние преимущество адаптивной системы снижается даже при оптимально выбранном интервале блокировки. Таким образом, предложенный метод успешно функционирует при наличии медленных замираний в радиоканале и не даёт выигрыша при быстрых замираниях радиоканала.

Научная новизна и теоретическая значимость новых научных результатов в том, что впервые:

- модифицирован метод проактивного контроля пригодности рабочих частот

в режиме программной перестройки рабочей частоты, отличающийся возможностью отбраковки каналов, несоответствующих заданным требованиям на длительности передачи последующего за выявленным информационным блоком данных, принятого с ошибкой;

- Разработан механизм исключения непригодных частотных каналов непосредственно в процессе передачи, а также механизм повторного включения ранее отключенных каналов непосредственно в процессе передачи, основным параметром которого является длительность временного интервала блокировки частот.

Практическая значимость новых научных результатов в том, что впервые:

- модифицирован за счет алгоритма автоматического обратного включения временно непригодного канала метод проактивного контроля рабочих частот при передаче сообщений в режиме программной перестройки рабочей частоты, не требующий тестирования и исключающий перерывы в ходе сеанса связи, а также повышающий своевременность не менее чем на 3%, и до 46% в условиях медленных замираний.

Таким образом, разработка метода, обеспечивающего повышение своевременности при передаче сообщений в режиме программной перестройки рабочей частоты в сетях и линиях радиосвязи декаметрового диапазона, за счет проактивного контроля пригодности текущего канала на рабочей частоте, позволила решить научную задачу в рамках второго научного положения.

ГЛАВА 4. СПОСОБ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ИЗБЫТОЧНОГО РАСПОЛАГАЕМОГО ЧАСТОТНОГО РЕСУРСА ПРИ ПЕРЕДАЧЕ АМПЛИТУДНО-МАНИПУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ, ПОЗВОЛЯЮЩИЙ ПОВЫСИТЬ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ И СКОРОСТЬ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ.

Одной из проблем сетей радиосвязи ДМД является относительно низкая скорость передачи, обусловленная нестабильностью ионосферы и высоким уровнем канальных шумов. Именно поэтому в большинстве случаев на практике используют сигналы с малым числом позиций, которые существенно уступают сигналам ОМ в помехоустойчивости приема. Вместе с тем широко известны способы, использующие сложные сигнальные конструкции, которые позволяют повысить скорость передачи информации, но при этом обладают относительно низкой помехоустойчивостью [86].

Следовательно, необходим поиск технических решений, которые при повышении скорости передачи, позволили бы сохранить общую помехоустойчивость приема.

4.1 Способ передачи сигналов с частотно-временным кодированием на основе однополосной модуляции

4.1.1 Особенности реализации методов разнесения в сетях и линиях радиосвязи декаметрового диапазона

На практике, в интересах повышения помехоустойчивости и помехозащищенности приема в сетях ДМД активно используют методы разнесенного приема.

В частности, в [112] обоснован подход, основанный на применении многократно разнесенных по частоте сигналов амплитудной модуляции с многопозиционным частотно-временным кодированием.

Такой подход основан на снижении вероятности одновременной потери информации на всех каналах разнесения.

Так, если допустить, что вероятность приема в одном канале разнесения равна $p_p = 0,5$, то вероятность правильного приема $p_{пр}$, при прочих равных условиях, на двух каналах разнесения будет равна

$$p_{пр} = 1 - (1 - p_p)^2 = 1 - 0,5^2 = 0,75. \quad (4.1)$$

Тогда общую формулу оценки вероятности правильного приема можно представить в виде

$$p_{пр}(m) = 1 - (1 - p_p)^m. \quad (4.2)$$

где m – количество каналов разнесения

Согласно выражению (4.2) метод разнесения является достаточно эффективным решением в вопросах повышения помехоустойчивости приема.

Так, на рис. 4.1 показан график для зависимости вероятности правильного приема от числа разнесений для различных исходных данных.

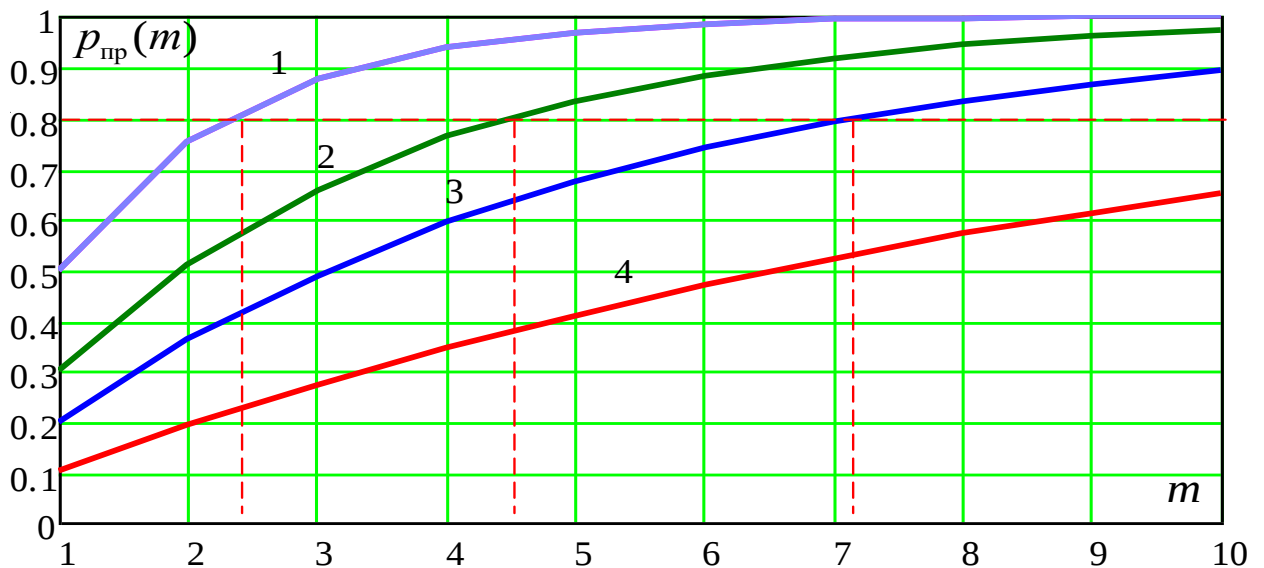


Рисунок 4.1 – Зависимость вероятности правильного приема от числа разнесений

На рис. 4.1 цифрами указаны вероятности приема в одном канале разнесения: 1 – $p_p = 0,5$; 2 – $p_p = 0,3$; 3 – $p_p = 0,2$; 4 – $p_p = 0,1$.

На рис. 4.1 горизонтальной прерывистой линией указан порог $p_{пр} = 0,8$,

который обеспечивается для: $p_p = 0,5$ при $m = 3$; $p_p = 0,3$ при $m = 5$; $p_p = 0,2$ при $m = 8$ (вертикальные пунктиры указывают текущее значение m).

В соответствии с результатами, представленными на рис. 4.1, методы разнесения позволяют существенно повысить искомую вероятность приема для сигнальных конструкций, изначально обладающих низкой помехоустойчивостью. Таким образом, за счет применения способов разнесения открывается возможность обеспечения высокой достоверности передачи сообщений для передач, использующих высокоскоростные сигнальные конструкции в каналах с высоким уровнем шумов.

Анализ результатов, представленных в [112], показал, что одна из реализаций способом разнесения основана на использовании сигнальных конструкций в виде частотно-временных матриц. При этом частотное разнесение между субканалами формируемой сигнальной конструкции, должно превосходить среднее значение полупериода селективных замираний по частоте. Такой выбор обеспечит декорреляцию замираний сигнала в частотно-разнесенных субканалах, что в конечном итоге и приведет к эффекту, обеспечиваемому разнесением. При этом для исключения непреднамеренных помех от случайных радиоэлектронных средств (РЭС) разнесение должно превышать занимаемую ими полосу частот (для ДМД равен 4 кГц).

Выполнение указанных требований минимизирует вероятность подавления непреднамеренной помехой двух соседних субканалов.

Следовательно, успешная передача сигналов, сформированных на основе принципа частотно-временного разнесения, будет обеспечена в том случае, если хотя бы один из субканалов (временной или частотный) не будет поражен узкополосной непреднамеренной помехой и хотя бы один из субканалов не находился в состоянии замирания.

Вместе с тем реализация рассмотренного вида разнесения не только предполагает наличие избыточного частотного ресурса, но и существенное снижение скорости передачи кратное количеству используемых разнесений.

Указанные особенности реализации методов разнесения ограничивают их

практическое применение, поэтому необходим поиск альтернативных решений.

4.1.2 Обоснование структуры помехоустойчивых сигнальных конструкций на основе частотно-временных матриц

Учитывая, что сигнальные конструкции, сформированные посредством частотно-временного кодирования, обеспечивают высокую скорость передачи, то именно их целесообразно использовать при повышении общей помехоустойчивости приема в сетях радиосвязи ДМД.

В частности, предлагается искомую частотно-временную матрицу формировать в виде двух частотных и трех временных интервалов разнесения (подциклов). Такой подход обеспечит одновременную передачу одним символом сигнально-кодовой конструкции, состоящей из четырех информационных битов. То есть применяемое кодирование позволяет получить шестнадцати позиционный сигнал, обеспечивающий повышение информационной скорости.

В интересах сохранения совместимости с обширным парком оборудования, включающего устаревшие модели, предлагается указанную сигнальную конструкцию формировать из трех сигналов ОМ, последовательно разнесенных по временным интервалам. При этом центральную частоту каждого из сигналов ОМ определить на границе между частотными интервалами разнесения. Тогда НБП каждого из сигналов ОМ будет занимать позицию в первом (с меньшим номиналом) частотном канале разнесения, а ВБП – во втором канале. Информационное наполнение такой сигнальной конструкции будет определять комбинация энергетических максимумов сигналов ОМ в пределах частотных интервалов. Так, на рис. 4.2 представлен вариант комбинаций кодированных символов, в соответствии с разработанным подходом [91].

На рис. 4.2 темным цветом показано энергетическое наполнение подцикла. Уникальность предложенного кодирования состоит в том, что если в информационной комбинации первый бит «1», то во всех временных циклах сигнальной конструкции или в первом, или во втором частотном интервале будет

присутствовать сигнал, а при нулевом значении первого бита сигнал будет присутствовать только в каких-то двух временных подциклах.

Такой подход вносит дополнительные различия в формируемые символы.

1000	ОМ	номер временного подцикла		
		1	2	3
	ВБП			
	НБП			

0000	ОМ	номер временного подцикла		
		1	2	3
	ВБП			
	НБП			

1001	ОМ	номер временного подцикла		
		1	2	3
	ВБП			
	НБП			

0001	ОМ	номер временного подцикла		
		1	2	3
	ВБП			
	НБП			

1010	ОМ	номер временного подцикла		
		1	2	3
	ВБП			
	НБП			

0010	ОМ	номер временного подцикла		
		1	2	3
	ВБП			
	НБП			

1011	ОМ	номер временного подцикла		
		1	2	3
	ВБП			
	НБП			

0011	ОМ	номер временного подцикла		
		1	2	3
	ВБП			
	НБП			

1100	ОМ	номер временного подцикла		
		1	2	3
	ВБП			
	НБП			

0100	ОМ	номер временного подцикла		
		1	2	3
	ВБП			
	НБП			

1110	ОМ	номер временного подцикла		
		1	2	3
	ВБП			
	НБП			

0110	ОМ	номер временного подцикла		
		1	2	3
	ВБП			
	НБП			

1101	ОМ	номер временного подцикла		
		1	2	3
	ВБП			
	НБП			

0101	ОМ	номер временного подцикла		
		1	2	3
	ВБП			
	НБП			

1111	ОМ	номер временного подцикла		
		1	2	3
	ВБП			
	НБП			

0111	ОМ	номер временного подцикла		
		1	2	3
	ВБП			
	НБП			

Рисунок 4.2 – Матрица кодирования символов сигнальной конструкции

В качестве примера, на рис. 4.3 показана сигнальная конструкция, соответствующая битовой комбинации 1011, на рис 4.4 – комбинации 0100.

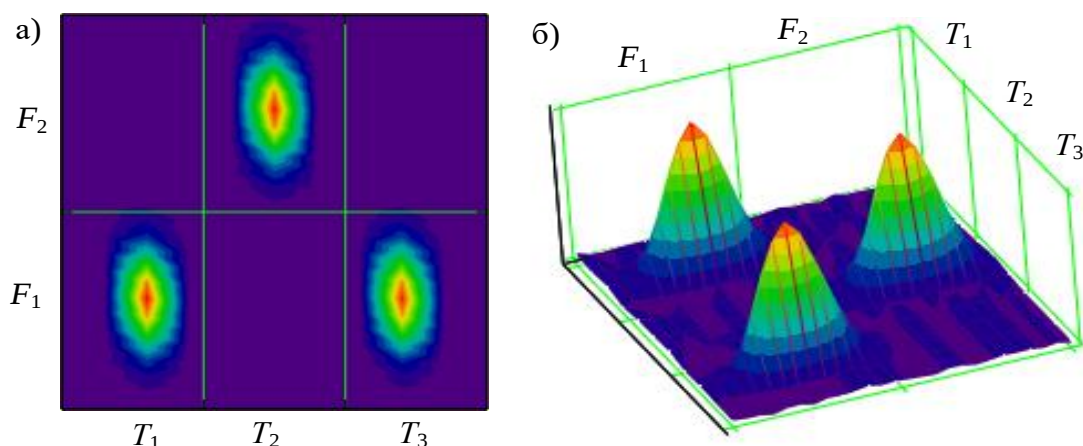


Рисунок 4.3 – Символ сигнальной конструкции 1011 в частотно-временном пространстве:
двумерное представление – а); трехмерное представление – б)

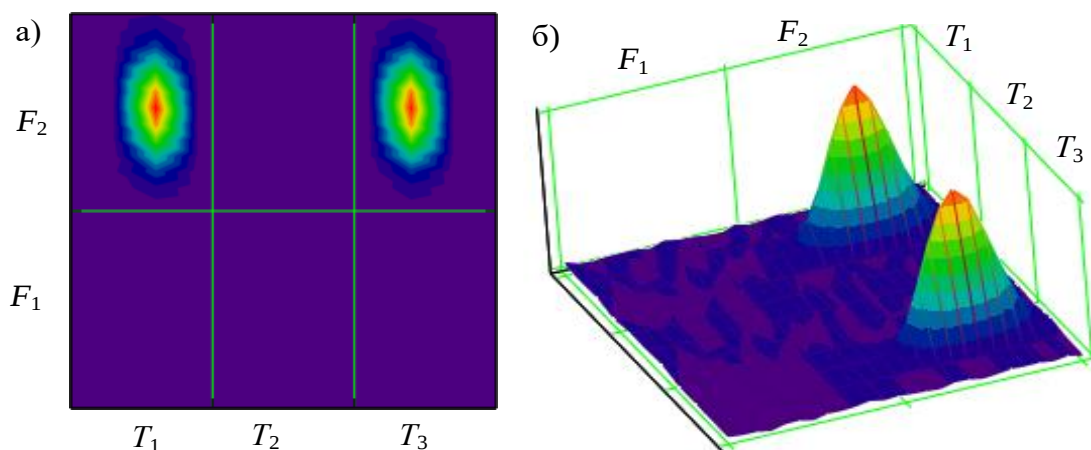


Рисунок 4.4 – Символ сигнальной конструкции 0100 в частотно-временном пространстве:
двумерное представление – а); трехмерное представление – б)

На рис. 4.3 и 4.4 введены следующие обозначения: F_1 и F_2 – первый и второй частотные интервалы; T_1 , T_2 и T_3 – первый, второй и третий временные интервалы (подциклы). Анализ результатов, представленных на рис. 4.3 и 4.4, позволяет заключить, что помехоустойчивость приема предложенной сигнальной конструкции в общем случае будет возрастать с повышением локализации энергии каждого из сигналов ОМ в пределах используемых

частотных областях F_1 и F_2 (интервалов).

4.1.3 Оценка помехоустойчивости предлагаемых сигнальных конструкций на основе частотно-временных матриц

Помехоустойчивость разработанных сигнальных конструкций предлагается оценить по показателю вероятности ошибки приема. С этой целью рассмотрим прием сигнального символа такой конструкции как совокупность результатов энергетического обнаружения полезного излучения в пределах каждого из слотов частотно-временной матрицы, взяв за основу амплитудно-манипулированные сигналы, передаваемые поочередно в двух полосах.

В предложенном способе при передаче используются 16 кодовых комбинаций (матриц), тогда как всего матриц со всеми возможными значениями существует 64. При приеме искаженной под действием помех матрицы, если она попадает в одну из 48-ми не использующихся комбинаций, демодулятор будет принимать решение в пользу 16-ти заявленных комбинаций. В результате, при демодуляции данная матрица будет отнесена к максимально подобной из 16-ти используемых, исходя из того, что расстояние Хеминга между данными комбинациями должно быть минимальным. Таким образом, согласно предложенному способу итоговая символьная ошибка демодуляции может быть уменьшена, так как оценка при принятии решения в таком случае будет производиться для матрицы (комбинации из трех подциклов) в целом.

В случае разработанных конструкций сигнальный символ состоит из 6 элементов частотно-временной матрицы. Если при демодуляции не учитывать переход ошибочной матрицы (из 48-ми несуществующих), в одну из используемых при передаче с минимальным отличием, то вероятность символьной ошибки для слота P_s будет вычисляться в соответствии с выражением

$$P_s = 1 - (1 - p)^6, \quad (4.3)$$

где p – вероятность ошибки при амплитудной модуляции, вычисляемая по

известной формуле

$$p = 0,5 \cdot \exp\left(-\frac{h_{AM}^2}{4}\right), \quad (4.4)$$

где h_{AM}^2 – отношение энергии сигнала в одном временном подцикле на одном из частотных каналов на входе демодулятора к спектральной плотности мощности шума.

В таком случае вероятность перехода одной кодовой комбинации (матрицы) в другую равна произведению вероятностей перехода каждого символа в одном временном интервале.

Для удобства введем новую кодировку для символов с длительностью в один временной подцикл. Исходя из того, что передача сигналов амплитудной манипуляции осуществляется на каждом из двух частотных каналов, получим четыре возможных состояния сигнала. На рис. 4.5 для данного случая представлены 4 символа алфавита. Схематически в случае отсутствия сигнала получаем пустой элемент, при наличии сигнала – заполненный. С учетом поэлементного приема, для матриц, состоящих из 3 временных подциклов, получим алфавит из 64 возможных состояний.

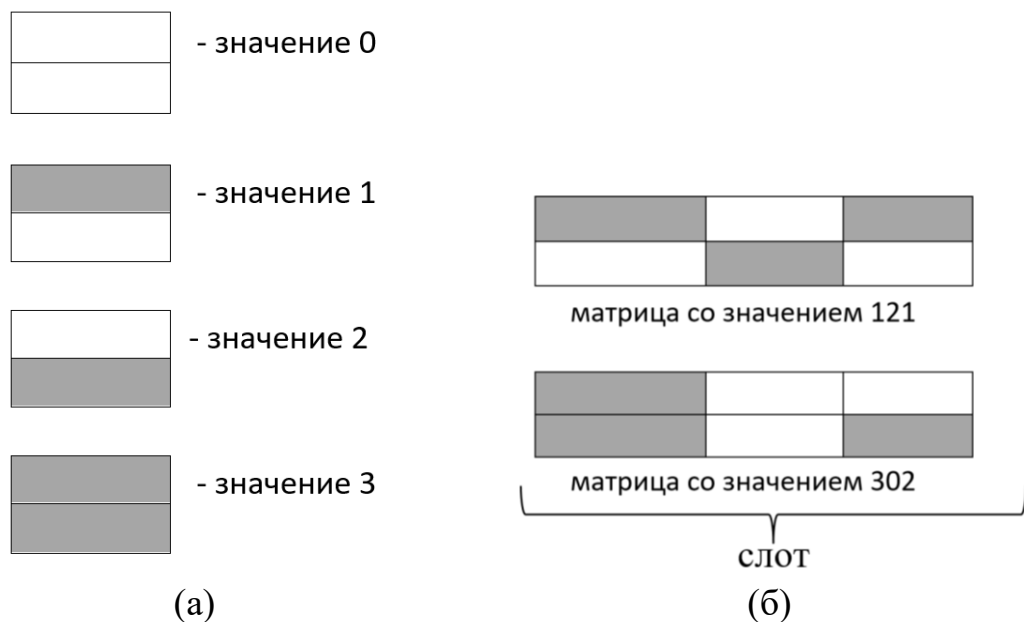


Рисунок 4.5 – Обозначение символов нового алфавита (а), пример обозначения матриц [121], [302] в соответствии с введенной кодировкой (б)

Ниже представлены формулы для вероятности правильного приема при переходе одного элемента матрицы в другой

$$P(0|0)=P(1|1)=P(2|2)=P(3|3) = (1-p)^2, \quad (4.5)$$

$$P(0|1)=P(0|2)=P(1|3)=P(2|3)=P(3|2)=P(3|1) = P(1|0) = P(2|0)= 2p \cdot (1-p), \quad (4.6)$$

$$P(0|3)=P(2|1)=P(1|2)=P(3|0) = p^2. \quad (4.7)$$

Учитывая, что на вход приемного устройства может прийти одна из 64 возможных комбинаций, требуется рассчитать вероятность перехода каждой комбинации в используемые при передаче 16 матриц. Итого имеется 1024 перехода. На рис. 4.6 представлен фрагмент таблицы вероятностей перехода для первых 20 матриц.

Ниже в качестве примера представлено выражение для вероятности перехода кодовой комбинации [111] в [110]:

$$P(111|110)=P(1|1) \cdot P(1|1) \cdot P(1|0) = 2p \cdot (1-p)^5. \quad (4.8)$$

Аналогичным образом рассчитывается вероятность перехода для остальных 1023 случаев.

На следующем этапе анализируется вероятность перехода для каждой из матриц. Вероятность того, что переданная матрица совпадет с полученной при приёме (то есть демодулирована правильно) будет максимальной:

$$P_{ist} = (1-p)^6. \quad (4.9)$$

При приеме помимо правильных переходов из матрицы в матрицу без ошибки, для заявленного способа существуют переходы в 48 несуществующих состояний, которые при демодуляции с определенной вероятностью могут быть отнесены к правильным. В соответствии с таблицей вероятность перехода полученной при приеме одной из таких 48 матриц выбирается по максимальному значению вероятности для 16-ти используемых матриц из

соответствующего ей столбца.

Красным цветом отмечена вероятность перехода переданной матрицы в одну из 16-ти используемых.

символ	соответствие символа комбинации в матрице и вероятность перехода комбинации при ОСШ=13дБ	000	001	002	003	010	011	012	013	020	021	022	023
0000	202	4,59E-05	7,84E-08	6,70E-03	4,59E-05	3,14E-07	5,37E-10	4,59E-05	3,14E-07	3,14E-07	5,37E-10	4,59E-05	3,14E-07
0001	201	4,59E-05	6,70E-03	7,84E-08	4,59E-05	3,14E-07	4,59E-05	5,37E-10	3,14E-07	3,14E-07	4,59E-05	5,37E-10	3,14E-07
0010	012	4,59E-05	7,84E-08	6,70E-03	4,59E-05	6,70E-03	1,15E-05	9,80E-01	6,70E-03	7,84E-08	1,34E-10	1,15E-05	7,84E-08
0011	011	4,59E-05	6,70E-03	7,84E-08	4,59E-05	6,70E-03	9,80E-01	1,15E-05	6,70E-03	7,84E-08	1,15E-05	1,34E-10	7,84E-08
0100	102	4,59E-05	7,84E-08	6,70E-03	4,59E-05	3,14E-07	5,37E-10	4,59E-05	3,14E-07	3,14E-07	5,37E-10	4,59E-05	3,14E-07
0101	101	4,59E-05	6,70E-03	7,84E-08	4,59E-05	3,14E-07	4,59E-05	5,37E-10	3,14E-07	3,14E-07	4,59E-05	5,37E-10	3,14E-07
0110	022	4,59E-05	7,84E-08	6,70E-03	4,59E-05	7,84E-08	1,34E-10	1,15E-05	7,84E-08	6,70E-03	1,15E-05	9,80E-01	6,70E-03
0111	021	4,59E-05	6,70E-03	7,84E-08	4,59E-05	7,84E-08	1,15E-05	1,34E-10	7,84E-08	6,70E-03	9,80E-01	1,15E-05	6,70E-03
1000	222	3,14E-07	5,37E-10	4,59E-05	3,14E-07	5,37E-10	9,18E-13	7,84E-08	5,37E-10	4,59E-05	7,84E-08	6,70E-03	4,59E-05
1001	221	3,14E-07	4,59E-05	5,37E-10	3,14E-07	5,37E-10	7,84E-08	9,18E-13	5,37E-10	4,59E-05	6,70E-03	7,84E-08	4,59E-05
1010	212	3,14E-07	5,37E-10	4,59E-05	3,14E-07	4,59E-05	7,84E-08	6,70E-03	4,59E-05	5,37E-10	9,18E-13	7,84E-08	5,37E-10
1011	211	3,14E-07	4,59E-05	5,37E-10	3,14E-07	4,59E-05	6,70E-03	7,84E-08	4,59E-05	5,37E-10	7,84E-08	9,18E-13	5,37E-10
1100	122	3,14E-07	5,37E-10	4,59E-05	3,14E-07	5,37E-10	9,18E-13	7,84E-08	5,37E-10	4,59E-05	7,84E-08	6,70E-03	4,59E-05
1101	121	3,14E-07	4,59E-05	5,37E-10	3,14E-07	5,37E-10	7,84E-08	9,18E-13	5,37E-10	4,59E-05	6,70E-03	7,84E-08	4,59E-05
1110	112	3,14E-07	5,37E-10	4,59E-05	3,14E-07	4,59E-05	7,84E-08	6,70E-03	4,59E-05	5,37E-10	9,18E-13	7,84E-08	5,37E-10
1111	111	3,14E-07	4,59E-05	5,37E-10	3,14E-07	4,59E-05	6,70E-03	7,84E-08	4,59E-05	5,37E-10	7,84E-08	9,18E-13	5,37E-10

Рисунок 4.6 – Фрагмент таблицы для вероятности перехода матриц

Для оставшихся 48-ми комбинаций, в соответствии с таблицей, оценку максимальной вероятности перехода, обозначенную желтым цветом, можно описать следующим образом. Для 29-ти комбинаций максимальная вероятность перехода в истинно переданную при демодуляции составит $p_a = 2p \cdot (1 - p)^5$. В данном случае для полученной и демодулированной матриц два символа из трех будут совпадать, а один из них будет изменен до символа с минимальным отличием от полученного (в 1 бит). Для других 17-ти комбинаций наибольшая вероятность перехода $p_b = 4p^2 \cdot (1 - p)^4$. В этой ситуации минимальное отличие (в 1 бит) будет наблюдаться для 2 символов из трех. Для 2 оставшихся матриц максимальная вероятность перехода $p_c = 8p^3 \cdot (1 - p)^3$. Для такого случая минимальное отличие (в 1 бит) будет наблюдаться для всех трех символов. В качестве примера на рис. 4.7 продемонстрированы три случая для вероятностей перехода p_a, p_b, p_c из матрицы в матрицу при демодуляции.

В общем случае итоговая вероятностная ошибка демодуляции

для матрицы рассчитывается по следующей формуле

$$P_{\text{ЧВМ}} = \frac{1}{16} \sum_{i=1}^{16} 1 - (P_{i \text{ ist}} + P_{j \text{ dop}}), \quad (4.10)$$

где $j = 1, 2 \dots 48$ – количество неиспользуемых матриц,

p_{dop} – вероятность того, что ошибочная комбинация (одна из 48-ми неиспользуемых матриц) при демодуляции будет отнесена к истинной (в соответствии с минимальным расстоянием по Хемингу).

Подставив в формулу (4.10) выражение для вероятности перехода матриц получим результирующее выражение для расчета вероятности символьной ошибки предложенной сигнальной конструкции

$$P_{\text{ЧВМ}} = 1 - \left((1 - p)^6 + \frac{29}{16} \cdot 2p \cdot (1 - p)^5 + \frac{17}{16} \cdot 4p^2 \cdot (1 - p)^4 + \frac{2}{16} \cdot 8p^3 \cdot (1 - p)^3 \right). \quad (4.11)$$

001		1	2	3
	ВБП			
	НБП			

201		1	2	3
	ВБП			
	НБП			

а) для вероятности p_a (переход матрицы в комбинацию с минимальным отличием в одном символе)

000		1	2	3
	ВБП			
	НБП			

012		1	2	3
	ВБП			
	НБП			

б) для вероятности p_b (переход матрицы в комбинацию с минимальным отличием в двух символах)

330		1	2	3
	ВБП			
	НБП			

111		1	2	3
	ВБП			
	НБП			

в) для вероятности p_c (переход матрицы в комбинацию с минимальным отличием в трех символах)

Рисунок 4.7 – Пример вариантов перехода из матрицы в матрицу при демодуляции для вероятностей p_a (а), p_b (б), p_c (с)

Выражение (4.11) позволяет построить зависимость вероятности символьной ошибки для матриц при учете вероятностей перехода дополнительных комбинаций от соотношения сигнал/шум. Результаты представлены на рис. 4.8.

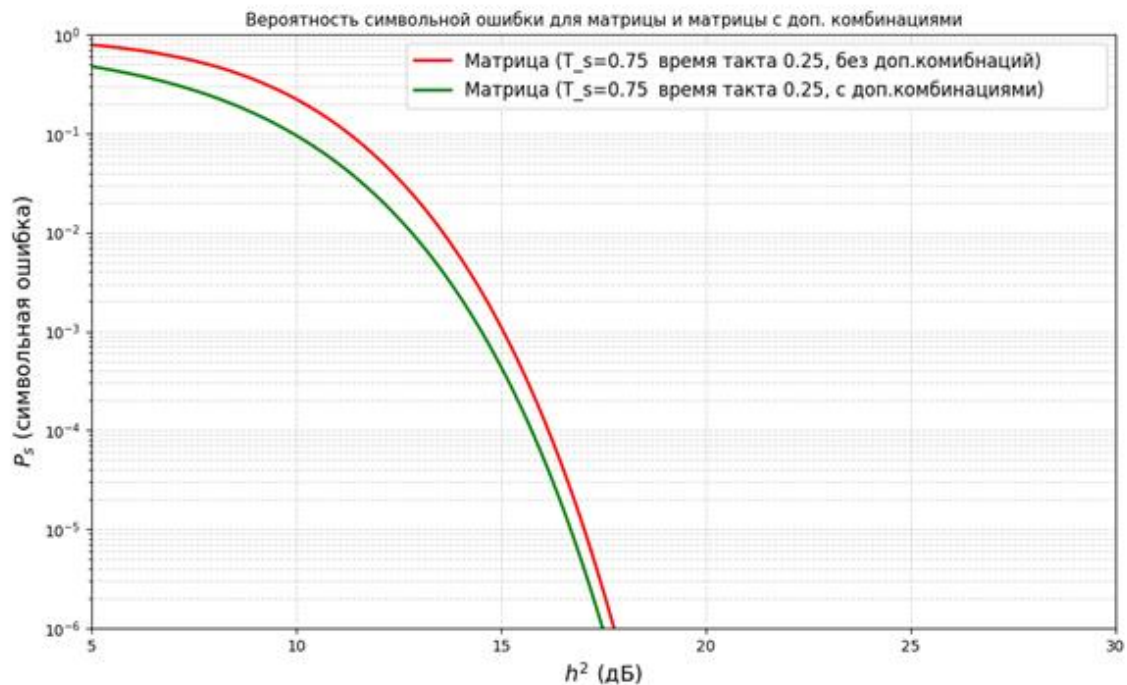


Рисунок 4.8 – Вероятность итоговой символьной ошибки после демодуляции для ЧВМ от соотношения энергии 4-битного символа к спектральной плотности мощности шума. Красным цветом обозначена зависимость без учета дополнительных комбинаций, зеленым цветом – полная итоговая вероятность символьной ошибки в соответствии с формулой (4.11)

Анализ графиков, представленных на рис. 4.8, позволяет сделать следующие выводы.

При учете дополнительных комбинаций не происходит существенного улучшения качества приема. Это обусловлено рассчитанной низкой вероятностью получения искаженного символа.

В интересах сравнительной оценки помехоустойчивости разработанной сигнальной конструкции как с применением, так и без применения дополнительных комбинаций, целесообразно провести сравнение с амплитудной

модуляцией (АМн), так же передающей 4 бита на той же общей длительности такта.

В данном случае вероятность ошибки на бит считается по формуле (4.4). Под символом понимается совокупность 4 бит, следовательно, формула расчета вероятности символьной ошибки P_{AM} будет иметь следующий вид

$$P_{AM} = 1 - \left(1 - 0,5 \cdot \exp \left(-\frac{h^2}{4} \right) \right)^4. \quad (4.12)$$

Для разработанного способа передача одной сигнальной конструкции, занимающей три временных подцикла, обеспечивает прием четырех информационных битов. Поэтому, если оценивать помехоустойчивость с точки зрения равной скорости передачи 4-х битного символа, то для АМн модуляции длительность передачи одного информационного бита $T_s=0,25$ времени длительности целого символа, тогда как для ЧВМ $T_s=0,33$ времени длительности символа. Длительность передачи 1 бита для ЧВМ в 4/3 раза больше, чем для АМн что даёт аналогичный выигрыш для величины энергии сигнала к плотности шума в расчете на 1 бит.

На рис. 4.9 представлены графики вероятности символьных ошибок для сигналов АМн и разработанной сигнальной конструкции с использованием и без использования дополнительных комбинаций, при равной скорости передачи 4 битного символа.

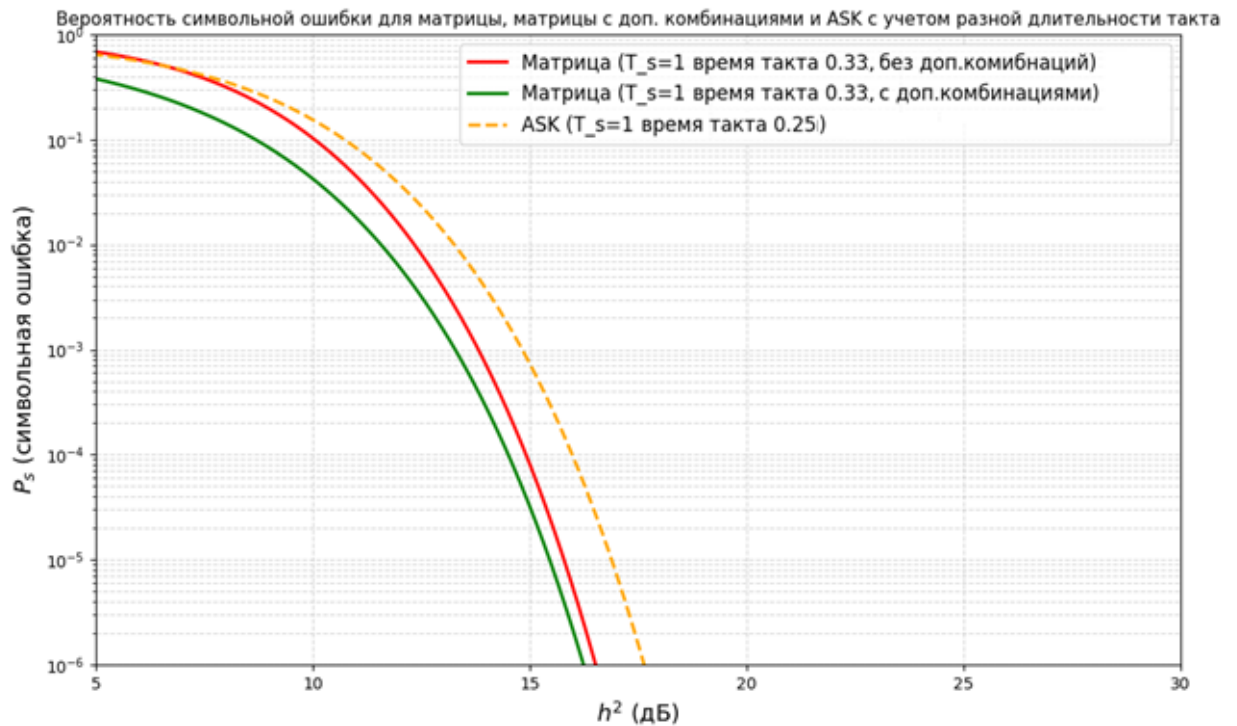


Рисунок 4.9 – Вероятность символьной ошибки от соотношения энергии 4-битного символа к спектральной плотности мощности шума для сигналов АМн и ЧВМ с применением и без применения дополнительных комбинаций при равной символьной скорости

На рис. 4.10 представлены графики вероятности символьных ошибок для сигналов АМн, и разработанной сигнальной конструкции с использованием и без использования дополнительных комбинаций, при равной скорости передачи 1 бита.

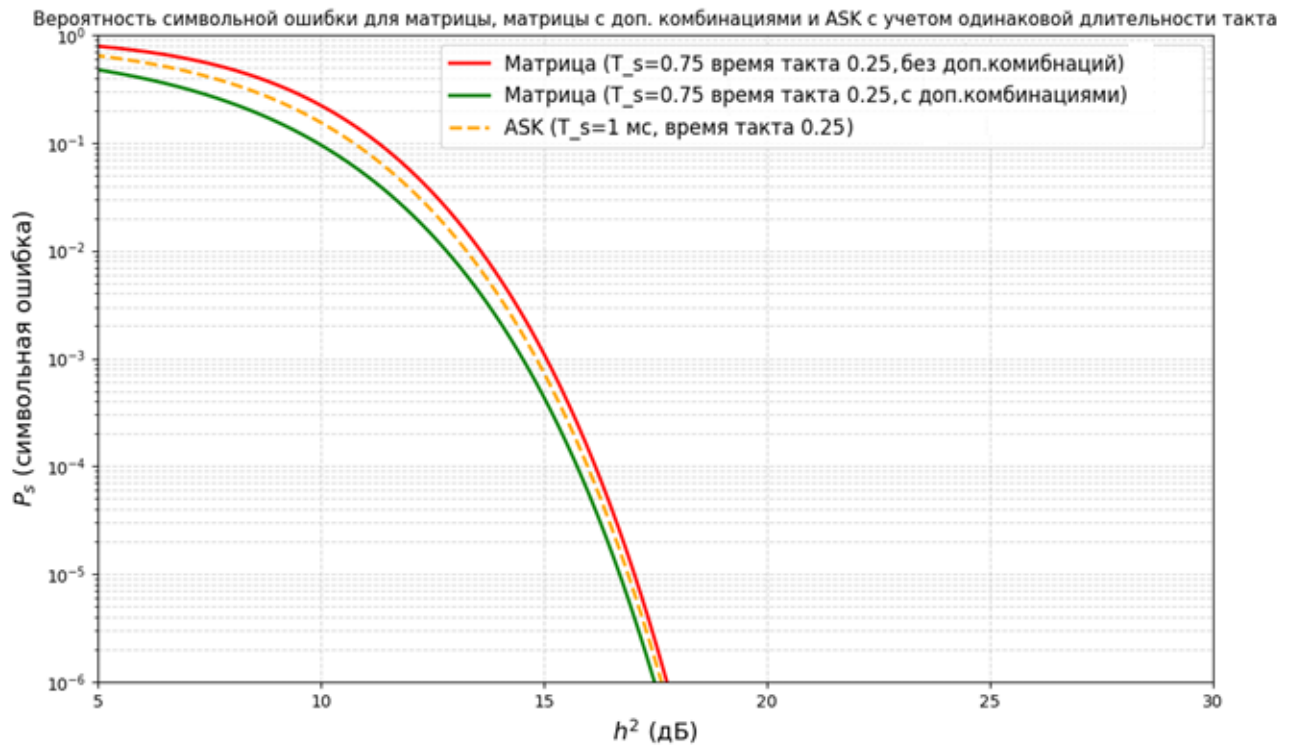


Рисунок 4.10 – Вероятность символьной ошибки от соотношения энергии 4-битного символа к спектральной плотности мощности шума для сигналов АМн и ЧВМ с применением дополнительных комбинаций при равной скорости передачи 1 бита

Анализ полученных результатов позволяет заключить, что при условии равной скорости передачи 4-битного символа (рис. 4.9), помехоустойчивость разработанной сигнальной конструкции на 1,5 дБ превосходит помехоустойчивость АМн при вероятности символьной ошибки $p_s = 10^{-6}$. При этом, без использования дополнительных комбинаций при малых отношениях сигнал/шум предлагаемая конструкция уже не дает выигрыша даже при учете увеличенного такта.

При одинаковой длительности передачи 1 бита (рис. 4.10), разработанная конструкция на 0,3 дБ выигрывает в помехоустойчивости по сравнению с сигналами АМн, и при этом в 1,33 раза превосходит его по скорости при передаче целого символа. Без учета дополнительных комбинаций матрица на те же 0,3 дБ будет проигрывать сигналам АМн при аналогичном выигрыше в скорости.

Итоговое моделирование показало 7% выигрыш своевременности для предлагаемых сигнальных конструкций относительно амплитудно-

манипулированные сигналы. Моделирование представляет собой передачу сообщения, состоящего из N кодовых блоков, каждый из которых содержит m информационных бит. Тогда для передачи сообщения потребуется время больше, чем $T_c = N \cdot T_{bl}$. С учетом возможных повторных передач отдельных кодовых блоков заданное время T_z передачи должно удовлетворять условию $T_z > T_c$. Считая, что время передачи удовлетворяет условию $T_z = LT_{bl}$, возможно $(L-N)$ повторных передач вероятность доведения сообщения за время T_z определяется выражением

$$P_z = \sum_{l=0}^{L-N} C_{N+l} (1-P)^M P^l, \quad (4.13)$$

где P – вероятность неприема кодового блока.

Поскольку время передачи одного кодового блока различается для применяемых сигнальных конструкций значение L также будет различным.

4.1.4 Оценка помехоустойчивости предлагаемых сигнальных конструкций в релеевских каналах

Полученные в предыдущем разделе выражения для вероятности символьной ошибки справедливы для канала с аддитивным белым гауссовым шумом (АБГШ). Однако в реальных условиях радиоканалов декаметрового диапазона существенное влияние на качество связи оказывают релеевские замирания, вызванные многолучевым распространением радиоволн.

Для учета этого фактора необходимо перейти к расчету средней вероятности ошибки в канале с замираниями. Плотность распределения мгновенного значения отношения сигнал-шум при замираниях описывается законом Релея:

$$\omega(h) = \frac{2h}{h_0^2} \exp \left\{ -\frac{h^2}{h_0^2} \right\}, \quad (4.14)$$

где h_0 – среднее значение ОСШ; E – энергия полезного сигнала; $h = \sqrt{E/N_0}$ – текущее значение ОСШ; N_0 – спектральная плотность мощности помех.

Средняя вероятность символьной ошибки рассчитывается путем усреднения вероятности ошибки по всем возможным значениям замираний:

$$\bar{P}_s = \int_0^\infty P_s(h) \cdot \omega(h) dh. \quad (4.15)$$

Данный подход применяется как для разработанной сигнальной конструкции на основе частотно-временных матриц (как с учетом, так и без учета дополнительных комбинаций), так и для амплитудной манипуляции.

Интегрирование позволяет получить сравнительные характеристики помехоустойчивости в условиях, максимально приближенных к реальным условиям эксплуатации систем радиосвязи ДМД.

Таким образом, интеграл усреднения, отражающий вероятность символьной ошибки для амплитудной манипуляции (формула 4.12), с учетом замираний будет иметь следующий вид:

$$\langle P_{AM} \rangle = \int_0^\infty \left[1 - \left(1 - 0,5 \exp\left(-\frac{h^2}{4}\right) \right)^4 \right] \cdot \frac{2h}{h_0^2} \exp\left(-\frac{h^2}{h_0^2}\right) dh, \quad (4.16)$$

а вероятности ошибки для частотно временных матриц (формула 4.3), с учетом замираний:

$$\langle P_s \rangle = \int_0^\infty \left[1 - \left(1 - 0,5 \exp\left(-\frac{h^2}{4}\right) \right)^6 \right] \cdot \frac{2h}{h_0^2} \exp\left(-\frac{h^2}{h_0^2}\right) dh, \quad (4.17)$$

Для вычисления интеграла, в выражении (4.16) сделаем замену переменной

$$y = \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{h^2}{4}\right),$$

тогда

$$(1 - y)^4 = \sum_{k=0}^4 C_4^k \cdot (-1)^k \cdot y^k,$$

$$1 - (1 - y)^4 = \sum_{k=1}^4 C_4^k \cdot (-1)^{k+1} \cdot y^k,$$

$$\langle P_{AM} \rangle = \sum_{k=1}^4 C_4^k \cdot (-1)^{k+1} \cdot \left(\frac{1}{2}\right)^k \int_0^\infty \frac{2h}{h_0^2} \exp\left(-h^2 \left(\frac{k}{4} + \frac{1}{h_0^2}\right)\right) dh. \quad (4.18)$$

После проведения интегрирования, выражение для усредненной ошибки с учетом замираний в случае амплитудно-манипулированных сигналов будет принимать следующий вид:

$$\langle P_{AM} \rangle = \sum_{k=1}^4 C_4^k \cdot (-1)^{k+1} \cdot \left(\frac{1}{2}\right)^k \cdot \frac{1}{\frac{kh_0^2}{4} + 1} \quad (4.19)$$

Здесь и далее h_0 — среднее значение отношения E/N_0 . Выражение (4.19) описывает вероятность символьной ошибки в реальном канале с быстрыми замираниями и используется для сопоставления с результатами для ЧВМ сигналов.

Аналогичным образом вычисляется интеграл в выражении (4.19) для частотно-временной матрицы:

$$\langle P_s \rangle = \sum_{k=1}^6 C_6^k \cdot (-1)^{k+1} \cdot \left(\frac{1}{2}\right)^k \cdot \frac{1}{\frac{kh_0^2}{4} + 1} \quad (4.20)$$

Для исследования помехоустойчивости в условиях реального радиоканала дополнительно проведено моделирование в канале с релеевскими замираниями. Усреднение вероятности символьной ошибки выполнено аналитически на основе выводов формул 4.18-4.20. Результаты подтвердили, что относительное преимущество сигнальных конструкций на основе частотно-временных матриц сохраняется: выигрыш ЧВМ относительно амплитудной манипуляции, при использовании дополнительных комбинаций. Качественное соотношение между методами осталось неизменным по сравнению с каналом АБГШ, однако для достижения тех же вероятностей ошибки в условиях замираний всем методам требуется большее отношение сигнал-шум. Моделирование проводилось в среде Python, результаты моделирование приводятся на рисунке 4.11 и 4.12.

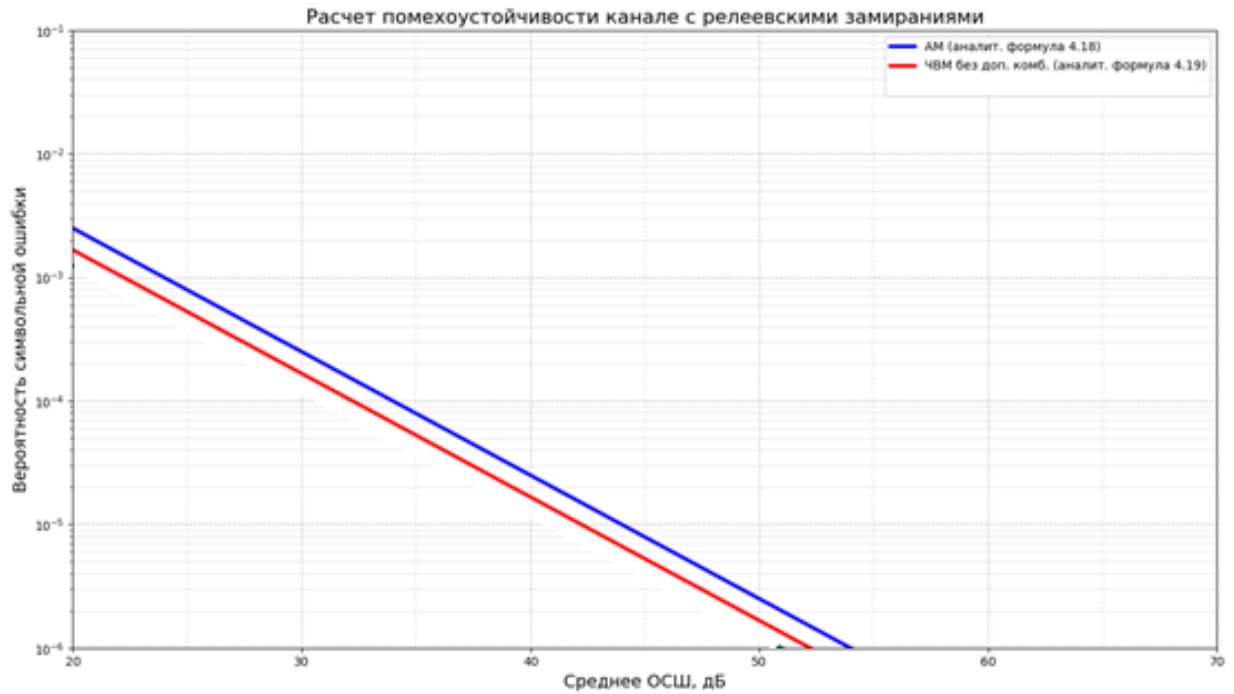


Рисунок 4.11 – Вероятность символьной ошибки от соотношения энергии 4-битного символа к спектральной плотности мощности шума для сигналов АМн и ЧВМ с применением дополнительных комбинаций при равной символьной скорости в каналах с замираниями.

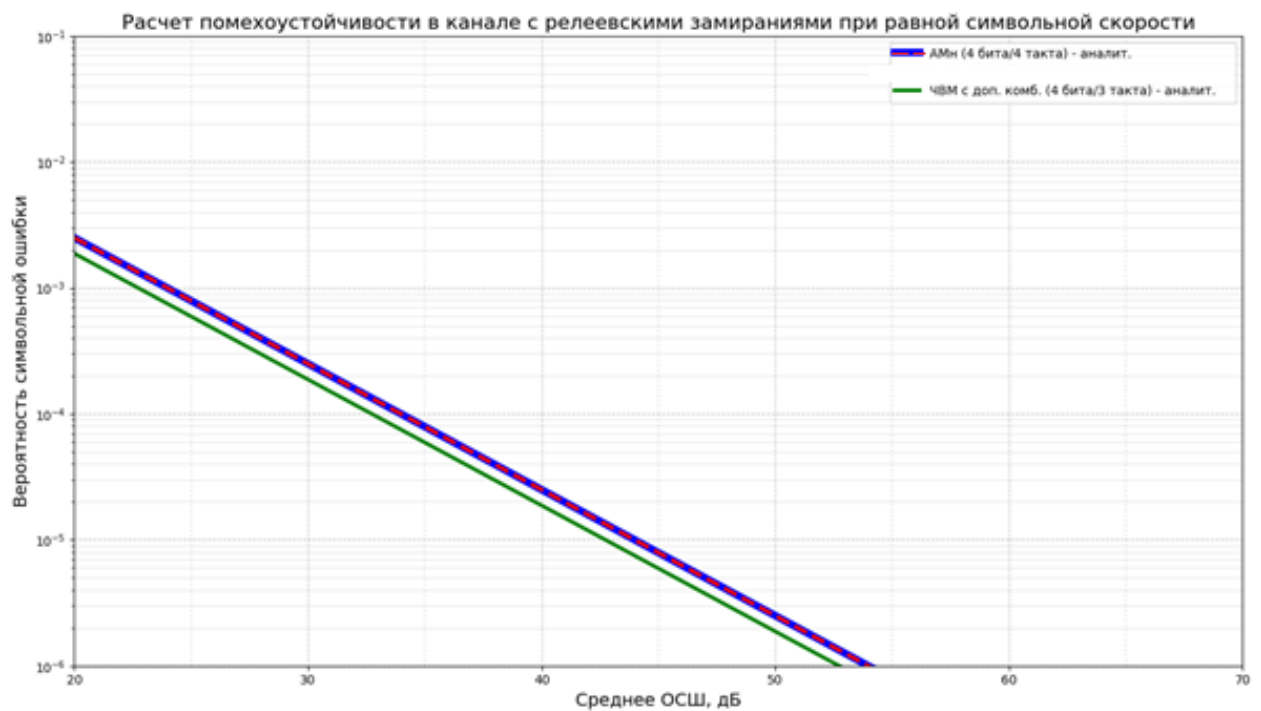


Рисунок 4.12 – Вероятность символьной ошибки от соотношения энергии 4-битного символа к спектральной плотности мощности шума для сигналов АМн и ЧВМ с применением дополнительных комбинаций при равной скорости передачи 1 бита в каналах с замираниями.

Результаты моделирования представляют практический интерес для оценки эффективности предложенного метода в условиях замираний, характерных для ионосферных радиоканалов.

Выводы по четвертой главе

1. Методы разнесения являются достаточно эффективным решением в вопросах повышения помехоустойчивости приема. Однако их применение основано на избыточном использовании частотного, временного, пространственного и др. видов ресурса, что допустимо в сетях радиосвязи декаметрового диапазона, только при наличии свободных участков спектра.

2. Если в 6-ти элементных частотно-временных матрицах отдельно кодировать первый бит информационного блока количеством одновременно используемых сигналов ОМ (например, двумя для кодирования 0, и тремя для кодирования 1), то это позволит кодировать сигнальный символ блоками из 4-х битовых комбинаций.

3. Предлагается в сетях и ЛРС ДМД использовать для формирования 16-позиционных сигнальных конструкций частотно-временную матрицу, состоящую из 2-х частотных и 3-х временных интервалов. Это позволит одновременно передавать 4 информационных бита на длительности элемента сигнала.

7. Помехоустойчивость разработанной сигнальной конструкции на 1,5 дБ превосходит помехоустойчивость АМн при вероятности символьной ошибки $p_s = 10^{-6}$ и равной символьной скорости. При одинаковой длительности передачи 1 бита разработанная конструкция с учетом дополнительных комбинаций, на 0,3 дБ выигрывает в помехоустойчивости по сравнению с сигналами АМн, и при этом в 1,33 раза превосходит его по скорости при передаче целого символ.

Научная новизна и теоретическая значимость новых научных результатов в том, что в режиме частотной адаптации впервые:

- предложен способ повышения помехоустойчивости системы передачи с помощью частотно-временной матрицы, отличающийся от ранее известных тем, что эффект достигается за счет использования избыточного располагаемого частотного ресурса.

- получено аналитическое выражение для оценки помехоустойчивости приема многопозиционных сигнальных конструкций, сформированных на основе 2-х частотных и 3-х временных интервалов разнесения;
- разработан способ кодирования шестиэлементных частотно-временных матриц 4-х битовыми информационными блоками.

Практическая значимость новых научных результатов в том, что впервые разработан способ кодирования, формирования и приема помехозащищенной 16-позиционной сигнальной конструкции, состоящей из трех сигналов ОМ, последовательно разнесенных по временным интервалам, верхние и нижние боковые полосы которых определяют задействованный частотный интервал, позволяющий повысить своевременность передачи на 7%.

Таким образом, разработка научно-технических решений по реализации однополосной модуляции в многопозиционных сигналах в интересах повышения скорости передачи и помехоустойчивости их приема за счет частотно-временного кодирования позволила решить научную задачу в рамках третьего научного положения.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Полученные результаты, составляющие основу разработанных научных положений, позволяют подтвердить решение научной задачи, связанной с разработкой модели способа и метода, обеспечивающих повышение достоверности приема и своевременности передачи сообщений в сетях радиосвязи декаметрового диапазона.

Так, в рамках первого научного положения была разработана модель сигнала однополосной модуляции на основе квадратурного синтеза с управляемым уровнем несущего колебания, открывающая возможность перераспределения мощности, высвободившейся в результате изменения уровня пилот-сигнала, для повышения энергетического потенциала информационных составляющих результирующей сигнальной конструкции.

Вклад в науку новых результатов первого научного положения определяется тем, что введено понятие параметра управления пилот-сигналом и определено его место в уравнении аналитического синтеза, а также доказана возможность формирования сигналов ОМ с сохранением полного уровня несущего колебания методов квадратурного синтеза, при условии приведения информационного модулирующего сигнала к аналитическому виду.

Практическая значимость разработанной модели определяется тем, что коэффициент повышения энергии, обеспечиваемый сигналами ОМ с регулируемой несущей, при значении параметра управления уровнем пилот-сигнала равном $m_{\text{ОМ}} = 0,1$ составит 2,8 раз, что приведет к повышению своевременности минимум на 16% и до 64%.

В рамках второго научного положения разработан способ, обеспечивающий повышение информационной скорости при передаче сообщений в режиме программной перестройки рабочей в СРС ДМД за счет проактивного контроля пригодности текущего канала на рабочей частоте.

Вклад в науку результатов второго научного положения, определяется тем, что метод позволяет производить отбраковку каналов, несоответствующих заданным требованиям на длительности передачи последующего за

выявленным информационным блоком данных, принятого с ошибкой.

Практическая значимость разработанного метода в том, что непосредственно в процессе передачи предусмотрен механизм исключения непригодных частотных каналов, а также механизм повторного включения ранее отключенных каналов, повышающий своевременность, как минимум на 3%, и до 46% в условиях медленных замираний.

В рамках третьего научного положения разработаны научно-технические решения, обеспечивающие кодирование четырех информационных битов на длительности элемента сигнала.

Вклад в науку результатов третьего научного положения определяется тем, что получено аналитическое выражение для оценки помехоустойчивости приема многопозиционных сигнальных конструкций, сформированных на основе 2-х частотных и 3-х временных интервалов разнесения.

Практическая значимость разработанного способа в том, что предложенная сигнальная конструкция на основе 16-ти позиционной ЧВМ при одинаковой длительности передачи 1 бита на 0,3 дБ выигрывает в помехоустойчивости по сравнению с сигналами АМн, и при этом в 1,33 раза превосходит его по скорости при передаче целого символа, что говорит о повышении своевременности на 7%.

Разработанные новые научные результаты целесообразно использовать при модернизации средств и комплексов декаметровый связи, применяемых для организации сетей линий морской, авиационной воздушной радиосвязи и радиосвязи МЧС России. В частности, при модернизации программного обеспечения устройств формирования сигналов, используемого на радиостанциях Р-166 и «Прима-КВ».

Направление дальнейшего исследования будет связано с повышением помехоустойчивости приема в сетях и ЛРС ДМД за счет применения методов совместной частотно-временной обработки сигналов.

Список сокращений и условных обозначений

ACSSB	–	Amplitude-Companded Single-SideBand modulation
ALE	–	Automatic Link Establishment
AME	–	Amplitude modulation equivalent
CSSB	–	Compatible Single Sideband
eSSB	–	Extended Single Sideband
FDM	–	Frequency-division multiplexing
FDMA	–	Frequency division multiple access
HFDL	–	High Frequency Data Link
ICAO	–	International Civil Aviation Organization
SSB	–	Single-sideband Modulation
SSB-SC	–	Single-sideband suppressed-carrier modulation
TDMA	–	Time division multiple access
VSB	–	Vestigial SideBand
АБГШ	–	Аддитивный белый гауссов шум
АМ	–	Амплитудная модуляция
АМн	–	Амплитудная манипуляция
АЧХ	–	Амплитудно-частотные характеристики
ВАК	–	Высшая аттестационная комиссия
ВБП	–	Верхняя боковая полоса
ВЧ	–	Высокая частота
ГИМ	–	Генератор индекса модуляции
ГМССБ	–	Глобальная морская система связи при бедствии
ГУУ	–	Генератор управляемого уровня
ГФН	–	Генератор формирования напряжения единичного уровня
ДМД	–	Декаметровый диапазон
ИШ	–	Импульсивный шум
КВ	–	Короткие волны
ЛРС	–	Линия радиосвязи

МПС	–	Морская подвижная служба
МЭС	–	Международный союз электросвязи
НБП	–	Нижняя боковая полоса
НМА	–	Научно-методический аппарат
НТР	–	Научно-технические решения
НЧ	–	Низкая частота
ОМ	–	Однополосная модуляция
ОМ-Н	–	Однополосная модуляция с сохраненной несущей
ОМ-ПН	–	Однополосная модуляция с частично сохраненной (подавленной) несущей
ОМ-У	–	Однополосная модуляция с управляемым уровнем несущей
ОСШ	–	Отношение сигнал/шум
ПВ	–	Промежуточные волны
ПГ	–	Преобразователь Гильберта
ПД	–	Передача данных
ПСОМ	–	Поисково-спасательная операция на море
ПЧ	–	Промежуточная частота
ПЧМ	–	Перестановочная частотная модуляция
РРВ	–	Распространение радиоволн
РТС	–	Радиотехнические средства
РФ	–	Российская Федерация
РЭС	–	Радиоэлектронная система
СД	–	Синхронный детектор
СКО	–	Среднеквадратическое отклонение
СРС	–	Сети радиосвязи
СШ	–	Сосредоточенный шум
ТЛГ	–	Телеграфная радиосвязь
ТЛФ	–	Телефонные сообщения
ТТХ	–	Тактико-технические характеристики

ФШ	–	Флуктуационный шум
ЦОС	–	Цифровая обработка сигналов
ЧМ	–	Частотная модуляция
ЧРК	–	Частотный разделитель каналов
ЭВМ	–	Электронная вычислительная машина
ЭМС	–	Электромагнитная совместимость

Список использованных источников

1. Спилкер, Дж. Цифровая спутниковая связь: пер. с англ. / Дж. Спилкер; под ред. В. В. Маркова. – Москва: Связь, 1979. – 300 с.
2. Приказ Минтранса РФ от 12.11.2021 № 395 «Об утверждении общих правил плавания и стоянки судов в морских портах российской федерации и на подходах к ним». – URL: <https://normativ.kontur.ru/document?moduleId=1&documentId=425707> (свободный доступ на 10.12.2023)
3. СОЛАС-74 Глава IV – Радиосвязь. – URL: <https://mirmarine.net/morskoe-pravo/solas-74/1178-solas-74-glava-iv-radiosvyaz> (свободный доступ на 10.12.2023).
4. Правила о грузовой марке морских судов Российского морского регистра судоходства (РС, Регистр) утверждены в соответствии с действующим положением и вступают в силу 1 января 2023 года. НД № 2-020101-180. – Санкт-Петербург: Российский морской регистр судоходства, 2023. – 98 с.
5. Приказ Министерства транспорта РФ от 20 октября 2014 г. № 297 "Об утверждении Федеральных авиационных правил "Радиотехническое обеспечение полетов воздушных судов и авиационная электросвязь в гражданской авиации". – URL: <https://base.garant.ru/70812462/> (свободный доступ на 10.12.2023).
6. Приказ МЧС России от 26 декабря 2018 г. № 633 "Об утверждении и введении в действие Руководства по радиосвязи Министерства Российской Федерации по делам гражданской обороны, чрезвычайным ситуациям и ликвидации последствий стихийных бедствий". – URL: <https://base.garant.ru/72152196/> (свободный доступ на 10.12.2023).
7. Кизима, С. В. Прогнозирование распространения радиоволн декаметрового диапазона в интересах радиочастотной службы Российской Федерации / С. В. Кизима, М. В. Ладанов. – 11 с. – URL: radian-m.ru/docs/article/2012RSpectr.pdf (свободный доступ на 24.11.2023).

8. Приказ Министерства транспорта РФ от 9 декабря 2022 г. № 486 “Об утверждении Правил радиосвязи морской подвижной службы и морской подвижной спутниковой службы”. – URL: <https://www.garant.ru/products/ipo/prime/doc/405964637/> (свободный доступ на 10.12.2023).

9. Глобальная морская система связи при бедствии. Материал из Википедии – свободной энциклопедии. – URL: https://ru.wikipedia.org/wiki/Глобальная_морская_система_связи_при_бедствии (свободный доступ на 10.12.2023).

10. ГМССБ - общие сведения. – URL: <https://mirmarine.net/sudovoditel/gmdss/949-gmssb-obshchie-svedeniya> (свободный доступ на 10.12.2023).

11. ГМССБ. Эксплуатационные процедуры для связи в случае бедствия. – URL: <https://mirmarine.net/sudovoditel/gmdss/955-ekspluatatsionnye-protsedury-dlya-svyazi-v-sluchae-bedstviya> (свободный доступ на 10.12.2023).

12. Приказ Министерства транспорта РФ от 25 марта 2019 г. N 83 "Об утверждении Правил радиосвязи подвижной службы и подвижной спутниковой службы на внутренних водных путях". – URL: <https://base.garant.ru/72265754/> (свободный доступ на 10.12.2023).

13. Приказ Федеральной авиационной службы РФ от 31 августа 1998 г. N 270 "Об утверждении и введении в действие федеральных авиационных правил "Радиотехническое обеспечение полетов и авиационная электросвязь. Сертификационные требования". – URL: <https://base.garant.ru/70744526/> (свободный доступ на 10.12.2023).

14. Министерство транспорта Российской Федерации. Приказ от 26 сентября 2012 года № 362 Об утверждении Федеральных авиационных правил "Порядок осуществления радиосвязи в воздушном пространстве Российской Федерации". – URL: xr.ivao.aero/ru-ivao-store/docs/ФАП_362_-_ФРО.pdf (свободный доступ на 10.12.2023).

15. Котенко, О. О. Повышение достоверности передачи информации в

радиолиниях коротковолновой радиосвязи на основе применения эффективных сигнально-кодовых конструкций своевременность радиосвязи: дис. ... канд. тех. наук / СПб. гос. ун-т телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича // О. О. Котенко. – Санкт-Петербург, 2004. – 165 с.

16. Игнатов, В. В. Военные системы радиосвязи. Часть 1. Теоретические основы построения средств и комплексов военной связи / В. В. Игнатов. – Ленинград: ВАС, 1989. – 386 с.

17. Зюко, А. Г. Помехоустойчивость и эффективность систем связи / А. Г. Зюко. – Москва : Связь, 1972. – 360 с.

18. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигнала методом псевдослучайной перестройки рабочей частоты / В. И. Борисов, В. М. Зинчук, А. Е. Лимарев [и др.]; под ред. В. И. Борисова. – Москва: Радио и связь, 2000. – 384 с.

19. Коржик, В. И. Расчет помехоустойчивости систем передачи дискретных сообщений / В. И. Коржик, Л. М. Финк, К. Н. Щелкунов. – Москва: Радио и связь, 1981. – 245 с.

20. Финк, Л. М. Теория передачи дискретных сообщений / Л. М. Финк. – Москва: Сов. радио, 1970. – 718 с.

21. Березовский, П. П. Основы радиотехники и связи: учебное пособие / П. П. Березовский. – Екатеринбург: Изд-во Урал. ун-та, 2017. – 212 с.

22. Комарович, В. Ф. Случайные помехи и надежность КВ связи / В. Ф. Комарович, В. Н. Сосунов. – Москва: Связь, 1977. – 136 с.

23. Григорьев, В. А. Сигналы современных зарубежных систем электросвязи: учебник / А. В. Григорьев. – Санкт-Петербург: ВАС, 2007. – 356 с.

24. Система радиосвязи в МЧС России / С. В. Пацук, В. В. Ильичев, А. А. Клавдиев, А. Н. Куренной // Актуальные вопросы пожарной безопасности. – 2022. – № 2(12). – С. 41-49.

25. Семисошенко, М. А. Управление автоматизированными сетями декаметровый связи в условиях сложной радиоэлектронной обстановки / М. А.

Семисошенко. – Санкт-Петербург: ВАС, 1997. – 364 с.

26. FS-1045A: Letter of Promulgation. General Services Administration Information Resources Management Service Letter of Promulgation Federal Standard 1045A, Telecommunications: HF Radio Automatic Link Establishment. – URL: https://hflink.com/standards/FED_STD_1045A.pdf (свободный доступ на 10.12.2023).

27. Прима ДМВ радиостанция руководство по эксплуатации. – URL: <https://rukovodstvorus.ru/prima-dmv-radiostancziya-rukovodstvo-po-ekspluataczii/> (свободный доступ на 24.11.2023).

28. Oswald, A. A. Early History of Single-Sideband Transmission / A. A. Oswald // Proceedings of the IRE. – 1956. – 44(12). – pp. 1676 -1679.

29. US 1449382 John Carson / AT&T: Method and Means for Signaling with High Frequency Waves filed on December 1, 1915; granted on March 27, 1923. (патент)

30. Leonard R Kahn Single-sideband transmission by envelope elimination and restoration / Leonard R Kahn // Proceedings of the IRE. – 1952. – 40(7). – pp. 803–806.

31. Elliott, M. M. Single sideband transmission by envelope elimination and restoration: thesis / M. M. Elliot // Naval Postgraduate School. – 1953.

33. Weaver, D. K. A Third Method of Generation and Detection of Single-Sideband Signals" / D. K. Weaver // Proceedings of the IRE. – 1956.

34. Верзунов, М. В. Однополосная модуляция в радиосвязи / М. В. Верзунов. – Москва: Воениздат, 1972. – 296 с.

35. Optical Polarization Division Multiplexing Transmission System Based on Simplified Twin-SSB Modulation / Ye Zhou, Jun Ming, Leilei Wang [et al.] ; – Sensors, 2022. – 22(20).

36. Hualong, Ye. Study on the key technology of ghost imaging based on orthogonal frequency division multiplexing / Ye. Hualong, Zh. Leihong, W. Kaimin, Zh. Dawei // Opticheskii Zhurnal. – 2021. – Т. 88, № 8. – С. 20-31.

37. Никишкин, П. Б. Методы широкополосной передачи данных на основе

сигналов с частотным разделением каналов: цифровая обработка сигналов / П. Б. Никишкин, В. В. Витязев. – 2020. – № 3. – С. 45-49.

38. Rosepreet Kaur Bhogal1Generation of Single Sideband-Suppressed carrier (SSB-SC) Signal Based on Stimulated Brillouin Scattering / Rosepreet Kaur Bhogal1, Manoj Sindhwani // Journal of Physics: Conference Series, 4th International Conference on Intelligent Circuits and Systems. – IOP Publishing, 2022. – vol. 2327.

39. Дворников, С. В. Помехоустойчивость сигналов однополосной модуляции с управляемым уровнем несущего колебания / С. В. Дворников, С. С. Дворников, К. Д. Жеглов // Информатика и автоматизация. – 2023. – Т. 22, № 2. – С. 261-288.

40. Филимонов, В. Алгоритмы построения модуляторов и демодуляторов сигналов с однополосной модуляцией на основе цифровой обработки сигналов / В. Филимонов, Н. Усов, А. Ушкань // Компоненты и технологии. – 2022. – № 11-12(255). – С. 74-77.

41. Коханов, А. Б. Однополосная квадратурная модуляция / А. Б. Коханов // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника. – 2017. – Т. 60. № 3(657). – С. 123-131.

42. Патент № 2789517 С1. Российская Федерация, МПК H04B 3/46. Способ помехозащищенной передачи дискретных сигналов на основе однополосной модуляции: № 2022113570: заявл. 20.05.2022: опубл. 06.02.2023 / С. В. Дворников, А. В. Пшеничников, С. С. Манаенко.

43. Шахмаев, М. М. Однополосная угловая модуляция в радиосвязи: дис. ... докт. физ.-мат. наук / Казан. гос. ун-т им. В. И. Ульянова-Ленина // М. М. Шахмаев. – Казань, 1994.

44. Нгуен, Ф. Х. Исследование методов формирования и обработки однополосных сигналов: дис. ... канд. техн. наук / Моск. гос. ун-т путей сообщения / Ф. Х. Нгуев. – Москва, 1997.

45. Топталов, С. И. Исследование энергетически эффективных методов формирования выходных сигналов в радиопередающих устройствах с амплитудной и однополосной модуляцией: дис. ... канд. техн. наук / Санкт-

Петербургский гос. электротехнич. ун-т (ЛЭТИ) // С. И. Топталов. – Санкт-Петербург, 1998.

46. Смородинов, А. А. Помехоустойчивость систем связи с однополосной угловой модуляцией: дис. ... канд. техн. наук / А. А. Смороинов. – Санкт-Петербург, 1998.

47. Ерохов, Е. В. Исследование прохождения радиосигнала с большой девиацией фазы в смеси с флуктуационной помехой в однополосном приемнике с амплитудно-фазовой модуляцией: дис. ... канд. техн. наук / Е. В. Ерохов. – Казань, 2002.

48. Ткаченко, Д. А. Повышение эффективности мощных вещательных и связных передатчиков с однополосной и амплитудной модуляцией на основе использования ключевых анодных модуляторов и регуляторов: дис. ... канд. техн. наук / Д. А. Ткаченко. – Санкт-Петербург, 1993.

49. Сванидзе, В. Г. Помехоустойчивость систем передачи информации с однополосной фазовой манипуляцией: дис. ... канд. техн. наук / Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения // В. Г. Сванидзе. – Санкт-Петербург, 2004.

50. Эффективность многоканальных передач с однополосной модуляцией / К. Д. Жеглов, С. С. Дворников, А. А. Русин [и др.] // Вопросы радиоэлектроники. Серия: Техника телевидения. – 2023. – № 3. – С. 94-99.

51. Коханов, А. Б. Однополосная квадратурная угловая модуляция / А. Б. Коханов, М. Ю. Левковская // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника. – 2016. – Т. 59, № 5(647). – С. 38-46.

52. Compatible sideband transmission. – URL: https://en.wikipedia.org/wiki/Compatible_sideband_transmission (свободный доступ на 25.11.2023).

53. MIL-STD-188 is a series of U.S. military standards relating to telecommunications. – URL: <https://en.m.wikipedia.org/wiki/MIL-STD-188> (свободный доступ на 25.11.2023).

54. Kahn, L. R. Compatible Single Sideband / R. L. Kahn // Proceedings of the

IRE. – 1961. – vol. 49, no. 10. – pp. 1503-1527.

55. Amplitude Modulation-DSBSC, single sideband And vestigial sideband. – URL: <https://hemangshu.wordpress.com/2011/07/13/amplitude-modulation-dsbsc-single-sideband-and-vestigial-sideband/> (свободный доступ на 25.11.2023).

56. 8VSB. – URL: <https://en.wikipedia.org/wiki/8VSB> (свободный доступ на 25.11.2023).

57. eSSB Extended Single Sideband. – URL: <https://www.nu9n.com/essb.html> (свободный доступ на 25.11.2023).

58. Taira, S. Experiments on ACSSB land mobile satellite communications / S. Taira // 40th IEEE Conference on Vehicular Technology. – Orlando: FL, 1990. – pp. 695-700.

59. Дворников, С. В. Программный симулятор ионосферного радиоканала декаметрового диапазона / С. В. Дворников, Г. Р. Овчинников, А. А. Балыков // Информация и космос. – 2019. – № 3. – С. 6-12.

60. Анализ помехоустойчивости передач с однополосной модуляцией в каналах с флуктуационными помехами / А. С. Дворников, М. А. Гудков, Б. А. Аюков [и др.] // Вопросы радиоэлектроники. Серия: Техника телевидения. – 2022. – № 4. – С. 58-64.

61. Лайонс Ричард. Цифровая обработка сигналов / Лайонас Ричард. 2-е изд., пер. с англ. – Москва: ООО «Бином-Пресс», 2006. – 656 с.

62. Ван Трис, Г. Теория обнаружения, оценок и модуляции, Т.1. Теория обнаружения, оценок и линейной модуляции / Г. Ван Трис ; пер. с англ., под ред. проф. В. И. Тихонова. – Москва: Советское радио, 1972. – 744 с.

63. Тихонов, В. И. Статистическая радиотехника / В. И. Тихонов – Москва: Радио и связь, 1982. – 624 с.

64. Прохоров, В. К. Методы расчета показателей эффективности радиосвязи / В. К. Прохоров, А. И. Шаров. – Ленинград: ВАС, 1990. – 132 с.

65. Крячко, А. Ф. Моделирование радиотехнических систем в конфликтных ситуациях когнитивного характера / А. Ф. Крячко, С. В. Дворников, А. В. Пшеничников // Волновая электроника и

инфокоммуникационные системы: сборник статей XXII Международной научной конференции. Санкт-Петербург, 2019. – С. 84-89.

66. Левин, Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники / Б. Р. Левин. – Москва: Радио и связь, 1989. – 656 с.

67. Тихонов, В. И. Оптимальный приём сигналов / В. И. Тихонов. – Москва: Радио и связь, 1983. – 320 с.

68. Возенкрафт, Дж. Теоретические основы техники связи / Дж. Возенкрафт, И. Джекобс. – Москва: Мир, 1969. – 638 с.

69. Теория передачи сигналов / А. Г. Зюко, Д. Д. Кловский, М. В. Назаров, Л. М. Финк. – Москва: Радио и связь, 1986. – 304 с.

70. Теоретические предложения по повышению помехоустойчивости приема многопозиционных сигналов в каналах с переменными параметрами / С.В. Дворников, А.В. Пшеничников, А.Ф. Крячко [и др.] // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника. – 2023. Т. 26, № 2. – С. 6-15.

71. Смит, С. Цифровая обработка сигналов: практическое руководство для инженеров и научных работников / С. Смит. – Санкт-Петербург: Додэка XXI, 2008. – 720 с.

72. Обоснование и выбор вида передачи для декаметровых линий радиосвязи МЧС России / А. М. Чудаков, А. А. Русин, К. Д. Жеглов [и др.] // Научно-аналитический журнал "Вестник Санкт-Петербургского университета Государственной противопожарной службы МЧС России". – 2023. – № 1. – С. 62-74.

73. Дворников, С. В. Теоретические основы синтеза билинейных распределений / С. В. Дворников; Военная акад. связи. – Санкт-Петербург: Изд-во Политехнического ун-та, 2007. – 268 с.

74. Сосулин, Ю. Г. Теория обнаружения и оценивания стохастических сигналов / Ю. Г. Сосулин. – Москва: Советское радио, 1978. – 320 с.

75. Повышение эффективности приема в декаметровых линиях радиосвязи МЧС России / В. И. Власенко, М. Р. Бибарсов, С. В. Дворников, С. С. Дворников // Научно-аналитический журнал "Вестник Санкт-Петербургского

университета Государственной противопожарной службы МЧС России". – 2022. – № 4. – С. 91-100.

76. Сергиенко, А. Б. Цифровая обработка сигналов: учебное пособие / А. Б. Сергиенко. – 3-е изд. – Санкт-Петербург: БХВ-Петербург, 2011. – 768 с.

77. Пшеничников, А. В. Модели и методы помехозащиты радиолиний: монография / А. В. Пшеничников. – Санкт-Петербург: ВАС, 2017. – 136 с.

78. Шумоподобные сигналы в системах передачи информации / В. Б. Пестряков, В. П. Афанасьев, В. Л. Гурвид [и др.]; под ред. В. Б. Пестрякова. – Москва: «Сов. Радио», 1973. – 424 с.

79. Комарович, В. Ф. Оптимальное управление частотными ресурсами в системах декаметровой связи / В. Ф. Комарович, В. П. Постюшков // Вопросы электромагнитной совместимости и расчета антенн и радиолиний. – Санкт-Петербург: ВАС. – 1994. – С. 22–29.

80. Şafak, M. Digital communications / M. Şafak. – Chichester: John Wiley and Sons Ltd. – 2017. – 906 p.

81. Работа линий радиосвязи с ППРЧ в условиях преднамеренных помех / М. А. Вознюк, С. В. Дворников, М. Е. Винокуров [и др.] // Информационные технологии. – 2012. – № 10. – С. 64-67.

82. Овчинников, В. В. Адаптивное эквалайзирование сигналов с быстрой ППРЧ для преодоления дисперсионных искажений и повышения скрытности широкополосной КВ связи : дис. ... канд. техн. наук / ФГБОУ ВО «Поволжский государственный технологический университет» // В. В. Овчинников. – Казань, 2021.

83. Агеев, А. В. Исследование и разработка алгоритмов приема сигналов ППРЧ в каналах с памятью: дис. ... канд. техн. наук / Поволж. гос. акад. телекоммуникаций и информатики // А. В. Агеев. – Самара, 2009. – 122 с.

84. Коровин, С. Д. Динамическое управление частотно-временным ресурсом радиолинии декаметровой связи в условиях радиоэлектронного подавления: дис. ... канд. техн. наук / Омский государственный технический университет // С. Д. Коровин. – Омск, 2007.

85. Макаренко, С. И. Помехозащищенность систем связи с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты: монография / С. И. Макаренко, М. С. Иванов, С. А. Попов. – Санкт-Петербург: Свое издательство, 2013. – 166 с.

86. Рабин, А. В. Ортогональное кодирование и многопозиционная модуляция в помехозащищенных системах передачи информации: дис. ... докт. техн. наук / Государственный университет аэрокосмического приборостроения // А. В. Рабин. – Санкт-Петербург, 2021.

87. Оценка помехозащищенности линий радиосвязи с медленной псевдослучайной перестройкой рабочей частоты / С. В. Дворников, Я. А. Домбровский, М. А. Семисошенко [и др.] // Информация и космос. – 2016. – № 4. – С. 11-14.

88. Жеглов, К. Д. Выбор канала связи для радиолиний "воздух-земля" / К. Д. Жеглов // Вопросы радиоэлектроники. Серия: Техника телевидения. – 2023. – № 3. – С. 100-107.

89. Патент № 2799491 С1. Российская Федерация. Способ контроля рабочих частот: № 2022128329: заявл. 01.11.2022: опубл. 05.07.2023 / С. С. Дворников, С. В. Дворников, А. В. Пшеничников, К. Д. Жеглов.

90. Жеглов, К. Д. Анализ проблем организации КВ связи в гражданской авиации /Жеглов К.Д., Дворников С.В.// Метрологическое обеспечение инновационных технологий: сборник статей V Международного форума. Под редакцией В.В. Окрепилова, Санкт-Петербург, 02 марта 2023 г. Санкт-Петербург: Изд-во ГУАП, 2023. С. 20-21.

91. Патент 2791729 С1. Российская Федерация, МПК Н04В 1/713, Н04В 1/719. Способ помехозащищенной передачи шестнадцатипозиционных сигналов на основе однополосной модуляции: № 2022132275: заявл. 09.12.2022: опубл. 13.03.2023 / С. В. Дворников, А. В. Пшеничников, С. С. Дворников, К. Д. Жеглов.

92. Жеглов, К. Д. Модель сигнала однополосной модуляции с вариативным уровнем несущего колебания / К. Д. Жеглов // Вопросы

радиоэлектроники. Серия: Техника телевидения. – 2023. – № 2. – С. 75-81.

93. Dvornikov, S.S. SSB signals with controlled pilot level / Dvornikov S.S., Zheglov K.D., Dvornikov S.V. // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2023. – Т. 17, № 3. – pp. 41-47.

94. Дворников, С. В. Способ тестирования радиоканалов в режиме с программной перестройкой рабочей частоты / С. В. Дворников, К. Д. Жеглов // Информация и космос. – 2022. – № 4. – С. 15-20.

95. Дворников, С. В. Проактивный контроль пригодности радиоканалов в режиме ППРЧ / С. В. Дворников, С. С. Дворников, К. Д. Жеглов // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2022. – Т. 16, № 11. – С. 15-20.

96. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2023617118 Российская Федерация. Программа синтеза сигналов однополосной и амплитудной модуляции с управляемым уровнем несущего колебания: № 2023616351: заявл. 05.04.2023: опубл. 05.04.2023 / С. В. Дворников, К. Д. Жеглов, И. А. Киршина, С. С. Дворников. – Санкт-Петербург.

97. Теоретическое обоснование синтеза ансамбля биортогональных сигналов с повышенной помехоустойчивостью / С. В. Дворников, Д. А. Кузнецов, Д. А. Кожевников [и др.] // Вопросы радиоэлектроники Серия: Техника телевидения. – 2015. – № 5. – С. 16-20.

98. Покровский, П.С. Процедуры формирования адаптивных к мешающим факторам радиосигналов с управляемой связью между квадратурными составляющими для систем передачи информации: дис. ... канд. техн. наук / П. С. Покровский. – Рязань, 2012. – 199 с.

99. Караван, О. В. Различение созвездий сигналов с квадратурной амплитудной модуляцией в условиях параметрической априорной неопределенности: дис. канд. физ.-мат. наук / О. В. Караван. – Ярославль, 2010. – 120 с.

100. Green, D.M. Signal Detection Theory and Psycho- physics / D. M. Green, J. A. Swets. – New York: Kreiger, 1974. – 496 p.

101. Альперт, Я. Л. Распространение электромагнитных волн и ионосфера / Я. Л. Альперт. – Москва: Наука, 1972. – 563 с.
102. Легин, А. А. Адаптивный алгоритм обработки пространственно-временных сигналов для цифровой линии связи в среде с переотражениями: дис. ... канд. техн. наук / А. А. Легин. – 2019. – 167 с.
103. Овчинников, В. В. Адаптивное эквалайзирование сигналов с быстрой ППРЧ для преодоления дисперсионных искажений и повышения скрытности широкополосной СВ связи: дис. ... канд. техн. наук / В. В. Овчинников. – 2021. – 159 с.
104. Калмычков, И. Е. Методы обеспечения семантического доступа к речевым сообщениям при радиоперехвате сигналов диапазона ВЧ с амплитудной однополосной модуляцией в режиме псевдослучайной перестройки рабочей частоты: дис. ... канд. техн. наук / И. Е. Калмычков. – Санкт-Петербург, 2012. – 134 с.
105. Гордиенко, Д. Ю. Корреляционный прием частотно-манипулированных сигналов в режиме с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты / Д. Ю. Гордиенко, С. В. Дворников // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2022. – Т. 16, № 3. – С. 18-22.
106. Mode Hopping for Anti-Jamming in Radio Vortex Wireless Communications / L. Liang, W. Cheng, H. Zhang, W. Zhang // IEEE Transactions on Vehicular Technology. – 2018. – 67(8). – pp. 7018-7032.
107. Adair, R. A Family of Federal Standards for HF ALE Radios / R. Adair, D. Bodson // QST. – 1992. – vol. 76. – 73 p.
108. Дворников, С. В. Системы радиосвязи специального назначения / С. В. Дворников, С. В. Кузнецов, П. Г. Романенко. – Санкт-Петербург: ВАС, 2014. – 128 с.
109. Радиостанция "АМЕТИСТ-М" - современное программно-определяемое средство связи / Валеев, М. М., Иванов, А. А., Каретников, Л. А., Хазан, Г. К. // Радиотехника, электроника и связь: тезисы докладов VI Международной научно-технической конференции. – Омск: ОНИИП, 2021. –

С. 108-110.

110. "HFDL Ground Stations (traffic to and from)". – URL: <https://i56578-swl.blogspot.com/2016/01/hfdl-grond-stations-traffic-to-and-from.html> (свободный доступ на 10.12.2023).

111. Zazo, S. High Frequency Data Link (HFDL) for Civil Aviation: a comparison between single and multitone voiceband modems / S. Zazo, Jose M. Paez-Borralló, Maria Julia Fernandez-Getino // Vehicular Technology Conference, IEEE 38th 3. – 1999. – vol.3. – pp. 2113-2118.

112. Патент № 2519011. Российская Федерация, МПК H04L 27/22. Способ передачи информации по коротковолновому каналу связи с использованием частотно-манипулированных сигналов: № 2013107579/08: заявл. 20.02.2013: опубл. 10.06.2014 / В. Л. Хазан.

113. Дворников, С. В. Помехоустойчивость сигналов КАМ-16, сформированных на основе гексоганальных решеток / С. В. Дворников, С. А. Якушенко, А. Ю. Жданов // Научно-аналитический журнал "Вестник Санкт-Петербургского университета Государственной противопожарной службы МЧС России". – 2022. – № 3. – С. 76-88.

114. Дворников, С. В. Предложения по управлению скоростью передачи и помехоустойчивостью сигналов с перестановочной частотной модуляцией / С. В. Дворников, А. А. Балыков // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2020. – Т. 14, № 6. – С. 20-26.

115. Патент № 2804059. Российская Федерация, H04B 1/10 (2006.01), H04L 25/08 (2006.01). Способ помехозащищенной передачи дискретных сигналов на основе однополосной модуляции: № 2023106488: заявл. 20.03.2023: опубл. 26.09.2023 Бюл. № 27. / К. Д. Жеглов, А. В. Пшеничников, С. В. Дворников [и др].

116. Жеглов, К.Д. Метод оценки доступности радиоканалов в режиме с ППРЧ непосредственно в ходе сеанса связи / К. Д. Жеглов, А. Н. Мингалев, А. М. Тюрликов // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2025. – Т. 19, № 7. – С. 19-24.

117. Алмазова, В.С. Анализ качества канала по результатам декодирования / В. С. Алмазова // Труды ЛПИ им. Калинина. – 1983. – № 3. – С. 103-104.

118. Гинзбург, В.В. К обоснованию одного метода измерения отношения сигнал/шум / В.В. Гинзбург, В.С. Гиршов, М.Я. Лесман // Радиотехника. – 1977. – № 7. – С. 66-70.

119. Егоров, В. В. О сравнении двух методов контроля состояния связи / Егоров, В. В. // Техника средств связи. Серия: Техника радиосвязи. – 1983. – Вып. 8. – С. 134-136.

120. Егоров, В. В. Установление частотно-временной синхронизации в многочастотных КВ-системах передачи данных / В. В. Егоров, А. Е. Тимофеев // Электросвязь. – 2013. – № 7. – С. 41-44.

121. Мардиа, К. Статистический анализ угловых наблюдений / К. Мардиа // – Москва: Наука, 1978. – 239с.

122. Егоров, В. В. Компенсация частотного смещения при приеме ОФМ сигналов / В. В. Егоров, А. Е. Тимофеев // DSPA: Вопросы применения цифровой обработки сигналов. – 2011. – Т. 1, № 2. – С. 186-188.

ПРИЛОЖЕНИЕ А. **Акт внедрения «АО ЦКБ МТ «Рубин»»**



АКЦИОНЕРНОЕ ОБЩЕСТВО
**ЦЕНТРАЛЬНОЕ КОНСТРУКТОРСКОЕ
БЮРО МОРСКОЙ ТЕХНИКИ**

АО «ЦКБ МТ «Рубин», ул. Марата, д. 90, г. Санкт-Петербург, 191119; телефон: +7 (812) 407-51-32, факс: +7 (812) 764-37-49
электронная почта: perfun@ckb-rubin.ru, www.ckb-rubin.ru, ОКПО 07510551, ОГРН 1089848051116, ИНН / КПП 7838418751 / 997450001

УТВЕРЖДАЮ

Главный конструктор по электронному оборудованию и
радиоэлектронным системам
кандидат технических наук



14 марта 2024 г.

АКТ

о внедрении результатов диссертационной работы

Жеглова Кирилла Дмитриевича на тему «Повышение своевременности и достоверности
передачи сообщений в сетях радиосвязи декаметрового диапазона»
в ОКР «Переход», выполняемой АО «ЦКБ МТ «Рубин»»

Научно-техническая комиссия в составе начальника 8 отделения Травинова В.Д., заместителя главного конструктора Лозовского С.В. составила настоящий акт в том, что результаты диссертационной работы — «Повышение своевременности и достоверности передачи сообщений в сетях радиосвязи декаметрового диапазона» использованы в ОКР «Переход». Способ передачи шестнадцатипозиционных сигналов на основе однополосной модуляции, разработанный в диссертационной работе Жеглова К.Д., позволил получить увеличение своевременности на 7% по сравнению со способом-прототипом в коротковолновом канале связи.

Начальник отделения

В.Д. Травинов

«14» марта 2024 г.

Заместитель главного конструктора

С.В. Лозовский

«14» марта 2024 г.

ПРИЛОЖЕНИЕ Б.

Акт внедрения ФГАОУ ВО «Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения»



МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования
«САНКТ-ПЕТЕРБУРГСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ АЭРОКОСМИЧЕСКОГО ПРИБОРОСТРОЕНИЯ»
(ГУАП)

ул. Большая Морская, д. 67, лит. А, Санкт-Петербург, 190000, Тел. (812) 710-6510, факс (812) 494-7057,
E-mail: info@guap.ru; http://www.guap.ru, ОГРН 1027810232680; ИНН/КПП 7812003110/783801001

№ _____
На № _____ от _____

УТВЕРЖДАЮ

Ректор ГУ

доктор экономических наук
профессор

М.А. Кирюхина
Кирюхина М.А.

«04» 02 2025 г.



АКТ

о внедрении результатов диссертационной работы

Жеглова Кирилла Дмитриевича

«Повышение своевременности и достоверности передачи сообщений
в сетях радиосвязи декаметрового диапазона»,

представленной на соискание ученой степени кандидата технических
наук по специальности 2.2.15 – «Системы, сети и устройства
телекоммуникаций»

Комиссия в составе

Председателя – директора института радиотехники и
инфокоммуникационных технологий, доктора технических наук
Бестугина А.Р.

Членов комиссии:

Тюрликова А.М. – заведующего кафедры №25, доктора технических наук
Мингалева А.Н. – доцента кафедры №25, кандидата технических наук

составила настоящий акт о том, что результат диссертационной работы
Жеглова К.Д. «Повышение своевременности и достоверности передачи
сообщений в сетях радиосвязи декаметрового диапазона»:

- математическая модель сигналов однополосной модуляции с
управляемым уровнем несущего колебания, позволяющая повысить

достоверность приема в сетях радиосвязи декаметрового диапазона в условиях воздействия внешних и внутренних помех.

использован в учебном процессе при подготовке бакалавров по направлению 11.03.02 «Инфокоммуникационные технологии и системы связи» Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения в дисциплине «Сети и системы мобильной связи»

Директор института радиотехники и
инфокоммуникационных технологий,
доктор технических наук, профессор



А.Р. Бестугин

Заведующий кафедры №25,
доктор технических наук, профессор



А.М. Тюрликов

доцент кафедры №25,
кандидат технических наук, доцент



А.Н. Мингалев

ПРИЛОЖЕНИЕ В.

Акт внедрения АО «Невское ПКБ»



АКЦИОНЕРНОЕ ОБЩЕСТВО
НЕВСКОЕ
ПРОЕКТНО-КОНСТРУКТОРСКОЕ БЮРО



УТВЕРЖДАЮ

Заместитель главного инженера
АО «Невское ПКБ»

Э.И. Плоткин

«20» 05 2025

АКТ

О внедрении результатов диссертационной работы
Жеглова Кирилла Дмитриевича на тему «Повышение своевременности и достоверности передачи сообщений в сетях радиосвязи декаметрового диапазона» в НИР «Коллектив», выполняемый АО «Невское ПКБ»

Научно-техническая комиссия в составе главного конструктора А.И. Захарова, начальника отдела радиоэлектронных систем и систем вооружения А.Н. Некрасова, ученого секретаря научно-технического совета С.А. Соколова составил настоящий акт о том, что результаты диссертационной работы - «Повышение своевременности и достоверности передачи сообщений в сетях радиосвязи декаметрового диапазона» использованы в НИР «Исследование облика комплекса технических средств и их элементов экологического мониторинга и обслуживания атомных плавучих энергоблоков», шифр «Коллектив».

Метод организации радиосвязи в режиме программной перестройкой рабочей частоты с реализацией процедур проактивного контроля, разработанный в диссертационной работе К.Д. Жеглова, позволил повысить своевременность передачи данных между взаимодействующими морскими робототехническими комплексами

не менее чем на 3% за счет отсутствия необходимости повторной синхронизации в конце сеанса связи, и до 46% в условиях медленных замираний.

Главный конструктор

А.И. Захаров

«10» 05 2025 г.

Начальник отдела радиоэлектронных систем и систем вооружения

А.Н. Некрасов

«10» 05 2025 г.

Ученый секретарь
научно-технического совета

С.А. Соколов

«10» 05 2025 г.

ПРИЛОЖЕНИЕ Г.
Патент № 2799491

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



ПАТЕНТ

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2799491

Способ контроля рабочих частот

Патентообладатель: *Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования "Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения" (RU)*

Авторы: *Дворников Сергей Сергеевич (RU), Дворников Сергей Викторович (RU), Пшеничников Александр Викторович (RU), Жеглов Кирилл Дмитриевич (RU)*

Заявка № 2022128329

Приоритет изобретения 01 ноября 2022 г.

Дата государственной регистрации

в Государственном реестре изобретений

Российской Федерации 05 июля 2023 г.

Срок действия исключительного права

на изобретение истекает 01 ноября 2042 г.



Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ
Сертификат 429b6a0f63863364ba196f83b73b4aa7
Владимир Зубов Юрий Сергеевич
Действителен с 10.06.2023 по 02.08.2024

Ю.С. Зубов

ПРИЛОЖЕНИЕ Д.
Патент № 2791729

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



ПАТЕНТ

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2791729

Способ помехозащищенной передачи
шестнадцатипозиционных сигналов на основе
однополосной модуляции

Патентообладатель: *Федеральное государственное автономное
образовательное учреждение высшего образования "Санкт-
Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения" (RU)*

Авторы: *Дворников Сергей Викторович (RU), Пшеничников
Александр Викторович (RU), Дворников Сергей Сергеевич
(RU), Жеглов Кирилл Дмитриевич (RU)*

Заявка № 2022132275

Приоритет изобретения 09 декабря 2022 г.

Дата государственной регистрации
в Государственном реестре изобретений

Российской Федерации 13 марта 2023 г.

Срок действия исключительного права
на изобретение истекает 09 декабря 2042 г.

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ
Сертификат 68b80077e14e40f0a94eabd24145d5c7
Владелец **Зубов Юрий Сергеевич**
Действителен с 20.05.2022 по 26.05.2023

Ю.С. Зубов



ПРИЛОЖЕНИЕ Е.
Патент № 2808227

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



ПАТЕНТ

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2808227

Демодулятор сигналов амплитудной манипуляции

Патентообладатель: *Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования "Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения" (RU)*

Авторы: *Дворников Сергей Викторович (RU), Дворников Сергей Сергеевич (RU), Жеглов Кирилл Дмитриевич (RU), Павлов Андрей Александрович (RU), Федосов Александр Юрьевич (RU), Гордиенко Дмитрий Юрьевич (RU), Богданов Александр Валентинович (RU), Козлов Михаил Дмитриевич (RU)*

Заявка № 2023117678

Приоритет изобретения **05 июля 2023 г.**

Дата государственной регистрации
в Государственном реестре изобретений
Российской Федерации **28 ноября 2023 г.**

Срок действия исключительного права
на изобретение истекает **05 июля 2043 г.**



*Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности*

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ
Сертификат 429b6a0f63853364ba96f83b73b4aa7
Владелец **Зубов Юрий Сергеевич**
Действителен с 10.05.2023 по 02.08.2024

Ю.С. Зубов

ПРИЛОЖЕНИЕ Ж.
Свидетельство о регистрации программы для ЭВМ

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2023617118

**Программа синтеза сигналов однополосной и
амплитудной модуляции с управляемым уровнем
несущего колебания**

Правообладатель: *Федеральное государственное автономное
образовательное учреждение высшего образования «Санкт-
Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения» (RU)*

Авторы: *Дворников Сергей Викторович (RU), Желов Кирилл
Дмитриевич (RU), Кишина Ирина Анатольевна (RU),
Дворников Сергей Сергеевич (RU)*



Заявка № **2023616351**

Дата поступления **05 апреля 2023 г.**

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ **05 апреля 2023 г.**

*Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности*

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ
Сертификат 68b80077e14e40f0a94edbd24145d5c7
Владелец **Зубов Юрий Сергеевич**
Действителен с 2.03.2022 по 26.05.2023

Ю.С. Зубов