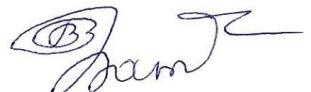


ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ
УЧРЕЖДЕНИЕ НАУКИ ИНСТИТУТ РАДИОТЕХНИКИ И
ЭЛЕКТРОНИКИ им. В.А. КОТЕЛЬНИКОВА РОССИЙСКОЙ
АКАДЕМИИ НАУК (ФРЯЗИНСКИЙ ФИЛИАЛ)

На правах рукописи



БАТАНОВ ВИТАЛИЙ ВИКТОРОВИЧ

**РАЗВИТИЕ ТЕОРИИ ПЕРЕДАЧИ ЦИФРОВЫХ СИГНАЛОВ ПО
СПУТНИКОВЫМ РАДИОЛИНИЯМ С ЧАСТОТНОЙ И ВРЕМЕННОЙ
ДИСПЕРСИЕЙ**

Специальность 1.3.4 - Радиофизика

ДИССЕРТАЦИЯ
на соискание ученой степени
кандидата физико-математических наук

Научный руководитель:
доктор физико-математических наук
Назаров Лев Евгеньевич

Фрязино, 2025

Оглавление

Введение	5
ГЛАВА 1. ОБЩАЯ ТЕОРИЯ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОЙ ПЕРЕДАЧИ ДИСКРЕТНЫХ СООБЩЕНИЙ	22
1.1. Функциональная блок-схема систем передачи дискретных сообщений.....	22
1.2. Характеристики цифровых сигналов	24
1.3. Модели каналов передачи сигналов	27
1.4. Алгоритмы оптимального приёма сигналов	30
1.5. Оптимальный посимвольный прием цифровых сигналов	37
Выводы по главе 1	41
ГЛАВА 2. МОДЕЛИ СПУТНИКОВЫХ РАДИОЛИНИЙ С ЧАСТОТНОЙ И ВРЕМЕННОЙ ДИСПЕРСИЕЙ	42
2.1. Модели изотропных непрерывных спутниковых ионосферных радиолиний с частотной дисперсией	43
2.1.1. Модель электронной плотности Чепмена.....	44
2.1.2. Глобальная модель земной ионосферы Клобушара	46
2.2. Модель анизотропных ионосферных спутниковых радиолиний с частотной дисперсией.....	47
2.3. Статистические модели нестационарных спутниковых радиолиний.....	49
2.3.1. Статистические модели фазовой нестационарности спутниковых радиолиний.....	53
2.3.2. Статистические модели амплитудной нестационарности спутниковых радиолиний.....	60
2.4. Модели спутниковых радиолиний с туманом	65
Выводы к главе 2	67
ГЛАВА 3. ИСКАЖЕНИЯ ЦИФРОВЫХ СИГНАЛОВ ПРИ РАСПРОСТРАНЕНИИ ПО СПУТНИКОВЫМ РАДИОЛИНИЯМ	69
3.1. Искажения цифровых сигналов при распространении по изотропным спутниковым ионосферным радиолиниям с частотной дисперсией	69

3.1.1. Описания искажений цифровых сигналов во временной области.....	69
3.1.2. Описание искажений радиоимпульсов в частотной области	74
3.1.3. Вероятностный метод оценивания энергетических потерь при обнаружении сигналов	77
3.1.4. Вероятностный метод оценивания энергетических потерь при приеме сигналов	82
3.2. Искажения цифровых сигналов при распространении по анизотропным спутниковым ионосферным радиолиниям с частотной дисперсией	91
3.2.1.Искажения цифровых сигналов при поперечном распространении по анизотропным спутниковым ионосферным радиолиниям	91
3.2.2. Искажения цифровых сигналов при продольном распространении по анизотропным спутниковым ионосферным радиолиниям	93
3.3. Вероятностные характеристики приема цифровых сигналов при распространении по ионосферным радиолиниям с замиранием.....	96
3.4. Искажения цифровых сигналов при распространении по спутниковым радиолиниям с туманом.....	97
Выводы по главе 3	102
ГЛАВА 4. МЕТОДЫ СНИЖЕНИЯ ИСКАЖЕНИЙ ЦИФРОВЫХ СИГНАЛОВ ПРИ РАСПРОСТРАНЕНИИ ПО СПУТНИКОВЫМ РАДИОЛИНИЯМ.....	104
4.1. Методы снижения искажений цифровых сигналов при распространении по ионосферным радиолиниям с временной дисперсией	104
4.2. Методы снижения искажений цифровых сигналов при распространении по радиолиниям с частотной дисперсией	110
4.2.1. Метод снижения искажений цифровых сигналов на основе формирования инверсного линейного фильтра радиолинии	111
4.2.2. Метод адаптивной обработки сигналов с искажениями	114
4.2.3. Метод снижения искажений на основе глобальной модели околоземной ионосферы Клобушара.....	118
Выводы по главе 4	119

ГЛАВА 5. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК СПУТНИКОВЫХ РАДИОЛИНИЙ	121
5.1. Эксперименты, выполненные при исследовании спутниковых ионосферных радиолиний	121
5.2. Экспериментальные исследования спутниковых ионосферных радиолиний, выполненные при подготовке диссертационной работы	124
Выводы по главе 5	127
Заключение	128
Список литературы	133
Приложение 1 Перечень принятых сокращений	152
Приложение 2 Акт об использовании результатов диссертации в разработке АО «Российские Космические Системы»	153
Приложение 3 Акт об использовании результатов диссертации в разработке Московского технического университета связи и информатики (МТУСИ)	154
Приложение 4 Акт об использовании результатов диссертации в разработке Федерального государственного бюджетного учреждения науки Института радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН	155

Введение

Общая характеристика диссертационной работы. Развитие коммуникационных технологий привело к созданию современных глобальных и региональных сетей связи по проводным и беспроводным радиолиниям, обеспечивающим высокие информационные скорости и высокую надежность передачи информации [1]. Один из основных способов и направлений реализации сетей данных типов основан на интенсивном применении спутниковых информационных систем (СИС) в качестве самостоятельного средства связи и базового дополнения к наземным сетям связи [1-6].

В настоящее время наблюдается устойчивый рост числа СИС различного назначения, различных орбитальных группировок и используемых частотных диапазонов - системы фиксированной и подвижной (персональной) спутниковой связи, интегрированных с наземными сетями связи; глобальных навигационных систем и систем дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ); спутниковая аварийно-спасательная система Коспас/Сарсат, др. [1, 7-9]. Потребителям информации этих систем предоставляется широкий спектр коммуникационных услуг независимо от времени и местоположения (речевая и пейджинговая связь, передача информационных данных, определение пространственного положения, др.). СИС имеют явные преимущества для обеспечения широкополосного доступа в Интернет [10-12], для обеспечения теле- и радиовещания малонаселенных, удаленных и труднодоступных районов, для обеспечения альтернативных средств подвижной связи в любой точке Земли [12].

СИС работают в широких частотных диапазонах: P (до 500 МГц), L (0.5 ...1.5 ГГц), Ku (11...14 ГГц), Ka (20...40 ГГц), Q/V (40...70 ГГц) [1,4]. В таблице В1 приведены общие характеристики известных СИС, рассматриваемых в качестве примеров [1].

Основные факторы, обуславливающие рациональный выбор и использование рабочих частотных диапазонов для разрабатываемых СИС,

определяются наличием типов физических сред в составе радиолиний - околоземная ионосфера, тропосфера (дождь, туман, облака, др.), лесные массивы, городские застройки, др. Физические среды распространения обладают свойствами частотной и временной дисперсии, поглощения. Учет этих свойств сред распространения необходим при оценивании энергетических бюджетов, при выборе сигнальных конструкций в сочетании со схемами корректирующего кодирования и при разработке соответствующих методов обнаружения и приема сигналов.

В диссертационной работе рассмотрено влияние околоземной ионосферы и тропосферы (радиолинии с туманом) на эффективность функционирования СИС [17-19].

Следует отметить, что для относительно низкочастотных диапазонов (P -, L - частотные диапазоны) преобладает влияние околоземной ионосферы при распространении сигналов [20-23]. Для этих диапазонов эффект ослабления сигналов за счет поглощения ионосферой достаточно мал, основное влияние на верность передачи информации связано с рассеянием и дисперсионными свойствами околоземной ионосферы. Для высокочастотных диапазонов (Ka , Q/V - диапазоны) существенное влияние на верность передачи оказывает тропосфера (туман, облака, дождь, др.) со свойствами частотной дисперсии и поглощения [20,24,25].

На практике выбор частотного ресурса определяется не только техническими свойствами радиолиний, но и административно-правовыми актами, которые назначают и фиксируют частотные диапазоны и частотные полосы разрабатываемых и функционирующих СИС [1]. Вместе с тем для частотных диапазонов, выделенных Регламентом связи, устойчивой тенденцией является увеличение скоростей передачи информации по спутниковым радиолиниям (например, до несколько Гб/с и более для высокочастотных диапазонов Ka , Q/V -диапазонов).

Таблица В1. Примеры спутниковых информационных систем

СИС	Назначение	Тип орбиты	Частотный диапазон
MUOS (Mobile User Objective System)	<p>Подвижная связь</p>	Геостационарная	Канал «вверх» 290-320 МГц Канал «вниз» 240-270 МГц Фидерные линии 20.2-21.2 ГГц 30.0-30.0 ГГц
ГЛОНАСС (РФ) GPS (США) Gallileo (European Space Agency) Baidou (Китай)	<p>Глобальные навигационные системы</p>	Среднеорбитальная	L
Проект «Старлинк» компании SpaceX	<p>Глобальная сеть широкополосного спутникового интернета</p>	Низкоорбитальная	Ka, Q/V
Коспас/Сарсат	<p>Поисково-спасательная система</p>	Среднеорбитальная	P- «вверх» L- «вниз»

При этих условиях повышение информационных скоростей достигается, используя класс цифровых информационно-емких сигналов с частотной эффективностью до 8 бит/с/Гц с различными видами манипуляции (многопозиционные цифровые сигналы с фазовой (ФМ), квадратурно-амплитудной (КАМ) и амплитудно-фазовой (АФМ) манипуляциями), характеризуемых сложными двумерными «созвездиями» комплексных огибающих и задаваемых рядом интернациональных протоколов [26-28]. Данный класс цифровых сигналов подвержен искажениям за счет влияния физических сред распространения [17, 22, 23, 29-34]. Суть искажений - случайные изменения комплексных огибающих сигналов при распространении (свойство частотной дисперсии), обуславливающие возникновение интерференционных межсимвольных (МСИ) и межканальных помех (МКИ) в дополнение к канальным аддитивным тепловым помехам, а также замирания сигналов за счет их многолучевого распространения по рассматриваемым радиолиниям, например, из-за отражения и рассеяния на ионосферных неоднородностях (свойство временной дисперсии). Данные искажения приводят к существенной деградации верности передачи информации и к возможному нарушению штатной работы СИС.

Это обусловливает **актуальность** проблем разработки и анализа методов обработки класса информационно-емких цифровых сигналов при их обнаружении и приеме при распространении по рассматриваемым спутниковым радиолиниям со свойствами частотной и временной дисперсии с целью снижения искажающего влияния радиолиний и обеспечения высоких информационных скоростей и верности передачи информации, сравнимых по данным характеристикам с передачей в свободном пространстве.

Возможность эффективной передачи информации по данным радиолиниям связана с решением комплекса проблем, составляющих **предмет исследований диссертационной работы:**

- развитие и создание моделей спутниковых радиолиний со свойствами частотной и временной дисперсии, в частности, для изотропных и анизотропных неоднородных спутниковых ионосферных радиолиний, для спутниковых радиолиний с многолучевостью из-за отражения и рассеяния на ионосферных неоднородностях, для спутниковых радиолиний с гидрообразованиями (туман);
- развитие и создание моделей искажений информационно-емких цифровых сигналов при распространении по спутниковым радиолиниям, включая изотропные и анизотропные ионосферные радиолинии со свойствами частотной и временной дисперсии, радиолинии с туманом с свойством частотной дисперсии;
- развитие и создание методов снижения искажающего влияния спутниковых радиолиний частотной и временной дисперсий при распространении цифровых информационно-емких сигналов;
- развитие теории приема класса цифровых частотно-эффективных сигналов, реализующего критерий максимума посимвольной апостериорной вероятности в недвоичных полях Галуа, размерность которых согласована с объемом сигнальных «созвездий»;
- выполнение экспериментальных исследований с целью оценивания статистических характеристик ионосферных спутниковых радиолиний P -, L -частотных диапазонов (диапазоны амплитудных замираний сигналов, индекса сцинтиляций S_4 , параметра сигнал/помеха Райса).

Известные подходы к решению составляющих задач основаны:

- на анализе СИС, использующих узкополосные цифровые сигналы без учета дисперсионных свойств физических сред распространения. Основное внимание уделялось оцениванию ослабления сигналов за счет поглощающих свойств сред для X-, Ku-, Ka- Q/V- частотных диапазонов (дождь, туман, облака, пыль, др.), показано значительное ослабление (до 25 дБ) при распространении в радиолинии с дождем. Для P - частотного диапазона

энергетические потери при распространении по ионосферным радиолиниям не превышают 0.2 дБ [34-36];

- на анализе моделей радиолиний с частотной дисперсией для однородной ионосферы, что ограничивает их использование для спутниковых радиолиний с околоземной ионосферой, характеризуемой высотным неоднородным профилем диэлектрической проницаемости [34-38];

- на анализе моделей радиолиний с временной дисперсией за счет отражения и рассеяния радиоволн на ионосферных неоднородностях околоземной ионосферы без учета важной характеристики - статистического момента вариаций амплитуды сигналов - коэффициент сцинтиляции S_4 [34, 38]. Значения S_4 определяют верность передачи информации с использованием частотно-эффективных сигналов и характеристики амплитудной и фазовой стационарности радиолиний [39-45];

- на методе отождествления спутниковых радиолиний с использованием испытательных двух гармонических сигналов с различными несущими частотами (фазометрический метод) с целью снижения искажающего влияния МСИ и МКИ. Недостатком данного метода является различие структур испытательных сигналов и частотно-эффективных сигналов, что приводит к снижению универсальности этого подхода [20, 23];

- на использовании схем эффективного корректирующего кодирования (турбо-коды, низкоплотностные коды, др. [26-28, 46-66]), используемых в СИС для повышения верности передачи информации. Альтернативой представляют сигнальные конструкции на основе частотно-эффективных сигналов в сочетании с корректирующим кодированием в недвоичных полях Галуа $GF(2^m)$, размерность которых согласована с объемом «созвездий» 2^m [67].

Теория передачи дискретных сообщений и теория сигналов, включая цифровые информационно-емкие сигналы, и практические приложения развивались и анализировались в работах многих исследователей

(Колмогоров А.Н., Зяблов В.В., Зигангиев К.Ш., Элайес П., Хэмминг Р.В., Витерби А., Месси Дж., Галлагер Р., Форни Д., Харкевич А.А., Тихонов В.И., Баскаков А.И., Финк Л.М., Зюко А.Г., Смольянинов В.М., Назаров Л.Е., Цыкин И.А., Золотарев В.В., Овчинин Г.В., Егоров С.И., Возенкрафт Дж., Берлекэмп Е., Витерби Э.Д., Фано Р. и др.).

Теории спутниковых радиолиний различных частотных диапазонов, теории распространения радиоволн с учетом околоземной ионосферы и тропосферы создавались и развивались в работах отечественных и зарубежных исследователей (Лукин Д.С., Крюковский А.С., Палкин Е.А., Арманд Н.А., Егоров В.В., Смирнов В.М., Кутузов Б.Г., Пожидаев В.Н., Пулинец С.А., Захаров В.Е., Иванов Д.В., Иванов В.А., Стрелков Г.М., Черниговская М.А., Пашинцев В.П., Дэвис К., Намгаладзе А.А., др.).

Цель работы - развитие теории и методов передачи информационно-емких сигналов по спутниковым радиолиниям с частотной и временной дисперсией для обеспечения информационных скоростей для ограниченных частотных полос выделяемого частотного диапазона и обеспечения верности передачи информации, сравнимых по данным характеристикам с передачей в свободном пространстве. Основные решаемые задачи:

- развитие, создание и анализ моделей спутниковых радиолиний, содержащих физические среды распространения радиосигналов различных частотных диапазонов (околоземная ионосфера, тропосфера (туман)) со свойствами частотной и временной дисперсии;
- развитие и создание моделей искажений комплексных огибающих частотно-эффективных цифровых сигналов при распространении по анализируемым спутниковым радиолиниям, включая ионосферные радиолинии со свойством частотной и временной дисперсии, радиолинии с туманом со свойствами частотной дисперсии, обуславливающие возникновение интерференционных межсимвольных и межканальных помех в дополнение к канальным аддитивным тепловым помехам;

- развитие, создание и анализ методов снижения искажений цифровых информационно-емких сигналов за счет влияния физических сред в составе спутниковых радиолиний с частотной и временной дисперсией (околоземная изотропная и анизотропная околоземная ионосфера, тропосфера (туман));
- развитие и апробация разработанных методов оптимального посимвольного приема цифровых информационно-емких сигналов в недвоичных полях Галуа, размерность которых согласована с объемом сигнальных «созвездий» рассматриваемого класса цифровых сигналов, перспективных для использования в СИС;
- выполнение и анализ экспериментальных исследований с целью оценивания статистических характеристик ионосферных спутниковых радиолиний P -, L - частотных диапазонов (оценивание диапазона амплитудных замираний сигналов, индекса сцинтилляций S_4 , параметра сигнал/помеха с учетом возникающих многолучевых компонент распространения).

Методы исследований. Исследования выполнены с использованием теории спутниковых радиолиний, теории распространения радиоволн, теории околоземной ионосферы и тропосферы, теории статистических решений, теории цифровых сигналов, теории систем передачи дискретных сообщений, теории вероятности и математической статистики, теории отождествления радиолиний. Развиваемая теория передачи цифровых сигналов по спутниковым радиолиниям с частотной и временной дисперсией представляет предмет исследований на стыке основных пяти дисциплин - теории распространения радиоволн, помехоустойчивой передачи информации, теории сигналов, теории околоземной ионосферы и тропосферы, теории отождествления каналов.

Научная новизна. Развита теория оптимального посимвольного приема класса цифровых информационно-емких сигналов в недвоичных полях Галуа, размерность которых согласована с объемом сигнальных «созвездий»

рассматриваемого класса сигналов, перспективных для использования в спутниковых информационных системах.

Разработаны новые модели спутниковых радиолиний, включающие физические среды распространения радиосигналов - околоземную ионосферу и тропосферу (туман) со свойствами частотной и временной дисперсии. Разработанные модели включают изотропные и анизотропные ионосферные радиолинии распространения радиосигналов, обуславливающие возникновение обычновенных и необыкновенных волн за счет гиротропных свойств ионосферы, а также радиолинии с туманом с свойством частотной дисперсии.

Разработаны новые модели искажений комплексных огибающих класса информационно-емких цифровых сигналов с различными видами манипуляций (ФМ, КАМ и АФМ сигналы) при распространении по спутниковым радиолиниям, включая ионосферные радиолинии со свойством частотной и временной дисперсии, радиолинии с туманом с свойством частотной дисперсии, обуславливающие возникновение интерференционных межсимвольных и межканальных помех в дополнение к канальным аддитивным тепловым помехам. Для рассматриваемого класса цифровых сигналов с частотной эффективностью до 8 бит/с/Гц с использованием разработанных моделей искажений произведено оценивание энергетических потерь и деградации верности передачи информации по отношению к распространению в свободном пространстве.

Разработаны модели спутниковых радиолиний с многолучевостью распространения радиосигналов из-за отражения и рассеяния на ионосферных неоднородностях, порождающей фазовые и амплитудные замирания сигналов. С использованием данных моделей произведены оценки амплитудных и фазовых замираний (оценки временной стационарности радиолиний) и оценки энергетических потерь при приеме сигналов по отношению к распространению в свободном пространстве.

Разработан ряд методов снижения искажений цифровых информационно-емких сигналов за счет влияния физических сред в составе спутниковых радиолиний с частотной и временной дисперсией. Один из методов основан на разработанном алгоритме оптимального посимвольного приема сигнальных конструкций на основе цифровых сигналов в сочетании с корректирующим кодированием в недвоичных полях Галуа, размерность которых согласована с объемом сигнальных «созвездий».

Выполнено экспериментальное исследование с целью вычисления статистических характеристик ионосферных спутниковых радиолиний P -, L -частотных диапазонов с использованием сигналов спутниковой аварийно-спасательной системы Коспас/Сарсат, произведено оценивание диапазона амплитудных замираний сигналов, индекса сцинтиляций S_4 , параметра сигнал/помеха с учетом возникающих многолучевых компонент распространения.

Практическая значимость результатов работы определяется их направленностью на решение комплекса проблем для разработки методов помехоустойчивой передачи информации по спутниковым радиолиниям, характеризуемым искажающим влиянием физических сред распространения на информационно-емкие сигналы, что приводит к значимым энергетическим потерям по отношению к распространению в свободном пространстве и к возможному нарушению штатной работы СИС. Совокупность полученных результатов создала основу для разработки высокоскоростной передачи информации с высокой верностью, близкой к потенциальной верности передачи в свободном пространстве.

При выполнении исследований учитывались реальные условия передачи информации по анализируемым радиолиниям, включая наличие МСИ и МКИ за счет частотных дисперсионных свойств сред распространения (околоземная ионосфера и тропосфера), за счет временных дисперсионных свойств

околоземной ионосфера, обуславливающих амплитудные и фазовые замирания сигналов и нестационарность радиолиний.

Защищаемые положения.

1. Новый алгоритм оптимального посимвольного приема цифровых информационно-емких сигналов с различными видами манипуляций, обеспечивающий достижение значимого энергетического выигрыша до 5...30 дБ при приеме сигнальных конструкций на основе корректирующего кодирования с минимальной избыточностью по сравнению к известным корректирующим кодам для спутниковых радиолиний с временной дисперсией относительно приема сигналов без кодирования.

2. Класс разработанных моделей спутниковых радиолиний, используемый для описания искажений цифровых сигналов и оценивания характеристик при их обнаружении и приеме, включающий изотропные и анизотропные неоднородные спутниковые ионосферные радиолинии с частотной дисперсией; радиолинии с временной дисперсией из-за отражения и рассеяния на ионосферных неоднородностях, порождающей фазовые и амплитудные замирания сигналов; радиолинии с туманом с частотной дисперсией. С использованием моделей впервые получены статистические оценки временной стационарности (50...1200 мс) для ионосферных радиолиний с временной дисперсией.

3. Новые методы описания искажений цифровых сигналов за счет влияния физических сред распространения (околоземная ионосфера, туман), эквивалентного линейной фильтрации с комплексными коэффициентами передачи, задаваемыми разработанными моделями спутниковых радиолиний. С использованием этих методов впервые показано наличие значительных энергетических потерь (более 10 дБ) при приеме по отношению к распространению в свободном пространстве и, как следствие, возможное нарушение штатной работы спутниковых информационных систем при

увеличении информационной емкости цифровых сигналов (до 8 бит/с/Гц) и увеличении частотной полосы.

4. Разработанные методы снижения искажений цифровых информационно-емких сигналов на основе использования линейных фильтров, инверсных к линейным фильтрам спутниковых радиолинии с частотной дисперсией (ионосферные радиолинии, радиолинии с туманом), позволяют обеспечить верность передачи информации с вероятностными характеристиками, близкими к передаче в свободном пространстве.

5. Результаты экспериментальных исследований относительно совместного влияния околоземной ионосферы на распространение сигналов в *P*- (радиолиния вверх), *L*- (радиолиния вниз) частотных диапазонах, полученные с использованием созданного приемо-передающего комплекса на основе спутниковой системы Коспас/Сарсат - впервые произведена оценка диапазона значений индекса сцинтилляций $S_4 = 0.27...0.49$ и диапазона замираний сигналов $\pm 5... \pm 11$ дБ для средних широт РФ.

Публикации по теме диссертации. По теме диссертации опубликовано 25 статей в рецензируемых журналах («Радиотехника и электроника», «Журнал радиоэлектроники», «Известия Российской академии наук. Серия физическая», «Физические основы приборостроения», «Электромагнитные волны и электронные системы», «Радиотехника. Наносистемы. Информационные системы», «Геомагнетизм и аэрономия», «Антенны», «Успехи современной радиоэлектроники», «Наукоемкие технологии», «Известия вузов. Электроника»), из них 10 статей из списка Web of Science и Scopus, 13 статей из списка научных журналов, рекомендованном ВАК РФ по специальности 1.3.4 «Радиофизика».

Апробация результатов. Материалы диссертации докладывались на 33 научных конференциях: Всероссийская научно-техническая конференция «Радиолокация и радиосвязь» (2014, 2017, 2022); Всероссийская научная конференция «Радиофизические методы в дистанционном зондировании сред»

(2016); Всероссийская микроволновая конференция (2016); Всероссийская Открытая конференция “Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса”. (2016, 2017, 2018, 2021, 2022, 2024); Всероссийская школа-семинар “Физика и применение микроволн” им. А.П. Сухорукова (2017.); Всероссийская научная конференция «Современные проблемы дистанционного зондирования, радиолокации, распространения и дифракции радиоволн» (2017, 2021, 2022, 2024); Международная конференция «Актуальные проблемы математической физики» (2021); Всероссийская открытая научная конференция «Распространение радиоволн» (2021); Международная научно–техническая конференция «Перспективные технологии в средствах передачи информации» (2021); ALL-RUSSIAN MICROWAVE CONFERENCE (RMC) (2020); Международная конференция «Цифровая обработка сигналов и её применение» (2024).

Результаты диссертации использованы при выполнении ряда СЧ ОКР (акты об использовании результатов диссертации в разработке АО «РКС», МТУСИ, ФИРЭ им. В.А. Котельникова РАН).

По теме диссертации получено свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ «Программа формирования и оценивания искажений радиоимпульсов при их распространении в ионосферных линиях спутниковых цифровых систем связи».

Исследования по теме диссертационной работы поддержаны грантами РФФИ (№16-07-00746 "Развитие теории и методов помехоустойчивой цифровой связи по нестационарным каналам со сложными помехами"; №20-07-00525 "Развитие теории и методов передачи информации по беспроводным радиоканалам с использованием сигналов с увеличенной базой").

Достоверность научных выводов по главам и заключению диссертационной работы подтверждается согласованностью полученных теоретических результатов и результатов математического моделирования разработанных методов и алгоритмов с известными в литературе результатами,

согласованностью экспериментальных исследований с результатами теоретического анализа.

Личный вклад автора заключается в выборе направлений исследований по тематике диссертационной работы, в постановке основных составляющих проблем, в проведении компьютерного моделирования разработанных методов и алгоритмов и теоретического анализа результатов и интерпретации полученных результатов моделирования и экспериментальных исследований.

Все вошедшие в диссертацию результаты исследований получены лично автором либо при его непосредственном участии и соавторстве.

Результаты по развитию направления посимвольного приема информационно-емких сигналов и разработке алгоритма приема получены в соавторстве с Назаровым Л.Е., автором диссертационной работы произведено моделирование алгоритмов с целью оценивания сложности их реализации и оценивания помехоустойчивости для рассматриваемых радиолиний. Результаты по развитию, созданию и анализу моделей спутниковых радиолиний, по развитию и созданию моделей искажений комплексных огибающих информационно-емких цифровых сигналов при распространении по анализируемым ионосферным спутниковым радиолиниям, по методам снижения искажающего влияния спутниковых радиолиний с частотной и временной дисперсии получены на паритетных началах в соавторстве с Назаровым Л.Е. Результаты по развитию и созданию моделей искажений комплексных огибающих частотно-эффективных цифровых сигналов при распространении по спутниковым радиолиниям с туманом получены автором в соавторстве с Назаровым Л.Е. и Кутузом Б.Г., автором диссертационной работы выполнен анализ моделей искажений с использованием разработанного программного обеспечения. Результаты по обработке экспериментальных исследований в части оценивания характеристик ионосферных спутниковых радиолиний *P/L*-частотных диапазонов выполнены под научным руководством автора (постановка задачи, обработка и анализ экспериментальных измерений).

Автор выражает благодарность Назарову Л.Е. за постановку задач, предложения и обсуждения путей их решения, коллективу АО «Российские космические системы», научному коллективу Московского технического университета связи и информатики, научному коллективу Института радиотехники и электроники Российской академии наук за обсуждение и использование результатов диссертационной работы.

Структура и объем работы.

Работа состоит из введения, 5 глав, заключения, списка цитируемой литературы и четырех приложений. Она содержит 155 страниц, включая 51 рисунок, 13 таблиц и 151 ссылок на источники.

Во введении изложено состояние проблемы, обоснована актуальность проводимых в работе исследований, сформулированы цель и решаемые в диссертации задачи, научная новизна и практическая значимость полученных результатов, основные положения, выносимые на защиту, личный вклад автора, а также приведены сведения об апробации работы.

В главе 1 дан обзор общей теории помехоустойчивой передачи дискретных сообщений, включая модели каналов передачи (непрерывный, дискретно-непрерывный, дискретный), используемые при теоретических исследованиях систем передачи дискретных сообщений. Приведены новые результаты по развитию теории посимвольного приема цифровых сигналов с различными видами манипуляций, реализующего критерий максимума апостериорной вероятности.

В главе 2 рассмотрены модели спутниковых радиолиний с временной и частотной дисперсией, обусловливающие искажения цифровых сигналов из-за сложного взаимодействия радиоволн с атмосферой (модели изотропных и анизотропных спутниковых ионосферных радиолиний с частотной и временной дисперсией; модель дисперсионной и поглощающей спутниковой радиолинии с туманом, учитывающая частотную дисперсию и ослабление сигналов). Приведены разработанные методы оценивания фазовых и

амплитудных замираний сигналов и вычисленные статистические оценки временной стационарности для ряда параметров радиолиний.

В главе 3 даны результаты по развитию теории искажений цифровых сигналов при распространении по спутниковым радиолиниям, включая изотропные и анизотропные ионосферные радиолинии со свойством частотной дисперсии; ионосферные радиолинии с временной дисперсией (за счет многолучевого распространения сигналов); радиолинии с туманом со свойствами частотной дисперсии и поглощения. Приведены описания разработанных методов представления искажений цифровых сигналов, основанные на решении волнового уравнения в приближении геометрической оптики для рассматриваемых непрерывных сред распространения, полагая их действие эквивалентным линейной фильтрации. Даны численные оценки энергетических потерь при обнаружении и приеме цифровых сигналов при распространении по спутниковым радиолиниям по отношению к распространению в свободном пространстве.

В главе 4 даны описания и анализ разработанных методов снижения искажающего влияния рассматриваемых спутниковых радиолиний при распространении информационно-емких сигналов, в частности, рассмотрен интенсивно используемый в приложениях метод снижения искажений цифровых сигналов при распространении по ионосферным радиолиниям с временной дисперсией - применение схем корректирующего кодирования в сочетании с временным перемежением символов сигнальных «созвездий» на времени стационарности для борьбы с дружными замираниями. Приведены описания перспективных методов снижения искажений цифровых сигналов при распространении по неоднородным радиолиниям с частотной дисперсией, основанных на формировании линейного дискретного фильтра, инверсного к линейному фильтру радиолинии и на использовании глобальной модели земной ионосферы 8-ми параметрической модели Клобушара.

В главе 5 даны результаты экспериментальных исследований в части амплитудных и фазовых замираний сигналов при их распространении по спутниковым ионосферным радиолиниям P - , и L - частотных диапазонов. Экспериментальные исследования выполнены с использованием комплекса передачи/приема сигналов спутниковой информационной системы аварийного оповещения Коспас/Сарсат (P - частотный диапазон радиолинии «вверх», L -диапазон радиолинии «вниз»).

В Заключении сформулированы основные результаты работы.

В списке литературы приведены источники ссылок на научные работы.

В приложении 1 дан список принятых сокращений.

В приложениях 2, 3, 4 даны акты об использовании результатов диссертационной работы в АО «Российские космические системы», в Московском техническом университете связи и информатики, в Институте радиотехники и электроники Российской академии наук (Фрязинский филиал).

ГЛАВА 1. ОБЩАЯ ТЕОРИЯ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОЙ ПЕРЕДАЧИ ДИСКРЕТНЫХ СООБЩЕНИЙ

1.1. Функциональная блок-схема систем передачи дискретных сообщений

Для передачи дискретных сообщений используются цифровые сигналы с различными видами «созвездий» [4, 26-28, 49]. На рисунке 1.1 дана функциональная схема систем передачи дискретных сообщений с использованием данного типа сигналов. Ниже приведено описание составляющих блоков [49,63,68].

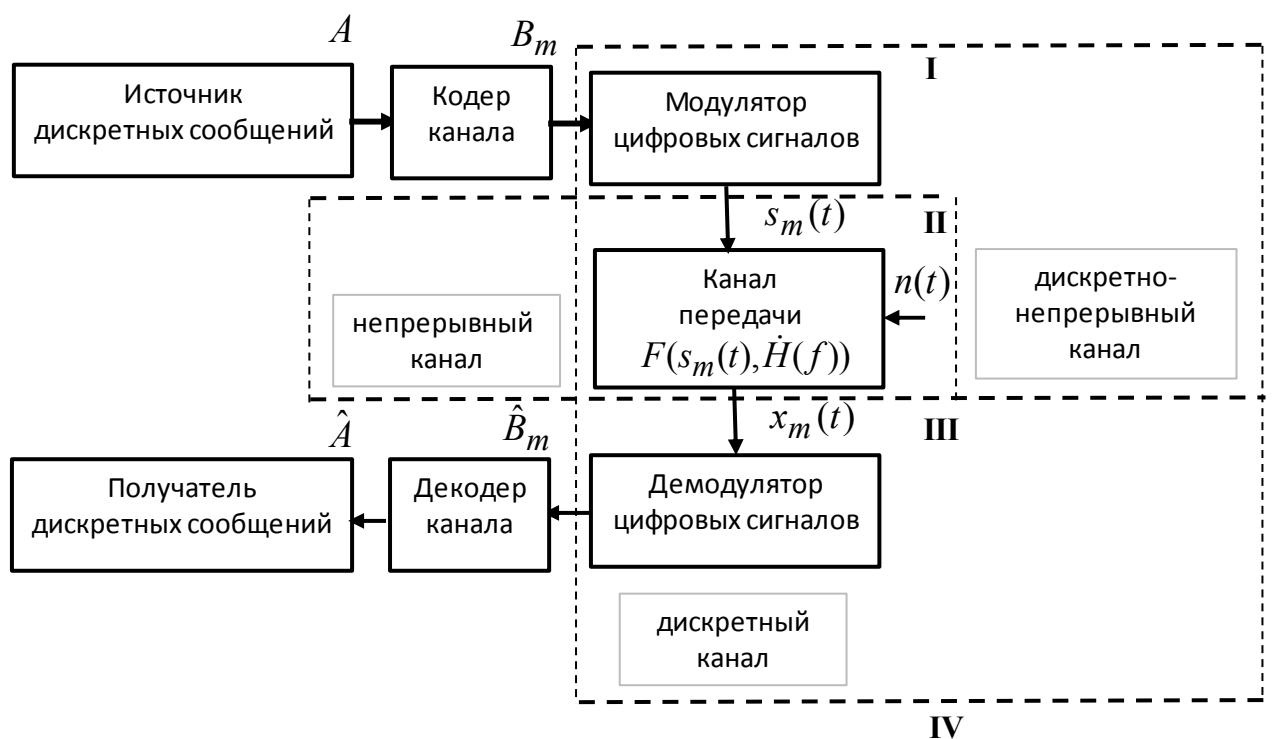


Рис.1.1. Функциональная схема систем передачи дискретных сообщений.

Канальный кодер преобразует дискретные сообщения A с выхода источника в последовательность кодовых слов B_m , содержащих k информационных символов кодового алфавита объемом M .

Задача модулятора - однозначное отображение кодовых слов B_m в сигналы $s_m(t), m = 1, 2, \dots, M^k$.

При использовании в качестве канального кода схем корректирующего кодирования системы передачи дискретных сообщений характеризуются кодовой скоростью $R_c = k/n$ (символ/измерение), параметр $r = n - k$ представляет избыточность кода (число проверочных символов), n - длительность кодовых слов [51,52,54-57]. В этом случае отображение блоков B_m в сигналы $s_m(t)$ основано на однозначном сопоставлении кодовых символов в составе блока $q_{mi} \in M$ ($i = 1, 2, \dots, n$) цифровым сигналам $s_{mi}(t)$.

Непрерывный канал передачи сигналов $s_m(t)$ (сечение II-III) включает среду распространения - радиолинию распространения и высокочастотные блоки. Действие радиолинии задается функциональным отображением $x_m(t) = F(s_m(t), \dot{H}(f)) + n(t)$, которое определяет искажения сигналов из-за фильтрующих свойств среды с коэффициентом передачи $\dot{H}(f)$ (с характеристикой $h(t)$) и искажения тепловым шумом $n(t)$ [49,68,69].

Дискретно-непрерывный канал (сечение I-III) формируется канальным кодером с алфавитом объемом M и средой распространения сигналов $s_m(t)$.

Дискретный канал передачи (сечение I-IV) формируется модулятором и демодулятором цифровых сигналов с входным и выходным алфавитами объемом M и матрицей переходных вероятностей $\Pr(q_i|q_j), q_i \in M, q_j \in M$.

Устойчивой является тенденция комплексирования канальных блоков модулятор-демодулятор и кодер-декодер, реализуя наиболее эффективный прием сигналов $s_m(t)$ «в целом» [68].

Демодулятор цифровых сигналов и канальный декодер производят обработку реализации $x_m(t)$ с целью наилучшего соответствия принятого кодового слова \hat{B}_m переданному слову B_m и дискретного сообщения A принятому дискретному сообщению \hat{A} относительно используемого статистического критерия качества.

Известные статистические критерии качества основываются на основе параметра средних потерь [49,53,70,71]. Описания частных критериев и их анализ приведены в п.1.4

1.2. Характеристики цифровых сигналов

Сигналы $s_m(t)$ длительностью nT задаются соотношением [72-74]

$$s_m(t) = \sum_{i=1}^n A_{mi} U(t) \cos(2\pi f t + \varphi_{mi}), \quad (1.1)$$

f - центральная частота; $U(t) = 1$ при $iT \leq t < (i+1)T$, иначе $U(t) = 0$; A_{mi} , φ_{mi} - амплитуда и фаза цифровых сигналов $s_{mi}(t)$ в составе $s_m(t)$, дискретные значения которых задают кодовые символы $q_{mi} \in M = 2^l$ и вид сигнального «созвездия»; T - длительность $s_{mi}(t)$.

Одной из важных характеристик цифровых сигналов является их частотная эффективность $l = \log_2 M$ (бит/с/Гц), которая определяет максимальную информационную скорость $R = l\Delta F$ (бит/с) для канала передачи с частотной полосой ΔF (Гц) [68].

Известен достаточно широкий класс цифровых сигналов с различными типами манипуляций и «созвездий» (фазовая (ФМ-М), квадратурно-амплитудная (КАМ-М), амплитудно-фазовая (АФМ-М) манипуляции), интенсивно используемых в спутниковых информационных системах:

- спутниковое цифровое телевещание DVB-S2X (Second Generation Satellite Extensions) [26];
- спутниковая связь, соответствующая стандартам 3GPP (3rd Generation Partnership Project) [27];
- стандарт Международного Консультативного Комитета по космическим системам передачи CCSDS (Consultative Committee for Space Data Systems) [28];
- стандарт спутникового цифрового мобильного телевидения DVB-SH (Digital Video Broadcasting) [75].

Примеры «созвездий» цифровых сигналов (ФМ-16, КАМ-16, АФМ-16, АФМ-64-I, АФМ-64-II) приведены на рисунках 1.2 - 1.4, даны законы отображения l двоичных символов в комплексные огибающие $\dot{V}_i = A_i \exp(j\varphi_i)$ символов «созвездия» совместно с кодом Грэя с целью повышения помехоустойчивости передачи информации - соседние символы «созвездия» в двоичном представлении отличаются лишь в одном из l заданных символов.

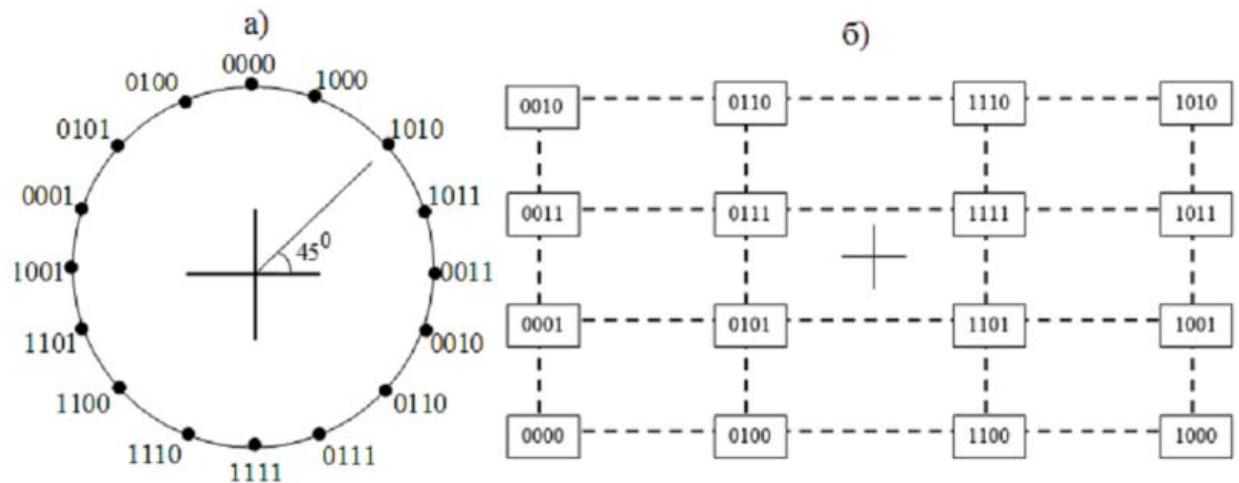


Рис.1.2. Вид сигнальных «созвездий»: а) ФМ-16, б) КАМ-16.

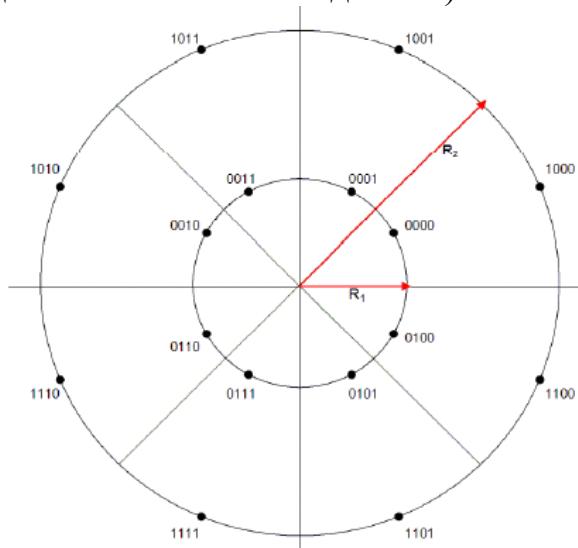


Рис. 1.3. Вид сигнального «созвездия» АФМ-16.

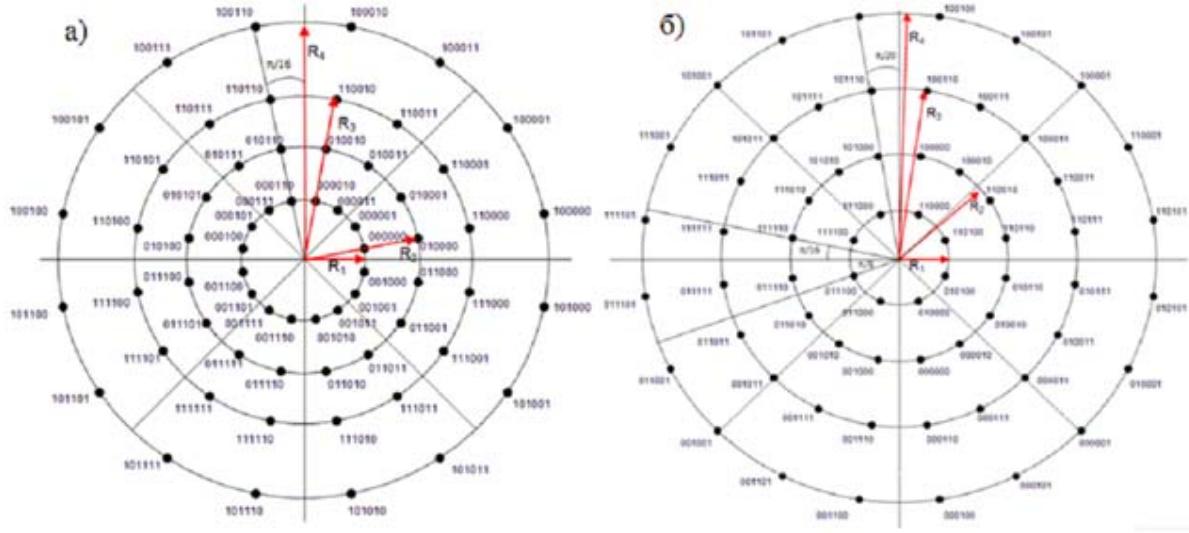


Рис. 1.4. Вид сигнальных «созвездий»: а) АФМ-64-І, б) АФМ-64-ІІ.

Класс сигналов КАМ-М, определяемых стандартами 3GPP, задаются аналитическими соотношениями [27]:

- сигналы КАМ-16, комплексные огибающие которых V_i задаются последовательностью из четырех двоичных символов b_0, b_1, b_2, b_3

$$\dot{V}_i = [(1 - 2b_0(i))[2 - (1 - 2b_2(i))]] + j[(1 - 2b_1(i))[2 - (1 - 2b_3(i))]];$$

- сигналы КАМ-64, комплексные огибающие которых V_i задаются последовательностью из шести двоичных символов $b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5$

$$\dot{V}_i = (1 - 2b_0)[4 - (1 - 2b_2)[2 - (1 - 2b_4)]] + j(1 - 2b_1)[4 - (1 - 2b_3)[2 - (1 - 2b_5)]];$$

- сигналы КАМ-256, комплексные огибающие которых V_i задаются последовательностью из восьми двоичных символов $b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5, b_6, b_7$

$$\begin{aligned} V_i = & (1 - 2b_0)[8 - (1 - 2b_2)[4 - (1 - 2b_4)[2 - (1 - 2b_6)]]] + \\ & + j(1 - 2b_1)[8 - (1 - 2b_3)[4 - (1 - 2b_5)[2 - (1 - 2b_7)]]]. \end{aligned}$$

Отображения, производимые сигнальным модулятором, позволяют представить сигналы $s_m(t)$ в виде [53]:

$$s_m(t) = \operatorname{Re} \left(\sum_{i=1}^n \dot{V}_{mi} \psi_i(t) \right), \quad (1.2)$$

$$\dot{V}_{mi} = \int_0^{nT} s_m(t) \psi_i(t) dt, \quad (1.3)$$

$\psi_i(t)$ - система базисных функций. Для рассматриваемых сигналов $s_m(t)$ используется система ортонормированных базисных функций [53]:

$$\psi_i(t) = \begin{cases} \frac{1}{T} \exp(j2\pi f_i t), & (i-1)T \leq t < iT \\ 0 & \text{в противном случае, } f \text{ кратно } 1/2T \end{cases}, \quad (1.4)$$

В этом случае значения \dot{V}_{mi} определяются значениями «созвездий».

1.3. Модели каналов передачи сигналов

Модели непрерывного, дискретно-непрерывного и дискретного каналов необходимы для разработки алгоритмов оптимального приема сигналов $s_m(t)$ [71,72]. Создание соответствующих адекватных моделей представляет сложную проблему. При теоретических исследованиях и в приложениях используются упрощения с учётом наиболее важных свойств реальных каналов.

Известной моделью из данного класса является модель непрерывного линейного канала с импульсной характеристикой $h(t)$ (с коэффициентом передачи $\dot{H}(f) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t) \exp(-j2\pi ft) dt$) [68,76] - сигнал $x_m(t)$ задаётся уравнением свертки:

$$x_m(t) = \int_0^t h(\tau) s_m(t + t_3 - \tau) d\tau + n(t), \quad (1.5)$$

t_3 - время задержки при распространении; $n(t)$ - аддитивный стационарный шум с корреляционной функцией $B(t)$.

Для модели идеального канала передачи сигналов в свободном пространстве полагается справедливость условия $h(t) = \delta(t)$, где $\delta(t)$ - обобщенная дельта-функция [70,71].

Выделяют самостоятельный класс аддитивных флюктуационных помех $n(t)$ в виде случайного стационарного процесса с гауссовским законом плотности распределения вероятности мгновенных значений. Помехой данного типа является тепловой шум как случайный процесс с нулевым средним и

$$\text{энергетическим спектром } S_n(f) = \frac{2\pi\hbar}{2 \left[\exp\left(\frac{2\pi\hbar f}{kT_K}\right) - 1 \right]}, \quad \hbar = 6.6 \cdot 10^{-34} \text{ Дж} \cdot \text{с} -$$

постоянная Планка, $k = 1.38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К, T_K - температура ($^{\circ}\text{K}$), f - частота (Гц). Спектральная плотность $S_n(f)$ в используемом диапазоне радиочастот

$$\Delta F \text{ практически постоянна } S_n(f) \approx \frac{kT_K}{2} = \frac{N_0}{2}, \quad B(\tau) = \frac{N_0}{2} \delta(\tau). \quad \text{Мощность шума}$$

$P_{\text{ш}} = \Delta F N_0$. Эта модель соответствует аддитивному белому гауссовскому шуму с односторонней спектральной плотностью N_0 (АБГШ) и используется для оценивания потенциальной эффективности передачи информации [77].

Для модели идеального канала переход от реализации $x_m(t)$ на выходе непрерывного канала к дискретным значениям (формирование дискретного канала) [53,78]

$$\dot{x}_{ij} = \int_{iT}^{(i+1)T} x(t) \psi_j(t) dt, \quad i = 1, 2, \dots, n, \quad j = 1, 2, \dots, M \quad (1.7)$$

не приводит к потере информации.

Отсчёты \dot{x}_{ij} - гауссовские независимые случайные величины. При использовании модели дискретного канала осуществляется отображение сигнальных составляющих \dot{V}_{ij} в отсчёты \dot{x}_{ij} (1.7) с условной плотностью вероятности $p(\dot{x}_{ij} | \dot{V}_{ij})$. Это определяет модель канала передачи без памяти.

Дискретный канал без памяти формируется путем принятия решений относительно переданных кодовых символов $\hat{q}_{mi} \in M$ на основе \dot{x}_{mi} и задания

матрицы переходных условных вероятностей $p_{ij} = \Pr(q_j|q_i), q_i \in M, q_j \in M$. В литературе выделяется самостоятельный класс симметричных дискретных сигналов, переходные вероятности которых удовлетворяют условию тождественного состава строк матрицы переходных вероятностей и тождественного состава ее столбцов [63,76].

Линейный канал АБГШ с неопределенной начальной фазой цифровых сигналов θ отличается случайным временем запаздывания t_3 , что обусловлено, например, изменением характеристик канала передачи. Для узкополосных сигналов $s_m(t)$ и шумов с центральной частотой f реализацию составляющих радиоимпульсов, соответствующих цифровым сигналам на выходе канала, можно представить в виде $x_{mi}(t) = \operatorname{Re}(\dot{z}_{mi} \exp(j2\pi ft + \theta_3))$. Здесь $\dot{z}_{mi}(t) = \dot{V}_{mi}(t) + \dot{\xi}_{ni}(t)$ - комплексная огибающая узкополосного случного процесса $x_{mi}(t)$ на выходе непрерывного канала; $\theta_3 = 2\pi ft_3$ - начальная фаза; $\dot{\xi}_{ni}(t) = A_{ci}(t) + jA_{si}(t)$ - комплексная огибающая узкополосного шума $n(t)$ с квадратурными компонентами $A_{nc}(t)$ и $A_{ns}(t)$

$$A_{nc}(t) = n(t) \cos(2\pi ft) + \hat{n}(t) \sin(2\pi ft), \quad (1.8)$$

$$A_{ns}(t) = n(t) \sin(2\pi ft) - \hat{n}(t) \cos(2\pi ft),$$

$\hat{n}(t)$ - преобразование Гильберта от $n(t)$ [68].

Компоненты $A_{nc}(t)$ и $A_{ns}(t)$ - гауссовые стационарные случайные процессы, статистически независимые в совпадающие моменты времени.

Приведенные модели каналов на основе идеальной среды неадекватны каналам распространения сигналов по спутниковым радиолиниям [20, 32, 33, 79-81], которые характеризуются сложным взаимодействием радиоволн с атмосферой, задаваемый функциональным отображением $F(s_m(t), \dot{H}(f))$, и описываемый в главе 2.

1.4. Алгоритмы оптимального приёма сигналов

Разработка алгоритмов оптимального приема сигналов основывается на теории статистических решений [71, 78, 82].

Пусть $s(t)$ - множество сигналов (1.1) объемом M ($s_0(t), s_1(t), \dots, s_{M-1}(t)$); \vec{x} - выход дискретного канала (выход сигнального демодулятора) при условии идеальной фазовой, частотной и тактовой синхронизации. Оптимальное правило решения $\gamma(\vec{x})$ определяет выбор относительно переданного сигнала из множества с учетом статистического критерия качества. Это эквивалентно разбиению пространства \vec{x} на M непересекающихся областей $\vec{x}_0, \vec{x}_1, \dots, \vec{x}_{M-1}$: при условии $\vec{x} \in \vec{x}_m$ принимается решение о передаче сигнала $s_m(t)$ [71].

Пусть $\Pr(\vec{x} \in \vec{x}_k | s_j(t))$ - условная вероятность передачи сигнала $s_j(t), j = 0, 1, \dots, M-1$; $\|\Pi\|$ - матрица потерь ($\Pi_{jk} > 0, k = 0, 1, \dots, M-1$). С использованием этой информации задается статистический критерий качества выбора решений, определяя среднее значение потерь μ [70, 71]

$$\mu = \sum_{j=0}^{M-1} \sum_{k=0}^{M-1} P_j \Pi_{jk} \Pr(\vec{x} \in \vec{x}_k | s_j(t)). \quad (1.9)$$

Оптимальное решение $\gamma_{\text{опт}}(\vec{x})$ относительно выбора сигнала $s_m(t)$ основано на минимизации значения $\mu^* = \min_{\gamma_{\text{опт}}(\vec{x})} (\mu)$.

В этом случае области \vec{x}_k ($k = 1, 2, \dots, M-1$), определяемые правилом $\gamma_{\text{опт}}(\vec{x})$, задаются системой неравенств [71]:

$$\sum_{i=0}^{M-1} (\Pi_{ij} - \Pi_{ik}) y_i \geq 0, \quad j = 1, 2, \dots, M-1; j \neq k. \quad (1.10)$$

Область \vec{x}_0 задаётся как $\vec{x}_0 = \vec{x} - \bigcup_{i=1}^{M-1} \vec{x}_i$, $y_i = \frac{P_i}{P_0} \frac{p(\vec{x}|s_i(t))}{p(\vec{x}|s_0(t))}$ - функция отношения правдоподобия; P_i - априорные вероятности сигналов $s_i(t)$.

Используются частные статистические критерии:

- критерий на основе правила максимального правдоподобия [71];
- критерий максимума апостериорных символьных вероятностей [54, 65, 67, 82, 83].

При использовании критерия на основе максимального правдоподобия полагаются условия $\Pi_{ik} = \Pi_0 > 0$ при $i \neq k$ и $\Pi_{kk} = 0$, априорные вероятности

полагаются равными $P_0 = P_1 = \dots = P_{M-1} = \frac{1}{M}$. В этом случае принимается

решение: а) передается сигнал $s_m(t)$, если для \vec{x} выполняются условия [71]

$$\frac{p(\vec{x}|s_m(t))}{p(\vec{x}|s_0(t))} \geq \frac{p(\vec{x}|s_j(t))}{p(\vec{x}|s_0(t))}, \text{ для } j \neq m; \quad (1.11)$$

б) передается сигнал $s_0(t)$, если для всех $k = 1, 2, \dots, M - 1$ выполняются условия

$$\frac{p(\vec{x}|s_k(t))}{p(\vec{x}|s_0(t))} < 1. \quad (1.12)$$

При реализации критерия максимального правдоподобия минимизируется вероятность ошибочного приема дискретных сообщений.

Описание алгоритма посимвольного приема, реализующего критерий максимума апостериорных символьных вероятностей и минимизирующего вероятность ошибки на символ «созвездия», приведено в п.1.6.

Для канала с аддитивным стационарным гауссовским шумом с нулевым средним и корреляционной функцией $B(\tau)$ доказан алгоритм приема максимального правдоподобия: принимается решение о переданном сигнале $s_m(t)$, если для $m \neq j$ верны условия [71]

$$\int_0^{nT} U_{mj}(t)x(t)dt \geq \frac{1}{2} \int_0^{nT} U_{kj}(t)x(t)dt \quad (1.13)$$

Здесь $U_{kj}(t)$ - решение интегрального уравнения Фредгольма 1-ого рода

$$\int_0^{nT} B(t-\tau)U_{kj}(\tau)d\tau = s_k(t) - s_j(t), t \in [0, nT]. \quad (1.14)$$

Для канала АБГШ с односторонней спектральной плотностью N_0 решение (1.14) $U_{kj}(t) = \frac{1}{N_0}(s_k(t) - s_j(t))$ и система уравнений (1.13) имеет вид:

$$\int_0^{nT} (s_m(t) - x(t))^2 dt \leq \int_0^{nT} (s_j(t) - x(t))^2 dt. \quad (1.15)$$

Алгоритм приема (1.15) может быть выполнен с использованием комплексных огибающих цифровых сигналов \dot{V}_i и реализации \dot{z}_{mi} на выходе сигнального демодулятора [78]. Нормированные отсчеты \dot{z}_{mi} для квадратурных составляющих $\text{Re}(\dot{z}_{mi})$, $\text{Im}(\dot{z}_{mi})$ и канала АБГШ с спектральной плотностью N_0 представляют случайные величины с средними $\sqrt{2E_i/N_0} \cos(\varphi_i)$ и $\sqrt{2E_i/N_0} \sin(\varphi_i)$ и с единичной дисперсией. Здесь E_i ($i = 0, 1, \dots, M-1$) - энергии сигнальных символов «созвездия» с огибающей \dot{V}_i , удовлетворяющие условию $E_6 = \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} E_i$; E_6 - энергия на бит. Условные плотности вероятности $p(\dot{z}_{mi} | \dot{V}_i)$ определяются выражением [76]

$$p(\dot{z}_{mi} | \dot{V}_i) = K \exp\left(-\|\dot{z}_{mi} - \dot{V}_i\|^2 / 2\right) \quad (1.16)$$

$\|x\|$ - Евклидова метрика; K - постоянная нормировки.

Соответствующие апостериорные вероятности $p(\dot{z}_{mi} | \dot{V}_i)$ задаются как

$$p(\dot{z}_{mi} | \dot{V}_i) = \frac{1}{2\pi} \exp\left(-\frac{(\text{Re}(\dot{z}_{mi}) - A_i \cos(\varphi_i))^2 + (\text{Im}(\dot{z}_{mi}) - A_i \sin(\varphi_i))^2}{2}\right). \quad (1.17)$$

Вероятность ошибки символ P_c при приеме ФМ-М сигналов с объемом $M = 2^l$ без корректирующего кодирования определяется соотношением [76]

$$P_c = 1 - \int_{-\pi/M}^{\pi/M} p(\theta) d\theta. \quad (1.18)$$

Здесь $p(\theta) = 1 - \frac{1}{2\pi} \exp(-\frac{lE_6}{N_0} \sin^2(\theta)) \int_0^\infty x \cdot \exp\left(-\frac{1}{2}(x - \sqrt{\frac{2lE_6}{N_0}} \cos(\theta))^2\right) dx$.

При условии $E/N_0 \gg 1$ соотношение (1.18) имеет более простое выражение $P_c \approx 2F\left(\sqrt{\frac{2lE_6}{N_0}} \sin\left(\frac{\pi}{M}\right)\right)$, $F(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty \exp(-t^2/2) dt$.

Для КАМ-М сигналов с объемом $M = 2^l$ (l - четное) вероятность ошибки P_c при приеме вычисляется с использованием соотношения [76]

$$P_c = 1 - (1 - P)^2, \quad P = \frac{2(L-1)}{L} F\left(\sqrt{\frac{3}{L^2-1} \frac{E_{\text{ср}}}{N_0}}\right), \quad L = 2^{l/2}, \quad E_{\text{ср}} = lE_6 \quad (1.19)$$

Оценивание вероятности P_c при приеме АФМ-М сигналов и сигнальных конструкций на основе корректирующих кодов выполняется моделированием алгоритма посимвольного приема. При моделировании производится интервальная оценка вероятности P_c , вычисляя частость $w = x/u$, x - число ошибочных решений в последовательности испытаний u . Требуемое количество экспериментов u определяется доверительным интервалом, вероятностью P_c , доверительной вероятностью $P_{\text{дов}}$ [85]. Например, для значения $P_c = 10^{-5}$, доверительного интервала $[0.5P_c, 1.5P_c]$ и $P_{\text{дов}} = 0.95$ требуемое количество экспериментов оценивается значением 2000000.

В таблице 1.1 и на рисунках 1.5-1.8 приведены оценки P_c при посимвольном приеме без корректирующего кодирования рассматриваемого ряда цифровых сигналов для базовой модели канала АБГШ. В таблице 1.1 даны значения сигнала/помеха E_6 / N_0 , требуемые для достижения вероятности ошибки $P_c = 10^{-5}$ при приеме цифровых сигналов ФМ-4, ФМ-8, ФМ-16, АФМ-64 I, АФМ-64 II, АФМ-32, КАМ-16, КАМ-64, АФМ-16 (3GPP), АФМ-64 (3GPP), АФМ-256 (3GPP), определенных приведенными протоколами. Видно, что при увеличении объемов M сигнальных созвездий требуемые значения

E_6/N_0 увеличиваются. На рис.1.5-1.8 приведены примеры вычисленных вероятностных кривых (кривые 1) - зависимостей вероятностей P_c от отношения сигнал/помеха E_6/N_0 для цифровых сигналов из этого ряда с объемом $M = 2^4$ (ФМ-16, КАМ-16, АФМ-16, АФМ-16 (3GPP)). Видно, что наиболее эффективными сигналами из этого ряда относительно вероятностных характеристик являются сигналы АФМ-16 и АФМ-16 (3GPP) - вероятность $P_c = 10^{-5}$ обеспечивается при отношении сигнал/помеха $E_6/N_0 = 15$ дБ.

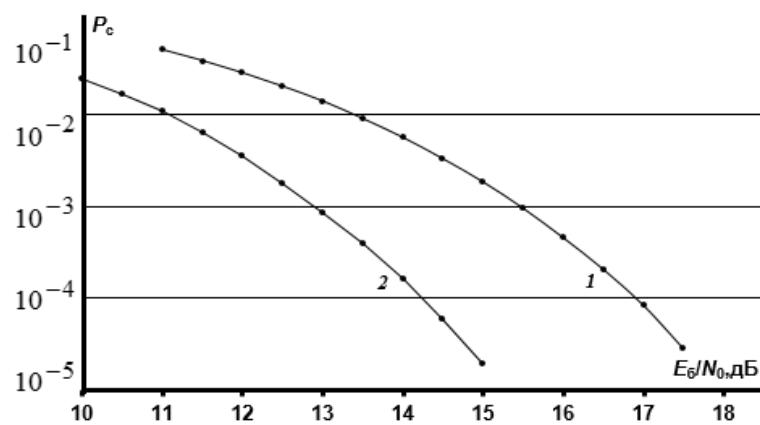


Рис.1.5. Вероятности ошибки P_c : 1 - прием ФМ-16 сигналов без кодирования; 2 - посимвольный прием сигнальных конструкций на основе ФМ-16 сигналов и кода с проверкой на четность в поле $GF(2^4)$.

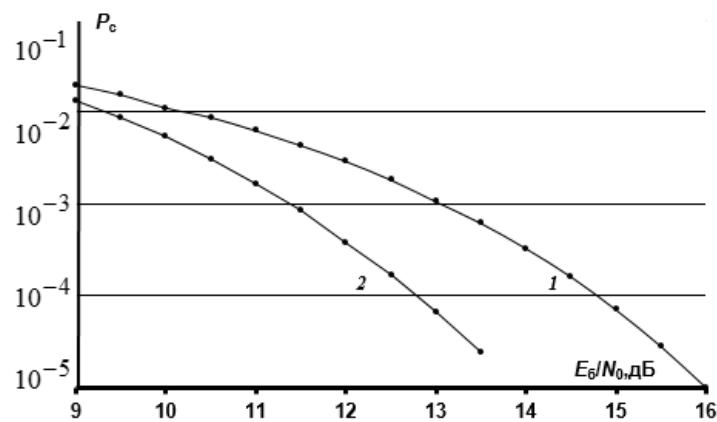


Рис.1.6. Вероятности ошибки P_c : 1 - КАМ-16 сигналы без кодирования; 2 - посимвольный прием сигнальных конструкций на основе КАМ-16 сигналов и кода с проверкой на четность в поле $GF(2^4)$.

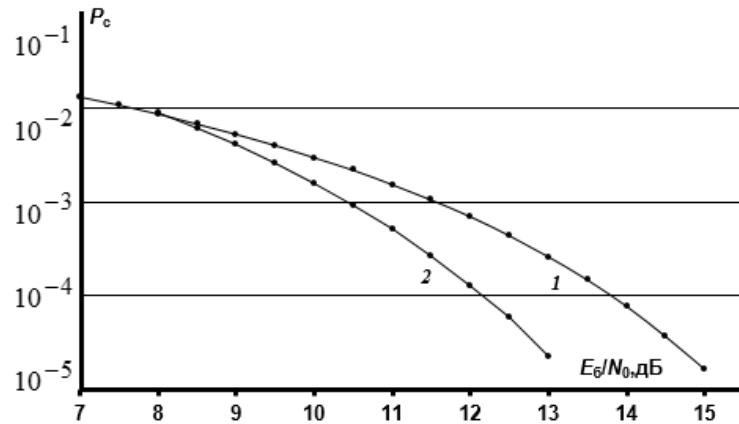


Рис.1.7. Вероятности ошибки P_c : 1 - АФМ-16 сигналов без кодирования; 2 - посимвольный прием сигнальных конструкций на основе АФМ-16 сигналов и кода с проверкой на четность в поле $GF(2^4)$.

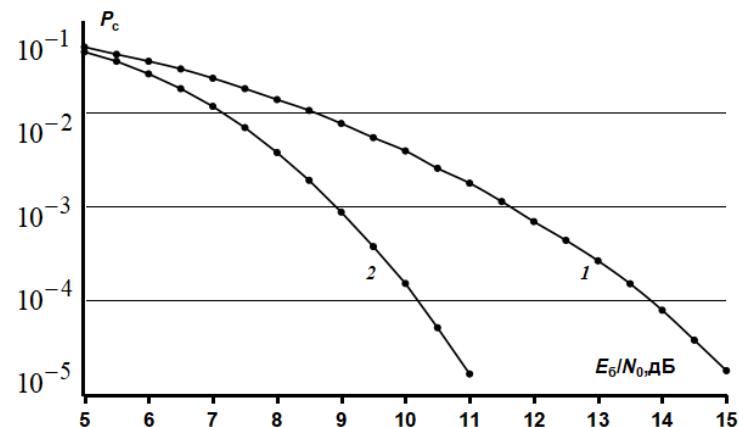


Рис.1.8. Вероятности ошибки P_c : 1 - АФМ-16 3GPP сигналов без кодирования; 2 - посимвольный прием сигнальных конструкций на основе АФМ-16 сигналов и кода с проверкой на четность в поле $GF(2^4)$.

Таблица 1.1. Значения сигнал/помеха E_6 / N_0 для достижения ошибочного приема на символ $P_c = 10^{-5}$ ($E_6^{(1)} / N_0$ - без кодирования; $E_6^{(2)} / N_0$ - с кодированием, ΔE - энергетический выигрыш) при наличии АБГШ

Энергетические характеристики	ФМ-4	ФМ-8	ФМ-16	АФМ-16	АФМ-64 I	АФМ-64 II	АФМ-32	КАМ-16	КАМ-64	АФМ-16 (3GPP)	АФМ-64 (3GPP)	АФМ-256 (3GPP)
$E_6^{(1)} / N_0$, дБ	9.5	13.5	18.0	15.0	19.5	22.5	17.0	16.0	17.5	15.0	17.5	22.0
$E_6^{(2)} / N_0$, дБ	8.0	10.0	15.25	13.25	16.5	19.5	14.5	13.5	15.0	11.0	14.75	18.75
ΔE , дБ	1.5	3.0	2.75	1.75	3.0	3.0	2.5	2.5	2.5	4.0	2.75	3.75

1.5. Оптимальный посимвольный прием цифровых сигналов

Оптимальный посимвольный приём реализует критерий максимума апостериорной вероятности символов цифровых сигналов [54, 65, 67, 82, 83].

Пусть $H = (h_{ij}; 0 \leq i < k; 0 \leq j < n)$ - проверочная матрица корректирующего блокового кода с параметрами (n, k) ; $\vec{B} = (b_j; 0 \leq j < n)$ - кодовое слово; h_{ij} , b_j - элементы поля Галуа $GF(2^l)$, формируемого по модулю неприводимого многочлена $\gamma(x)$ степени l . Здесь n - длина кодовых слов; k - объем кодовых слов 2^{lk} (информационный объем кодового слова lk).

Поле $GF(2^l)$ - множество многочленов степени m , задаваемых соотношением [52]

$$b_j(x) = \sum_{p=0}^{l-1} \alpha_p(b_j)x^p, \quad \alpha_p(b_j) \in GF(2). \quad (1.19)$$

Алгебраические операции в поле $GF(2^l)$ выполняются по модулю неприводимого многочлена $\gamma(x)$ [52]. В таблице 1.2 приведены порождающие многочлены $\gamma(x)$ полей $GF(2^2)$, $GF(2^3)$, $GF(2^4)$, $GF(2^5)$, $GF(2^6)$, $GF(2^8)$, [52].

Таблица 1.2. Порождающие многочлены $\gamma(x)$ полей $GF(2^l)$

Поле Галуа	$\gamma(x)$
$GF(2^2)$	$x^2 + x + 1$
$GF(2^3)$	$x^3 + x + 1$
$GF(2^4)$	$x^4 + x + 1$
$GF(2^5)$	$x^5 + x^2 + 1$
$GF(2^6)$	$x^6 + x + 1$
$GF(2^8)$	$x^8 + x^4 + x^3 + x^2 + 1$

Кодовое слово \vec{B} , соответствующее информационному вектору \vec{A} корректирующего кода, задается как $\vec{B} = \vec{A} \cdot H$. Кодовые символы b_i ($0 \leq i \leq n-1$) в составе \vec{B} однозначно сопоставляются цифровым сигналам $s_j(t)$ с манипуляционным «созвездием» объемом 2^l , передаваемым по каналам с помехами и искажениями.

Оптимальное посимвольное правило приёма заключается в вычислении апостериорных вероятностей кодовых символов $\Pr(b_j = \beta | \vec{Y})$, $\beta \in GF(2^l)$ и в принятии «жесткого» решения относительно переданного кодового символа $\hat{b}_j = \max_{\beta \in GF(2^l)} \Pr(b_j = \beta | \vec{Y})$ [54,67,86-90].

Выражение для апостериорных вероятностей $\Pr(b_j = \beta | \vec{Y})$ имеет вид:

$$\Pr(b_j = \beta | \vec{Y}) = \sum_{\vec{B}: b_j = \beta} \Pr(\vec{B} | \vec{Y}) = \sum_{\vec{B}: b_j = \beta} \frac{\Pr(\vec{B})}{p(\vec{Y} | \vec{B})} p(\vec{Y} | \vec{B}). \quad (1.20)$$

Здесь $\Pr(\vec{B} | \vec{Y})$ - условная вероятность кодового слова \vec{B} для реализации \vec{Y} .

Функция правдоподобия $p(\vec{Y} | \vec{B})$ в (1.20) определяется моделью канала,

ниже используется модель канала без памяти $p(\vec{Y} | \vec{B}) = \prod_{j=0}^{n-1} p(\vec{Y}_j | b_j)$. Сообщения \vec{B} полагаются равновероятными $\Pr(\vec{B}) = 2^{-lk}$.

На вход приемного устройства поступает реализация $\vec{Y} = (\dot{y}_j; 0 \leq j < n)$, \dot{y}_j - «мягкие» комплексные отсчеты с выхода демодулятора сигналов.

Сложность реализации (1.20) определяется требуемым объемом вычислительных операций, оцениваемым как $P_1 \approx 2^{lk}$. Даже для малых значений m, k вычисление (1.20) представляет сложную проблему.

В работах [67, 86-90] приведено описание разработанного алгоритма вычисления $\Pr(a_i = \beta | \vec{Y})$ с существенно более низкой сложностью реализации.

Алгоритм включает выполнение трех этапов вычислений.

Первый этап. Вычисляется множество спектральных составляющих $C_l(r)$

с размерностью 2^l для последовательностей $p(\dot{y}_l | \dot{V}_i)$, $i = 0, 1, \dots, 2^l - 1$

$$C_l(r) = \sum_{i=0 \dots 2^l-1} p(\dot{y}_l | \dot{V}_i) w_i(r), r \in GF(2^l), \quad (1.21)$$

$l = 0, 1, \dots, n - 1$ - номер позиции кодовых символов; $w_i(r)$ - базисные функции Уолша-Адамара с перемежением номеров i (закон перемежения может задаваться аналитически для определенного вида примитивного неприводимого многочлена $\gamma(x)$ либо в виде таблицы, получаемой путем предварительной предобработки с целью установления правила перемежения).

Вычисление плотностей условных вероятностей $p(\dot{y}_l | \dot{V}_i)$ в (1.21) производится с использованием соотношения (1.16).

Второй этап. Вычисляется спектральное множество $\{T_l(\lambda)\}$

$$T_l(\lambda) = \sum_{\beta=0 \dots 2^l-1} \Pr(b_l = \beta | \vec{Y}) w_\beta(\lambda), \lambda \in GF(2^m). \quad (1.22)$$

Производительная процедура вычисления $\{T_l(\lambda)\}$ (1.22) основана на использовании $C_l(r)$ и множества кодовых слов R кода C_H с параметрами ($n, n - k$), дуального к используемому корректирующему коду [10]

$$T_l(\lambda) = \frac{\sum_{r_p : R \in C_H} C_l(r_l - \lambda) \prod_{\substack{p=0 \\ p \neq l}}^{n-1} C_p(r_p)}{\sum_{r_p : R \in C_H} \prod_{p=0}^{n-1} C_p(r_p)}, \quad (1.23)$$

Обозначение $r_p : R \in C_H$ определяет арифметические операции для последовательности кодовых символов r_p в составе кодового слова $R \in C_H$.

Третий этап. Вычисляются апостериорные вероятности $\Pr(b_l = \beta | \vec{Y})$ путем обратного спектрального преобразования в базисе Уолша-Адамара размерностью 2^l над множеством $\{T_l(\lambda)\}$

$$\Pr(b_l = \beta | \vec{Y}) = \sum_{\lambda=0 \dots 2^l - 1} T_l(\lambda) w_\beta(\lambda). \quad (1.24)$$

Решение относительно переданного символа b_l принимается в соответствии с правилом, приведенным выше.

Сложность вычисления соотношений (1.21)-(1.24) оценивается как $P_2 \cong 2^{l(n-k)}$, для значений $n - k \ll k$ справедливо условие $P_2 \ll P_1$.

Наиболее простым является рассматриваемый алгоритм посимвольного приема для сигнальных конструкций на основе корректирующих кодов с проверкой на четность (наличие лишь одного проверочного символа). В этом случае множество кодовых слов R дуального кода C_H с параметрами $(k+1, 1)$ содержит 2^l последовательностей кодовых символов одинаковых элементов $\alpha \in GF(2^l)$ длительностью $k+1$ [86-90].

В таблице 1.1 и на рисунках 1.5-1.8 приведены результаты моделирования приведенного алгоритма посимвольного приема для базовой модели канала АБГШ, информационный объем дискретных сообщений ≈ 50 битов.

На рис.1.5-1.8 приведены зависимости вероятностей P_c от отношения сигнал/помеха E_b / N_0 (кривые 2) для сигнальных конструкций на основе цифровых сигналов с объемом $M = 2^4$ (ФМ-16, КАМ-16, АФМ-16, АФМ-16 (3GPP)) [86-90]. Видно, что наиболее эффективной является сигнальная конструкция на основе АФМ-16 (3GPP) - вероятность $P_c = 10^{-5}$ обеспечивается при отношении $E_b / N_0 = 11$ дБ. В таблице 1.1 приведены значения E_b / N_0 для достижения вероятности $P_c = 10^{-5}$ для рассматриваемых сигнальных конструкций на основе цифровых сигналов. Видно, что энергетический

выигрыш ΔE по отношению к передаче без кодирования достигает 1.5 ...4.0 дБ, что показывает эффективность рассматриваемого алгоритма оптимального посимвольного приема.

Выводы по главе 1

1. Рассмотрена функциональная схема систем передачи дискретных сообщений, ее основными составляющими блоками являются источник и получатель дискретных сообщений, кодер и декодер канала, модулятор и демодулятор цифровых сигналов, канал передачи.

2. Даны модели каналов передачи (непрерывный, дискретно-непрерывный, дискретный, базовая модель непрерывного АБГШ канала), используемые при исследованиях систем передачи дискретных сообщений. Приведены алгоритмы приема цифровых сигналов, реализующие оптимальные правила выбора решений на основе теории проверки статистических гипотез и критериев - критерий на основе правила максимального правдоподобия; критерий максимума апостериорных символьных вероятностей.

3. Развита теория посимвольного приема цифровых сигналов с различными видами манипуляций, реализующего критерий максимума апостериорной вероятности. При использовании разработанного алгоритма посимвольного приема минимизируется вероятность ошибочного приема на символ «созвездий» цифровых сигналов в отличие от алгоритма приема максимального правдоподобия, минимизирующего вероятность ошибочного приема на дискретное сообщение. Впервые вычислены вероятностные кривые для сигнальных конструкций на основе ряда цифровых информационно-емких сигналов и корректирующего кодирования в недвоичных полях $GF(2^l)$ с минимальной избыточностью с использованием алгоритма оптимального посимвольного приема для АБГШ канала и показано достижение значимого энергетического выигрыша до 1.5...4.0 дБ по отношению к приему сигналов без кодирования.

ГЛАВА 2. МОДЕЛИ СПУТНИКОВЫХ РАДИОЛИНИЙ С ЧАСТОТНОЙ И ВРЕМЕННОЙ ДИСПЕРСИЕЙ

Рассматриваются модели спутниковых радиолиний с частотной и временной дисперсией, искажающее влияние которых приводят к деградации вероятностных характеристик рассматриваемого класса цифровых сигналов по отношению к распространению в свободном пространстве и к возникновению ряда эффектов [20, 31, 41, 43, 91, 92]:

- к искажениям комплексных огибающих цифровых сигналов за счет дисперсионных свойств радиолиний распространения, обуславливающих возникновение интерференционных помех МСИ и МКИ [91-94];
- к многолучевому распространению сигналов (включая образование обыкновенной и необыкновенной радиоволн за счет гиротропных свойств ионосферы), порождающему фазовые и амплитудные нестационарные замирания сигналов [24, 41-43, 95-98].

При исследовании используются две модели спутниковых радиолиний:

- модели неоднородной непрерывной среды с частотной дисперсией, характеризуемой диэлектрической проницаемостью $\dot{\varepsilon}(z, f)$ (земная ионосфера, атмосфера (туман)) [91-94];
- модели с ионосферными неоднородностями [95-98].

На рис.2.1 приведена классификация этих моделей.

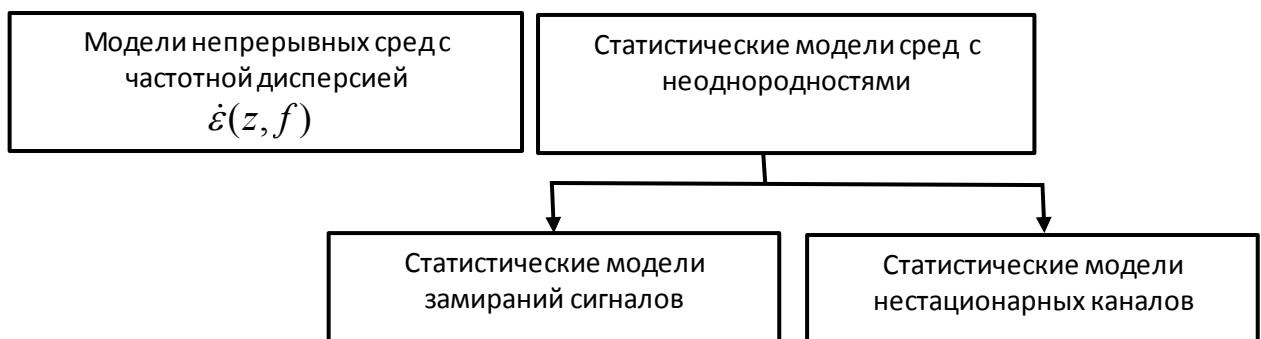


Рис. 2.1. Классификации моделей спутниковых радиолиний, обусловливающие искажения цифровых сигналов при распространении.

2.1. Модели изотропных непрерывных спутниковых ионосферных радиолиний с частотной дисперсией

Ионосферой называют ионизированную область атмосферы, которая характеризуется высотным профилем ионизации $N_{\Theta}(z)$ (эл/см³) [21,99-101]. Пример типичного профиля $N_{\Theta}(z)$ дан на рис.2.2 (кривые 1,2) [23]. Обычно существуют локальные максимумы $N_{\Theta}(z)$ - слои D, E, F, характеризуемые максимумом электронной плотности $N_{\max,\Theta}$, высотой слоя h , полутолщиной слоя, средней частотой соударений электронов с тяжелыми частицами $\nu(h)$ (сек⁻¹). Ниже дана их общая характеристика [20, 23, 99].

Слой D расположен на высоте 60...80 км. Электронная плотность не превышает $10^2...10^4$ эл/см³, число столкновений достигает $\nu = 10^7$.

Слой E расположен на высоте 95...100 км, электронная плотность $N_{\max,\Theta} = 1.5 \cdot 10^5 ... 4.0 \cdot 10^5$ днем, $N_{\max,\Theta} = 5.0 \cdot 10^3 ... 10^4$ ночью; число столкновений достигает $\nu = 10^5$.

Слой F расположен на высоте 250...400 км. В зимнее время электронная плотность достигает $N_{\max,\Theta} = 6.0 \cdot 10^5 ... 2 \cdot 10^6$ днем, ночью $N_{\max,\Theta} < 2.5 \cdot 10^5$. Летом в дневное время слой F расщепляется на два слоя F_1, F_2 . Слой F_2 расположен на высоте 300...400 км, слой F_1 на высоте 200...230 км. Электронная плотность слоя F_2 достигает $N_{\max,\Theta} = 4.0 \cdot 10^5 ... 9 \cdot 10^5$, и $N_{\max,\Theta} = 2.0 \cdot 10^5 ... 4 \cdot 10^5$ для слоя F_1 . В ночное время существует один слой на высоте 300 км с параметрами $N_{\max,\Theta} < 2.5 \cdot 10^5$, $\nu = 10^3 ... 10^4$.

Выше основного максимума электронная плотность падает, изменяясь в диапазоне высот 500...1000 км от $N_{\Theta} = 10^6$ до $N_{\Theta} = 10^4$ эл/см³. В диапазоне высот 1700...10000 км электронная плотность в пределах $(2...5) \cdot 10^3$ эл/см³, на

высоте более 15000 км электронная плотность монотонно спадает и на высоте 20000 км достигает 10^3 эл/см³.

Модель изотропной неоднородной непрерывной околоземной ионосферы соответствует сферически-симметричной среде с диэлектрической проницаемостью $\varepsilon(z, f)$ на высоте z , задаваемой соотношением [20]

$$\varepsilon(z, f) = 1 - f_p^2(z)/f^2, \quad (2.1)$$

$f_p(z) = \sqrt{\frac{N_\vartheta(z)e^2}{(2\pi)^2 \varepsilon_0 m}}$ - собственная частота ионосферы (кГц); $e = 1.6 \cdot 10^{-19}$ Кл,

$m = 9.106 \cdot 10^{-31}$ кг - масса и заряд электрона; $\varepsilon_0 = 10^{-9} / (36\pi)$ - диэлектрическая проницаемость свободного пространства (ф/м). Соотношение (2.1) определяет $\varepsilon(z, f)$ вещественной, т.е. поглощение отсутствует.

Для профиля электронной плотности $N_\vartheta(z)$ разработан ряд моделей, например, однослойная модель Чепмена [21], глобальная модель Клобушара модель NeQuick [102, 103], которые интенсивно используются при теоретических исследованиях и в приложениях. Ниже приведены их описания.

2.1.1. Модель электронной плотности Чепмена

Однослочная модель Чепмена для дневного высотного профиля электронной плотности задается соотношением [21, 99]

$$N_\vartheta(z) = \sqrt{\beta \cdot \exp[-(\exp(b(z - z_n)) / \sin \chi + bz)]}, \quad (2.2)$$

χ - угол падения луча по отношению к нормали; для дневного времени в надире ($\chi = 90^\circ$) значение $N_n = N_{\vartheta, \text{макс}} \leq 10^6$ эл/см³ достигается при $z_n = z_{\text{макс}, \vartheta} = 300$ км (параметры $b = 0.01$, $\beta = 5 \cdot 10^{13}$), соответствующее значение собственной частоты ионосферы для $z_{\text{макс}, \vartheta}$ равно $f_p = 9$ МГц (профиль $N_\vartheta(z)$ дан на рис.2.2, кривая 3).

Значения β , b , z_n , N_n связаны $N_n = \sqrt{\beta \cdot \exp[-(1 + bz_n)]}$, определяют профиль $N_3(z)$, а также высоту $z_m = z_n - \ln(\sin \chi)/b$ максимального значения $N_m = \sqrt{\beta \sin \chi \cdot \exp[-(1 + bz_n)]} N_n$ для угла χ . Видно, что при уменьшении угла χ значение z_m увеличивается по отношению к z_n , значение N_m уменьшается по отношению к N_n .

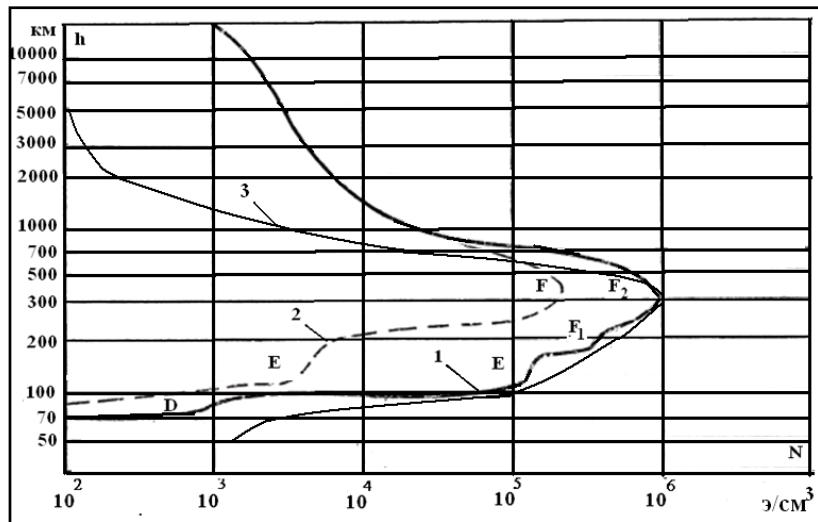


Рис.2.2. Высотные профили электронной плотности: кривая 1 - день; кривая 2 - ночь; кривая 3 - однослойная модель Чепмена, аппроксимирующая кривую 1.

Известной также является трехслойная изотропная модель электронной концентрации (учитывает слои E, F1, F2) [104]:

$$N_3(z) = K \sum_{j=1}^3 M_j \exp\left(\frac{1 - \exp(\theta_j) + \theta_j}{2}\right), \quad \theta_j = \frac{z_{mj} - z}{z_{dj}}, \quad (2.3)$$

z_{mj} - высота слоя j ; z_{dj} - эффективная полуширина слоя; M_j - максимальная электронная плотность. При моделировании задавались параметры: для слоя F2 $z_{m2} = 300$ км, $z_{d2} = 55$ км, $M_2 \approx 10^6$ см $^{-3}$; для слоя F1 $z_{m1} = 200$ км, $z_{d1} = 40$ км, $M_1 \approx 70254,3$ см $^{-3}$; для слоя E $z_{m3} = 108$ км, $z_{d3} = 12,5$ км, $M_3 \approx 104611,7$ см $^{-3}$. Коэффициент K учитывает суточное временное изменение $N_3(z)$ [104].

Коэффициент отражения $R(z, f)$ при распространении по ионосферной радиолинии можно оценить с использованием соотношения [22]

$$R(z, f) = \left| \int_0^z \left[\frac{1}{2n(x, f)} \frac{dn(x, f)}{dx} \exp\left(-\frac{j2\pi f}{c} \int_0^x n(y, f) dy\right) \right] dx \right|. \quad (2.4)$$

Здесь $n(z, f) = \sqrt{\varepsilon(z, f)}$ - коэффициент преломления среды. Для частоты P -диапазона $f = 400$ МГц и высоты $z = 400$ км значение $R(z, f) < 10^{-3}$.

Энергетические потери ΔE за счет поглощения в ионосфере оцениваются с использованием соотношения $A(z, f) \equiv \int_0^z \frac{7.28N_e(h)\nu(h)}{f_0^2 + \nu^2(h)} dh$, $A(z, f)$ - уменьшение амплитуды сигнала дБ/м; $\nu(h)$ - средняя частота соударений электронов с тяжелыми частицами.

Средняя частота соударений $\nu(h)$ зависит от высоты ионосферной радиолинии: для дневного и ночного времени и высоты $h < 100$ км значения $\nu(h) < 10^4 \dots 10^5$ Гц, для высоты $h > 100$ км $\nu(h) < 10^3$ Гц [101]. С использованием этих данных относительно $\nu(h)$ и моделей $N_e(z)$ можно оценить ΔE при распространении по ионосферной линии с параметрами $z = 400$ км и $f = 400$ МГц - значения потерь не превышают 0.2 дБ.

2.1.2. Глобальная модель земной ионосферы Клобушара

Глобальная 8-ми параметрическая модель земной ионосферы Клобушара разработана для коррекции временных задержек $\Delta\tau_i$ при распространении сигналов по спутниковым радиолиниям по отношению к распространению в свободном пространстве [102]. Значение $\Delta\tau_i$ связано с важным параметром радиолинии - с полным электронным содержанием $\alpha_{ПЭС}$.

Алгоритм оценки $\Delta\tau_i$ при использовании этой модели включает выполнение следующих шагов [102].

Инициализация. Задаются входные данные:

- долгота $\psi_{ПР}$ и широта $\lambda_{ПР}$ приемной наземной станции;
- угол места $E_{КА}$ и азимут $A_{КА}$ космического аппарата GPS;

- время T_{GPS} (сек) в формате всемирного времени UT;
- коэффициенты $\alpha_0, \alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ и $\beta_0, \beta_1, \beta_2, \beta_3$, передаваемые в альманахе навигационных сообщений либо по наземным линиям в формате RINEX [14].

$$\text{Шаг 1. Вычисляется угол } \varphi = \frac{0.0137}{E_{KA} + 0.11} - 0.022.$$

Шаг 2. Вычисляется значение ионосферной широты $\psi_l = \psi_{PR} + \varphi \cos(A_{KA})$. Если $\psi_l > 0.416$, то $\psi_l = 0.416$. Если $\psi_l < -0.416$, то $\psi_l = -0.416$.

Шаг 3. Вычисляется значение ионосферной долготы $\lambda_l = \lambda_{PR} + \varphi \sin(A_{KA}) / \cos(\psi_l)$.

Шаг 4. Вычисляется геомагнитная долгота

$$\psi_m = \psi_l + 0.064 \cos(\lambda_l - 1.617).$$

Шаг 5. Вычисляется локальное время $t = 4.32 \cdot 10^4 \lambda_l + T_{GPS}$. Если $t > 86400$, то $t = t - 86400$. Если $t < 0$, то $t = t + 86400$.

Шаг 6. Вычисляется коэффициент склонения $F = 1.0 + 16.0(0.53 - E_{KA})$,

Шаг 7. Оценивается коррекция временной задержки $\Delta\tau_i$

$$\Delta\tau_i = F \left(5 \cdot 10^{-9} + \sum_{n=0}^3 \alpha_n \psi_m^n \left(1 - x^2/2 + x^4/24 \right) \right), x = \frac{2\pi(t - 50400)}{\sum_{n=0}^3 \beta_n \psi_m^n} \quad (2.6)$$

Описание методики и пример ее применения с целью получения оценки $\alpha_{ПЭС}$ на основе $\Delta\tau_i$ приведены в главе 4.

2.2. Модель анизотропных ионосферных спутниковых радиолиний с частотной дисперсией

Влияние магнитного поля Земли $\vec{H}(\vec{r})$ обуславливает анизотропные свойства земной ионосферы и усложняет модель диэлектрической проницаемости $\epsilon(z, f)$ [20,21,23,34]. Для распространения электромагнитных

волн вдоль оси OX и расположения поля $\vec{H}(\vec{r})$ в плоскости XOZ с углом φ к оси OX (рис.2.3) диэлектрическая проницаемость $\varepsilon(z, f)$ определяется как [20]

$$\varepsilon_{1,2}(z, f) = 1 - \frac{2f_p^2(z)}{2f^2 - h(z, f) \pm \sqrt{h^2(z, f) + 4f^2 f_{\text{пр}}^2}}, \quad (2.7)$$

$$h(z, f) = \frac{f_{\text{пп}}^2}{(1 - f_p^2/f^2)} ; \quad f_{\text{пп}} = \frac{\mu_0 e H_{\text{пп}}}{m} ; \quad f_{\text{пр}} = \frac{\mu_0 e H_{\text{пр}}}{m} ; \quad H_{\text{пп}} = H \sin \varphi ;$$

$H_{\text{пр}} = H \cos \varphi$; φ - угол между вектором \vec{H} и осью OX (продольное и поперечное распространение при $\varphi = 0$ и при $\varphi = 90^\circ$) ; $\mu_0 = 4\pi 10^{-7}$ - магнитная проницаемость свободного пространства ($\text{Гн}/\text{м}$).

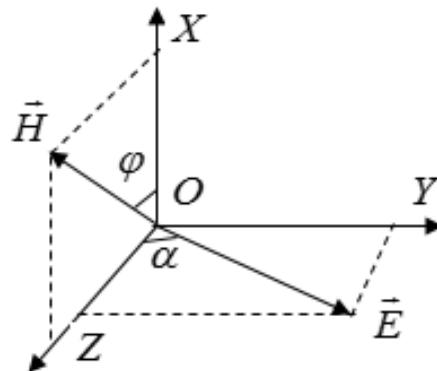


Рис.2.3. Схема распространения электромагнитных волн вдоль оси OX.

Существование решений для $\varepsilon_{1,2}(z, f)$ (2.7) соответствует двойному лучепреломлению [20,21]. При поперечном распространении индекс 1 и верхний знак относятся к обыкновенному лучу, индекс 2 и нижний знак - к необыкновенному лучу, при продольном распространении существуют два необыкновенных луча.

Выражение (2.7) для спутниковых ионосферных радиолиний упрощается, что приводит к частной модели лишь продольного распространения электромагнитных волн [23]. Анализ данной модели выполнен в главе 3.

2.3. Статистические модели нестационарных спутниковых радиолиний

Одно из критических искажений цифровых сигналов обусловлено многолучевостью распространения из-за отражения и рассеяния на ионосферных неоднородностях, которая порождает временные вариации фаз и амплитуд сигналов (фазовые и амплитудные замирания) [20, 96-98, 105,106].

Фазовые и амплитудные замирания представляют случайные процессы, их характеристики связаны с характеристиками временных и пространственных флуктуаций электронной плотности ионосферных неоднородностей [20]. С использованием статистических моделей замираний оценивается временная нестационарность радиолиний, которая определяет корректность разработки спутниковых информационных систем относительно применения процедур обработки цифровых сигналов при приеме.

Экспериментальные и теоретические исследования показывают значимость данных искажений для P - и L - частотных диапазонов, интенсивно используемых спутниковыми информационными системами [20].

Схема распространения сигналов $s(t)$ по спутниковой ионосферной радиолинии «вниз» приведена на рис.2.4: на вход наземного приемного устройства поступает сигнал $s'(t)$ в виде суммы $s(t)$ и его копий с различными амплитудами a_i , временными задержками τ_i и начальными фазами φ_i за счет рассеяния и отражения на ионосферных неоднородностях [98,105]

$$s'(t) = \sum_{i=1}^N a_i s(t - \tau_i, \varphi_i) = \operatorname{Re}(\dot{A}(t) \exp(j(2\pi f t + \varphi_c(t)))) , \quad (2.8)$$

$f, \varphi_c(t)$ - центральная частота и фаза сигналов $s(t)$; $\dot{A}(t) = A(t) \exp(j\varphi(t))$ - комплексная огибающая $s'(t)$; $A(t), \varphi(t)$ - амплитуда и фаза комплексной огибающей $s'(t)$, которые являются случайными величинами и определяются методами теории дифракции [20].

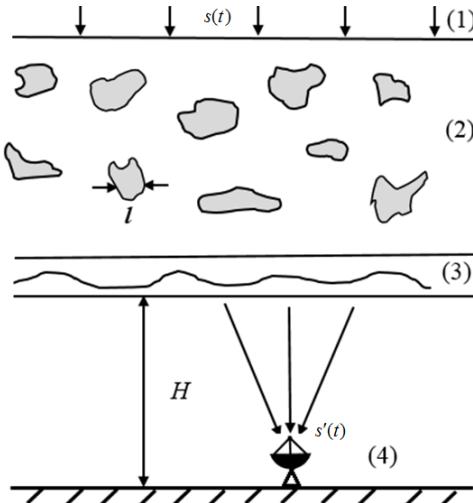


Рис.2.4. Распространение сигналов по спутниковой ионосферной радиолинии:
1 - плоская волна; 2 - ионосферный слой с неоднородностями; 3 - фазовый
фронт; 4 - наземный приемный пункт.

При создании и развитии статистических моделей фазовых и амплитудных замираний при распространении по ионосферным спутниковым радиолиниям используются два подхода - на основе эмпирических плотностей распределения фазы $p(\varphi)$ и амплитуды $p(A)$ [96,105] и на основе аналитического описания распространения сигналов [20,41-43].

Модели замираний из первого класса связывают параметры эмпирических плотностей распределения с индексом сцинтиляции $S_4 = \sqrt{(\langle A^4 \rangle - (\langle A^2 \rangle)^2)/(\langle A^2 \rangle)^2}$ [39]. Здесь $A = |\dot{A}(t)|$ - амплитуда сигналов; $\langle \rangle$ - операция усреднения по ансамблю сигналов либо по времени, полагая случайный процесс A эргодическим.

Замирания классифицируются как слабые для $S_4 < 0.3$, средние для $0.3 < S_4 < 0.6$ и сильные для $S_4 > 0.6$. Индекс S для слабых и средних замираний зависит от частоты $S_4 \approx f^{-1.5}$ [39].

Средний диапазон значений замираний амплитуд сигналов $P_{\text{д}}$ (дБ) определяется примерным соотношением $P_{\text{д}} = 27.5S_4^{1.26}$ [39]

Для замираний плотность распределения амплитуд сигналов $p(A)$ описывается логнормальным законом [43]

$$p(A) = \frac{1}{A} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{\text{лг}}} \exp\left[-\frac{(\ln A - \ln A_0)^2}{2\sigma_{\text{лг}}^2}\right], \quad A > 0. \quad (2.9)$$

Здесь A_0 , $\sigma_{\text{лг}}^2$ - амплитуда регулярной сигнальной составляющей и средняя мощность флюктуационной составляющей сигналов $s'(t)$.

Параметры S_4 и $\sigma_{\text{лг}}^2$ связаны

$$S_4 = \exp(4\sigma_{\text{лг}}^2) - 1. \quad (2.10)$$

Более общее выражение для плотности распределения $p(A)$ соответствует m -распределению Накагами [70]

$$p(A) = \frac{2}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\sigma^2} \right)^m A^{2m-1} \exp\left(-\frac{mA^2}{\sigma^2}\right), \quad (2.11)$$

σ^2 - средняя мощность сигналов $s'(t)$; $m \geq 1/2$ - параметр, задаваемый как

$$m = \frac{\Omega^2}{\langle (A^2 - \Omega)^2 \rangle}, \quad \Omega = \langle A^2 \rangle; \quad \Gamma(m) = \int_0^\infty x^{m-1} \exp(-x) dx.$$

Параметры S_4 и m для m -распределения связаны соотношением [70]

$$m = 1/S_4^2. \quad (2.12)$$

Для $m > 1$ распределение Накагами аппроксимируется распределением Релея-Райса [70]

$$p(A) = \frac{A}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{A^2 + A_0^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{AA_0}{\sigma^2}\right), \quad (2.13)$$

A_0 - амплитуда регулярной сигнальной составляющей; $I_0(x)$ - модифицированная функция Бесселя первого рода нулевого порядка.

Отношение мощности регулярного сигнала $s(t)$ с амплитудой A_0 к средней мощности σ^2 многолучевых компонент в составе $s'(t)$ полагается как параметр сигнал/помеха $c = \frac{A_0^2}{\sigma^2}$. Для слабых, средних и отчасти сильных замираний параметры S_4 и c связаны соотношением [105]

$$c = \frac{1}{2} \frac{\sqrt{1 - S_4^2}}{1 - \sqrt{1 - S_4^2}}. \quad (2.14)$$

Для слабых и средних замираний эмпирическая плотность распределения фаз φ ($|\varphi| \leq \pi$) за счет влияния ионосферы задается нормальным законом [43]

$$p(\varphi) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}S_4} \exp\left(-\frac{\varphi^2}{2S_4^2}\right), \quad (2.15)$$

Модели замираний сигналов из второго класса основаны на теории распространения радиоволн в случайно-неоднородных средах с коэффициентом преломления ионосферы $n(\vec{r}, t) = 1 + \delta n(\vec{r}, t)$, $\delta n(\vec{r}, t)$ - флуктуации коэффициента преломления, $\langle \delta n(\vec{r}, t) \rangle = 0$ [20]. Из-за движения среды со скоростью v (20...500 м/с) флуктуации $\delta n(\vec{r}, t)$ влияют на распространение радиоволн и обусловливают наличие многолучевых компонент в составе $s'(t)$ в виде случайного гауссовского процесса с амплитудой $A_{\delta n}$ с одномерной плотностью распределения Релея

$$p(A_{\delta n}) = \frac{A_{\delta n}}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{A_{\delta n}^2}{2\sigma^2}\right).$$

Решение задачи распространения сигналов через такие среды предполагает установление связи статистических характеристик $\delta n(\vec{r}, t)$ и параметров (например, время стационарности радиолинии τ_{st}) при заданной пространственной корреляционной функции $B_{\delta n}(\vec{r})$.

Метод установления связи основан на решении волнового уравнения в скалярном виде относительно электрического поля $E(\vec{r}, t)$ плоской волны, падающей нормально на ионосферный слой [20]

$$\nabla^2 E + k^2 n(\vec{r}) E = 0, \quad k = 2\pi/\lambda \text{ - волновое число.} \quad (2.16)$$

При обосновании уравнения (2.16) используется предположение о незначительном эффекте изменения поляризации радиоволн (при условии превышения масштабов неоднородностей длины волны λ) и о слабой рефракции, а также полагается стационарность радиолинии на интервале времени анализа (условие «вмороженности» неоднородностей) [20].

2.3.1. Статистические модели фазовой нестационарности спутниковых радиолиний

Вариации фазы $\varphi(t)$ представляют случайный процесс, основные статистические характеристики радиолиний с замираниями фазы связаны с частотным расширением его спектра, определяющим время фазовой стационарности радиолинии τ_{st} . Параметр τ_{st} определяет возможное время когерентного накопления при обнаружении, демодуляции и синхронизации сигналов и определяет требования на характеристики систем фазовой автоподстройки частоты в составе систем передачи информации.

Выражение для флуктуации фазы $\delta(\varphi)$ монохроматических сигналов со слабыми возмущениями $\delta n(\vec{r}, t)$ при использовании приближения Рытова имеет вид [20, 107]

$$\delta(\varphi) = \frac{Lk^2}{2\pi} \int_V \frac{1}{z(L-z)} \sin\left(\frac{Lk(x^2 + y^2)}{2(L-z)}\right) \delta n(\vec{r}, t) dV, \quad (2.17)$$

L - расстояние радиолинии «передатчик-приемник»; Oz - ось распространения сигналов; интегрирование осуществляется по области V , существенной для флуктуаций $\delta n(\vec{r}, t)$ и примыкающей к трассе распространения сигналов.

Вычисление корреляционной функции $B_\varphi(\tau)$ для φ с использованием (2.17) осуществляется при условии изотропности пространственного трехмерного спектра $F(K)$ для флюктуаций ионосферных неоднородностей $\delta n(\vec{r}, t)$ [20]

$$B_\varphi(\tau) = 2 \int_{0-\infty}^L \int_0^\infty F(K) K J_0(K v \tau) \left[1 + \cos\left(\frac{z(L-z)K^2}{kL}\right) \right] dz dK. \quad (2.18)$$

Здесь $J_0(x)$ - функция Бесселя 1-го рода 0-го порядка.

Спектр $F(K)$ флюктуаций $\delta n(\vec{r}, t)$ представляется как [20]

$$F(K) = \frac{0.066 \sigma_n^2(\vec{r})}{L_m^{2/3} (K_m^2 + K^2)^{q/2}}, \quad (2.19)$$

$q = 3.2 \dots 4.4$ - показатель пространственного спектра; $K_m = 2\pi/L_m$; $L_m = 20 \dots 100$ км - внешний масштаб неоднородностей; $\sigma_n^2(\vec{r})$ - средняя мощность флюктуаций ионосферных неоднородностей $\delta n(\vec{r}, t)$.

Выражение для коэффициента корреляции $R_\varphi(\tau)$ с учетом $\langle \delta(\varphi) \rangle = 0$ и $J_0(0) = 1$ задается как [20]

$$R_\varphi(\tau) = \frac{\int_{0-\infty}^L \int_0^\infty \sigma_n^2(\vec{r}) K (K_m^2 + K^2)^{-q/2} J_0(K v \tau) \left[1 + \cos\left(\frac{z(L-z)K^2}{kL}\right) \right] dz dK}{\int_{0-\infty}^L \int_0^\infty \sigma_n^2(\vec{r}) K (K_m^2 + K^2)^{-q/2} \left[1 + \cos\left(\frac{z(L-z)K^2}{kL}\right) \right] dz dK}. \quad (2.20)$$

Коэффициент $R_\varphi(\tau)$ фазы φ для гауссовского процесса имеет вид [108]

$$R_\varphi(\tau) = 24 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{A_n(\tau)}{n^2}. \quad (2.21)$$

Коэффициенты $A_n(\tau)$ задаются как [108]

$$A_n(\tau) = \frac{1}{4\pi^2 (1 - R_0^2(\tau))} \int_0^\infty \int_0^\infty z_1 z_2 I_n \left(\frac{R_0(\tau) z_1 z_2}{1 - R_0^2(\tau)} \right) \exp\left(-\frac{z_1^2 + z_2^2}{2(1 - R_0^2(\tau))}\right) dz_1 dz_2. \quad (2.22)$$

Здесь $R_0(\tau)$ - коэффициент корреляции квадратурных составляющих процесса, определяющий двумерную плотность вероятности $p(\varphi_1, \varphi_2, \tau)$; $I_n(x)$ - модифицированная функция Бесселя первого рода n -го порядка.

Используя (2.21) и (2.22), можно вычислить значение $R_0(\tau)$, соответствующее значению $R_\varphi(\tau)$ и задаваемое выражением (2.20) для радиолинии с параметрами $\sigma_n^2(\vec{r})$, K_m , v , k , L , q .

Ниже приведено оценивание фазовой стационарности τ_{st} рассматриваемых радиолиний с использованием статистических моделей с параметром $R_\varphi(\tau)$.

Функция распределения фазы $p_1(\varphi)$ суммы гармонического колебания с амплитудой A_0 и гауссовского шума с мощностью σ_0^2 имеет вид [108]

$$p_1(\varphi) = \frac{1}{2\pi} \exp\left(-\frac{A_0^2}{2\sigma_0^2}\right) + \frac{A_0 \cos(\varphi)}{\sigma_0 \sqrt{2\pi}} F\left(\frac{A_0 \cos(\varphi)}{\sigma_0}\right) \exp\left(-\frac{A_0^2 \sin^2(\varphi)}{2\sigma_0^2}\right), \quad (2.23)$$

$$F(x) = 1 - Q(x).$$

При условии $A_0 / \sigma_0 > 3$ и $\sin(\varphi) \approx \varphi$ справедливо выражение $p_1(\varphi) \approx \frac{A_0}{\sigma_0 \sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{A_0^2 \varphi^2}{2\sigma_0^2}\right)$. Учитывая соотношение (2.14) и его приближение

для слабых замираний, определяющие связь параметра $\frac{A_0^2}{\sigma_0^2}$ и S_4^2 , выражение

для $p_1(\varphi)$ приводится к виду $p_1(\varphi) \approx \frac{1}{\sqrt{2\pi S_4}} \exp\left(-\frac{\varphi^2}{2S_4^2}\right)$, что при сделанных

предположениях совпадает с выражением (2.15) относительно эмпирической плотности распределения фазы φ .

Коэффициент корреляции $R_0(\tau)$ входит в выражение двумерной плотности вероятности фазы $p(\varphi_1, \varphi_2, \tau)$ для суммы узкополосного случайного процесса и гармонического колебания с амплитудой A_0 [108]

$$p(\varphi_1, \varphi_2, \tau) = \sum_{r=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} A_{rnm} \exp(j[(r+n)\varphi_1 + (m-r)\varphi_2]), \quad (2.24)$$

$|\varphi_1| \leq \pi, |\varphi_2| \leq \pi$; коэффициенты A_{rnm} задаются выражением [108]

$$\begin{aligned} A_{rnm} = & \frac{1}{4\pi^2(1-R_0^2(\tau))} \exp\left(-\frac{A_0^2}{\sigma_0^2(1+R_0(\tau))}\right) \int_0^\infty \int_0^\infty z_1 z_2 I_r\left(\frac{R_0(\tau)z_1 z_2}{1-R_0^2(\tau)}\right) \times \\ & \times I_n\left(\frac{A_0 z_1}{\sigma_0(1+R_0(\tau))}\right) I_m\left(\frac{A_0 z_2}{\sigma_0(1+R_0(\tau))}\right) \exp\left(-\frac{z_1^2 + z_2^2}{2(1-R_0^2(\tau))}\right) dz_1 dz_2. \end{aligned} \quad (2.25)$$

Одномерная функция распределения $p_1(\varphi_1 - \varphi_2, \tau)$ разности фаз $\Delta\varphi = \varphi_1 - \varphi_2 = \varphi(t + \tau) - \varphi(t)$ получается интегрированием (2.24) [108]

$$p_1(\Delta\varphi, \tau) = 2\pi \sum_{r=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_{r,n,-n} \exp(j(r+n)\Delta\varphi). \quad (2.26)$$

Выражение $p_1(\Delta\varphi, \tau)$ позволяет оценить характеристики радиолинии, в частности, вероятность времени фазовой стационарности $Pr(\tau_{st})$ [108]

$$Pr(\tau_{st}) \approx \int_0^\infty d\varphi_1 \left[\int_{\varphi_1-\Delta}^{\varphi_1+\Delta} p(\varphi_1, \varphi_2, \tau) d\varphi_2 = \int_{-\Delta}^{-\Delta} p_1(\varphi, \tau) d\varphi \right], \Delta - \text{параметр.} \quad (2.27)$$

Коэффициенты корреляции $R_0(\tau)$ и $R_\varphi(\tau)$ в составе $p(\varphi_1, \varphi_2, \tau)$ и $p_1(\Delta\varphi, \tau)$ зависят от скорости движения ионосферных неоднородностей v . С использованием соотношения (2.27) можно оценить минимальное время фазовой стационарности $\tau_{st,min}$.

На рис.2.5 приведена нелинейная зависимость коэффициента корреляции $R_\varphi(\tau)$ от $R_0(\tau)$, вычисленная с использованием выражений (2.20)-(2.22) [97,98,105].

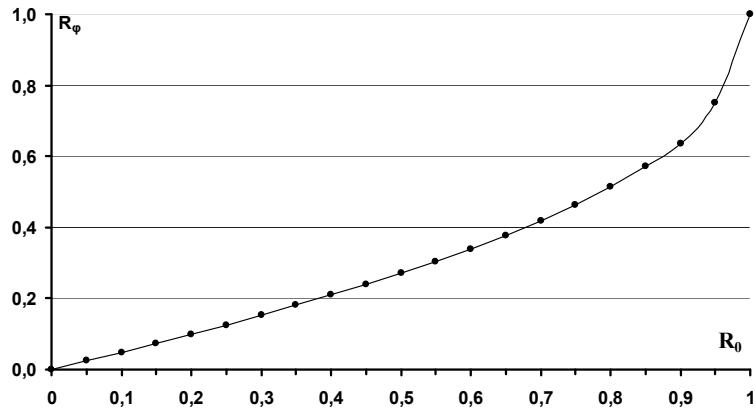


Рис.2.5. Зависимость значений коэффициента корреляции $R_\phi(\tau)$ от $R_0(\tau)$.

На рис.2.6 приведены кривые зависимости $R_\phi(\tau)$ от параметра τ .

Кривые вычислены с использованием (2.20) для радиолинии P - диапазона ($\lambda = 0.75$ м) с параметрами $L = 400$ км, $q = 4$, $L_m = 20$ км, скорость ионосферных неоднородностей $v = 300$ м/с (кривая 1), $v = 500$ м/с (кривая 2).

При вычислении (2.20) использовалось приближение

$$\int_0^L \sigma_n^2(\vec{r}) \sin^2 \left(\frac{z(L-z)K^2}{2kL} \right) dz \approx (l_2 - l_1) \sigma_n^2(z_{cp}) \sin^2 \left(\frac{z_{cp}(L-z_{cp})K^2}{2kL} \right) [105]. \text{ Здесь}$$

l_2, l_1 - границы ионосферного слоя; $z_{cp} = \frac{l_2 - l_1}{2}$ - среднее значение координаты ионосферного слоя; $\sigma_n^2(z_{cp})$ - значение средней мощности флюктуаций ионосферных неоднородностей $\delta n(\vec{r}, t)$ для z_{cp} (оценивание выполнено для $\sigma_n(z_{cp}) = 10^9 \dots 1.4 \cdot 10^{10} \text{ м}^{-3}$ [105]); значения $l_2 = 350$ км, $l_1 = 250$ км.

Видно уменьшение времени τ при увеличении скорости v , требуемое для достижения $R_\phi(\tau) = 0.5$ - от 0.48 сек ($v = 300$ м/с) до 0.30 с (для $v = 500$ м/с).

Кривая 3 на рис.2.6 соответствует радиолинии L - частотного диапазона ($\lambda = 0.2$ м) и скорости $v = 300$ м/с. Видно, что эта кривая практически совпадает с кривой 2 для радиолинии P - частотного диапазона.

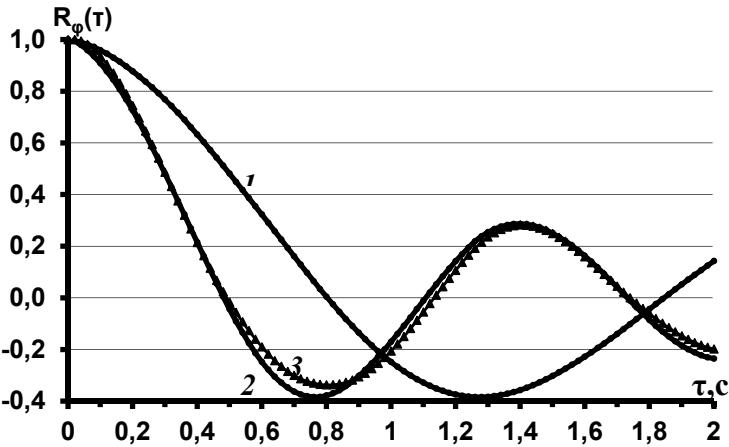


Рис.2.6. Зависимость коэффициента корреляции $R_\phi(\tau)$ от времени τ : 1 - $v = 300$ м/с, $\lambda = 0.75$ м; 2 - $v = 500$ м/с, $\lambda = 0.75$ м; 3 - $v = 500$ м/с, $\lambda = 0.20$ м.

На рис.2.7, рис.2.8 даны кривые, вычисленные с использованием (2.27) и определяющие верхние границы вероятности времени фазовой стационарности радиолиний P - частотного диапазона для $S_4 = 0.3$ ($c = 10.4$) (кривые 1 и 2) и $S_4 = 0.6$ ($c = 2.0$) (кривые 3 и 4). Кривые на рис.2.7 соответствуют скорости $v = 500$ м/с, кривые на рис.2.7 $v = 300$ м/с. Кривые 1, 3 вычислены для $\Delta = 10^0$, кривые 2, 4 для $\Delta = 20^0$. Вероятность минимального времени стационарности $\Pr(\tau_{st,min}) = 0.95$ для $S_4 = 0.3$ достигается при $\tau_{st,min} = 170$ мс для $\Delta = 10^0$ и при $\tau_{st,min} = 250$ мс для $\Delta = 20^0$. При увеличении S_4 минимальное время стационарности уменьшается - вероятность $\Pr(\tau_{st,min}) = 0.95$ для $S_4 = 0.6$ достигается при $\tau_{st,min} = 50$ мс для $\Delta = 10^0$ и при $\tau_{st,min} = 110$ мс для $\Delta = 20^0$.

При уменьшении скорости движения ионосферных неоднородностей относительно $v = 500$ м/с время стационарности увеличивается. Анализ кривых на рис.2.7 показывает, что вероятность времени стационарности $\Pr(\tau) = 0.95$ для $S_4 = 0.3$ достигается при $\tau_{st} = 250$ мс для $\Delta = 10^0$ и при $\tau_{st} = 420$ мс для $\Delta = 20^0$. Вероятность времени стационарности $\Pr(\tau_{st}) = 0.95$ для $S_4 = 0.6$ достигается при $\tau_{st} = 50$ мс для $\Delta = 10^0$ дБ и при $\tau_{st} = 170$ мс для $\Delta = 20^0$.

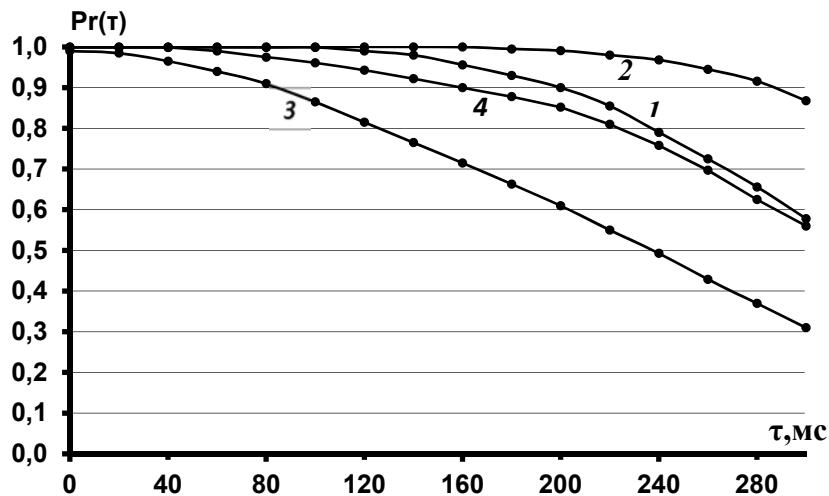


Рис.2.7. Вероятности времени стационарности радиолиний P - частотного диапазона, скорость движения ионосферных неоднородностей $v = 500$ м/с: кривая 1 - $S_4 = 0.3$, $\Delta = 10^0$; кривая 2 - $S_4 = 0.3$, $\Delta = 20^0$; кривая 3 - $S_4 = 0.6$, $\Delta = 10^0$; кривая 4- $S_4 = 0.6$, $\Delta = 20^0$.

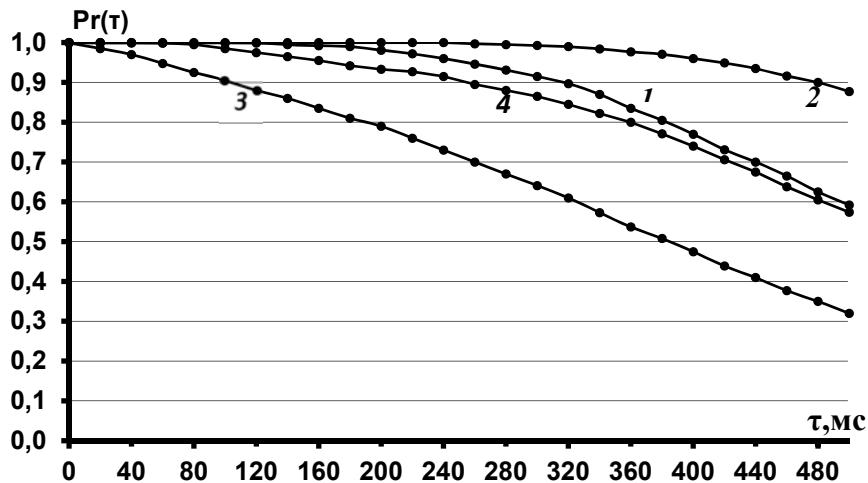


Рис.2.8. Вероятности времени стационарности радиолиний P - частотного диапазона, скорость движения ионосферных неоднородностей $v = 300$ м/с: кривая 1 - $S_4 = 0.3$, $\Delta = 10^0$; кривая 2 - $S_4 = 0.3$, $\Delta = 20^0$; кривая 3 - $S_4 = 0.6$, $\Delta = 10^0$; кривая 4- $S_4 = 0.6$, $\Delta = 20^0$.

2.3.2. Статистические модели амплитудной нестационарности спутниковых радиолиний

Выражение относительно флюктуаций логарифма амплитуды $\delta(\ln(A_{\delta n}))$ при использовании приближения Рытова имеет вид [20]

$$\delta(\ln(A_{\delta n})) = \frac{Lk^2}{2\pi} \int_V \frac{1}{z(L-z)} \cos\left(\frac{Lk(x^2 + y^2)}{2(L-z)}\right) \delta n(\vec{r}, t) dV. \quad (2.28)$$

Корреляционная функция $B_A(\tau)$ имеет вид [20]

$$B_A(\tau) = 2 \int_{0-\infty}^{L-\infty} \int F(K) K J_0(Kv\tau) \sin^2\left(\frac{z(L-z)K^2}{2kL}\right) dz dK. \quad (2.29)$$

Обозначения в (2.28), (2.29) соответствуют принятым обозначениям в соотношениях (2.17), (2.18).

Выражение для коэффициента корреляции $R_A(\tau)$ с учетом $\langle \delta(\ln(A_{\delta n})) \rangle = 0$ и $J_0(0) = 1$ имеет вид [20, 96]

$$R_A(\tau) = \frac{\int_{0-\infty}^{L-\infty} \int \sigma_n^2(\vec{r}) K (K_m^2 + K^2)^{-q/2} J_0(Kv\tau) \sin^2\left(\frac{z(L-z)K^2}{2kL}\right) dz dK}{\int_{0-\infty}^{L-\infty} \int \sigma_n^2(\vec{r}) K (K_m^2 + K^2)^{-q/2} \sin^2\left(\frac{z(L-z)K^2}{2kL}\right) dz dK}. \quad (2.30)$$

Коэффициент корреляции $R_A(\tau)$ логарифмического преобразования амплитуды A гауссовского процесса имеет вид [108]

$$R_A(\tau) = \frac{6}{\pi^2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{R_0^{2n}(\tau)}{n^2}. \quad (2.31)$$

Здесь $R_0(\tau)$ - коэффициент корреляции квадратурных составляющих процесса.

На основе выражения (2.31) можно вычислить значение $R_0(\tau)$, соответствующее $R_A(\tau)$, задаваемое выражением (2.30) для радиолинии с параметрами $\sigma_n^2(\vec{r})$, K_m , v , k , L , q .

Ниже приведены результаты оценивания временной амплитудной стационарности τ_{st} рассматриваемых радиолиний с использованием статистической модели с параметром $R_A(\tau)$ [96].

Коэффициент корреляции $R_0(\tau)$ входит в выражение для плотности вероятности амплитуды суммы случайного процесса и детерминированного гармонического колебания с амплитудой A_0 [108]

$$p(A_1, A_2, \tau) = \frac{A_1 A_2}{\sigma_r^4 (1 - R_0^2(\tau))} \exp\left(-\frac{A_1^2 + A_2^2}{2\sigma_r^2 (1 - R_0^2(\tau))}\right) \exp\left(-\frac{A_0^2}{\sigma_r^2 (1 + R_0(\tau))}\right) \times \\ \times \sum_{m=0}^{\infty} \varepsilon_m I_m\left(\frac{R_0(\tau) A_1 A_2}{\sigma_r^2 (1 - R_0^2(\tau))}\right) I_m\left(\frac{A_0 A_1}{\sigma_r^2 (1 + R_0(\tau))}\right) I_m\left(\frac{A_0 A_2}{\sigma_r^2 (1 + R_0(\tau))}\right). \quad (2.32)$$

Здесь $\varepsilon_0 = 1$ и $\varepsilon_m = 2$ для $m > 0$.

Используя $p(A_1, A_2, \tau)$ можно вычислить верхние границы вероятности времени амплитудной стационарности $Pr(\tau_{st})$ радиолинии [96]

$$Pr(\tau_{st}) \approx \int_0^{\infty} dA_1 \left[\int_{A_1 / \Delta A}^{A_1 * \Delta A} p(A_1, A_2, \tau) dA_2 \right], \quad (2.33)$$

ΔA - параметр модели.

Коэффициент корреляции $R_A(\tau)$ зависит от скорости движения ионосферных неоднородностей v в соответствии с (2.30). С использованием $p(A_1, A_2, \tau)$ оценивается время стационарности $\tau_{st,min}$, $\tau_{st,max}$, определяемые максимальной и минимальной скоростью движения ионосферных неоднородностей. Значения $\tau_{st,min}$, $\tau_{st,max}$ задают требования на минимальную и максимальную длительность временного перемежения символов цифровых сигналов с целью декорреляции их амплитуд и повышения верности передачи информации при многолучевом распространении в сочетании с помехоустойчивым кодированием.

На рис.2.9 приведена зависимость коэффициента корреляции $R_A(\tau)$ от $R_0(\tau)$, вычисленная с использованием (2.30). Виден нелинейный характер зависимости, при малых значениях $R_0(\tau)$ зависимость $R_A(\tau) \approx \frac{6}{\pi^2} R_0^2(\tau)$.

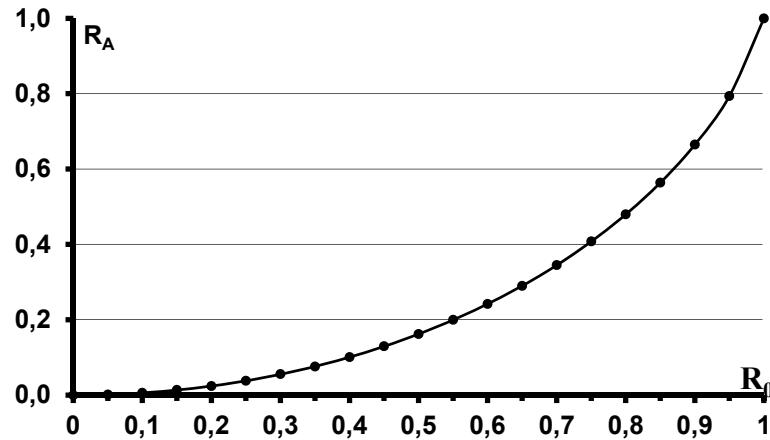


Рис.2.9. Зависимость значений коэффициента корреляции $R_A(\tau)$ от $R_0(\tau)$.

На рис.2.10 приведены зависимости коэффициента корреляции $R_A(\tau)$ от времени τ . Кривые вычислены с использованием (2.30) для радиолинии P -диапазона ($\lambda = 0.75$ м) с параметрами $L = 400$ км, $q = 4$, $L_m = 20$ км, скорости движения $v = 50$ м/с (кривая 1), $v = 150$ м/с (кривая 2), $v = 300$ м/с (кривая 3).

При вычислении использовалось приближение

$$\int_0^L \sigma_n^2(\vec{r}) \sin^2 \left(\frac{z(L-z)K^2}{2kL} \right) dz \approx (l_2 - l_1) \sigma_n^2(z_{cp}) \sin^2 \left(\frac{z_{cp}(L-z_{cp})K^2}{2kL} \right) : l_2, l_1 -$$

границы ионосферного слоя [96]; $z_{cp} = \frac{l_2 - l_1}{2}$ - среднее значение координаты ионосферного слоя; $\sigma_n^2(z_{cp})$ - значение средней мощности флюктуаций неоднородностей $\delta n(\vec{r}, t)$ для z_{cp} ; значения $l_2 = 350$ км, $l_1 = 250$ км.

Видно уменьшение времени смещения τ при увеличении скорости v , требуемое для $R_A(\tau) = 0.5$ (от 1.5 сек для $v = 50$ м/с до 0.25 с для $v = 300$ м/с).

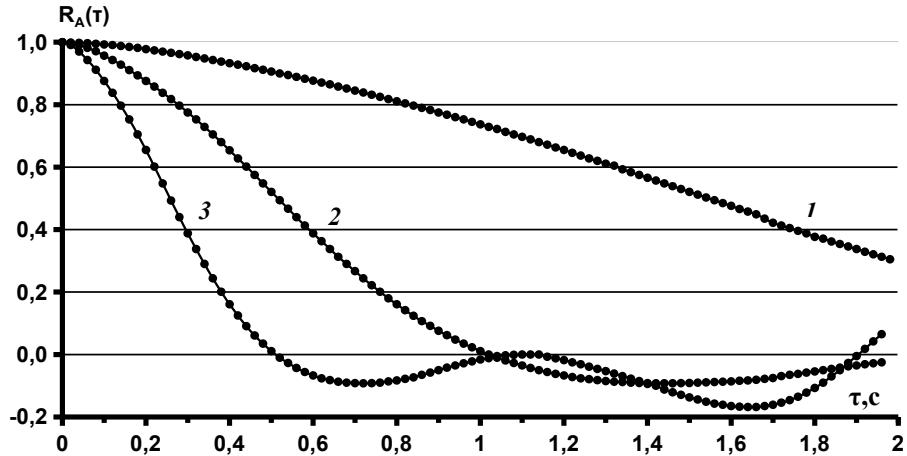


Рис.2.10. Зависимость значений коэффициента корреляции $R_A(\tau)$ от времени τ : 1 - $v = 50$ м/с; 2 - $v = 150$ м/с; 3 - $v = 300$ м/с.

На рис.2.11, рис.2.12 приведены верхние границы вероятности стационарности рассматриваемых радиолиний P - диапазона для параметров индекса сцинтиляции $S_4 = 0.7$ (кривые 1 и 2), $S_4 = 0.3$ (кривые 3 и 4). Кривые 1, 2, 3, 4 на рис.2.10 и рис.2.11 соответствуют скорости ионосферных неоднородностей $v = 50$ м/с и $v = 300$ м/с. Кривые 1, 3 вычислены для значения $\Delta A = 1.40$ (± 3 дБ), кривые 2, 4 вычислены для $\Delta A = 1.12$ (± 1 дБ).

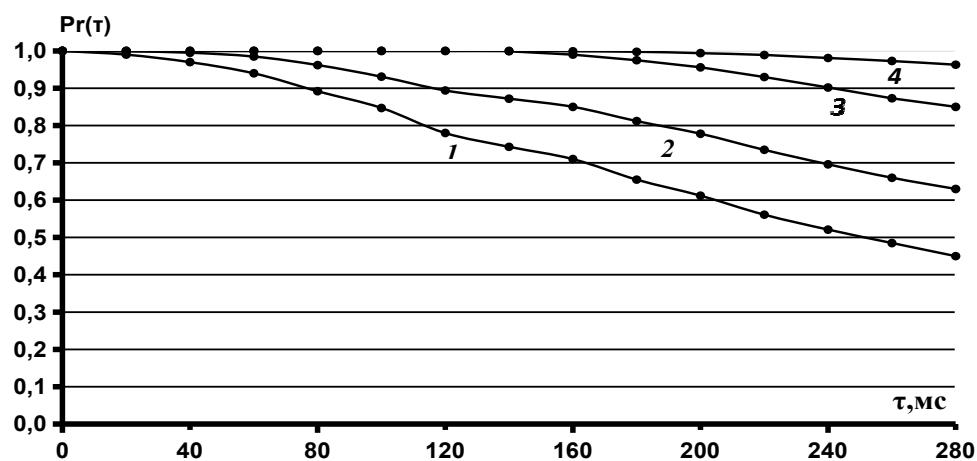


Рис.2.11. Вероятностные кривые стационарности радиолиний ($v = 300$ м/с): 1 - $S_4 = 0.7$, параметр $\Delta A = 1$ дБ); 2 - $S_4 = 0.7$, параметр $\Delta A = 3$ дБ); 3 - $S_4 = 0.3$, параметр 1 дБ); 4 - $S_4 = 0.3$, параметр $\Delta A = 3$ дБ).

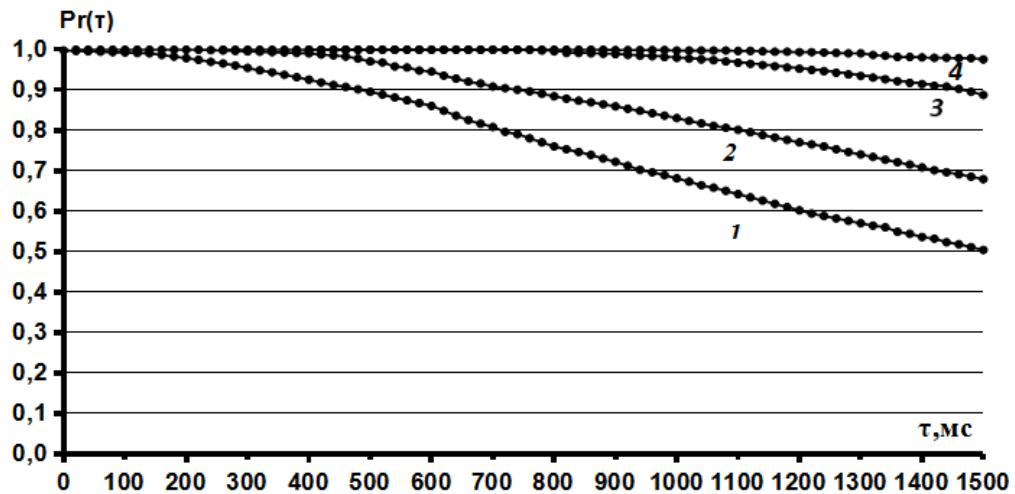


Рис.2.12. Вероятностные кривые стационарности радиолиний ($v = 50 \text{ м/c}$): 1 - $S = 0.7$, параметр $\Delta A = 1 \text{ дБ}$); 2 - $S = 0.7$, параметр $\Delta A = 3 \text{ дБ}$; 3 - $S = 0.3$, параметр $\Delta A = 1 \text{ дБ}$); 4 - $S = 0.3$, параметр $\Delta A = 3 \text{ дБ}$).

Видно, что $\Pr(\tau_{st,min}) = 0.95$ достигается для параметров $v = 300 \text{ м/c}$, $S_4 = 0.7$ при $\tau_{st,min} = 70 \text{ мс}$ для $\Delta A = \pm 1 \text{ дБ}$ и при $\tau_{st,min} = 100 \text{ мс}$ для $\Delta A = \pm 3 \text{ дБ}$. Вероятность $\Pr(\tau_{st,min}) = 0.95$ достигается для $v = 300 \text{ м/c}$ и $S_4 = 0.3$ при $\tau_{st,min} = 210 \text{ мс}$ для $\Delta A = \pm 1 \text{ дБ}$ и при $\tau_{st,min} = 280 \text{ мс}$ для $\Delta A = \pm 3 \text{ дБ}$.

Видно, что $\Pr(\tau_{st,max}) = 0.95$ достигается для параметров $v = 50 \text{ м/c}$, $S_4 = 0.3$ при $\tau_{st,max} = 1200 \text{ мс}$ для $\Delta A = \pm 1 \text{ дБ}$ и при $\tau_{st,max} = 1500 \text{ мс}$ для $\Delta A = \pm 3 \text{ дБ}$. Вероятность $\Pr(\tau_{st,max}) = 0.95$ достигается для $v = 50 \text{ м/c}$ и $S_4 = 0.7$ при $\tau_{st,max} = 320 \text{ мс}$ для $\Delta A = \pm 1 \text{ дБ}$ и при $\tau_{st,max} = 600 \text{ мс}$ для $\Delta A = \pm 3 \text{ дБ}$.

2.4. Модели спутниковых радиолиний с туманом

Ниже рассматриваются модели дисперсионной и поглощающей атмосферной радиолинии с туманом [25,37,109].

Распространение плоской волны с частотой f по оси z для модели радиолинии с туманом в виде однородной дисперсионной среды задается как решение волнового уравнения для амплитуды электрического поля $\dot{E}(z, f)$ (2.16) с относительной диэлектрической проницаемостью среды $\dot{\epsilon}(f)$.

Решение волнового уравнения (2.16) имеет вид

$$\dot{E}(z, f) = \dot{E}(0, f) \exp\left(-j \frac{2\pi f}{c} \dot{n}(f) z\right). \quad (2.34)$$

Здесь $\dot{n}(f) = \sqrt{\dot{\epsilon}(f)}$ - коэффициент преломления среды.

Мнимая часть $\text{Im}(\dot{n}(f))$ определяет ослабление сигналов, реальная часть $\text{Re}(\dot{n}(f))$ определяет дисперсионные свойства среды - зависимость фазовой скорости от частоты f [20,109].

Туман состоит из сферических капель воды, распределение капель по размерам R (радиусы) представляется гамма-распределением [110]

$$n(R) = \frac{\mu^{\mu+1}}{\Gamma(\mu+1)} \frac{R^\mu}{R_m^{\mu+1}} \exp\left(-\frac{\mu R}{R_m}\right), \quad (2.35)$$

μ - параметр; R_m - наиболее вероятный размер капель; $\Gamma(\mu)$ - гамма-функция.

Результаты вычислений для значений $\mu = 4$, $R_m = 4$ мкм показывают, что вероятность капель с размером $R > 20$ мкм не превышает 0.00002.

Одним из основных параметром тумана является его водность q ($\text{г}/\text{м}^3$), связанная с дальностью видимости L . Для слабого тумана $q = 0.05$ $\text{г}/\text{м}^3$ значение $L \approx 300$ м, для сильного тумана $q \geq 0.2$ $\text{г}/\text{м}^3$ значение L не превышает 50...200 м. Высота туманов 50...500 м, по высоте туманы достаточно однородны относительно q .

В таблице 2.1 приведена классификация тумана в соответствии с параметром плотности воды q [110].

Таблица 2.1. Классификация тумана

Интенсивность тумана	$q, \text{ г/м}^3$	Длительность, %
Слабый	0.04...0.08	1.22
Умеренный	0.08...0.2	0.75
Сильный	0.2...0.8	0.2
Очень сильный	>1	0.03

$$\text{Средний объем капель } V = \int_0^\infty \frac{4\pi}{3} R^3 n(R) dR = \frac{4\pi}{3} \frac{(\mu+1)(\mu+2)(\mu+3)}{\mu^3} (R_m)^3,$$

среднее количество капель N в м^{-3} равно $N = q / (\rho V)$ (ρ - плотность воды).

Для этих параметров среды вычислены значения $N = 0.55 \cdot 10^8 \text{ м}^{-3}$ и $N = 2.25 \cdot 10^8 \text{ м}^{-3}$ для $q = 0.05$ и $q = 0.2 \text{ г/м}^3$.

Модель радиолинии представляет туман (смесь водных капель и воздуха) диэлектрической средой. Водная сфера с радиусом R имеет эквивалентный электрический момент \vec{p} в электрическом поле \vec{E} в квазистатическом приближении Релея при условии $R \ll \lambda$ (λ - длина волны) [24,111]

$$\vec{p} = 4\pi R^3 \frac{\dot{\varepsilon}_w - \varepsilon_0}{\dot{\varepsilon}_w + 2\varepsilon_0} \varepsilon_0 \vec{E}, \quad (2.36)$$

$\dot{\varepsilon}_w, \varepsilon_0$ - коэффициенты диэлектрической проницаемости воды и свободного пространства.

Коэффициент относительной диэлектрической проницаемости $\dot{\varepsilon}(f)$ с учетом (2.36) задается как [109]

$$\dot{\varepsilon}(f) = 1 + \int_0^\infty 4\pi R^3 \frac{\dot{\varepsilon} - 1}{\dot{\varepsilon} + 2} n(R) dR, \quad (2.37)$$

$\dot{\varepsilon}$ - коэффициент относительной диэлектрической проницаемости воды [].

Обозначив $q(R)$ парциальную водность среды для капель с радиусом R и используя соотношение $n(R) = 3q(R)/(4\pi R^3 \rho)$ и (2.37), имеем

$$\dot{\varepsilon}(f) = \left(1 + 3 \frac{\dot{\varepsilon} - 1}{\dot{\varepsilon} + 2} \frac{q}{\rho} \right). \quad (2.38)$$

Выражение для $\dot{\varepsilon}$ в (2.38) имеет вид [25]

$$\dot{\varepsilon} = \frac{\gamma_0 - \gamma_1}{1 + (f/f_p)^2} + \frac{\gamma_1 - \gamma_2}{1 + (f/f_s)^2} + \gamma_2 + j \left(\frac{f(\gamma_0 - \gamma_1)}{f_p + f^2/f_p} + \frac{f(\gamma_1 - \gamma_2)}{f_s + f^2/f_s} \right), \quad (2.39)$$

$$\gamma_0 = 77.66 + 103.3(\alpha - 1),$$

$$\gamma_1 = 0.0671\gamma_0, \gamma_2 = 3.52,$$

$$\alpha = 300/T_0,$$

$$f_p = 20.20 - 146(\alpha - 1) + 316(\alpha - 1)^2,$$

$$f_s = 39.8f_p.$$

Здесь f - частота (ГГц); T_0 - температура воды (К).

Погонное ослабление сигналов β (дБ/км) при распространении по радиолинии с туманом оценивается соотношением [25]

$$\beta(f) = \frac{0.819qf \operatorname{Im}(\varepsilon_f)}{(\operatorname{Im}(\varepsilon_f))^2 + (2 + \operatorname{Re}(\varepsilon_f))^2}. \quad (2.40)$$

Для радиолинии с углом места $5^0 \leq \theta \leq 90^0$ длина трассы распространения вычисляется как $L(\theta) = L(\theta = 90^0)/\sin(\theta)$.

Результирующие выражения (2.39), (2.40), задающие модели дисперсионной и поглощающей радиолинии с туманом, применяются для оценки искажений и деградации вероятностных характеристик рассматриваемых цифровых сигналов при приеме.

Выводы к главе 2

1. Рассмотрены модели спутниковых радиолиний с частотной и временной дисперсией, обусловливающей искажения цифровых сигналов из-за сложного взаимодействия радиоволн с атмосферой.

2. Класс рассматриваемых моделей включает:

- модели изотропных и анизотропных непрерывных спутниковых ионосферных радиолиний с частотной дисперсией;
- статистические модели нестационарных спутниковых ионосферных радиолиний для анализа искажений цифровых сигналов, обусловленных многолучевостью распространения из-за отражения и рассеяния на ионосферных неоднородностях, порождающей фазовые и амплитудные замирания;
- модель дисперсионной и поглощающей спутниковой радиолинии с туманом, учитывая частотную дисперсию и ослабление сигналов.

3. Одними из основных параметров рассматриваемых моделей являются:

- высотный профиль электронной плотности $N_e(z)$ для непрерывных неоднородных ионосферных радиолиний с частотной дисперсией является;
- водность q ($\text{г}/\text{м}^3$) для непрерывных атмосферных радиолиний с туманом;
- коэффициент сцинтилляции S_4 (статистический момент 4-го порядка для амплитуды сигналов на выходе радиолинии) для спутниковых радиолиний с ионосферными неоднородностями.

4. С использованием рассмотренных моделей ионосферных неоднородностей разработаны методы оценивания фазовых и амплитудных замираний сигналов и впервые получены статистические оценки временной стационарности (50...1200 мс) для ряда параметров радиолиний (коэффициент сцинтилляции S_4 , скорость ионосферных неоднородностей).

5. Рассмотренные модели применяются для оценки искажений цифровых сигналов при распространении по спутниковым радиолиниям, для оценки деградации вероятностных характеристик и энергетических потерь при приеме рассматриваемых цифровых сигналов по отношению к распространению в свободном пространстве.

ГЛАВА 3. ИСКАЖЕНИЯ ЦИФРОВЫХ СИГНАЛОВ ПРИ РАСПРОСТРАНЕНИИ ПО СПУТНИКОВЫМ РАДИОЛИНИЯМ

При распространении по спутниковым радиолиниям цифровые сигналы подвергаются искажениям, отмеченным в главе 2. Созданию и развитию моделей относительно этих искажений посвящен ряд работ [32-34, 99, 109, 112-116]. Данные модели позволяют оценить энергетические потери при приеме сигналов по отношению к распространению в свободном пространстве.

В настоящей главе приведены результаты развития теории искажений радиоимпульсов $s_{mi}(t)$ в составе сигналов $s_m(t)$ (1.1) при распространении по ионосферным спутниковым радиолиниям [117-120]. Рассматриваемые искажения приводят к возникновению межсимвольных интерференционных помех при приеме сигналов $s_m(t)$ в дополнение к аддитивным канальным тепловым шумам.

Анализ искажений радиоимпульсов $s_{mi}(t)$ в составе цифровых сигналов $s_m(t)$ при их распространении по ионосферным линиям актуален для спутниковых систем цифровой связи, для спутниковых систем навигации, для радиолокационных систем ДЗЗ.

Ниже приведены методы описания искажений цифровых сигналов при распространении по спутниковым ионосферным радиолиниям во временной области с использованием импульсной характеристики $h(z, \tau)$ и в частотной области с использованием коэффициента передачи $\dot{H}(z, f)$ [31, 80].

3.1. Искажения цифровых сигналов при распространении по изотропным спутниковым ионосферным радиолиниям с частотной дисперсией

3.1.1. Описания искажений цифровых сигналов во временной области

Основу методов анализа искажающего влияния ионосферы составляет решение волнового уравнения (2.16) при распространении по оси z плоской волны $E(z, f)$ с частотой f , нормально падающей на слой неоднородной среды с диэлектрической проницаемостью $\varepsilon(z, f)$. Для произвольной функции

$\varepsilon(z, f)$ уравнение (2.16) не имеет решения, представимого через известные функции. Ограниченный ряд аналитических решений получен при использовании упрощений относительно $\varepsilon(z, f)$, полагая, в частности, среду распространения изотропной (модель «холодной» плазмы), а также плоско-слоистой или сферически-слоистой. Например, при этих условиях решение (2.16) для слоя с линейной зависимостью диэлектрической проницаемости от z выражается через функции Бесселя порядка 1/3 [75].

Альтернативным направлением является определение приближенных решений геометрической оптики волнового уравнения (2.16). Условием применимости этого подхода является медленность изменения диэлектрических свойств среды на длине волны λ , т. е. $\frac{d\varepsilon(z, f)}{dz}\lambda \ll 1$ [20, 75].

Решение геометрической оптики для неоднородной ионосфера и монохроматических волн имеет вид (параметр радиолинии $\theta_A = 0^0$ [75])

$$E(z, t) = E(0, t) \exp\left(-\frac{j2\pi f}{c} \int_0^z \sqrt{\varepsilon(z, f)} dz\right). \quad (3.1)$$

Для радиоимпульса $E(0, t) = A(t) \exp(j2\pi f_0 t)$ длительностью T , представляющего спектр монохроматических волн, задача усложняется - каждая спектральная компонента при распространении приобретает частное фазовое смещение и частное изменение амплитуды, что обуславливает искажение радиоимпульса. Для $E(0, t)$ обозначение $A(t)$ - это огибающая

радиоимпульса, примером является меандр $A(t) = \begin{cases} 1, & -T/2 \leq t \leq T/2, \\ 0, & t > |T/2| \end{cases}$

Представление радиоимпульса $E(z, t)$ с использованием характеристики $h(z, \tau)$ ионосферной радиолинии задается соотношением свертки [112, 119]

$$E(z, t) = \int_0^T E(0, \tau) h(z, t - \tau) d\tau. \quad (3.2)$$

Ниже даны выкладки для вывода аналитического выражения относительно $h(z, \tau)$. Соотношение (3.1) представляет решение волнового уравнения (2.16) для плоской монохроматической волны с частотой $f \approx f_0$

$$E(z, f) = E(0, f) \exp\left(-\frac{j2\pi z}{c} \sqrt{f^2 - f_p^2}\right). \quad (3.3)$$

Импульсная характеристика $h(z, t)$, задаваемая входным радиоимпульсом в виде дельта-функции $E(0, t) = \delta(t)$, с учетом (3.3) представляется через обратное спектральное преобразование Фурье

$$h(z, \tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \exp\left(j2\pi\left(f\tau - \frac{z}{c} \sqrt{f^2 - f_p^2}\right)\right) df. \quad (3.4)$$

Для представления $h(z, \tau)$ используется тождество

$$\int_{-\infty}^{\infty} J_0\left(b\sqrt{x^2 - a^2}\right) u(x - a) \exp(-jlx) dx = \frac{\exp(-ja\sqrt{l^2 - b^2})}{j\sqrt{l^2 - b^2}}, \quad a, b, l \text{ - параметры}$$

[120]. На основе этого тождества и соотношения (3.4) имеем

$$h(z, \tau) = \delta(\tau - z/c) - u(\tau - z/c) \frac{2\pi f_{p,\text{ЭФ}} z J_1\left(2\pi f_{p,\text{ЭФ}} \sqrt{\tau^2 - (z/c)^2}\right)}{c \sqrt{\tau^2 - (z/c)^2}}. \quad (3.5)$$

Здесь $\tau' = \tau - z/c$; $u(\tau)$ - функция единичного скачка;

$J_n(x) = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi \cos(n\theta - x \sin \theta) d\theta$ - функция Бесселя n -го порядка [120]. Это

соотношение определяет корректную временную задержку распространения спектральных составляющих сигналов $s(t)$, не превышающую z/c .

В работе [34] приведена более общая модель радиолинии с неоднородной околоземной ионосферой: для зенитного угла θ без учета рефракции коэффициент передачи радиолинии $\dot{H}(z, f)$ определяется соотношением

$$\dot{H}(z, f) = \exp\left(\frac{j \sec \theta}{c} \int_0^z n(x, f) dx\right). \quad (3.6)$$

Соответствующая импульсная характеристика имеет вид

$$h(z, \tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \left(\exp\left(\frac{j \sec \theta}{c} \int_0^z \sqrt{1 - \frac{f_p^2(x)}{f^2}} dx\right) \right) \exp(-j 2\pi f t) df. \quad (3.7)$$

Выражение (3.7) вычисляется для $f_p^2(x)/f^2 < 1$. В отличие от модели (3.5) рассматриваемая модель дает временную задержку распространения спектральных составляющих, превышающую предельное значение z/c , что определяет приближенный вид $h(z, \tau)$ (3.7).

На рис.3.1 приведена характеристика $h(z, \tau)$, вычисленная с использованием (3.5), $z = 400$ км, $f_{p,\text{эф}} = 3.5$ МГц (ночное время), $\theta_A = 0^\circ$: импульсная характеристика обладает большой длительностью, это определяет наличие МСИ. Асимптотическое поведение характеристики имеет вид $h(z, \tau) \rightarrow \frac{2z\sqrt{f_p}}{c\tau^{3/2}}$, для относительного уменьшения ее значений в 10 раз требуется длительность около 4.6 с.

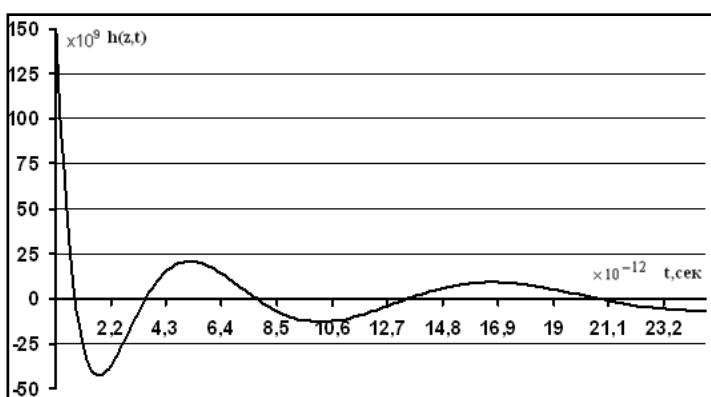


Рис.3.1. Вид импульсной характеристики $h(z, \tau)$ ($z = 400$ км, $f_{p,\text{эф}} = 3.5$ МГц).

На рис.3.2 приведен вид исходного радиоимпульса (кривая 1), $f_0 = 400$ МГц, длительность $T = 50$ нс (частотная полоса $\Delta F = 40$ МГц). Кривая 2

соответствует радиоимпульсу при распространении в ионосфере ($f_p = 3.5$ МГц, $z = 400$ км), вычисленная с использованием уравнения свертки (3.2) и импульсной характеристики (3.5). Различие времени появления радиоимпульса $E(0, t)$ при распространении в свободном пространстве и радиоимпульса $E(z, t)$ обусловлено отличием групповой скорости $v_{\text{grp}} = c\sqrt{\varepsilon(z, f)}$ от скорости света c .

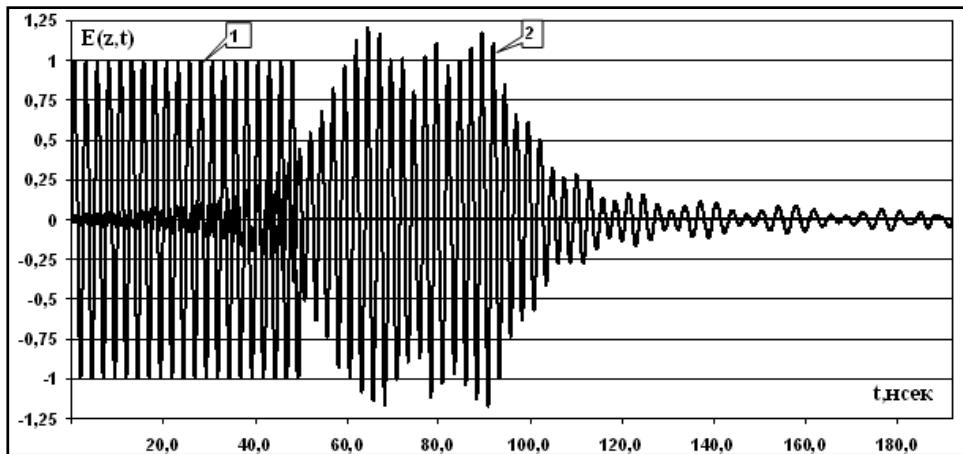


Рис.3.2. Вид радиоимпульсов $E(z,0)$ (кривая 1) и $E(z,t)$ (кривая 2).

Искажения радиоимпульса $E(z,t)$ определяют энергетические потери ΔE при когерентном приеме по отношению к распространению в свободном пространстве. Энергетические потери обусловлены двумя факторами.

Во-первых, происходит временное рассеяние, что приводит к уменьшению энергии радиоимпульса $E(z,t)$. Оценка этой части потерь

задается как $R = \int_0^T E^2(z, t_3 + t) dt / \int_0^T E^2(0, t) dt$, задержка t_3 соответствует

максимальному значению коэффициента взаимной корреляции

$$r = \int_0^T E(0, t) E(z, t_3 + t) dt / \sqrt{P_0 P_3}; P_0 = \int_0^T E^2(0, t) dt \text{ и } P_3 = \int_0^T E^2(z, (t_3 + t)) dt.$$

Во-вторых, изменяется огибающая $E(z, t)$ по отношению к огибающей $E(0, t)$, эта часть энергетических потерь определяется коэффициентом взаимной корреляции r .

Для канала АБГШ итоговая оценка ΔE определяется соотношением [39]

$$\Delta E = r^2 R. \quad (3.8)$$

В таблице 3.1 даны оценки энергетических потерь ΔE_1 , вычисленные с использованием (3.8) для ионосферной радиолинии с параметром $f_{\text{p, эф}} = 5.5$ МГц (дневное время), варьируемый параметр - длительность радиоимпульса T с центральной частотой $f_0 = 400$ МГц, $z = 400$ км, $\theta_A = 0^\circ$.

Таблица 3.1. Оценки энергетических потерь ΔE (ΔE_1 - описание искажений во временной области, ΔE_2 - описание искажений в частотной области)

T , нс	ΔF , МГц	ΔE_1 , дБ	ΔE_2 , дБ
50	40	0.92	1.20
100	20	0.80	0.65
200	10	0.55	0.30

3.1.2. Описание искажений радиоимпульсов в частотной области

Искажения радиоимпульсов в частотной области задаются как [115]

$$E(z, t) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{g}(f) \dot{H}(z, f) \exp(j2\pi f) df, \quad (3.9)$$

$\dot{g}(f)$ - спектр радиоимпульса $E(0, t)$ (для радиоимпульса длительностью T с огибающей в виде меандра имеем $\dot{g}(f) = \frac{\sin(2\pi(f - f_0)T/2)}{(f - f_0)/2}$ при условии $f_0 \gg 1/T$); $\dot{H}(z, f)$ - коэффициент передачи ионосферной радиолинии

$$\dot{H}(f, z) = \exp(j2\pi f \tau(z, f)) = \exp\left(j2\pi f \int_{AB} \frac{dx}{c_\phi(f, x)}\right), \quad (3.10)$$

$\tau(z, f)$ - время распространения сигнала с частотой f вдоль лучевой линии АВ

(сплошная линия на рис.3.3); $c_\phi(f, x) = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon(f, x)}}$ - фазовая скорость.

Отличие времени распространения сигнала вдоль линии АВ и линии прямой видимости $\Delta\tau(z, f) = \tau(z, f) - L_{AB} / c$ (штриховая линия АВ на рис.3.4) определяется как [20]

$$\Delta\tau(z, f) = \int_0^z \frac{n(x, f)(R_3 + x)dx}{c_\phi(n^2(x, f)(R_3 + x)^2 - (n_0 R_3 \sin(\theta_A - \xi_A))^2)^{1/2}} - \frac{L_{AB}}{c}. \quad (3.11)$$

Здесь R_3 - радиус Земли; θ_A - зенитный угол направления линии прямой видимости; n_0 - коэффициент преломления на высоте $z=0$; ξ_A - угол рефракции; L_{AB} - расстояние линии прямой видимости АВ.

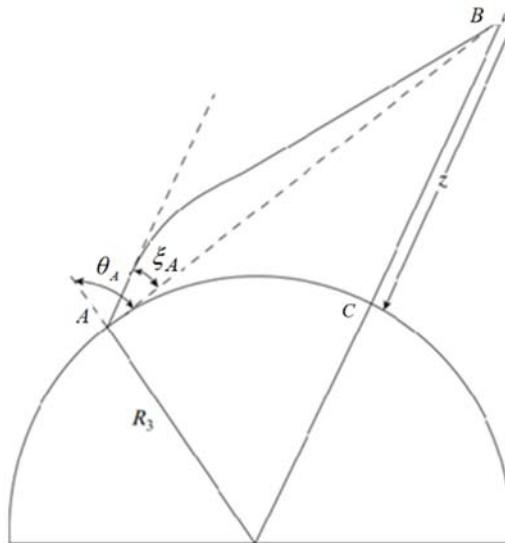


Рис.3.3. Схема распространения сигналов по спутниковой радиолинии.

Оценивание угла рефракции ξ_A выполняется на основе соотношений

[20]

$$\chi = \int_0^z \frac{n_0 R_3 \sin(\theta_A - \xi_A) dh}{(R_3 + h) \sqrt{(n(h, f)(R_3 + h))^2 - (n_0 R_3 \sin(\theta_A - \xi_A))^2}}, \quad (3.12)$$

$$\chi = \arccos \left(\frac{-L_{AB}^2 + R_3^2 + (R_3 + z)^2}{2R_3(R_3 + z)} \right). \quad (3.13)$$

При условии $\frac{e^2}{2\pi m_e f^2} \ll \cos^2 \theta_A$ и $z > z_{\max, \text{Э}}$ для вычисления ξ_A

используется выражение [81]

$$\xi_A = \frac{e^2 \sin \theta_A}{m_e \pi^2 f^2} \frac{R_3 \sqrt{(R_3 + z)^2 - R_3^2 \sin^2 \theta_A}}{(R_3 + z_M) L_{AB} \sqrt{(R_3 + z_M)^2 - R_3^2 \sin^2 \theta_A}} \int_0^z N_{\text{Э}}(x) dx, \quad (3.14)$$

e, m_e - заряд и масса электрона; интегрирование в (3.14) по линии СВ (рис.3.3).

На рис.3.4 приведены зависимости угла ξ_A от частоты, вычисленные с использованием (3.14), высота ионосферной линии $z = 400$ км, зенитный угол $\theta_A = 60^0$. Виден нелинейный характер зависимостей ξ_A от частоты f , определяющий несимметричность линейной фильтрации ионосферной линии передачи. Это обуславливает наличие межканальных помех (МКИ) в дополнение к помехам МСИ.

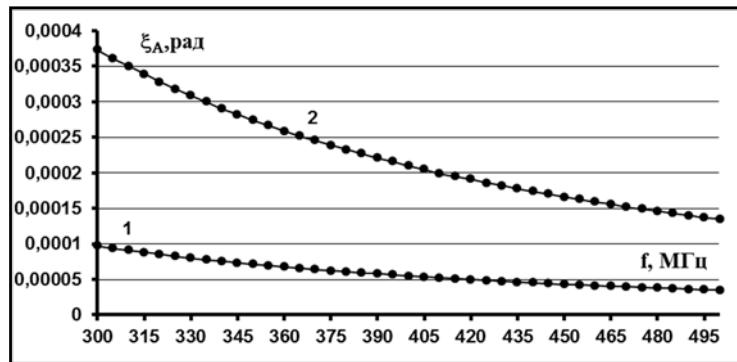


Рис.3.4. Зависимость угла рефракции ξ_A ионосферной радиолинии от частоты: 1 – модель ночной ионосферы; 2 – модель дневной ионосферы.

Таким образом, оценивая $\dot{H}(z, f)$ с использованием (3.11)-(3.14) для значений f в частотном диапазоне радиоимпульса $E(0, t)$ и применяя соотношение (3.10), определяется вид искаженного радиоимпульса $E(z, t)$.

На рис.3.5 приведен вид исходного радиоимпульса (кривая 1) ($f_0 = 400$ МГц, $z = 400$ км, $T = 200$ нс, $\Delta F = 10$ МГц). Кривая 2 - радиоимпульс при распространении с параметрами модели ионосферы дневного времени, $\theta_A = 60^0$.

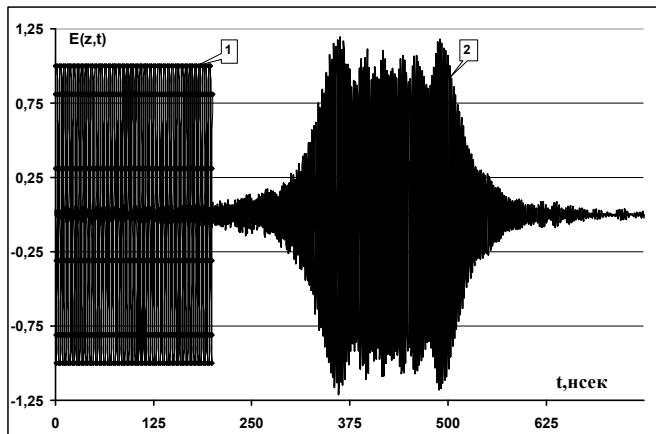


Рис.3.5. Вид радиоимпульсов $E(z,0)$ (кривая 1) и $E(z,t)$ (кривая 2).

В таблице 3.1 приведены оценки ΔE , вычисленные с использованием соотношения (3.8) искажений радиоимпульсов во временной (ΔE_1) и частотной (ΔE_2) областях ($f_{p,\text{эф}} = 5.5$ МГц, $\theta_A = 0^0$), варьируемый параметр - длительность радиоимпульса T с центральной частотой $f_0 = 400$ МГц, высота радиолинии $z = 400$ км. Видно, что различия значений потерь ΔE_1 , ΔE_2 не превышают 0.3 дБ. Оценка энергетических потерь для $T = 200$ нсек (частотная полоса $\Delta F = 10$ МГц), соответствующая описанию искажений в частотной области, не превышает 0.30 дБ. При уменьшении длительности радиоимпульса значения потерь ΔE увеличиваются.

3.1.3. Вероятностный метод оценивания энергетических потерь при обнаружении сигналов

Методика оценивания энергетических потерь ΔE при обнаружении радиоимпульсов (цифровых сигналов), рассмотренная выше, не включает влияние наличие интерференционных помех МСИ и МКИ.

Методика оценивания ΔE на основе соотношения (3.8) применяется при обнаружении сигналов $s(t)$, содержащих в составе последовательность цифровых сигналов (1.1). При распространении возникают интерференционные помехи за счет искажений составляющих цифровых сигналов в дополнение к АБГШ. При обнаружении сигналов $s(t)$ используется альтернативная методика оценивания энергетических потерь ΔE , основанная на анализе вероятностных характеристик обнаружения сигналов $s(t)$ без искажений и с искажениями [84].

При когерентном обнаружении сигналов $s(t)$ применяется алгоритм Неймана-Пирсона, максимизирующий вероятность правильного обнаружения $P_{\text{обн}}$ для фиксированной вероятности ложной тревоги $P_{\text{л.тр}}$. Вероятность обнаружения $P_{\text{обн}}$ при распространении сигналов без искажений $s(t)$ по радиолинии АБГШ с односторонней спектральной плотностью N_0 задается соотношением [70]

$$P_c = 1 - F\left(\frac{h}{\sqrt{2E/N_0}} - \sqrt{\frac{2E}{N_0}}\right), \quad (3.15)$$

здесь h - порог, задаваемый вероятностью ложной тревоги $P_{\text{л.тр}} = 1 - F\left(\frac{h}{\sqrt{2E/N_0}}\right)$; E - энергия сигнала $s(t)$; $F(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x \exp(-x^2/2) dx$.

Для АБГШ это правило реализуется вычислением взаимных корреляций на временном интервале анализа, выборе максимального значения корреляций и сравнении его с порогом h , задаваемым значением $P_{\text{л.тр}}$ [119]. При превышении порога принимается решение об обнаружении радиоимпульса [70].

На рис.3.6 приведены вероятностные кривые когерентного обнаружения сигналов $s(t)$ при распространении в зависимости от отношения сигнал/помеха E/N_0 для АБГШ и сигналов с искажениями $\hat{s}(t)$. Кривые получены

моделированием процедуры обнаружения: $P_{\text{л.тр.}} = 10^{-3}$, варьируемые длительности T 25нс, 50нс, 100нс, 200нс, $f_0 = 400$ МГц, $z = 400$ км.

Кривая 1 соответствует $P_{\text{обн}}$ для неискаженных сигналов, кривые 2-5 вычислены для модели дневной ионосферы, кривая 6 для модели ночной ионосферы. Формирование искаженных сигналов осуществлялось с использованием метода в частотной области с учетом углов рефракции для зенитных углов $\theta_A = 0^0$, $\theta_A = 60^0$ и $\theta_A = 80^0$.

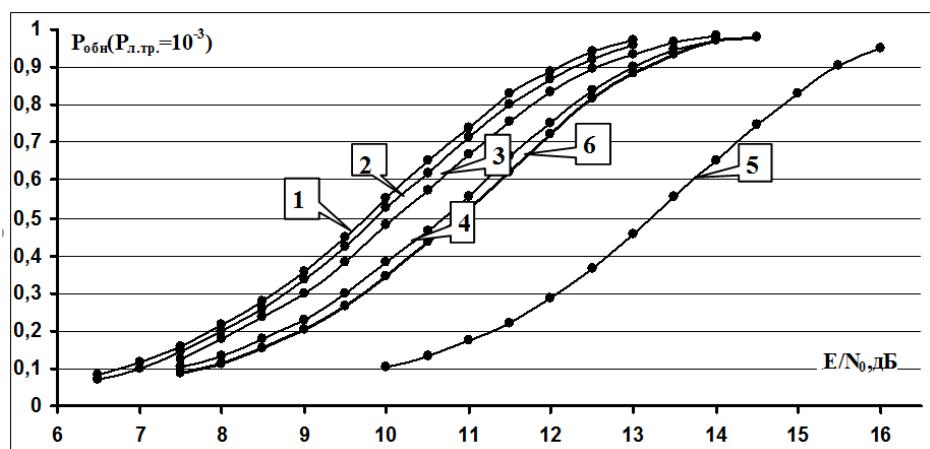


Рис.3.6. Вероятности когерентного обнаружения сигналов при распространении по ионосферной радиолинии ($\theta_A = 60^0$): кривая 1 - сигнал без искажений; кривая 2 - $T = 200$ нс, модель дневной ионосферы; кривая 3 - $T = 100$ нс, модель дневной ионосферы; кривая 4 - $T = 50$ нс, модель дневной ионосферы; кривая 5 - $T = 25$ нс, модель дневной ионосферы; кривая 6 - $T = 25$ нс, модель ночной ионосферы.

В таблице 3.2 а), б), в) приведены результирующие оценки энергетических потерь ΔE при распространении сигналов по радиолиниям для моделей ночной и дневной ионосферы. Значения ΔE_1 вычислены с использованием выражения (3.8), значения ΔE_2 вычислены на основе анализа вероятностных характеристик обнаружения $P_{\text{обн}}$ на рис. 3.6.

Анализ таблицы показывает, что значения энергетических потерь ΔE уменьшаются с увеличением длительности радиоимпульсов T (с уменьшением

частотной полосы ΔF): для $T = 25$ нс и $T = 100$ нс, $\theta_A = 0^0$ и для дневной модели ионосферы оценочные значения ΔE , вычисленные с использованием методики на основе (3.10), достигают 2.45 дБ и 0.2 дБ соответственно.

Значения оценок энергетических потерь ΔE увеличиваются с увеличением значений зенитных углов θ_A - для $\theta_A = 0^0$, $\theta_A = 60^0$ и $\theta_A = 80^0$, длительности радиоимпульса $T = 100$ нс и для дневной модели ионосферы оценочные значения ΔE , вычисленные с использованием соотношения (3.8), достигают 0.65 дБ и 0.80 дБ и 0.82 дБ соответственно.

Видно различие (до 1.25 дБ) значений ΔE_1 и ΔE_2 ($\Delta E_1 > \Delta E_2$) для одинаковых условий распространения. Это объясняется отличием используемых подходов оценивания ΔE . Принципиальное отличие метода оценивания ΔE на основе вероятностной характеристики $P_{\text{обн}}$ по отношению к методу оценивания на основе параметров r, R (3.8) заключается в использовании порога обнаружения h - при повышении его значения (при уменьшении значений $P_{\text{л.тр}}$) значения ΔE_2 увеличиваются. Заданием значения h можно снизить отмеченное различие ΔE_1 и ΔE_2 .

Таким образом, методика оценивания ΔE_2 на основе использования вероятностной характеристике $P_{\text{обн}}$ представляется более информативной относительно методики оценивания ΔE_1 как частного случая по отношению к первой методике.

Таблица 3.2. Оценки энергетических потерь ΔE при распространении радиоимпульсов по ионосферной радиолинии, зенитный угол а) $\theta_A = 0^0$, б) $\theta_A = 60^0$ в) $\theta_A = 80^0$ (ΔE_1 - на основе выражения (3.8); ΔE_2 - на основе анализа вероятностных характеристик).

а)

T , нс	Модель ночной ионосферы		Модель дневной ионосферы	
	ΔE_1 , дБ	ΔE_2 , дБ	ΔE_1 , дБ	ΔE_2 , дБ
25	1.25	0.80	2.45	2.0
50	0.65	0.50	1.20	0.80
100	0.35	0.20	0.65	0.30
200	0.25	0.10	0.35	0.10

б)

T , нс	Модель ночной ионосферы		Модель дневной ионосферы	
	ΔE_1 , дБ	ΔE_2 , дБ	ΔE_1 , дБ	ΔE_2 , дБ
25	1.38	1.00	4.70	3.45
50	0.89	0.60	1.40	0.85
100	0.44	0.20	0.80	0.35
200	0.22	0.10	0.45	0.10

в)

T , нс	Модель ночной ионосферы		Модель дневной ионосферы	
	ΔE_1 , дБ	ΔE_2 , дБ	ΔE_1 , дБ	ΔE_2 , дБ
25	2.24	1.80	4.85	4.40
50	1.00	0.65	1.43	1.0
100	0.55	0.30	0.82	0.50
200	0.28	0.10	0.49	0.10

3.1.4. Вероятностный метод оценивания энергетических потерь при приеме сигналов

На рис.3.7а), б) приведены фрагменты сигнала $s(t)$ с составляющими цифровыми сигналами ФМ-4 и сигнала $\hat{s}(t)$ с искажениями на выходе ионосферной радиолинии с параметрами дневной ионосферы ($f_0 = 400$ МГц, $T = 100$ нс, частотной полосы $\Delta F = 20$ МГц, $\theta_A = 80^\circ$) [119].

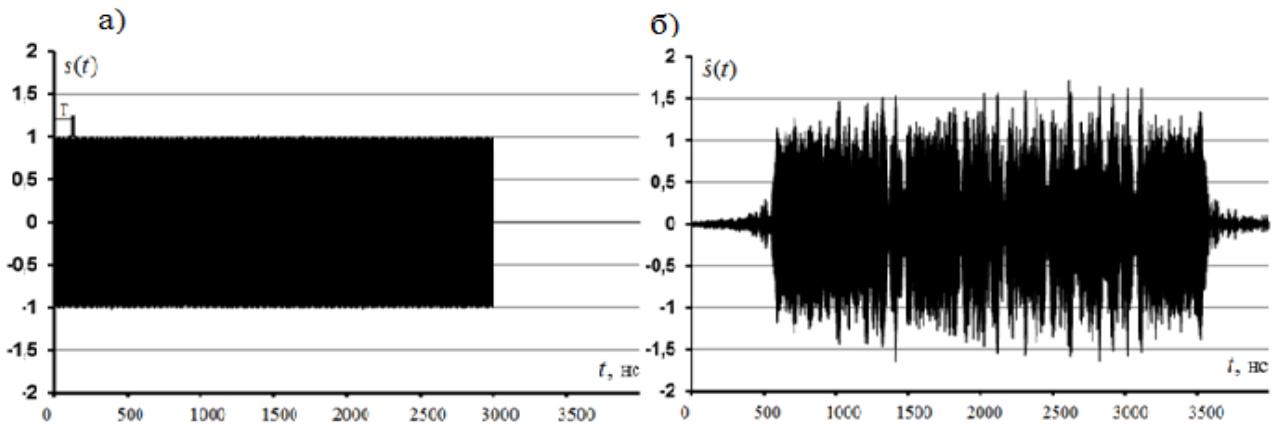


Рис.3.7. Фрагмент сигнала $s(t)$ а) с составляющими сигналами ФМ-4 и искаженного сигнала б) при распространении по ионосферной радиолинии.

Вероятность ошибки P_c при приеме сигналов $\hat{s}(t)$ определяется спектральной плотностью N_0 АБГШ, интерференционными помехами МСИ и МКИ и энергией $E_{\hat{s}}$ сигналов $\hat{s}(t)$ как случайной величины, зависящей от характеристик ионосферной радиолинии и от последовательности передаваемых цифровых сигналов ФМ-4. В этом случае вероятность P_c оценивается с использованием соотношений (1.18) для ФМ-М или (1.19) для КАМ-М сигналов с усреднением по параметру $\lambda = \frac{E_{\hat{s}}}{N_0 + \eta}$, параметр $\eta = N_{\text{МСИ}} + N_{\text{МКИ}}$ - спектральная плотность суммарной мощности помех МСИ и МКИ, полагая их статистическую независимость.

Мощности помех МСИ и МКИ зависят от мощности сигналов $s(t)$, при увеличении мощности справедливо условие $\eta \gg N_0$, в этом случае

определяется асимптотическое значение вероятности P_c . Например, для ФМ-М

сигналов на основе (1.18) имеем $P_c \cong 2 \left\langle F \left(\sqrt{\frac{2E_{\hat{s}}}{\eta}} \sin \left(\frac{\pi}{M} \right) \right) \right\rangle$, $\langle \rangle$ - усреднение по множеству сигналов $s(t)$. Учитывая свойство выпуклости функции $Q(x)$ и применяя неравенство Йенсена $\langle Q(x) \rangle \geq Q(\langle x \rangle)$ [53]) имеем нижнюю границу

$$P_c \geq 2F \left(\left\langle \sqrt{\frac{2E_{\hat{s}}}{\eta}} \sin \left(\frac{\pi}{M} \right) \right\rangle \right). \quad (3.17)$$

Вычисление η на интервале $iT \leq t < (i+1)T$ выполняется, задавая в (1.1) условие $U_i(t) = 0$, т.е. радиоимпульс $s_i(t)$ в сигнале $s(t)$ отсутствует и вычисляется помеховая составляющая $n_i(t)$. Сумма сигнальной и помеховой составляющих $r_i(t) = \hat{s}_i(t) + n_i(t)$ определяется включением в $s(t)$ радиоимпульса $s_i(t)$ при тождественном информационном содержании. Выполняя эти процедуры, вычисляются помеховые $n_i(t)$ и сигнальные $\hat{s}_i(t)$ составляющие и оценивается суммарная спектральная плотность мощности

помех $\eta = \left(\int_0^T n_i(t) s(t) dt \right)^2 / T \Delta F$, энергия сигналов с искажениями

$E_{\hat{s}} = \left(\int_0^T (r_i(t) - n_i(t)) s(t) dt \right)^2$, отношение $E_{\hat{s}} / \eta$ и их средние значения,

оценивается также асимптотическая вероятность ошибки P_c .

Ниже приведены результаты оценивания вероятности и асимптотические значения P_c при приеме цифровых сигналов ФМ-М [121-124]. Оценки P_c получены на основе использования алгоритма когерентного приема максимального правдоподобия. Характеристики ионосферной радиолинии: однослойная модель Чепмена (2.2) с параметрами дневной ионосферы, высота $z = 400$ км, центральная частота $f_0 = 400$ МГц. Варьируемые параметры: длительность составляющих радиоимпульсов T , зенитный угол θ_A .

Оценки (3.17) вычисляются с использованием выборочных гистограмм плотности распределения $p(\eta)$ случайной величины η , вычисляемой на основе изложенной выше методики.

На рис.3.8 дана выборочная гистограмма распределения мощности P суммы сигнала $\hat{s}(t)$ и интерференционных помех (кривая 1) для радиолинии ($T = 50$ нс, $\theta_A = 80^0$), полученная моделированием сигналов $s(t)$ на основе цифровых сигналов ФМ-4, ФМ-8, ФМ-16. Кривые 2 и 3 соответствуют гистограммам распределения мощности сигналов $\hat{s}(t)$ и мощности интерференционных помех. Гистограммы нормированы относительно мощности сигналов $s(t)$.

На рис.3.9 приведены соответствующие гистограммы $p(\gamma)$ для отношения сигнал/помеха $\gamma = E_{\hat{s}} / \eta$ для сигнала ФМ-4, $\theta_A = 0^0$ (кривая 1) и $\theta_A = 80^0$ (кривая 2). Видно, что при увеличении значений угла θ_A уменьшаются минимальные ненулевые значения γ , которые определяют асимптотические значения вероятности ошибки P_c .

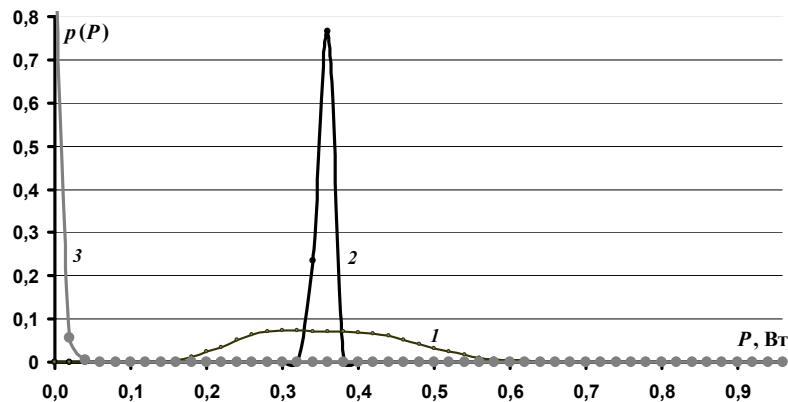


Рис.3.8. Гистограммы распределения мощности суммы сигнала $\hat{s}(t)$ и помех МСИ и МКИ (кривая 1), сигнала $\hat{s}(t)$ (кривая 2), помех МСИ и МКИ (кривая 3) при распространении сигналов ФМ-2, ФМ-4, ФМ-8 ($T = 50$ нс, $\theta_A = 80^0$).

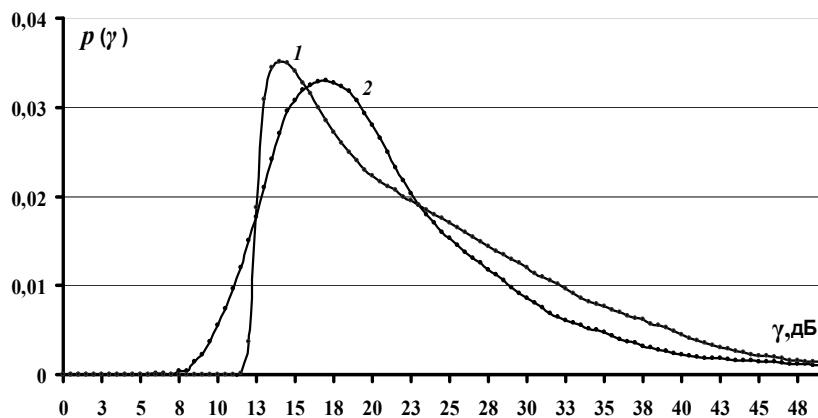


Рис.3.9. Гистограммы сигнал/помеха γ ($T = 50$ нс): 1 - $\theta_A = 0^0$; 2 - $\theta_A = 80^0$.

В таблице 3.3 приведены теоретические оценки асимптотических значений P_c , вычисленные с использованием полученных гистограмм для класса ФМ-сигналов и соотношения (3.17). Видно, что асимптотические значения P_c увеличиваются с уменьшением длительности T и с увеличением угла θ_A . Это поведение вероятностей P_c представляет ограничивающий фактор использования рассматриваемого класса цифровых сигналов с расширением их частотного спектра в спутниковых информационных системах для анализируемого P -частотного диапазона.

Таблица 3.3. Теоретические оценки асимптотических вероятностей ошибки P_c

Сигналы	θ_A	$T, \text{нс}$	
		50	100
ФМ-4	0	$3.9 \cdot 10^{-7}$	$< 10^{-9}$
	80^0	$3.2 \cdot 10^{-5}$	$< 10^{-9}$
ФМ-8	0	$6.6 \cdot 10^{-5}$	$1.1 \cdot 10^{-9}$
	80^0	$1.6 \cdot 10^{-3}$	$2.9 \cdot 10^{-9}$
ФМ-16	0	$5.7 \cdot 10^{-2}$	$2.5 \cdot 10^{-7}$
	80^0	$6.5 \cdot 10^{-2}$	$1.6 \cdot 10^{-3}$

Оценивание ошибок P_c , включая асимптотические значения P_c для ряда цифровых сигналов, получены путем моделирования алгоритма посимвольного приема. На рис. 3.10, рис. 3.11, рис. 3.12, рис. 3.13, рис. 3.14 приведены вычисленные вероятности P_c для сигналов ФМ-4, ФМ-8, ФМ-16, КАМ-64, КАМ-256 при распространении по ионосферным радиолиниям P - частотного диапазона ($f_0 = 400$ МГц), варьируемые параметры: сигнал/помеха E_b / N_0 , углы $\theta_A = 0$ и $\theta_A = 80^0$, длительность сигналов T . Кривые 1 соответствуют распространению в свободном пространстве и вычислены с использованием соотношений (1.18), (1.19), другие кривые вычислены путем моделирования алгоритмов приема максимального правдоподобия.

В таблице 3.4 приведены оценки энергетических потерь ΔE для ряда сигналов при распространении по ионосферным радиолиниям по отношению к распространению в свободном пространстве. Для ФМ-4 сигналов с длительностью $T = 50$ нс (частотная полоса $\Delta F = 40$ МГц) энергетические потери ΔE потери достигают 3.5 дБ ($\theta_A = 0$) и 4.5 дБ ($\theta_A = 80^0$). При увеличении T потери уменьшаются и для $T = 100$ нс (частотная полоса $\Delta F = 20$ МГц) не превышают 2 дБ, при $T = 200$ нс (частотная полоса $\Delta F = 10$ МГц) не превышают 0.5 дБ. При увеличении порядка манипуляции M цифровых сигналов значения потерь ΔE более значительны: для ФМ-8 сигналов с длительностью $T = 50$ нс (частотная полоса $\Delta F = 40$ МГц) энергетические потери ΔE потери превышают 10 дБ; для ФМ-16, КАМ-64 и АФМ-256 асимптотические вероятности $P_c > 0.05$, что показывает неприемлемое качество функционирования информационных систем. Это согласуется с результатами оценивания асимптотических вероятностей ошибки, приведённых в таблице 3.3.

Вычисленные значения энергетических потерь при использовании рассматриваемого класса сигналов необходимо учитывать при оценивании энергетических бюджетов рассматриваемых радиолиний.

Таблица 3.4. Значения энергетических потерь ΔE для цифровых сигналов при распространении по ионосферным радиолиниям (модели изотропной ионосферной радиолинии с частотной дисперсией)

Сигналы	ΔE , дБ								
	$\theta_A = 0$				$\theta_A = 80^0$				
	$T = 50$ нс	$T = 100$ нс	$T = 200$ нс	$T = 400$ нс	$T = 50$ нс	$T = 100$ нс	$T = 200$ нс	$T = 400$ нс	
ФМ-4	3.5	1.0	<0.5	<0.5	4.5	2.0	0.5	<0.5	
ФМ-8	>10	4.0	1.5	<1.0	>10	5.0	2.0	<1.0	
ФМ-16	>10	>10	3.5	<1.5	>10	>10	5.5	<2.0	
КАМ-64	>10	>10	7.5	3.0	>10	>10	>10	3.5	
АФМ-256	>10	>10	>10	9.0	>10	>10	>10	>10	

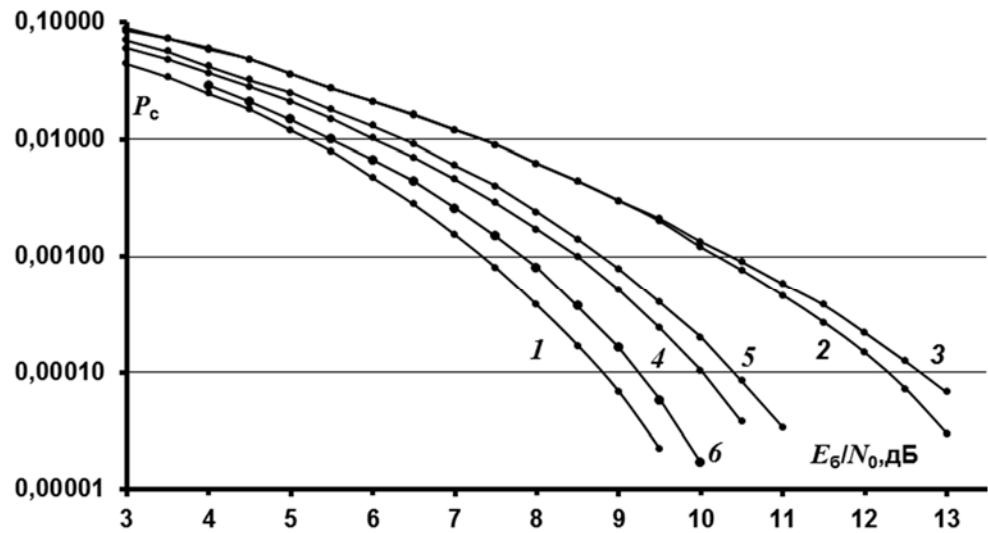


Рис.3.10. Вероятности ошибки P_c для сигналов ФМ-4 при распространении по ионосферной радиолинии: 1 -распространение в свободном пространстве; 2 - $T = 50$ нс, $\theta_A = 0$; 3 - $T = 50$ нс, $\theta_A = 80^0$; 4 - $T = 100$ нс, $\theta_A = 80^0$, $\theta_A = 0$; 5 - $T = 100$ нс, $\theta_A = 80^0$; 6 - $T = 200$ нс, $\theta_A = 0$.

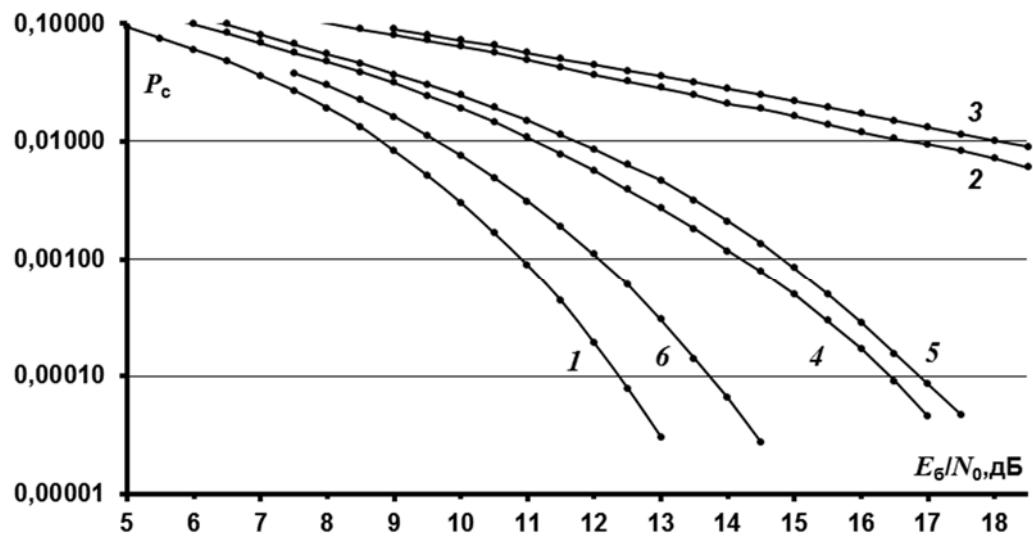


Рис.3.11. Вероятности ошибки P_c для сигналов ФМ-8 при распространении по ионосферной радиолинии: 1 -распространение в свободном пространстве; 2 - $T = 50$ нс, $\theta_A = 0$; 3 - $T = 50$ нс, $\theta_A = 80^0$; 4 - $T = 100$ нс, $\theta_A = 80^0$, $\theta_A = 0$; 5 - $T = 100$ нс, $\theta_A = 80^0$; 6 - $T = 200$ нс, $\theta_A = 0$.

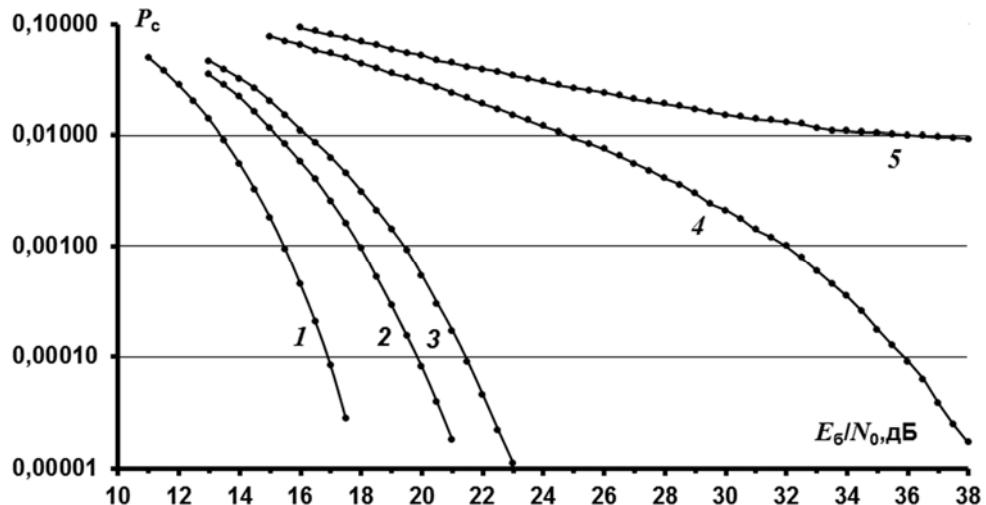


Рис.3.12. Вероятности ошибки P_c для сигналов ФМ-16 при распространении по ионосферной радиолинии: 1- распространение в свободном пространстве; $T = 100$ нс, $\theta_A = 0$ (кривая 4) и $\theta_A = 80^0$ (кривая 5); $T = 200$ нс, $\theta_A = 0$ (кривая 2); $T = 200$ нс, $\theta_A = 80^0$ (кривая 3).

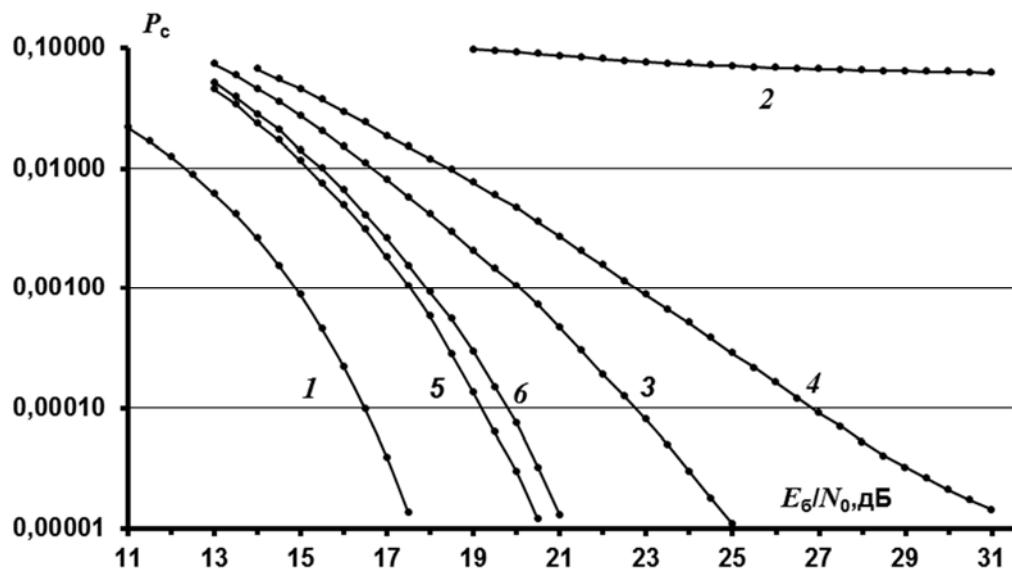


Рис.3.13. Вероятности ошибки P_c для сигналов КАМ-64 при распространении по ионосферной радиолинии: 1 - распространение в свободном пространстве; 2 - $T = 100$ нс, $\theta_A = 0$; 3 - $T = 200$ нс, $\theta_A = 0$; 4 - $T = 200$ нс, $\theta_A = 80^0$; 5 - $T = 400$ нс, $\theta_A = 0$; 6 - $T = 400$ нс, $\theta_A = 80^0$.

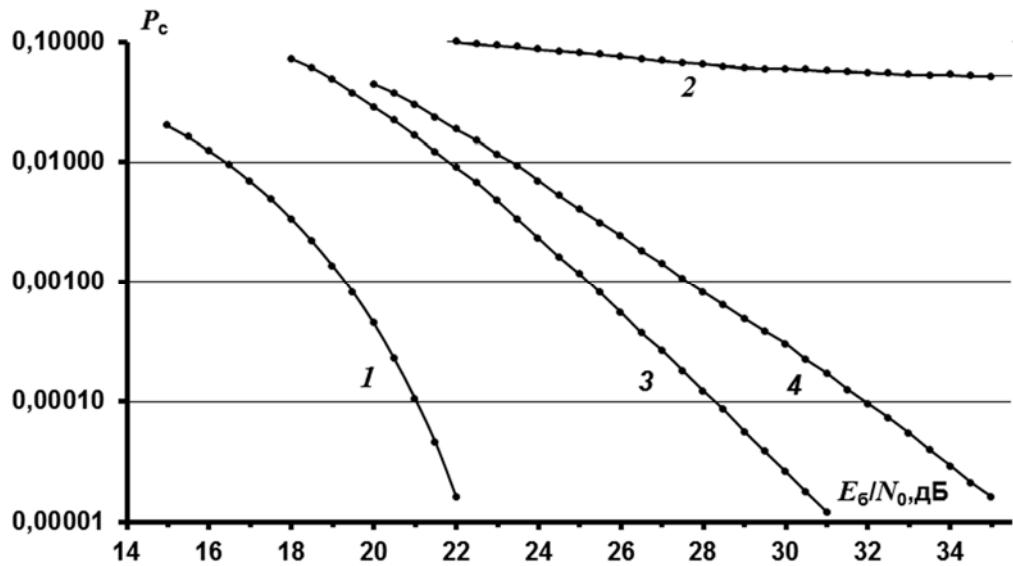


Рис.3.14. Вероятности ошибки P_c для сигналов КАМ-256 при распространении по ионосферной радиолинии: 1 - распространение в свободном пространстве; 2 - $T = 200$ нс, $\theta_A = 0$; 3 - $T = 400$ нс, $\theta_A = 0$; 4 - $T = 400$ нс, $\theta_A = 80^0$.

3.2. Искажения цифровых сигналов при распространении по анизотропным спутниковым ионосферным радиолиниям с частотной дисперсией

Модели анизотропных спутниковых ионосферных радиолиний задаются соотношением (2.7) в главе 2 относительно диэлектрической проницаемости $\varepsilon(z, f)$ [23].

3.2.1.Искажения цифровых сигналов при поперечном распространении по анизотропным спутниковым ионосферным радиолиниям

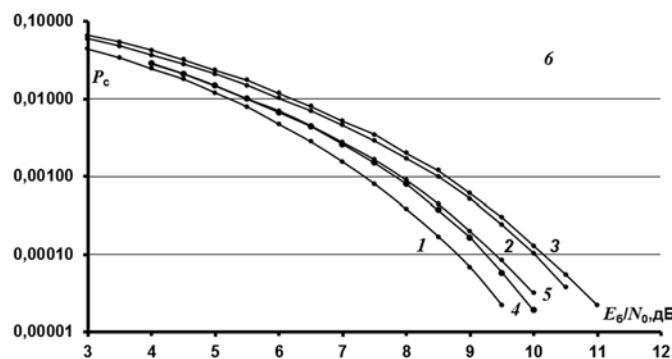
При условии $h(z, f) \gg 2ff_{\text{пр}}$ в соотношении (2.7) можно пренебречь последним членом ($f_{\text{пр}} = 0$), которое выполняется для радиолинии при $\varphi = 90^0$ ($\theta_A = 0$) либо в достаточно малой окрестности $\Delta\varphi$ угла $\varphi = 90^0 \pm \Delta\varphi$. Значения углов, при которых наблюдается поперечное распространение, определяются как $\Delta\varphi \ll \frac{\mu_0 e H}{2mf}$, для $f = 400$ МГц имеем $\Delta\varphi \ll 3.45 \cdot 10^{-4}$ рад.

В этом случае известны решения $\varepsilon_1(z, f) = 1 - \frac{f_p^2}{f^2}$, $\varepsilon_2(z, f) = 1 - \frac{f_p^2}{f^2 - h(z, f)}$ для обыкновенной и необыкновенной волн. При распространении линейно-поляризованного луча, электрическое поле которого образует угол α с \vec{H} (рис.2.2), происходит расщепление на два линейно-поляризованных луча: обычновенный луч с фазовой скоростью, задаваемой $\varepsilon_1(z, f)$, необыкновенный луч распространяется с меньшей фазовой скоростью, задаваемой $\varepsilon_2(z, f)$ [23,125].

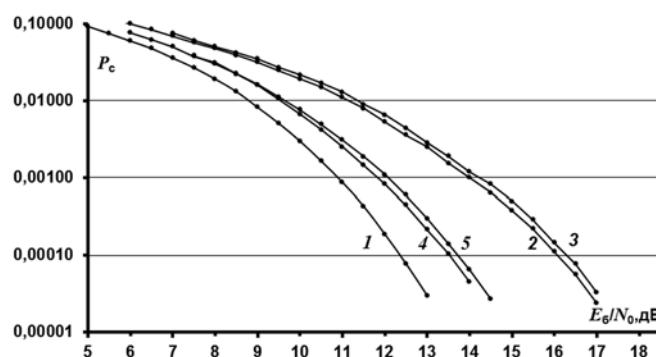
На рис.3.15 а), б), в) приведены зависимости вероятности ошибки P_c от отношения сигнал/шум для ФМ сигналов (модель дневной ионосфера, $\theta_A = 0$, $f = 400$ МГц, $z = 400$ км). Варьируемые параметры: длительность сигналов $T = 100$ нс и $T = 200$ нс, коэффициенты диэлектрической проницаемости ε_1 , ε_2 . Видно увеличение P_c и энергетических потерь ΔE по отношению к

распространению в свободном пространстве при увеличении порядка манипуляции M и при уменьшении T . Наблюдается увеличение P_c для необыкновенной волны по отношению к обыкновенной волне.

а)



б)



в)

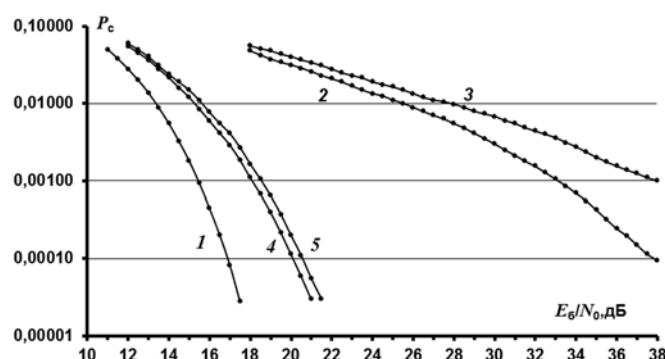


Рис.3.15. Вероятности ошибки P_c для ФМ-4 а), ФМ-8 б), ФМ-16 в) при распространении по анизотропной ионосферной радиолинии (поперечное распространение): 1 - распространение в свободном пространстве; 2 - $T = 100$ нс, ε_1 ; 3 - $T = 100$ нс, ε_2 ; 4 - $T = 200$ нс, ε_1 ; 5 - $T = 200$ нс, ε_2 .

В таблице 3.5 приведены значения ΔE для рассматриваемых радиолиний при $P_c = 10^{-5}$. Видно, что для ряда сигналов (например, для сигналов ФМ-16, КАМ 16, АФМ-64 (3GPP)) длительностью $T = 100$ нс потери ΔE превышают 10 дБ, что обуславливает актуальность решения проблемы снижения искажающего влияния земной ионосферы.

Таблица 3.5. Значения энергетических потерь ΔE (поперечное распространение)

Сигналы	$T = 100$ нс		$T = 200$ нс	
	ε_1	ε_2	ε_1	ε_2
ФМ-4	1 дБ	1.1 дБ	0.5 дБ	0.6 дБ
ФМ-8	4 дБ	4.1 дБ	1 дБ	1.1 дБ
ФМ-16	>10 дБ	>10 дБ	3.5 дБ	4 дБ
КАМ-16	>10 дБ	>10 дБ	2.5 дБ	2.5 дБ
АФМ-16	7.5 дБ	7.5 дБ	2.5 дБ	2.5 дБ
АФМ-16 3GPP	3.0 дБ	3.2 дБ	0 дБ	0.2 дБ
АФМ-64 3GPP	>10 дБ	>10 дБ	6.5 дБ	7.0 дБ

3.2.2. Искажения цифровых сигналов при продольном распространении по анизотропным спутниковым ионосферным радиолиниям

Условие $h(z, f) \ll 2ff_{\text{пр}}$ в соотношении (2.7) эквивалентно условию $f_{\text{пол}} = 0$, которое определяет продольное распространение и в отличие от рассмотренного поперечного распространения является наиболее преобладающим распространением для углов φ [23]. В этом случае

существуют два решения $\varepsilon_1(z, f) = 1 - \frac{f_p^2}{f^2 - ff_{\text{пр}}}$ и $\varepsilon_2(z, f) = 1 - \frac{f_p^2}{f^2 + ff_{\text{пр}}}$ для

необыкновенных волн, характеризуемых различными фазовыми скоростями.

На рис.3.16 а), б), в) даны зависимости вероятности P_c от отношения сигнал/шум для ряда сигналов при продольном распространении по

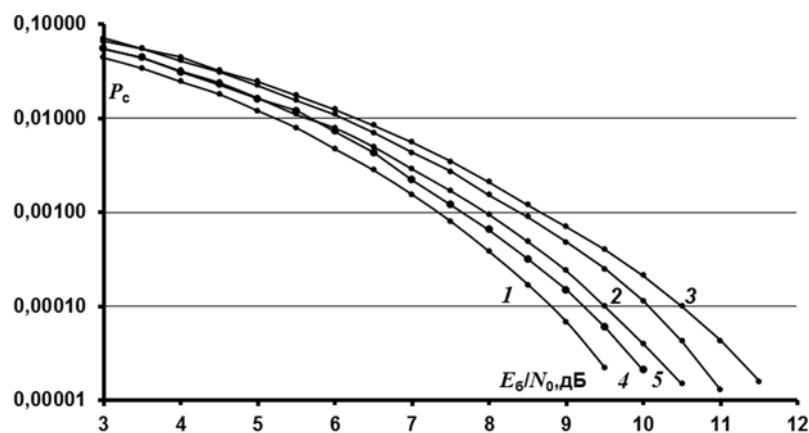
ионосферной радиолинии (модель дневной ионосферы, $\theta_A = 0$, $f = 400$ МГц, $z = 400$ км). Варьируемые параметры: длительность сигналов $T = 100$ нс и $T = 200$ нс, коэффициенты диэлектрической проницаемости ε_1 , ε_2 .

В таблице 3.6 приведены значения ΔE для рассматриваемых радиолиний при $P_c = 10^{-5}$. Видно увеличение вероятности P_c и значительное увеличение энергетических потерь ΔE по отношению к распространению в свободном пространстве при увеличении порядка манипуляции M , при уменьшении T . Наблюдается также увеличение значений P_c для распространения волны по радиолинии с диэлектрической проницаемостью ε_2 по отношению к распространению по радиолинии с диэлектрической проницаемостью ε_1 [125].

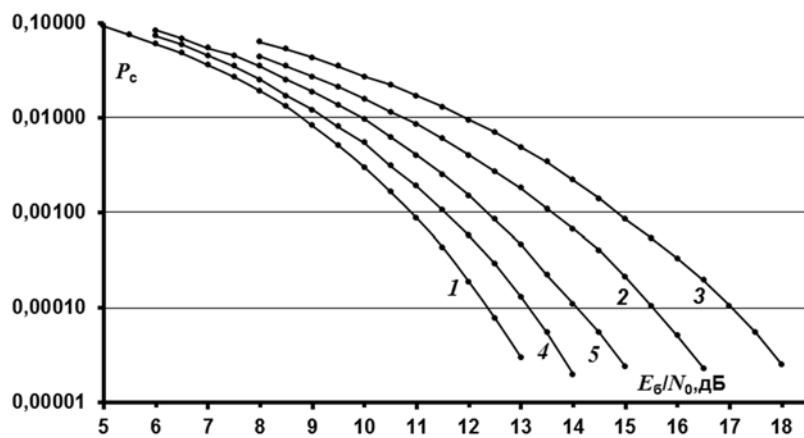
Таблица 3.6. Значения энергетических потерь ΔE при $P_c = 10^{-5}$ (продольное распространение)

Сигналы	$T = 100$ нс		$T = 200$ нс	
	ε_1	ε_2	ε_1	ε_2
ФМ-4	1.5 дБ	2 дБ	0.5 дБ	1 дБ
ФМ-8	3.5 дБ	5 дБ	1 дБ	3 дБ
ФМ-16	>10 дБ	>10 дБ	2.5 дБ	5.5 дБ
КАМ-16	7.5 дБ	14.5 дБ	4.0 дБ	5.3 дБ
АФМ-16	7.5 дБ	11 дБ	3.5 дБ	4.5 дБ
АФМ-16 3GPP	2.5 дБ	4.8 дБ	0.25 дБ	1.5 дБ
АФМ-64 3GPP	>10 дБ	>10 дБ	6.5 дБ	>10 дБ
АФМ-64-I	>10 дБ	>10 дБ	8.8 дБ	>10 дБ
АФМ-64-II	>10 дБ	>10 дБ	>10 дБ	>10 дБ

а)



б)



в)

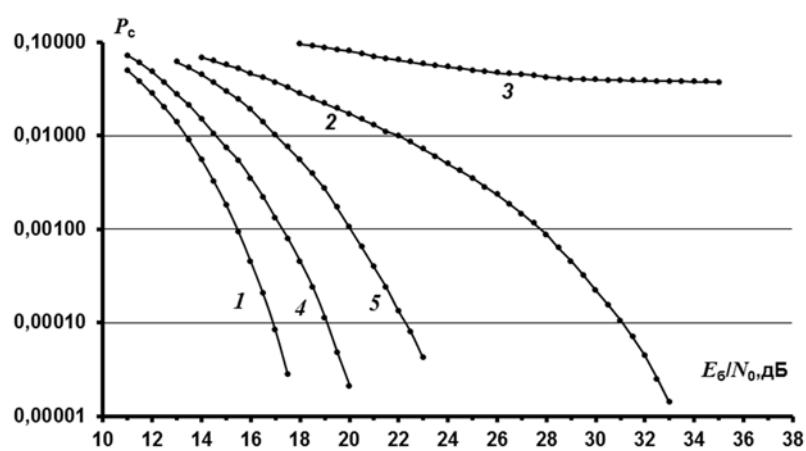


Рис.3.16. Вероятности ошибки P_c для сигналов ФМ-4 а), ФМ-8 б), ФМ-16 в) при распространении по анизотропной ионосферной радиолинии (продольное распространение): 1 - распространение в свободном пространстве; 2 - $T = 100$ нс, ε_1 ; 3 - $T = 100$ нс, ε_2 ; 4 - $T = 200$ нс, ε_1 ; 5 - $T = 200$ нс, ε_2 .

3.3. Вероятностные характеристики приема цифровых сигналов при распространении по ионосферным радиолиниям с замиранием

Ниже даны результаты исследований помехоустойчивости ряда цифровых сигналов при распространении по ионосферным радиолиниям с замираниями [45, 95, 96, 126-131]. Описания моделей радиолиний с замираниями, задаваемые параметром коэффициента сцинтилляции S_4 и плотностью распределения амплитуды цифровых сигналов $p(A)$, приведены в главе 2.

В сводной таблице 3.7 приведены результирующие вычисленные значения отношений сигнал/помеха E_b / N_0 , требуемые для обеспечения вероятности $P_c = 10^{-5}$ при передаче цифровых сигналов по рассматриваемым радиолиниям с коэффициентами сцинтилляции $S_4 = 0.3$ и $S_4 = 0.6$.

Видно увеличение требуемых значений E_b / N_0 при повышении порядка манипуляций цифровых сигналов и при повышении значений коэффициента сцинтилляции S_4 : для сигналов ФМ-4 и АФМ-64 3GPP и для величины $S_4 = 0.3$ требуемые значения $E_b / N_0 = 17$ дБ и $E_b / N_0 = 32$ дБ.

Таблица 3.7. Значения E_b / N_0 (дБ) для достижения вероятности ошибки $P_c = 10^{-5}$ для радиолиний с замиранием

Сигналы	$S_4 = 0.3$	$S_4 = 0.6$
ФМ-4	17	44
ФМ-8	21	48
ФМ-16	25	53
КАМ-16	24.5	50
АФМ-16	23.5	59
АФМ-16 3GPP	22	49
АФМ-32	25.5	51
КАМ-64	27	54
АФМ-64 3GPP	27	53
АФМ-64-I	28	53
АФМ-64-II	30	55
АФМ-256 3GPP	32	59

3.4. Искажения цифровых сигналов при распространении по спутниковым радиолиниям с туманом

Описание моделей дисперсионной и поглощающей атмосферной радиолинии с туманом приведены в главе 2 (п.2.4). Действие радиолинии с туманом обусловливает искажение комплексных огибающих цифровых сигналов, что порождает возникновение интерференционных межсимвольных и межканальных помех в дополнение к канальным тепловым шумам АБГШ [19, 25, 34-37]. Интерференционные помехи представляют случайный процесс (в общем случае нестационарный), его статистические характеристики зависят от характеристик среды распространения (частотный диапазон, водное

содержание, температура). Для класса рассматриваемых цифровых сигналов эти помехи могут привести к существенному снижению надежности передачи информации и энергетическим потерям ΔE по рассматриваемым радиолиниям по отношению к распространению в свободном пространстве.

Ниже приведены оценки энергетических потерь ΔE , обусловленных искажениями цифровых сигналов при распространении по радиолинии с туманом [19]. Методика оценки энергетических потерь ΔE основана на сравнительном анализе соответствующих вероятностей ошибки на сигнальный символ P_c при приеме рассматриваемого ряда цифровых сигналов [19].

Оценивание ΔE произведено для моделей радиолиний с параметрами: водность $q = 0.2 \text{ г}/\text{м}^3$ и $q = 0.05 \text{ г}/\text{м}^3$; высота тумана 100 м; угол $\theta_A = 0$ и $\theta = 60^0$; температура воды $T_0 = 273 \text{ К}$; центральная частота 30 ГГц; длительность цифровых сигналов $T = 2 \text{ нс}$ (частотная полоса $\Delta F = 1 \text{ ГГц}$).

На рис.3.17, рис.3.16, рис.3.19 даны вероятностные характеристики для сигналов ФМ-16, КАМ-64, КАМ-256. Кривые 1 соответствуют зависимостям вероятностей P_c для ФМ-16, КАМ-64 и КАМ-256 сигналов при распространении в свободном пространстве по радиолинии АБГШ. Вероятность $P_c = 10^{-5}$ достигается при отношении сигнал/помеха $E_b/N_0 = 18 \text{ дБ}$ для ФМ-16, 17.5 дБ для ФМ-64 и 24 дБ для КАМ-256.

Кривые 2, 4 вычислены с учетом искажающего влияния радиолинии с туманом с параметрами $q = 0.05 \text{ г}/\text{м}^3$, $\theta_A = 0$ (кривая 2) и $\theta_A = 60^0$ (кривая 4). Вероятность ошибки $P_c = 10^{-5}$ для сигналов ФМ-16 обеспечивается при 18.25 дБ и при 18.75 дБ соответственно (значения ΔE по отношению к распространению в свободном пространстве достигают 0.25 дБ и 0.75 дБ), для ФМ-64 сигналов при 20.5 дБ и 23.75 дБ (значения ΔE равны 1.0 дБ и 1.25 дБ).

Кривые 3, 5 вычислены с учетом искажающего влияния радиолинии с туманом с параметрами $q = 0.2 \text{ г}/\text{м}^3$, $\theta_A = 0$ (кривая 3) и $\theta_A = 60^0$ (кривая 5).

Видно, что в этом случае вероятность ошибки $P_c = 10^{-5}$ для сигналов ФМ-16 обеспечивается при 19.5 дБ и при 21.5 дБ соответственно (энергетические потери ΔE по отношению к распространению в свободном пространстве достигают 1.5 дБ и 3.5 дБ), для ФМ-64 сигналов при 18.5 дБ и 18.75 дБ (энергетические потери ΔE достигают 3.0 дБ и 6.25 дБ).

Подобные результаты относительно вероятностных характеристик и энергетических потерь ΔE для моделей радиолинии с туманом получены также для других рассматриваемых цифровых сигналов. Вычисленные значения энергетических потерь ΔE даны в результирующей таблице 3.7.

Ослабление сигналов, вычислены с использованием соотношения (2.40) для значений водности $q = 0.05 \text{ г}/\text{м}^3$ и $q = 0.2 \text{ г}/\text{м}^3$ равны 0.017 дБ и 0.032 дБ. На рис.3.20 приведены примерные значения затухания сигналов A (дБ) при распространении по радиолинии с туманом (высота тумана 500 м, интенсивность тумана $q = 0.5 \text{ г}/\text{м}^3$, $\theta_A = 60^\circ$). Видно, что в этом случае для частоты $f = 30 \text{ ГГц}$ значения A не превышают 0.4 дБ. Таким образом, приведенные выше энергетические потери ΔE обусловлены, в основном, дисперсионными свойствами рассматриваемых радиолиний.

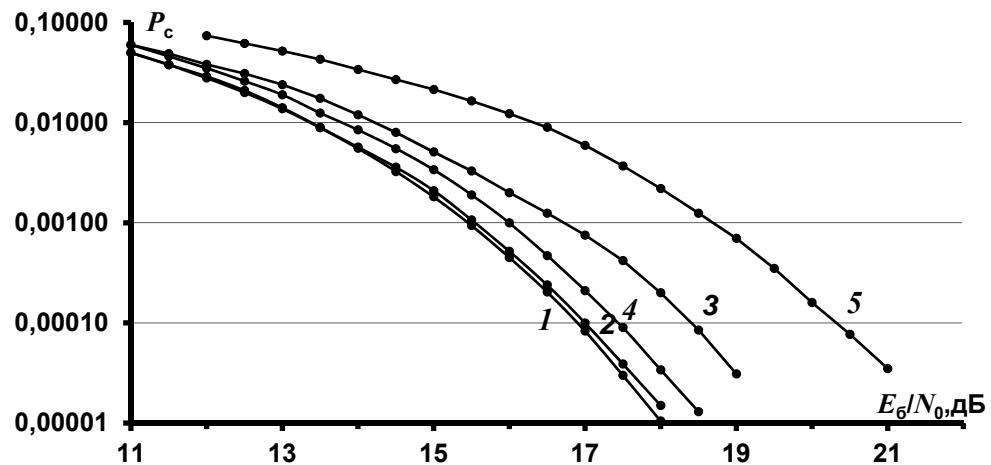


Рис.3.17. Вероятности ошибки при приеме сигналов ФМ-16: 1 - распространение в свободном пространстве; 2 - распространение по радиолинии с туманом ($q = 0.05 \text{ г}/\text{м}^3, \theta_A = 0$); 3 - распространение по радиолинии с туманом ($q = 0.2 \text{ г}/\text{м}^3, \theta_A = 0$); 4 - распространение по радиолинии с туманом ($q = 0.05 \text{ г}/\text{м}^3, \theta_A = 60^0$); 5 - распространение по радиолинии с туманом ($q = 0.2 \text{ г}/\text{м}^3, \theta_A = 60^0$)

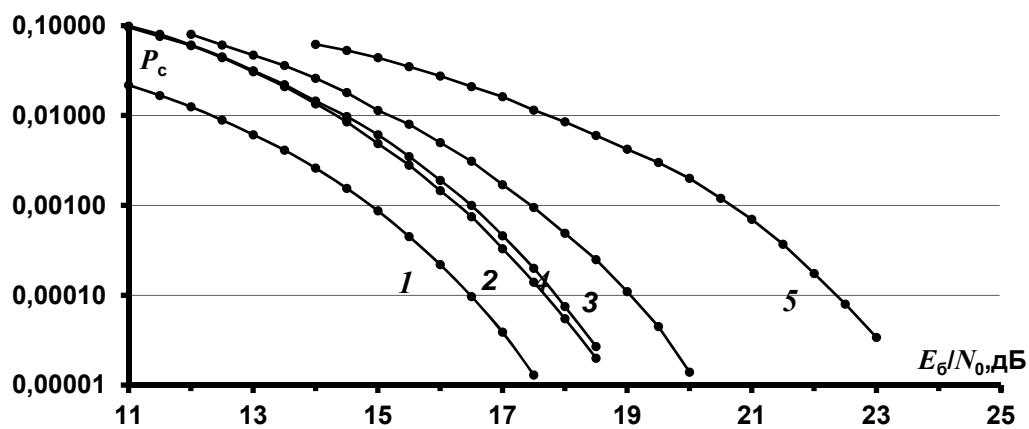


Рис.3.18. Вероятности ошибки при приеме сигналов КАМ-64: 1 - распространение в свободном пространстве; 2 - распространение по радиолинии с туманом ($q = 0.05 \text{ г}/\text{м}^3, \theta_A = 0$); 3 - распространение по радиолинии с туманом ($q = 0.2 \text{ г}/\text{м}^3, \theta_A = 0$); 4 - распространение по радиолинии с туманом ($q = 0.05 \text{ г}/\text{м}^3, \theta_A = 60^0$); 5 - распространение по радиолинии с туманом ($q = 0.2 \text{ г}/\text{м}^3, \theta_A = 60^0$)

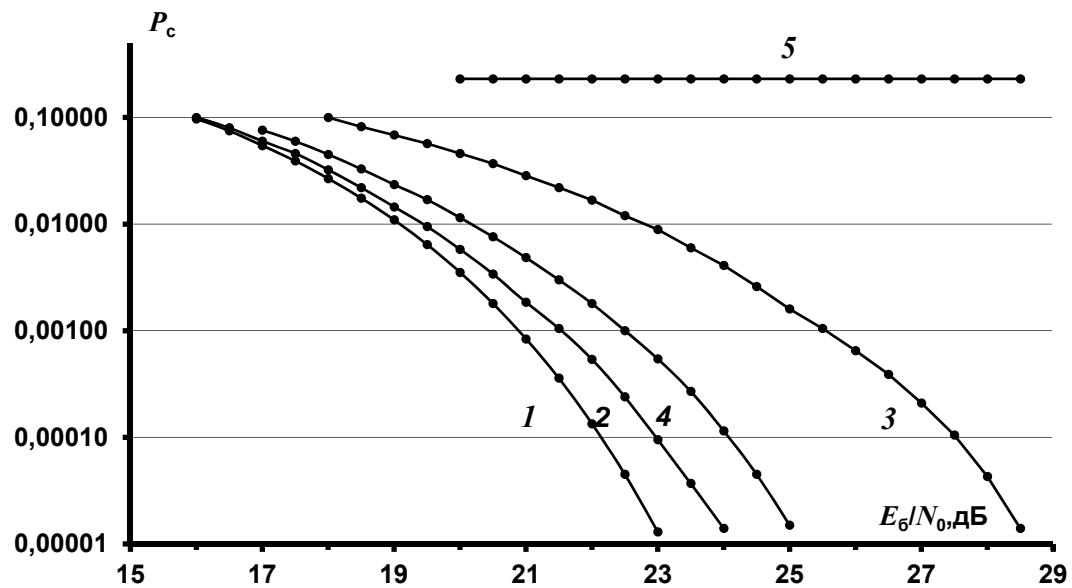


Рис.3.19. Вероятности ошибки при приеме сигналов КАМ-256: 1 - распространение в свободном пространстве; 2 - распространение по радиолинии с туманом ($q = 0.05 \text{ г}/\text{м}^3$, $\theta_A = 0$); 3 - распространение по радиолинии с туманом ($q = 0.2 \text{ г}/\text{м}^3$, $\theta_A = 0$); 4 - распространение по радиолинии с туманом ($q = 0.05 \text{ г}/\text{м}^3$, $\theta_A = 60^\circ$); 5 - распространение по радиолинии с туманом ($q = 0.2 \text{ г}/\text{м}^3$, $\theta_A = 60^\circ$).

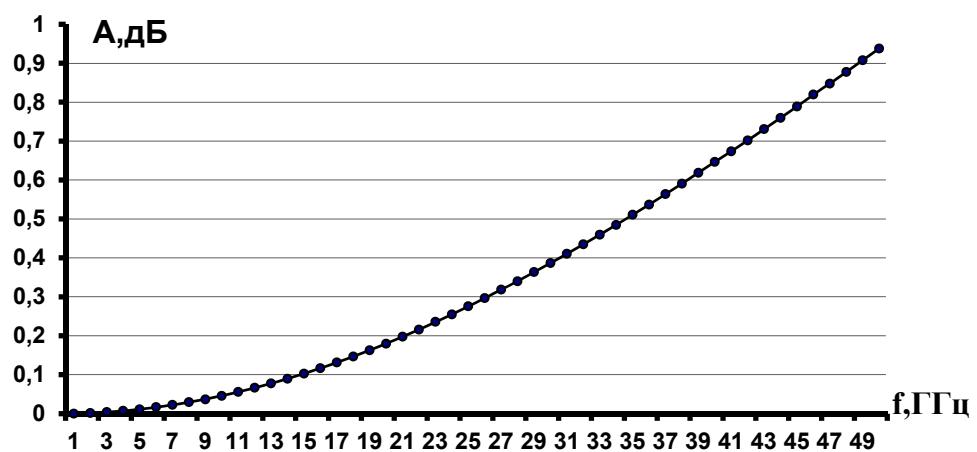


Рис. 3.20. Значения затухания сигналов A при распространении по радиолинии с туманом (интенсивность тумана сильная), $\theta_A = 60^\circ$.

Таблица 3.8. Энергетические потери ΔE при распространении цифровых сигналов по радиолинии с туманом

Сигналы	ΔE , дБ			
	$\theta_A = 0$		$\theta_A = 60^0$	
	$q = 0.2 \text{ г/м}^3$	$q = 0.05 \text{ г/м}^3$	$q = 0.2 \text{ г/м}^3$	$q = 0.05 \text{ г/м}^3$
ФМ-4	<0.2	<0.2	<0.2	<0.2
ФМ-8	0.75	0.5	1.75	0.75
АФМ-8	0.25	<0.2	0.75	0.50
ФМ-16	2.0	0.50	3.50	1.50
КАМ-16	0.5	0.25	2.0	0.5
АФМ-16	0.25	<0.2	1.0	0.5
КАМ-64	3.0	0.25	6.25	0.75
КАМ-256	5.5	1.0	>10.0	2.0

Выводы по главе 3

1. Даны результаты развития теории искажений цифровых сигналов при распространении по спутниковым радиолиниям, включая:

- изотропные и анизотропные ионосферные радиолинии со свойством частотной дисперсии;
- ионосферные радиолинии с временной дисперсией (с замиранием за счет многолучевого распространения сигналов);
- радиолинии с туманом со свойствами частотной дисперсии и поглощения.

2. Разработаны методы описания искажений цифровых сигналов, основанные на решении волнового уравнения в приближении геометрической оптики для рассматриваемых непрерывных сред распространения, полагая их действие эквивалентным линейной фильтрации с импульсной характеристикой $h(z, \tau)$ или коэффициентом передачи $\dot{H}(z, f)$. Характеристики $h(z, \tau)$ и $\dot{H}(z, f)$ задаются свойствами сред распространения:

- геометрией радиолинии ионосферных радиолиний - высотой, углом прямой видимости, несущей частотой и частотным диапазоном, высотным профилем

электронной плотности $N_e(z)$, направлением распространения электромагнитных волн относительно магнитного поля Земли (поперечное и продольное распространение волн);

- водностью q ($\text{г}/\text{м}^3$) несущей частотой и частотным диапазоном, температурой и геометрией для радиолиний с туманом.

3. С использованием моделей искажений при распространении по ионосферным радиолиниям разработаны методы оценивания энергетических потерь при обнаружении цифровых сигналов (радиоимпульсов) и сигналов $s(t)$, содержащих последовательность цифровых сигналов, по отношению к распространению в свободном пространстве. Путем моделирования алгоритма обнаружения сигналов Неймана-Пирсона показано увеличение энергетических потерь до 4.85 дБ при увеличении частотной полосы сигналов до 80 МГц для модели дневной ионосферы и зенитного угла $\theta_A = 80^0$.

4. С использованием моделей искажений при распространении по ионосферным изотропным и анизотропным радиолиниям и радиолиниям с туманом разработаны методы оценивания энергетических потерь при приеме цифровых сигналов в составе передаваемых сигналов $s(t)$. Моделированием алгоритма приема показана возможная значительная деградация вероятностных характеристик и значительное увеличение энергетических потерь (до 10 дБ и более) при приеме цифровых сигналов при увеличении их информационной емкости и увеличении частотной полосы по отношению к распространению в свободном пространстве.

5. Полученные значения энергетических потерь ΔE для рассматриваемых спутниковых ионосферных радиолиний и радиолиний с туманом необходимо учитывать при расчете энергетических бюджетов радиолиний для класса цифровых информационно-емких сигналов.

ГЛАВА 4. МЕТОДЫ СНИЖЕНИЯ ИСКАЖЕНИЙ ЦИФРОВЫХ СИГНАЛОВ ПРИ РАСПРОСТРАНЕНИИ ПО СПУТНИКОВЫМ РАДИОЛИНИЯМ

Проблема создания и развития методов снижения искажающего влияния рассматриваемых радиолиний (компенсации межсимвольных и межканальных помех) является актуальной для систем спутниковой связи, систем дистанционного зондирования Земли, систем глобальной спутниковой навигации. Решению данной проблемы посвящены работы отечественных и зарубежных исследователей [4,7,9,23].

Эффективные методы снижения искажений цифровых сигналов при их распространении можно отнести к двум общим классам:

- методы снижения искажений при многолучевом распространении по нестационарным радиолиниям с временной дисперсией (с амплитудными и фазовыми замираниями) за счет дифракции, отражения и рассеяния на атмосферных неоднородностях, в частности, на ионосферных неоднородностях;
- методы снижения искажений цифровых сигналов при распространении по неоднородным непрерывным радиолиниям с частотной дисперсией (ионосферные радиолинии, радиолинии с туманом).

В главе даны описания и анализ разработанных методов снижения искажений цифровых сигналов этих двух классов.

4.1. Методы снижения искажений цифровых сигналов при распространении по ионосферным радиолиниям с временной дисперсией

Модели спутниковых ионосферных радиолиний с временной дисперсией, их характеристики (глубина амплитудных замираний, время стационарности радиолиний при амплитудных и фазовых замираниях) приведены в главе 2. Вероятностные характеристики при приеме цифровых сигналов при их распространении по этим радиолиниям даны в главе 3.

Основу методов снижения искажающего влияния рассматриваемых радиолиний и повышения верности передачи информации составляют:

- применение корректирующих кодов в сочетании с перемежением символов сигнальных «созвездий» для борьбы с дружными замираниями, в частности, с временным перемежением;

- включение систем синхронизации (фазовой, тактовой) для борьбы с фазовыми замираниями с учетом статистических характеристик радиолиний (скорость изменения доплеровского смещения частоты; фазовая стационарность, результаты анализа которой дан в главе 2);

- включение автоматической регулировки усиления для обеспечения динамического диапазона на входе цифровой части обработки сигналов с учетом диапазона амплитудных вариаций, результаты анализа которых даны в главе 2);

- задание мощности передатчика, обеспечивающей требуемую верность передачи информации на основе корректного оценивания энергетических бюджетов анализируемых радиолиний с использованием моделей, изложенных в главе 2, главе 3.

Ниже приведены результаты исследований направления снижения искажающего влияния рассматриваемых радиолиний, применяя корректирующие коды в сочетании с временным перемежением символов сигнальных «созвездий» для борьбы с дружными замираниями (частотно-неспецифические замирания) [132-136]. Следует отметить, что для системы подвижной спутниковой связи MUOS (Mobile User Objective System), функционирующей в *P*- частотном диапазоне, используется временное перемежение до 640 мс [13].

Использование корректирующих кодов в сочетании со схемами временного перемежения сигнальных символов является одним из эффективных, апробированных и интенсивно используемых в приложениях методов повышения верности передачи информации. В таблице 4.1 приведены

типы корректирующих кодов, рекомендованных стандартами спутниковой связи DVB-S2X [26], 3GPP [27], CCSDS [28], DVB-SH [75]. Дополнением к этому классу корректирующих кодов являются коды, определенные в полях Галуа $GF(2^l)$, и соответствующие сигнальные конструкции на основе этих кодов и цифровых сигналов с объемами «созвездий» 2^l [67, 86-90, 127-130].

На рис.4.1 а), б), в) приведены зависимости вероятностей ошибки P_c от отношения сигнал/помеха E_b/N_0 для сигналов ФМ-4, ФМ-8 и ФМ-16 при распространении по ионосферным радиолиниям с коэффициентами сцинтилляции $S_4 = 0.3$ (кривые 2,3) и $S_4 = 0.6$ (кривые 4,5). Полагается точной синхронизация и оптимальное временное разнесение, обеспечивающее статистическую независимость отсчетов с выхода сигнальных демодуляторов. Кривые 3, 5 соответствуют применению корректирующего кодирования в полях Галуа $GF(2^2), GF(2^3), GF(2^4)$ (кодовые скорости $R_c = 30/31$, $R_c = 20/21$, $R_c = 15/16$) и алгоритма оптимального посимвольного приема сигналов на основе рассматриваемых цифровых сигналов, кривые 2 и 4 без кодирования. Виден значимый энергетический выигрыш ΔE при применении рассматриваемого корректирующего кодирования по отношению к передаче без кодирования. Например, для радиолинии с параметром $S_4 = 0.3$ значение ΔE для $P_c = 10^{-5}$ достигает 5.0 дБ для ФМ-4, 6.0 дБ для ФМ-8 и 6.5 дБ для ФМ-16. При увеличении коэффициента сцинтилляции значения ΔE увеличивается и для $S_4 = 0.6$ и ФМ-16 значение ΔE достигает 9.0 дБ.

В таблице 4.2 даны результирующие значения энергетических выигрышей ΔE для рассматриваемых сигналов и радиолиний при $P_c = 10^{-5}$.

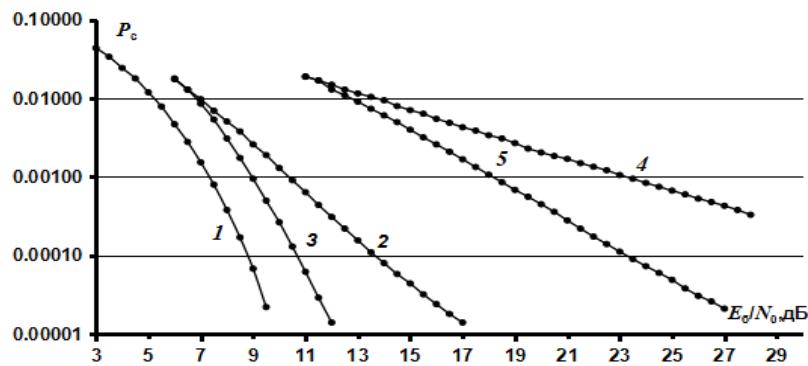
Таблица 4.1. Типы корректирующих кодов, рекомендованных стандартами для использования в информационных спутниковых системах

Стандарты	Корректирующие коды	Назначение
DVB-S2X [26]	Каскадные коды LDPC+BCH*	Информационные спутниковые системы
3GPP [27]	Полярные коды, LDPC	Системы подвижной связи (основа сетей 5G)
CCSDS [28]	Сверточное кодирование, Блоковые коды Рида-Соломона (PC), Турбо-кодирование, LDPC, Каскадное кодирование: Сверточный код (внутренний)+код PC (внешний)	Информационные спутниковые системы
DVB-SH [75]	Турбо-кодирование	Спутниковое цифровое мобильное телевидение

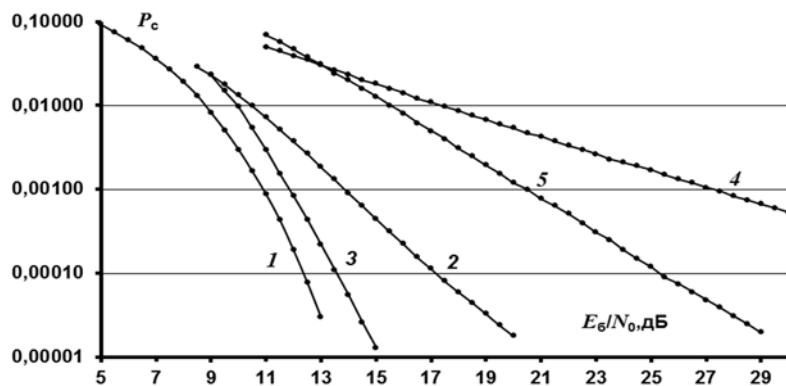
* LDPC - блоковые низкоплотностные коды (low density parity code) [46,57,65]

BCH - блоковые циклические коды Боуза-Чоудхури-Хоквингема [52,55]

a)



б)



в)

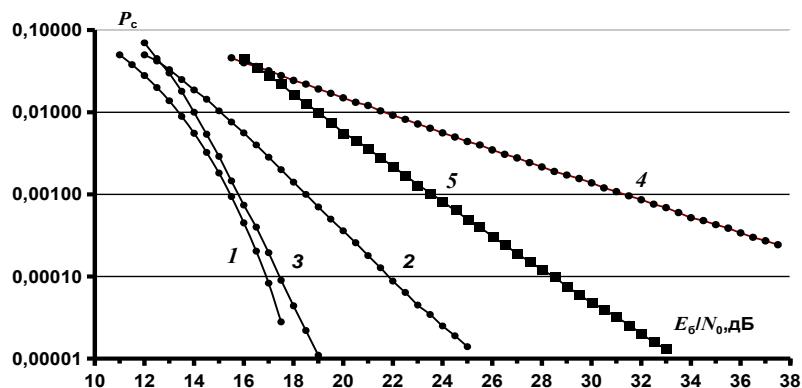


Рис.4.1. Вероятности ошибки P_c для сигналов ФМ-4 а), ФМ-8 б), ФМ-16 в), при распространении по радиолиниям с временной дисперсией: 1 - распространение в свободном пространстве; 2 - $S_4 = 0.3$ (без корректирующего кодирования); 3 - $S_4 = 0.3$ (с корректирующим кодированием); 4 - $S_4 = 0.6$ (без корректирующего кодирования); 5 - $S_4 = 0.6$ (с корректирующим кодированием).

Таблица 4.2. Значения энергетического выигрыша ΔE ($P_c = 10^{-5}$) при использовании корректирующего кодирования в полях Галуа $GF(2^2), GF(2^3), GF(2^4)$, $GF(2^5), GF(2^6)$, $GF(2^8)$ при распространении цифровых сигналов по радиолинии с временной дисперсией

Цифровые сигналы	ΔE (дБ)	
	$S_4 = 0.3$	$S_4 = 0.6$
ФМ-4	5.0	15.0
ФМ-8	6.0	17.0
ФМ-16	6.5	19.0
КАМ-16	7.0	20.5
АФМ-16	6.0	29.0
АФМ-16 3GPP	7.0	21.5
АФМ-32	7.5	21.5
КАМ-64	4.5	21.0
АФМ-64 3GPP	9.0	21.5
АФМ-64-I	8.5	23.5
АФМ-64-II	8.0	23.0
АФМ-256 3GPP	10.5	37.5

Вероятностные кривые на рис.4.2 и данные таблицы 4.2 показывают перспективность применения разработанных схем корректирующего кодирования и алгоритма посимвольного приема для повышения верности передачи информации по рассматриваемым ионосферным радиолиниям с временной дисперсией.

4.2. Методы снижения искажений цифровых сигналов при распространении по радиолиниям с частотной дисперсией

Модели спутниковых непрерывных атмосферных радиолиний с частотной дисперсией (ионосферные радиолинии, радиолинии с туманом) приведены в главе 2. Вероятностные характеристики при приеме искаженных цифровых сигналов при их распространении по этим радиолиниям приведены в главе 3.

Методы снижения искажающего влияния рассматриваемых радиолиний с частотной дисперсией основаны на следующих подходах:

- на формировании линейного дискретного фильтра, инверсного к линейному фильтру радиолинии, характеристики которого определяются с использованием пилот-сигналов [137,138];
- на формировании линейного адаптивного дискретного трансверсального фильтра инверсного к линейному фильтру радиолинии без использования пилот-сигналов [139];
- на использовании глобальных моделей земной ионосфера (глобальная 8-ми параметрическая модель земной ионосферы Клобушара, описание которой приведено в главе 2) [141];
- на оценивании импульсной характеристики $h(\tau, z)$ (коэффициента передачи $\dot{H}(f, z)$) линейного фильтра радиолинии как решении обратной задачи [142], для ионосферной радиолинии импульсная характеристика определяется соотношением (3.6), коэффициент передачи соотношением (3.10); для радиолинии с туманом коэффициент передачи определяется соотношениями (3.10), (2.38);
- на применении корректирующих кодов [65].

4.2.1. Метод снижения искажений цифровых сигналов на основе формирования инверсного линейного фильтра радиолинии

В главе 3 показано, что параметр $\tau(z, f)$ (время распространения сигнала с частотой f вдоль лучевой линии АВ на рис.3.3) определяет коэффициент передачи ионосферной радиолинии $H(f, z) = \exp(j2\pi f\tau(z, f))$. Показано, что для вычисления $\tau(z, f)$ необходимо вычисление параметра

$$R(z), \text{ включающего полное электронное содержание } \alpha_{\text{ПЭС}} = \int_0^z N_e(x)dx.$$

Методы оценки $\alpha_{\text{ПЭС}}$ и $R(z)$ основаны на вычислении разности временных задержек $\Delta\tau(z, f_1, f_2) = \tau(z, f_1) - \tau(z, f_2)$ распространения пилот-сигналов в виде гармонических сигналов с частотами f_1 и f_2 (фазометрический метод) [20,23,137,138]. Значение $\Delta\tau(f_1, f_2)$ определяется на основе вычисления корреляций для реализации на входе приемного устройства и пилот-сигналов - оценка параметра $R(z)$

$$R(z) = \frac{\Delta\tau(z, f_1, f_2)}{\left(\frac{1}{f_1^2} - \frac{1}{f_2^2}\right)}. \quad (4.1)$$

Обратный линейный фильтр спутниковой ионосферной радиолинии задается как $H^{-1}(z, f) = \exp(-j\varphi(z, f))$, фаза $\varphi(z, f) = \frac{2\pi R(z)}{f}$.

Результирующий сигнал $s_p(t)$ с компенсацией искажающего действия ионосферы вычисляется с использованием соотношения

$$s_p(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{Y}(f) \exp(-j\varphi(z, f)) \exp(j2\pi f) df, \quad \dot{Y}(f) - \text{спектр входной реализации.}$$

Фазометрический метод обобщается для радиолиний с туманом, для которых для коэффициента диэлектрической проницаемости $\dot{\varepsilon}(f)$ (2.38)

справедливо условие $\left| \frac{\dot{\varepsilon} - 1}{\dot{\varepsilon} + 2} \frac{q}{\rho} \right| << 1$. Используя пилот-сигналы в виде гармонических сигналов с частотами f_1 и f_2 с условием $f_1 = \alpha f_2$, справедливы соотношения относительно фаз $\varphi_1 = 2\pi f_1 L \cdot \operatorname{Re}(\dot{\varepsilon}(f_1))/c$ и $\varphi_2 = 2\pi f_2 L \cdot \operatorname{Re}(\dot{\varepsilon}(f_2))/c$ при распространении по радиолинии с длиной L и водностью q

$$\Delta\varphi = \varphi_1 - \alpha\varphi_2 = \frac{3\pi q f_1}{c\rho} \operatorname{Re} \left(\frac{\dot{\varepsilon}_{f_1} - 1}{\dot{\varepsilon}_{f_1} + 2} - \frac{\dot{\varepsilon}_{f_2} - 1}{\dot{\varepsilon}_{f_2} + 2} \right). \quad (4.2)$$

Используя (4.2), имеем соотношение относительно параметра $\gamma = \frac{Lq}{\rho c}$

$$\gamma = \frac{\Delta\varphi}{3\pi f_1 \cdot \operatorname{Re} \left(\frac{\dot{\varepsilon}_{f_1} - 1}{\dot{\varepsilon}_{f_1} + 2} - \frac{\dot{\varepsilon}_{f_2} - 1}{\dot{\varepsilon}_{f_2} + 2} \right)}. \quad (4.3)$$

Инверсный линейный фильтр спутниковой радиолинии с туманом задается соотношением $\dot{H}^{-1}(f) = \exp \left(-j\pi \frac{3\gamma(\dot{\varepsilon} - 1)}{\dot{\varepsilon} + 2} \right)$.

Для альтернативного класса пилот-сигналов, эквивалентных используемым сигналам $s(t)$, алгоритм оптимального оценивания параметра $R(z)$ для ионосферных радиолиний основан на определении максимального

значения функционала $D(R) = \max_R \left| \int_{\Delta F} \dot{S}^*(f) \dot{Y}(f) \exp(-j\varphi(R, f)) df \right|$, $\dot{S}^*(f)$ -

комплексно-сопряженный спектр пилот-сигнала; ΔF - частотная полоса пилот-сигналов [140].

Более простой алгоритм оценки $R(z)$ основан на вычислении корреляционных соотношений и вычисления $R(z)$ на их основе [137]

$$\Delta\tau(z, f_1, f_2) = \max_{\tau} \left| \int_0^T y(t + \tau) s_1^*(t) dt \right| - \max_{\tau} \left| \int_0^T y(t + \tau) s_2^*(t) dt \right|,$$

где T , f_1 , f_2 - длительность, центральные частоты пилот-сигналов $\dot{s}_1(t)$, $\dot{s}_2(t)$.

Рассматриваемые пилот-сигналы $\dot{s}_1(t)$ и $\dot{s}_2(t)$ формируются на основе пилот-сигнала $\dot{s}_\Pi(t)$, структура которого (частотная полоса, вид огибающей, тип манипуляции) совпадает со структурой используемых сигналов $s(t)$.

$$\text{Формирование } \dot{s}_1(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{F}_1(f) \exp(j\pi f t) df \quad \text{и} \quad \dot{s}_2(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{F}_2(f) \exp(j\pi f t) df$$

заключается в обратном преобразовании двух непересекающихся множеств спектральных составляющих $\dot{F}_1(f), \dot{F}_2(f)$ в составе спектрального множества $\dot{F}_\Pi(f)$ ($\dot{F}_\Pi(f) = \dot{F}_1(f) \cup \dot{F}_2(f)$) для сигнала $\dot{s}_\Pi(t)$.

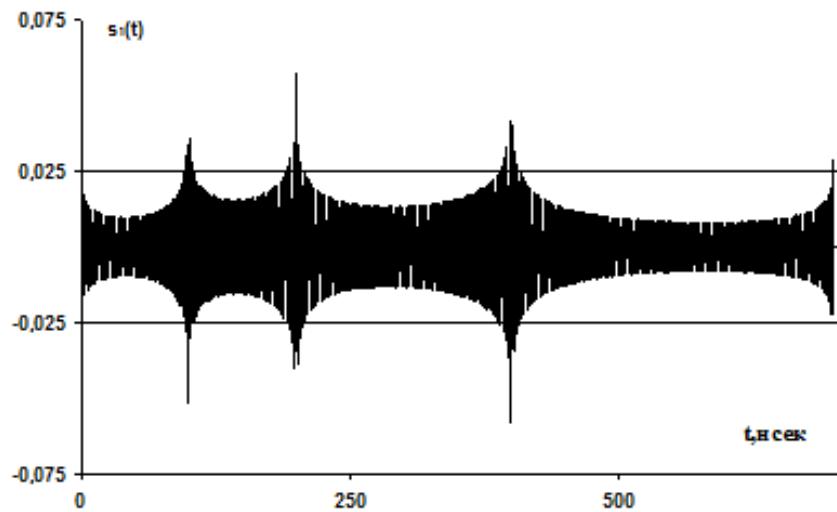
На рис.4.2 в качестве примера приведен вид пилот-сигналов $s_1(t)$ и $s_2(t)$ для сигналов $s(t)$ на основе ФМ-2 с длительностью $T = 100$ нс (частотная полоса $\Delta F = 20$ МГц). Характеристики ионосферной линии - однослочная модель с параметрами дневной ионосферы, высота $z = 400$ км, центральная частота $f = 400$ МГц.

Пилот-сигналы $\dot{s}_1(t)$ и $\dot{s}_2(t)$, используемые для оценки параметра $R(z)$ и формирования обратного фильтра $\dot{H}^{-1}(z, f)$, формировались на основе сигнала $\dot{s}_\Pi(t)$ в виде последовательности шести сигналов ФМ-2. Центральные частоты сигналов $\dot{s}_1(t)$ и $\dot{s}_2(t)$ равны $f_1 = 397.8$ МГц и $f_2 = 402.3$ МГц.

Моделирование показало, что при использовании приведенных алгоритмов обработки искаженных сигналов $\hat{s}(t)$ на основе используемых широкополосных пилот-сигналов энергетические потери незначительны - соответствующие вероятностные кривые практически совпадают с вероятностными кривыми для распространения сигналов в свободном пространстве. Эти результаты показывают эффективность приведенного

алгоритма компенсации искажений сигналов, обусловленных влиянием ионосферных спутниковых радиолиний.

a)



б)

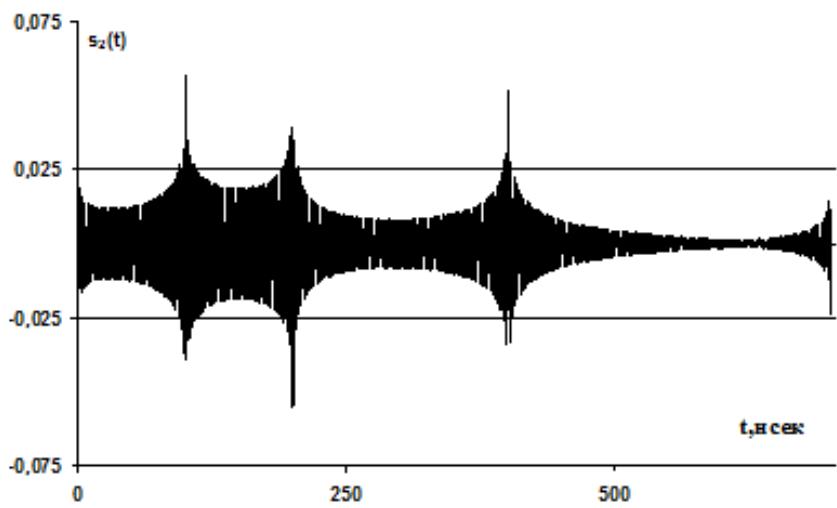


Рис.4.2. Вид пилот-сигналов $s_1(t)$ а) и $s_2(t)$ б).

4.2.2. Метод адаптивной обработки сигналов с искажениями

На рис.4.3 приведена блок-схема формирования сигналов, распространения сигналов по радиолинии и обработки сигналов при приеме [139,143].

Сигналы $s(t)$ в виде последовательности составляющих радиоимпульсов длительностью T , формируемые модулятором на основе информационной

последовательности \vec{a} , задают выходной искаженный сигнал $\hat{s}(t)$ при распространении по радиолинии с коэффициентом передачи $\dot{H}(f)$ (с импульсной характеристикой $h(t)$) [139].

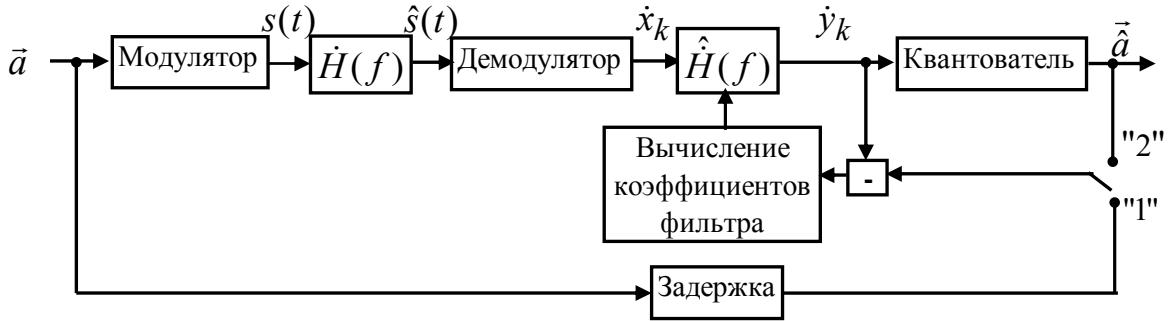


Рис.4.3. Блок-схема распространения сигналов по радиолинии и обработки сигналов с искажениями при приеме.

На выходе демодулятора при выполнении синхронизации поступает последовательность отсчетов \dot{x}_k , (сумма сигнальных, шумовых и помеховых интерференционных составляющих). Задача инверсного дискретного фильтра с коэффициентом передачи $\hat{H}(f)$ - компенсировать влияние интерференционных помех. При условии $\hat{H}(f) = \dot{H}^{-1}(f)$ выполняется полная компенсация рассматриваемого типа помех.

Инверсный дискретный фильтр эквивалентен трансверсальному фильтру (фильтр с конечной импульсной характеристикой) с коэффициентами $\dot{w}(i)$, $i = 0, 1, \dots, N$. На выходе фильтра вычисляется реализация \dot{y}_k [143]

$$\dot{y}_k = \sum_{i=0}^N \dot{x}_{k+i} \dot{w}(i). \quad (4.3)$$

Здесь N (четное) - размерность фильтра, определяемая условием $h(NT) \leq \delta$; $\delta = 0.01 \dots 0.001$ - параметр [143].

Весовые коэффициенты $\vec{w}^{(n+1)}$ на $n+1$ шаге вычисляются рекуррентно [139, 143]

$$\dot{\vec{w}}^{(n+1)}[i] = \dot{\vec{w}}^{(n)}[i] + \mu \cdot (\dot{a}[n+N/2] - \dot{y}[n]) \cdot \dot{x}[n+i], \quad i = 0, 1, \dots, N, \quad (4.4)$$

где μ - параметр, определяющий скорость сходимости итеративной процедуры.

Задание начального значения $\vec{w}^{(0)}$ осуществляется на этапе синхронизации информационной системы путем вычисления соотношения (4.4) с использованием пилот-сигнала (ключ в положении «1»). Далее работа адаптивного алгоритма и вычисления коэффициентов $\vec{w}^{(n)}$ осуществляется с использованием оценки символов информационной последовательности \hat{a} (ключ в положении «2») на выходе блока квантования, полагая достаточное время стационарности радиолинии на длительности информационного символа.

Ниже при моделировании рассматриваемого метода снижения искажающего влияния радиолинии рассматриваются сигналы $s(t)$ на основе ФМ-16 сигналов, для которых влияние искажений комплексных огибающих является значительным при оценивании характеристики P_c [139].

Моделирование ионосферных спутниковых радиолиний выполнено с целью оценивания деградации вероятности P_c при приеме сигналов $\hat{s}(t)$ относительно распространения в свободном пространстве и эффективности приведенного алгоритма обработки сигналов при приеме, компенсирующего действие интерференционных помех. Характеристики ионосферной линии - однослойная модель (5) с параметрами дневной ионосферы, высота $z = 400$ км, центральная частота $f_0 = 400$ МГц, зенитный угол $\theta_A = 60^0$. При моделировании изменялось информационное содержание формируемых сигналов $s(t)$ - генерировались равновероятные информационные символы, задающие начальные фазы φ_{il} составляющих радиоимпульсов $s_i(t, \varphi_{il})$.

На рис.4.4 (кривые 1-4) приведены вероятности P_c при приеме сигналов при наличии АБГШ. По оси абсцисс отложены значения сигнал/помеха E_b / N_0 .

Кривая 1 соответствует теоретической кривой P_c при распространении ФМ-16 сигналов в свободном пространстве.

Кривая 2 соответствует распространению сигналов по ионосферной радиолинии, длительность радиоимпульсов, $T = 200$ нсек, частотная полоса $\Delta F = 10$ МГц. Видно монотонное уменьшение вероятности ошибочного приема P_c при увеличении параметра E_b / N_0 , что показывает приемлемое качество радиолинии для информационной системы за счет превышения мощности АБГШ относительно мощности интерференционных помех. В этом случае энергетические потери при $P_c = 10^{-3}$ за счет рассеяния и влияния интерференционных помех по отношению к распространению в свободном пространстве достигают 4.5 дБ.

Кривая 3 соответствует распространению сигналов по ионосферной радиолинии, длительность радиоимпульсов $T = 100$ нс, частотная полоса $\Delta F = 20$ МГц. В этом случае при увеличении параметра E_b / N_0 вероятность ошибочного приема практически не изменяется ($P_c > 0.01$). Это показывает разрушение нормальной работы информационной системы за счет превышения мощности интерференционных помех по отношению к мощности АБГШ. Кривая 4 соответствует вероятности P_c для данной ионосферной радиолинии с использованием адаптивного алгоритма обработки сигналов ФМ-16 с параметрами $N = 15$, $\alpha = 0.001$, $\mu = 0.000001$. Видно монотонное уменьшение вероятности ошибочного приема P_c при увеличении параметра E_b / N_0 , что показывает коррекцию радиолинии за счет превышения результирующей мощности АБГШ относительно мощности результирующих интерференционных помех. В этом случае энергетические потери при

$P_c = 10^{-3}$ за счет влияния интерференционных помех по отношению к распространению в свободном пространстве достигают 8.5 дБ.

Эти результаты показывают перспективность приведенного алгоритма компенсации искажений широкополосных сигналов и коррекции ионосферной радиолинии.

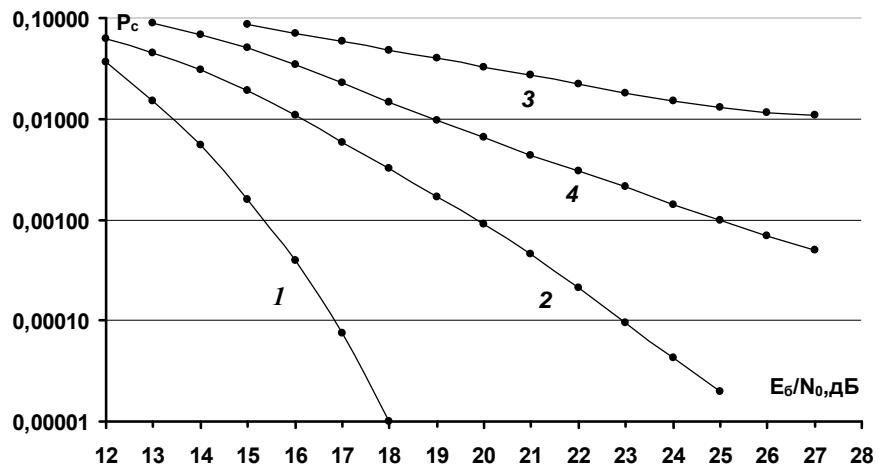


Рис.4.4. Вероятности ошибочного приема сигналов ФМ-16 при распространении по ионосферной линии, $\theta_A = 60^0$: 1 - распространение в свободном пространстве; 2 - без компенсации искажений сигналов ($T = 200$ нс, $\Delta F = 10$ МГц); 3 - без компенсации искажений сигналов ($T = 100$ нс, $\Delta F = 20$ МГц); 4 - с компенсацией искажений сигналов ($T = 100$ нс, $\Delta F = 20$ МГц).

4.2.3. Метод снижения искажений на основе глобальной модели околоземной ионосферы Клобушара

Приведем теоретическую основу подхода снижения искажений с использованием глобальной модели околоземной ионосферы [141]. На основе результатов оценивания значений угла рефракции ξ_A при оценивании $\Delta\tau(z, f)$ можно применять выражение (3.11) без учета ξ_A в виде [34]

$$\Delta\tau(z, f) = \frac{e^2}{2\pi m_e f^2} \frac{(R_3 + z_M)}{\sqrt{(R_3 + z_M)^2 - (R_3 \sin \theta_A)^2}} \int_0^z N_3(x) dx. \quad (4.4)$$

Из соотношения (4.4) следует, что для вычисления $\Delta\tau(z, f)$ необходима

$$\text{оценка параметра } R(z) = \frac{e^2}{2\pi m_e} \frac{(R_3 + z_M)}{\sqrt{(R_3 + z_M)^2 - (R_3 \sin \theta_A)^2}} \int_0^z N_3(x) dx,$$

$$\text{включающего полное электронное содержание } \alpha_{\text{ПЭС}} = \int_0^z N_3(x) dx.$$

При использовании глобальной модели околоземной ионосферы Клобушара (п.2.1.2) оценивается временная задержка $\Delta\tau$ при распространении сигналов по ионосферным спутниковым радиолиниям по отношению к распространению в свободном пространстве, связанная с полным электронным содержанием радиолинии $\alpha_{\text{ПЭС}}$. Это позволяет сформировать фильтр, инверсный к фильтру спутниковой радиолинии и компенсировать влияние интерференционных помех при распространении сигналов.

Пример расчета задержки сигналов $\Delta\tau$ с использованием модели Клобушара приведен в [141] для пространственных координат приемной наземной станции и космического аппарата GPS $\psi_{PP} = 40^0$ с.ш., $\lambda_{PP} = 100^0$ з.д., $E_{KA} = 20^0$, азимут $A_{KA} = 210^0$. Параметры модели Клобушара $\alpha_0 = 3.82 \times 10^{-8}$, $\alpha_1 = 1.49 \times 10^{-8}$, $\alpha_2 = -1.79 \times 10^{-7}$, $\alpha_3 = 0$, $\beta_0 = 1.43 \times 10^5$, $\beta_1 = 0$, $\beta_2 = -3.28 \times 10^5$, $\beta_3 = 1.13 \times 10^5$. Для этих параметров значение временной задержки $\Delta\tau$ достигает 77.6 нс, соответствующее значение $\alpha_{\text{ПЭС}}$ равно 6.48×10^{13} эл/см².

Выводы по главе 4

1. Приведены методы снижения искажающего влияния рассматриваемых спутниковых радиолиний при распространении информационно-емких сигналов, составляющих два общих класса:

- методы снижения искажений при многолучевом распространении по ионосферным радиолиниям с временной дисперсией (с амплитудными и фазовыми замираниями);
- методы снижения искажений цифровых сигналов при распространении по неоднородным непрерывным радиолиниям с частотной дисперсией.

2. Рассмотрен интенсивно используемый в приложениях метод снижения искажений цифровых сигналов при распространении по ионосферным радиолиниям с временной дисперсией - применение схем корректирующего кодирования в сочетании с временным перемежением символов сигнальных «созвездий» для борьбы с дружными замираниями на времени стационарности. Показано, что в классе известных помехоустойчивых кодов, интенсивно используемых в приложениях, перспективной является схема кодирования в недвоичных полях Галуа $GF(2^l)$, объем которых согласован с объемом сигнальных «созвездий» 2^l , и разработанный алгоритм оптимального посимвольного приема соответствующих сигнальных конструкций.

3. Приведены перспективные разработанные методы снижения искажений цифровых сигналов при распространении по неоднородным непрерывным радиолиниям с частотной дисперсией. Приведены результаты моделирования разработанных методов снижения искажений из данного класса, основанных на следующих подходах:

- на формировании линейного дискретного фильтра, инверсного к линейному фильтру радиолинии, характеристики которого определяются с использованием пилот-сигналов и без использования пилот-сигналов;
- на использовании глобальной модели земной ионосфера 8-ми параметрической модели Клобушара.

ГЛАВА 5. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК СПУТНИКОВЫХ РАДИОЛИНИЙ

Известные экспериментальные исследования относительно оценивания статистических характеристик спутниковых радиолиний выполнены для развития и подтверждения адекватности создаваемых физических моделей распространения сигналов по природным средам [144-151]. Ниже приведены результаты ряда исследований относительно вариаций амплитуды и фазы сигналов при их распространении по спутниковым ионосферным радиолиниям *P*- и *L*- частотных диапазонов. Эти радиолинии интенсивно используются спутниковыми информационными системами различного назначения (системы связи, системы глобальной навигации, радиолокационные системы, поисково-спасательная система Коспас/Сарсат, др.) [1].

5.1. Эксперименты, выполненные при исследовании спутниковых ионосферных радиолиний

В одной из ранних работ по данной тематике приведен обзор экспериментальных исследований амплитудных и фазовых замираний сигналов для частотных диапазонов 150 МГц и 400 МГц [144] и соответствие результатов исследований разработанным моделям на основе решения волнового уравнения в приближении Рытова [107]. Экспериментальные исследования выполнены с использованием низкоорбитальных спутников (высота орбиты 1100 км) морской навигационной системы США (NNSS - US Navy Navigational Systems Satellites [144]).

На рис.5.1 приведены полученные для анализируемых частотных диапазонов временные зависимости амплитуды и фазы сигналов. Для диапазона 400 МГц среднеквадратичное отклонение амплитуды на интервале анализа 1 мин равно 1.25 дБ (диапазон вариации амплитуды ± 3.75 дБ), для диапазона 150 МГц 5.5 дБ (диапазон вариации амплитуды ± 16.5 дБ). Отмечается также, что для этого временного интервала коэффициент сцинтиляции S_4 равен 0.28 для диапазона 400 МГц (слабые замирания) и 1.0

(сильные замирания) для диапазона 150 МГц. Приведены также результаты относительно справедливости гипотезы о приближении плотности распределения амплитуды $p(A)$ законом распределения m -Накагами и связи параметров m и S_4 эмпирическим соотношением (2.20).

На рис.5.1 приведена также разность измеренных фаз сигналов для диапазона 150 МГц и диапазона фаз 400 МГц - среднеквадратичное отклонение быстрых флуктуаций разности фаз равна 2.49 рад. Отмечено также достаточно грубое приближение плотности распределения фаз $p(\phi)$ нормальным распределением (2.15).

На основе анализа экспериментальных измерений произведено оценивание среднего времени стационарности радиолинии 0.3 сек для частотного диапазона 400 МГц. Эта оценка согласуется с теоретическими оценками времени стационарности, приведенными в п.п. 2.3.1, 2.3.2.

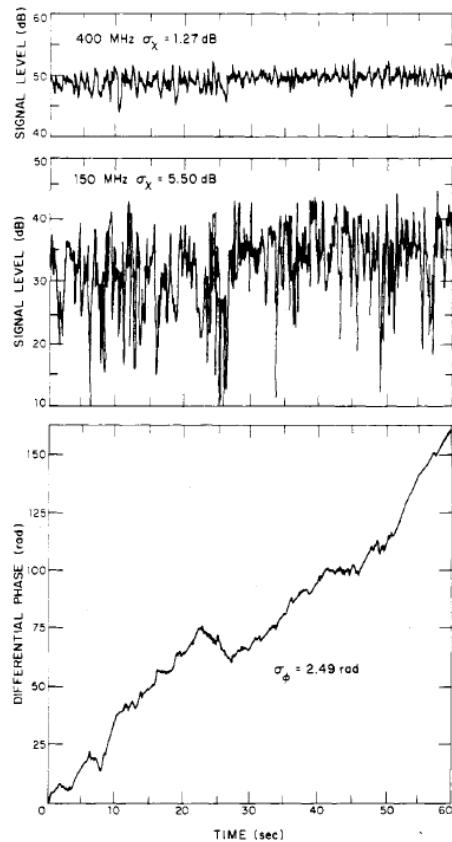


Рис.5.1. Временные экспериментальные зависимости амплитуды и фазы сигналов, полученные с использованием спутниковой системы NNSS [144].

Подобные результаты исследований относительно диапазона амплитудных вариаций приведены в работе [145]. На рис. 5.2 приведены временные зависимости амплитуды для временного интервала 15 мин и частотных диапазонов 360 МГц (коэффициент сцинтиляции $S_4 = 0.77$) и диапазона 137 МГц (коэффициент сцинтиляции $S_4 = 0.96$). Видно, что в этом случае примерные диапазоны вариаций амплитуды достигают соответственно ± 10 дБ и ± 13 дБ. Для частотного диапазона 360 МГц наблюдается увеличение диапазона вариаций амплитуды по отношению к диапазону вариаций амплитуд на рис.5.1 (более, чем в 2.4 раза) в соответствии со значительным увеличением значения S_4 (более, чем в 3.4 раза). Значения коэффициентов сцинтиляции для частотных диапазонов 150 МГц (рис.5.1) и 136 МГц (рис.5.2) практически совпадают, диапазоны вариаций амплитуд достаточно близки.

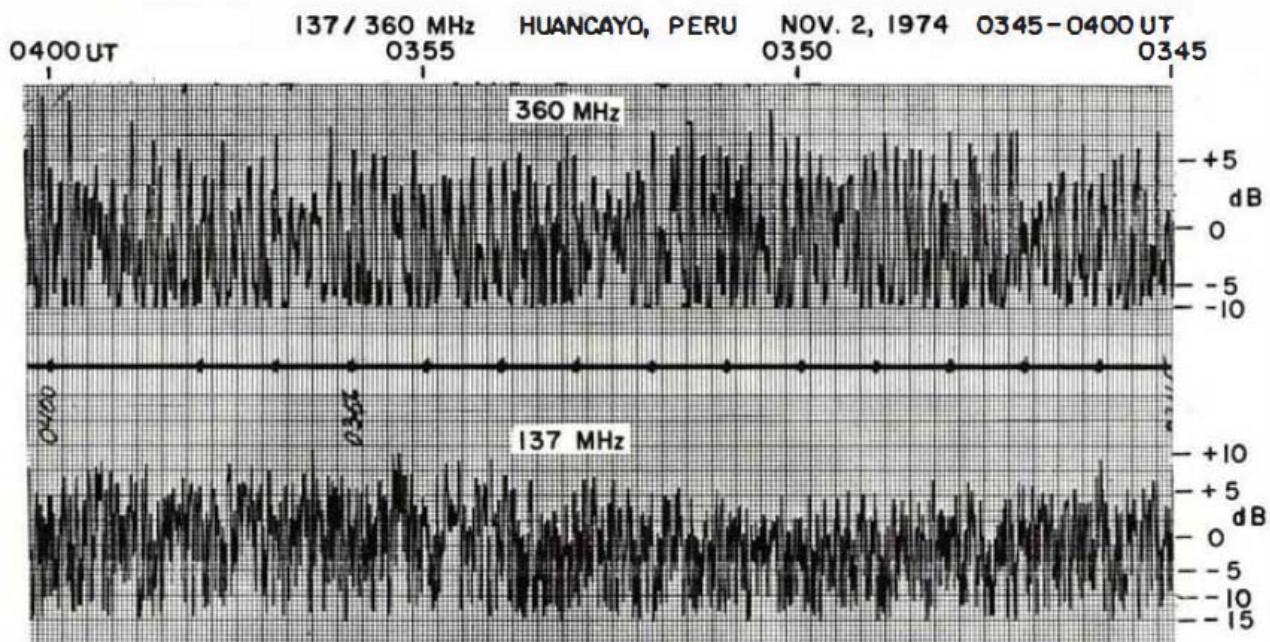


Рис.5.2. Временные зависимости вариаций амплитуды для временного интервала 15 мин.

Отличительной особенностью результатов исследований, приведенных в работе [146], по отношению к результатам, изложенным в работах [144,145], является рассмотрение временных вариаций амплитуд и фаз сигналов при

распространении по ионосферным радиолиниям L - частотного диапазона. На рис.5.3 даны результаты данных исследований, полученные с использованием альтернативного подхода - с использованием разработанного имитатора спутниковой ионосферной радиолинии на основе глобальной модели NeQuick околоземной ионосферы. Результаты исследований амплитудных и частотных замираний соответствуют VHF- частотному диапазону 135 МГц и L -частотному диапазону 1560 МГц.

Видно, что для 137 МГц (коэффициент сцинтилляции $S_4 = 0.76$) диапазон вариаций значений фаз $[-320^0, 320^0]$, диапазон вариаций значений амплитуд $[-18 \text{ dB}, 7 \text{ dB}]$. При увеличении центральных частот вариации фаз и амплитуд уменьшаются и для L - частотного диапазона (коэффициент сцинтилляции $S_4 = 0.168$) размах вариаций фаз на временном интервале 18 сек достигает $[-12^0, 12^0]$, диапазон вариаций значений амплитуд равен $[-1.5 \text{ dB}, 1.5 \text{ dB}]$.

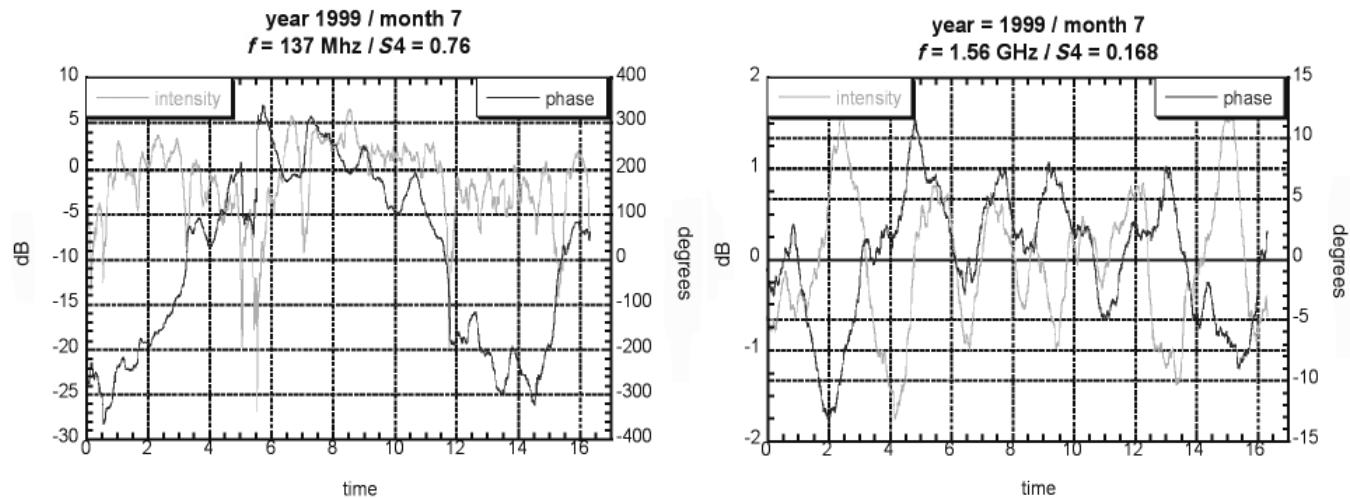


Рис.5.3. Временные зависимости амплитуды и фазы для VHF- и L - частотных диапазонов [146].

5.2. Экспериментальные исследования спутниковых ионосферных радиолиний, выполненные при подготовке докторской диссертации

В работах [95,147-151] приведены результаты оценивания индекса сцинтилляции S_4 и временных амплитудных вариаций на основе

экспериментальных измерений амплитуд сигналов. На рис.5.4 приведена блок-схема экспериментальной части исследований с использованием спутников-ретрансляторов сигналов *P/L*- частотных диапазонов в составе международной системы Коспас-Сарсат: *P*- частотный диапазон канала «вверх» (406 МГц), *L*- частотный диапазон канала «вниз» (1540 МГц) [16]. Основу блок-схемы составляет плата программируемого радио SDR (Software Define Radio: передатчик/приемник), на рис.5.5 приведен вид платы SDR в составе разработанного модуля экспериментальных исследований с использованием спутников-ретрансляторов сигналов *P/L*- частотных диапазонов спутниковой системы Коспас-Сарсат [7,14,16].

На рис.5.6 приведены фрагменты зависимости амплитуды сигналов $A(t)$ от времени, вычисленные путем обработки принимаемых сигналов в виде записей в цифровом формате, полученных с использованием технических средств передачи/приема от среднеорбитальных навигационных спутников GPS (рис.5.6а)), Gallileo (рис.5.6б) для дневного времени. Особенностью данных радиолиний является совместное влияние ионосферных неоднородностей на распространение сигналов в *P*-, *L*- частотных диапазонах.

В результате обработки сигналов определен диапазон значений индекса сцинтилляции $S_4 = 0.27...0.49$, примерный диапазон замираний амплитуды сигналов $\pm 5...\pm 11$ дБ. Соответствующие значения параметра m распределения Нагаками (2.11) находятся в диапазоне (2.0...3.7), соответствующий диапазон значений коэффициента Райса (2.14) распределения Релея-Райса (4.1..7.4).

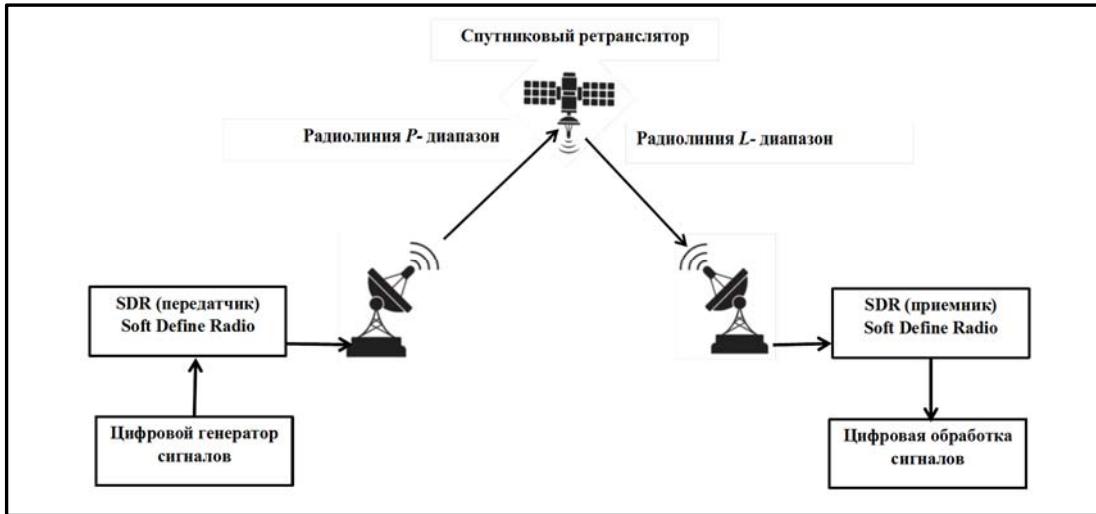


Рис.5.4 Блок-схема разработанной экспериментальной части исследований с использованием спутников-ретрансляторов сигналов P/L частотных диапазонов спутниковой системы Коспас-Сарсат.



Рис.5.5 Вид платы SDR (Soft Define Radio: передатчик/приемник) в составе разработанного модуля экспериментальных исследований с использованием спутников-ретрансляторов сигналов P/L- частотных диапазонов спутниковой системы Коспас-Сарсат.

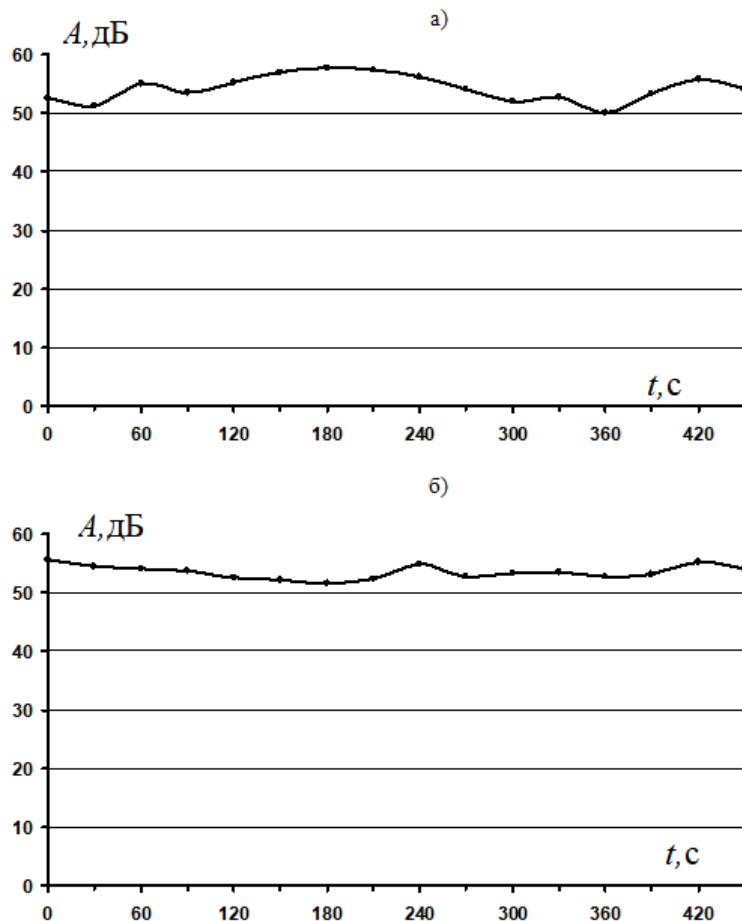


Рис.5.6. Фрагменты зависимости амплитуды сигналов от времени, полученные путем обработки сигналов спутниковой системы Коспас-Сарсат: а) навигационный спутник GPS; б) навигационный спутник Gallileo.

Выводы по главе 5

1. Приведены результаты экспериментальных исследований в части амплитудных и фазовых замираний сигналов при их распространении по спутниковым ионосферным радиолиниям VHF (30-300 МГц), UHF (300-3000 МГц) и L - частотных диапазонов.

2. Основу экспериментальных исследований составляет:

- передающий комплекс спутникового сегмента, излучающий монохроматические сигналы с несущими частотами VHF, UHF и L - частотных диапазонов и наземные приемные пункты, реализующие обработку сигналов;

- разработанные средства программной имитации спутниковых ионосферных радиолиний на основе глобальных моделей околоземной ионосферы, в частности, модели NeQuick;
- использование спутников-ретрансляторов сигналов в составе Коспас/Сарсат (P - частотный диапазон радиолинии «вверх», L - диапазон радиолинии «вниз»).

3. С использованием разработанного программно-аппаратного комплекса на основе спутников-ретрансляторов системы Коспас/Сарсат, особенностью которого является совместное влияние околоземной ионосферы на распространение сигналов в P -, L - частотных диапазонах, впервые определен диапазон значений индекса сцинтиляций $S_4 = 0.27...0.49$, примерный диапазон замираний сигналов $\pm 5...\pm 11$ дБ и значение параметра m распределения Накагами в диапазоне [2.0...3.7] для средних широт РФ.

Заключение

1. Рассмотрены модели каналов передачи в составе радиолиний (непрерывный, дискретно-непрерывный, дискретный), используемые при исследованиях систем передачи дискретных сообщений. Приведены алгоритмы приема цифровых сигналов, реализующие оптимальные правила выбора решений на основе теории статистических критериев - критерий на основе правила максимального правдоподобия; критерий максимума апостериорных символьных вероятностей.

2. Развита теория посимвольного приема цифровых сигналов с различными видами манипуляций, реализующего критерий максимума апостериорной вероятности. При использовании алгоритмов посимвольного приема минимизируется средняя вероятность ошибочного приема на сигнальный символ «созвездий» цифровых сигналов в отличие от алгоритма приема максимального правдоподобия, минимизирующего вероятность ошибочного приема на дискретное сообщение.

Впервые вычислены вероятностные кривые для сигнальных конструкций на основе рассматриваемого ряда цифровых сигналов и корректирующего кодирования с минимальной избыточностью с использованием алгоритма оптимального посимвольного приема для когерентного АБГШ канала, показано достижение значимого энергетического выигрыша до 1.5...4.0 дБ по отношению к передаче/приему без кодирования.

3. Рассмотрены модели спутниковых радиолиний с частотной и временной дисперсиями, обуславливающие искажения цифровых сигналов:

- модели изотропных и анизотропных непрерывных спутниковых ионосферных радиолиний с частотной дисперсией;
- статистические модели нестационарных спутниковых ионосферных радиолиний для анализа искажений цифровых сигналов, обусловленных многолучевостью распространения из-за отражения и рассеяния на ионосферных неоднородностях, порождающей фазовые и амплитудные замирания;
- модель дисперсионной и поглощающей спутниковой радиолинии с туманом, учитывающая частотную дисперсию и ослабление сигналов.

4. Основными параметрами рассматриваемых моделей являются:

- высотный профиль электронной плотности $N_e(z)$ для непрерывных неоднородных ионосферных радиолиний с частотной дисперсией является;
- водность q ($\text{г}/\text{м}^3$) для непрерывных атмосферных радиолиний с туманом;
- коэффициент сцинтиляции S_4 (статистический момент 4-го порядка для амплитуды сигналов на выходе радиолинии) для спутниковых радиолиний с ионосферными неоднородностями.

5. С использованием рассмотренных моделей ионосферных неоднородностей разработаны методы оценивания фазовых и амплитудных замираний сигналов и впервые получены статистические оценки временной

стационарности (50...1200 мс) для ряда параметров радиолиний (коэффициент сцинтиляции S^2 , скорость ионосферных неоднородностей).

6. Даны результаты развития теории искажений цифровых сигналов при распространении по спутниковым радиолиниям, включая:

- изотропные и анизотропные ионосферные радиолинии со свойством частотной дисперсии;
- ионосферные радиолинии с временной дисперсией (с замиранием за счет многолучевого распространения сигналов);
- радиолинии с туманом со свойствами частотной дисперсии и поглощения.

7. Разработаны методы описания искажений цифровых сигналов, основанные на решении волнового уравнения в приближении геометрической оптики для рассматриваемых непрерывных сред распространения, полагая их действие эквивалентным линейной фильтрации с импульсной характеристикой $h(z, \tau)$ или коэффициентом передачи $\dot{H}(z, f)$. Характеристики $h(z, \tau)$ и $\dot{H}(z, f)$ задаются свойствами сред распространения:

- геометрией радиолинии ионосферных радиолиний - высотой, углом прямой видимости, несущей частотой и частотным диапазоном, высотным профилем электронной плотности $N_e(z)$, направлением распространения электромагнитных волн относительно магнитного поля Земли (поперечное и продольное распространение волн);
- водностью q ($\text{г}/\text{м}^3$) несущей частотой и частотным диапазоном, температурой и геометрией для радиолиний с туманом.

8. С использованием моделей искажений при распространении по ионосферным радиолиниям разработаны методы оценивания энергетических потерь при обнаружении цифровых сигналов (радиоимпульсов) и сигналов $s(t)$, содержащих в составе последовательность цифровых сигналов, по отношению к распространению в свободном пространстве. Путем моделирования алгоритма обнаружения Неймана-Пирсона показано

увеличение энергетических потерь до 4.85 дБ при увеличении частотной полосы сигналов до 80 МГц для модели дневной ионосферы и зенитного угла $\theta_A = 80^0$ для P - частотного диапазона.

9. С использованием моделей искажений при распространении по ионосферным изотропным и анизотропным радиолиниям и радиолиниям с туманом разработаны методы оценивания энергетических потерь при приеме цифровых сигналов в составе передаваемых сигналов $s(t)$. Моделированием алгоритма приема показана возможная значительная деградация вероятностных характеристик и значительное увеличение энергетических потерь (до 10 дБ и более) при приеме цифровых сигналов при увеличении их информационной емкости и увеличении частотной полосы по отношению к распространению в свободном пространстве.

10. Приведены методы снижения искажающего влияния рассматриваемых спутниковых радиолиний при распространении цифровых сигналов.

11. Рассмотрен метод снижения искажений цифровых сигналов при распространении по ионосферным радиолиниям с временной дисперсией - применение схем корректирующего кодирования в сочетании с временным перемежением символов сигнальных «созвездий» для борьбы с дружными замираниями на времени стационарности. Показано, что в классе известных помехоустойчивых кодов, интенсивно используемых в приложениях, перспективной является схема кодирования в недвоичных полях Галуа $GF(2^l)$, объем которых согласован с объемом сигнальных «созвездий» 2^l , и разработанный алгоритм оптимального посимвольного приема соответствующих сигнальных конструкций.

12. Приведены перспективные методы снижения искажений цифровых сигналов при распространении по неоднородным непрерывным радиолиниям с частотной дисперсией, основанные на следующих подходах:

- на использовании линейного дискретного фильтра, инверсного к линейному фильтру радиолинии, характеристики которого определяются с использованием пилот-сигналов и без использования пилот-сигналов;
- на использовании глобальной модели земной ионосферы 8-ми параметрической модели Клобушара.

13. С использованием разработанного программно-аппаратного комплекса на основе системы Коспас/Сарсат, особенностью которого является совместное влияние околоземной ионосферы на распространение сигналов в *P*-, *L*- частотных диапазонах, впервые определен диапазон значений индекса сцинтиляций $S_4 = 0.27 \dots 0.49$, примерный диапазон замираний сигналов $\pm 5 \dots \pm 11$ дБ и значение параметра *m* распределения Накагами в диапазоне 2.0...3.7 для средних широт РФ.

Список литературы

1. Камнев В.Е., Черкасов В.В., Чечин Г.В. Спутниковые сети связи. М.: Военный парад, 2010. - 608 с.
2. Stojce I. D . Global Mobile Satellite Communications for Maritime, Land and Aeronautical Application, 2005 Springer. - 494 p.
3. Спутниковая связь и вещание. Справочник. / Под редакцией Кантора Л.Е. М.: Радио и связь, 1997. - 528 с.
4. Спилкер Дж. Цифровая спутниковая связь. М.: Связь, 1979. - 592 с.
5. Системы спутниковой связи с эллиптическими орбитами, с разнесением ветвей и адаптивной обработкой. Под ред. Камнева Е.Ф. М.: Глобасатком, 2009. -724 с.
6. Волков Л.Н., Немировский М.С., Шинаков Ю.С. Системы цифровой связи: базовые методы и характеристики. Учеб. Пособие. М.: Эко-тренд, 2005. -392 с.
7. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования. Под ред. А.И Перова, В.Н. Харисова. Изд. 3-е. М.: Радиотехника, 2005 . -688 с.
8. Груздов В.В., Колковский Ю.В., Криштопов А.В., Кудря А.И. Новые технологии дистанционного зондирования Земли из космоса. М.: ТЕХНОСФЕРА, 2018. 482 с.
9. Верба В.С, Неронский Л.Б., Осипов И.Г., Турук В.Э. Радиолокационные системы землеобзора космического базирования. М.:Радиотехника,2010. -680 с.
10. Rinaldi F. et al. Non-Terrestrial Networks in 5G & Beyond: A Survey. // Digital Object Identifier 10.1109/IEEEACCESS.2020.3022981 2020. VOLUME 8. P. 165178-165200
11. Вэнь Т., Пейин Ч. Сети 6G. Путь от 5G к 6G глазами разработчиков. От подключенных людей и вещей к подключенному интеллекту. М.: ДМК Пресс, 2022. – 624 с.
12. Шахнович И.В. Современные технологии беспроводной связи. М.: Техносфера, 2006. -288 с.

13. Hopkins J., Jen T. The Mobile User Objective System. // APL TECHNICAL DIGEST, 2011. V. 30, N 2 , p. 103-112.
14. Understanding GPS: Principles and Applications. Editor by Kaplan E.D., Hegarty E. Artech House Inc., Norwood, 2006.703 p
15. Пехтерев С. Энциклопедия Starlink. ComNews.
<https://www.comnews.ru/content/209438/2020-10-07/2020-w41>. 44 с.
16. SPECIFICATION FOR SECOND-GENERATION COSPAS-SARSAT 406-MHz DISTRESS BEACONS. C/S T.018 – Issue 1 Rev. 11, November 2023
17. Назаров Л. Е., Батанов В. В. Исследование искажений цифровых сигналов при распространении по ионосферным спутниковым радиолиниям. // Радиоэлектроника. Наносистемы. Информационные технологии. 2019. Т.11. №1. Стр.65-72.
18. Назаров Л.Е., Батанов В.В. Модели распространения цифровых сигналов по трансионосферным радиолиниям. В сборнике: Современные проблемы дистанционного зондирования, радиолокации, распространения и дифракции волн. Всероссийские открытые Армандовские чтения. Материалы Всероссийской открытой научной конференции. Муром, 2024. С. 145-149.
19. Назаров Л. Е., Кутуза Б.Г., Батанов В.В. Оценивание вероятностных характеристик приема частотно-эффективных сигналов при распространении по радиолинии с туманом. // Радиотехника и электроника. 2023. Т.68. №6. Стр. 608-614. DOI: 10.31857/S0033849423060104
20. Яковлев О.И., Якубов В.П., Урядов В.П., Павельев А.Г. Распространение радиоволн. М.: ЛЕНАНД, 2009.
21. Долуханов М.П. Распространение радиоволн. М.: Гос. Издательство по вопросам связи и радио, 1960.
22. Гинзбург В.Л. Распространение электромагнитных волн в плазме. М.: Наука. 1967.
23. Грудинская Г.П. Распространение радиоволн. М.: Высшая школа. 1975.

24. Г. ван де Хюлст. Рассеяние света малыми частицами. М.: Издательство иностранной литературы, 1961.
25. Recommendation ITU-R P.840-4. Attenuation due to clouds and fog. P Series “Radiowave propagation”. Electronic Publication. 2009. Geneva. 28 p. https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.840-7-201712-S!!PDF-E.pdf
26. Second generation framing structure, channel coding and modulation systems for Broadcasting, Interactive Services, News Gathering and other broadband satellite applications. Part 2: DVB-S2 Extensions (DVB-S2X). DVB Document A083-2. – 2020. - 159 p.
27. Atis 3GPP specification, 3GPP TS 38.211 V16.2.0 (2020-06): 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; NR; Physical channels and modulation (Release 16). Published by Alliance for Telecommunications Industry Solutions, Washington, 2020.
28. Low density parity check codes for use in near-earth and deep space applications. Experimental specification. CCSDS 131.1-O-2. 2007. - 44 p.
29. Назаров Л.Е., Батанов В.В. Назарова З.Т. Характеристики ионосферных и тропосферных линий спутниковых систем связи. // Журнал радиоэлектроники (электронный журнал). //jre.cplire.ru/jre/sep15/6/text.pdf. 2015. №9.
30. Назаров Л.Е., Батанов В.В., Зудилин А.С. Исажения радиоимпульсов при распространении по ионосферным линиям спутниковых систем связи. // Журнал радиоэлектроники (электронный журнал), URL:<http://jre.cplire.ru/jre/feb16/1/text.pdf>. 2016. №2.
31. Назаров Л.Е., Батанов В.В., Зудилин А.С., Данилович Н.И. Модели каналов спутниковых подвижных систем связи. // Успехи современной радиоэлектроники. 2016. №2. стр.34-45.
32. Арманд Н.А. Распространение широкополосных сигналов в дисперсионных средах. // Радиотехника и электроника. -2003. -Т.48. №9. Стр. 1045-1057.

33. Гуляев Ю.В., Стрелков Г.М. Распространение сверхширокополосного радиоимпульса в холодной плазме. // Радиотехника и электроника. 2006. Т. 408. №6. Стр. 754-757.
34. Колосов М.А., Арманд Н.А., Яковлев О.И. Распространение радиоволн при космической связи. М.: Связь, 1969. 156 с.
35. Angeletti P., Lisi M. A Systematic Approach to the Compensation of Rain Attenuation in Ka-Band Communication Satellites. International Journal of Microwave Science and Technology. V. 2012. Article ID 791635. <https://doi.org/10.1155/2012/791635>
36. Recommendation ITU-R P.838-3. Specific attenuation model for rain for use in prediction methods. 2005. Geneva. 8 p. https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.838-3-200503-I!!PDF-E.pdf
37. Кутуза Б.Г. Фазовое запаздывание радиоволн в неоднородной атмосфере. // Радиотехника и электроника. 1974. Т.19. №4. С.665-670.
38. Батанов В.В., Назаров Л.Е., Назарова З.Т. Программа формирования и оценивания искажений радиоимпульсов при их распространении в ионосферных линиях спутниковых цифровых систем связи. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ. 19 августа 2016г. №2016619472.
39. Ionospheric propagation data and prediction methods required for the design of satellite services and systems. Recommendation ITU-R P.531-11. Electronic Publication, Geneva. 2012. 24 p.
40. Иванов Д.В., Иванов В.А., Михеева Н.Н., Рябов Н.В., Рябова М.И. Распространение коротковолновых сигналов с расширенным спектром в среде с нелинейной дисперсией. // Радиотехника и электроника. 2015. Т.60, №11. С.1167-1177.
41. Пулинец С.А. Исследование физических механизмов взаимодействия атмосферы и ионосферы. // Отчет о НИР/НИОКР (итоговый). 2020. Номер гранта 18-12-00441.

42. Титова М. А. Захаров В. И., Пулинец С. А. Методика обработки радиотехнической и геофизической информации об условиях распространения спутниковых радиосигналов для изучения литосферно–ионосферных проявлений. // Сборник докладов I Всероссийской молодежной научной школы-конференции, посвященной памяти Д. С. Лукина. Йошкар-Ола, 2024. Стр.23-26.
43. Rino C.L. The Theory of Scintillation with Applications in Remote Sensing. John Wiley & Sons. Hoboken. New Jersey, 2011. 244 р.
44. Назаров Л.Е. , Батанов В.В. Модели распространения цифровых сигналов по трансионосферным радиолиниям. // Всероссийские открытые Армандовские чтения «Современные проблемы дистанционного зондирования, радиолокации, распространения и дифракции волн». // Материалы Всероссийской открытой научной конференции. Муром: МИ ВлГУ, 2024. ISSN 2304-0297. Стр.145-149. DOI: 10.24412/2304-0297-2024-1-145-149
45. Батанов В.В., Назаров Л.Е. Статистические модели замираний сигналов при распространении по спутниковым ионосферным радиолиниям. // Успехи современной радиоэлектроники. 2021. №6. Стр. 34-43.
46. Johnson S.J. Iterative Error Correction: Turbo, Low-Density Parity-Check and Repeat-Accumulate Codes. Cambridge: Univ. Press, 2010. 335 р.
47. Назаров Л.Е., Батанов В.В., Кузнецов О.О. Алгоритмы итеративного посимвольного приема блоковых турбо-кодов на основе кодов с проверкой на четность. // Журнал радиоэлектроники (электронный журнал). 2014. №9. <http://jre.cplire.ru/jre/sep14/1/text.pdf>.
48. Назаров Л.Е., Шишгин П.В., Батанов В.В. Алгоритмы некогерентного приема сигнально-кодовых конструкций на основе последовательного турбо-кода с большой избыточностью.// Известия Вузов. Электроника. 2014. №6. Стр.60-66.
49. Proakis J.G., Salehi M. Digital communication. 5th Edition. McGraw-Hill, Higher Education, 2001.

50. Егоров С.И., Титов В.С., Графов О.Б. Декодер Рида-Соломона для цифрового телевидения. // Известия Вузов. Приборостроение. 2013. Т.56. №6. Стр. 51-54.
51. Золотарев В.В., Овечкин Г.В. Эффективные алгоритмы помехоустойчивого кодирования для цифровых систем связи.// Электросвязь. -2003. -№9. -Стр.34.
52. Питерсон У., Уэлдон Э. Коды, исправляющие ошибки. М.: Мир, 1976.
53. Витерби А.Д., Омурда Дж.К. Принципы цифровой связи и кодирования. Пер. с англ. М.:Радио и связь,1982. -536 с.
54. Кларк Дж. мл., Кейн Дж. Кодирование с исправлением ошибок в системах цифровой связи. Перевод с англ. М.: Радио и связь.- 1987.- 392 с.
55. Касами Т., Токура Н., Ивадари Е., Инагаки Я. Теория кодирования. Перевод с японского. М.: Мир. -1976. -576 с.
56. Егоров В.В., Маслаков Д.М. Повышение вероятности доведения широковещательных сообщений ГМССБ при передаче в канале КВ-диапазона в условиях замираний. Труды учебных заведений связи, 2024, Т.10. №1. Стр. 58-64.
57. Егоров В.В., Мингалев А.Н., Тимофеев А.Е. Оценивание вероятности ошибки приема многопозиционных ОФМ сигналов по рабочим сигналам. // Сборник докладов Третьей Всероссийской научной конференции «Радиотехнические, оптические и биотехнические системы. Устройства и методы обработки информации», Санкт-Петербург, 14–22 апреля 2022 г. Стр.122-124.
58. Блох Э.Л., Зяблов В.В. Обобщенные каскадные коды (алгебраическая теория и сложность реализации). М.: Связь. -1976. -240 с.
59. Егоров В.В., Лобов С.А., Маслаков М.Л., Мингалев А.Н., Смаль М.С., Тимофеев А.Е. Устройство оценки вероятности ошибки на бит для сигналов с шестнадцатипозиционной фазовой модуляцией по четырехпозиционным сигналам. Патент на полезную модель RU 187640 U1, 14.03.2019. Заявка № 2018124525 от 04.07.2018.

60. Berrou C., Glavieux A., Thitimajshima P. Near Shannon limit error-correcting coding and decoding: Turbo-codes. // Proceedings IEEE Int. Conference on Communications. -1993. -Geneva. Switzerland. -P.1064-1070.
61. Benedetto S., Montorsi G. Unveiling turbo-codes: Some results on parallel concatenated coding schemes. // IEEE Transactions on Information Theory. -1996. -V.IT-42. -N2.-P.409-428.
62. Hagenauer J., Offer E., Papke L. Iterative decoding of binary block and convolutional codes. // IEEE Transactions on Information Theory. -1996. -V.IT-42. -N2. -P.429-448.
63. Галлагер Р. Коды с малой плотностью проверок на четность. М.: Мир. -1964.
64. Месси Дж. Пороговое декодирование. Пер. с англ. М.: Мир.-1966.208 с.
65. MacKay D.J.C., Neal R.M. Near Shannon limit performance of low-density parity-check codes. // Electronics Letters. -1996. -V.32. -P. 1645-1646.
66. Pyndiah R.M. Near-optimum decoding of product-codes: block turbo-codes. // IEEE Transactions on Communication. 1998. -V.46. -N8. P.1003-1010.
67. Смольянинов В.М., Назаров Л.Е. Оптимальный посимвольный прием сигналов, основанных на линейных кодах в полях $GF(2^m)$. // Радиотехника и электроника. 1999. -Т.44. -№7. Стр. 838-841.
68. Зюко А.Г., Фалько А.И., Панфилов И.П., Банкет В.Л., Иващенко П.В. Помехоустойчивость и эффективность систем передачи информации. - М.:Радио и связь. 1985. -272 с.
69. Коржик В.И., Финк Л.М., Щелкунов К.Н. Расчет помехоустойчивости систем передачи дискретных сообщений. Справочник. М.: Радио и связь, 1981. -232 с.
70. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. М.: Сов. Радио. 1966. -678 с.
71. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. Книга 2. М.: Сов.радио. 1975. -392 с.

72. Феер К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширение спектра. Перевод с англ. М.: Радио и связь, 2000. -520 с.
73. Li J., Lin S., Abdel-Chaffar K., Ryan W.E., Costello D.J. Jr. LDPC Code Designs, Constructions, and Unification. Cambridge. University Press. United Kingdom. 2017.
74. Назаров Л.Е., Шишкун П.В., Батанов В.В. Алгоритмы итеративного некогерентного приема сигналов на основе последовательных турбо-кодов и сигналов Уолша при передаче по нестационарным каналам. // Радиотехника и электроника. 2016. Т.61. №4. Стр. 366-372
75. Digital Video Broadcasting (DVB); DVB-SH Implementation Guidelines ETSI TS 102 584 V1.2.1. European Telecommunications Standards Institute 2011.
76. Tse D. Fundamentals of Wireless Communication. University of California, Berkeley Pramod Viswanath, 2004. 646 p.
77. Витерби Э.Д. Принципы когерентной связи. Пер. с англ. М.: Сов. Радио. 1970.- 392 с.
78. Возенкрафт Дж., Джекобс И. Теоретические основы техники связи. Пер. с англ. М.: Мир. 1969. -640 с.
79. Назаров Л.Е., Батанов В.В. Модели многолучевости распространения сигналов в линиях спутниковых систем связи. // Наукоемкие технологии. 2016. Т.17. №2. Стр. 52-60.
80. Назаров Л.Е., Батанов В.В. Анализ искажений радиоимпульсов при распространении по ионосферным линиям передачи спутниковых систем связи. // Электромагнитные волны и электронные системы. 2016. Т.21. №5. Стр. 37-45.
81. Назаров Л.Е., Батанов В.В., Зудилин А.С., Шишкун П.В. Эмпирические и статистические модели каналов спутниковых подвижных систем связи. Труды VIII Всероссийской научно-технической конференции «Радиолокация и радиосвязь». 24-26 ноября 2014 г., г.Москва. Стр. 131-134.
82. Уилкс С. Математическая статистика. М.: Наука. 1967. 632 с.

83. Мак-Вильямс Ф.Дж., Слоэн Н.Дж.А. Теория кодов, исправляющих ошибки. Пер. с англ. М.: Связь. -1979. - 744 с.
84. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. 1098 с.
85. Боровков А.А. Математическая статистика. Оценка параметров. Проверка гипотез. М.: Наука, 1984. 472 с.
86. Назаров Л. Е., Батанов В.В. Исследование помехоустойчивости оптимального посимвольного приема фазоманипулированных сигналов с корректирующими кодами в недвоичных полях Галуа. // Радиотехника и электронника. 2022. Т.67 №8. Стр. 782-787. DOI: 10.31857/S0033849422080137
87. Назаров Л.Е., Батанов В.В. Алгоритм оптимального посимвольного приема сигналов со сложными «созвездиями» на основе помехоустойчивых кодов в недвоичных полях. Материалы 14-ой международной научно – технической конференции «Перспективные технологии в средствах передачи информации». Владимир, 6-7 октября, 2021. Владим. гос. университет. Владимир: ВлГУ. Стр.230-232.
88. Назаров Л.Е., Батанов В.В. Алгоритмы посимвольного и итеративного приема сигнальных конструкций на основе корректирующих кодов в недвоичных полях Галуа. Труды 19-ой Международной конференции "Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса". Москва, 15-19 ноября 2021.
89. Назаров Л.Е., Батанов В.В. Алгоритмы посимвольного и итеративного приема сигнальных конструкций на основе корректирующих кодов в недвоичных полях Галуа. // Материалы 19-й Международной конференции «Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса». Москва: ИКИ РАН, 2021. С. 42. DOI 10.21046/19DZZconf-2021a, <http://conf.rse.geosmis.ru/files/books/2021/8847.htm>
90. Назаров Л.Е., Батанов В.В. Алгоритм оптимального посимвольного приема сигналов со сложными «созвездиями» на основе помехоустойчивых кодов в

недвоичных полях. В сборнике: Перспективные технологии в средствах передачи информации. материалы 14-ой международной научно-технической конференции. Владимир, 2021. С. 230-232.

<https://elibrary.ru/item.asp?id=48071708>

91. Назаров Л.Е., Батанов В.В., Данилович Н.И. Анализ искажений сигналов с фазовой манипуляцией при распространении по ионосферным спутниковым линиям передачи. // Антенны. 2017. №12. Стр. 17-24.

92. Назаров Л.Е., Батанов В.В. Оценивание искажений радиоимпульсов при распространении по ионосферным линиям спутниковых систем связи. XVI Всероссийская школа-семинар “Физика и применение микроволн” им. А.П. Сухорукова. Можайск, Московская обл. 4-9 июня 2017. Электронный ресурс <http://waves.phys.msu.ru/files/docs/2017/thesis/Section3.pdf>. Стр.16-17.

93. Батанов В.В., Назаров Л. Е., Кутузя Б.Г. Модель искажений частотно-эффективных сигналов при распространении по радиолинии с дождем. // Физические основы приборостроения, 2023. Стр.24-33. DOI: 10.25210/jfop-2301-MD

94. Назаров Л.Е., Батанов В.В. Оценивание искажений радиоимпульсов при распространении по ионосферным линиям передачи спутниковых систем связи. // Доклад на VII Всероссийской научной конференции «Радиофизические методы в дистанционном зондировании сред» 31 мая - 2 июня 2016г. г. Муром. Стр.147-151.

95. Назаров Л. Е., Антонов Д. В., Батанов В.В., Зудилин А.С., Смирнов В.М. Модели сцинтилляции сигналов при распространении по ионосферным спутниковым радиолиниям. // Радиоэлектроника. Наносистемы. Информационные технологии. 2019. Т.11. №1. Стр.57-64.

96. Батанов В.В., Назаров Л.Е. Статистические модели трансионосферных радиолиний с амплитудным замиранием сигналов. // Электромагнитные волны и электронные системы. 2021. Т. 26. № 5. С. 15–22. DOI: <https://doi.org/10.18127/j15604128-202105-02>

97. Назаров Л.Е., Батанов В.В. Статистические модели замираний сигналов при распространении по трансионосферным радиолиниям. Материалы Всероссийской открытой научной конференции [Электронный ресурс] «Всероссийские открытые Армандовские чтения. Современные проблемы дистанционного зондирования, радиолокации, распространения и дифракции волн». Муромский институт Владимира государственного университета имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых 25 – 27 мая 2021 г., Муром: Изд.-полиграфический центр МИ ВлГУ. Стр. 127-131.
98. Назаров Л.Е., Батанов В.В., Смирнов В.М. Статистические модели амплитудных и фазовых замираний сигналов при распространении по трансионосферным радиолиниям. // Материалы 19-й Международной конференции «Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса». Москва: ИКИ РАН, 2021. С. 415. DOI 10.21046/19DZZconf-2021a, <http://conf.rse.geosmis.ru/files/books/2021/8622.htm>
99. Дэвис К. Радиоволны в ионосфере. М.: Мир, 1973.
100. Чернов Ю.А. Распространение радиоволн и прикладные вопросы. М.: Техносфера, 2017. -688 с.
101. ГОСТ Р-25645.15-94. Ионосфера Земли нижняя. Модель глобального распределения концентрации и эффективной частоты соударений электронов для прогнозирования низкочастотных радиополей. М.: Госстандарт России, 1994. – 334 с.
102. Klobuchar J. A. Ionospheric Time-Delay Algorithm for Single Frequency GPS Users. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 1987. V. 23. №3. P.325-331. <https://doi.org/10.1109/TAES.1987.310829>
103. Bilitza D., McKinnell L.-A., Reinisch B., Fuller-Rowell T. The International Reference Ionosphere (IRI) today and in the future. Journal of Geodesy. 2011. V.85 (12). P.909-920. <https://doi.org/10.1007/s00190-010-0427-x>
104. Крюковский А.С., Лукин Д.С., Кирьянова К.С. Метод расширенной бихарактеристической системы при моделировании распространения

- радиоволн в ионосферной плазме. // Радиотехника и электроника. 2012. Т.57. №9. Стр. 1028-1034.
105. Назаров Л. Е., Батанов В.В. Статистические модели трансионосферных радиолиний с фазовыми замираниями сигналов. // Радиотехника и электроника. 2022. Т.67 №11. Стр. 1133-1139.
DOI: 10.31857/S0033849422110110
106. Пашинцев В.П., Шевченко В.А., Скорик А.Д. Метод оценки влияния неоднородностей в ионосфере на характеристики канала спутниковой связи с кодированием. // Двойные технологии. 2012, №4 (61). Стр. 10-16.
107. Рытов СМ, Кравцов ЮА, Татарский В.И. Введение в статистическую радиофизику. Т. 2. Случайные поля. М.: Наука, 1978.
108. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. Книга первая. М.: Сов. радио. -1969. -752 с.
109. Назаров Л. Е., Батанов В. В., Кутузов Б. Г. Влияние трансионосферных линий передачи на вероятностные характеристики при приеме сигналов с фазовой манипуляцией. // Радиотехника и электроника, 2023, том 68, № 1, с. 60–68. DOI: 10.31857/S0033849423010102
110. Пожидаев В.Н. Оценки ослабления и обратного рассеяния миллиметровых радиоволн в метеорологических образованиях. // Радиотехника и электроника, 2010. Том 55. № 11. С. 1311–1318.
111. Никольский В.В. Электродинамика и распространение радиоволн. М.; Наука, 1973.
112. Dvorak S.L., Dudley D.G. Propagation of Ultrawideband Electromagnetic Pulses Through Dispersive Media. // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. 1995. V.37. N2. P.192-200.
113. Лукин, Д.С., Палкин Е.А. Численный канонический метод в задачах дифракции и распространения электромагнитных волн в неоднородных средах. М.: МФТИ, 1982. 159 с.

114. Ionospheric propagation data and prediction methods required for the design of satellite services and systems. Recommendation ITU-R P.531-11 (01/2012).
115. Назаров Л.Е., Батанов В.В. Исследование влияния трансионосферных линий передачи на вероятностные характеристики приема сигналов с фазовой манипуляцией. // Известия Российской академии наук. Серия физическая. 2018. Т.82. №11. Стр. 1584-1589.
116. Батанов В.В., Кутуза Б.Г., Назаров Л.Е. Исследования вероятностных характеристик приема цифровых сигналов при распространении по спутниковым ионосферным радиолиниям. // Материалы Всероссийской открытой научной конференции «Современные проблемы дистанционного зондирования, радиолокации, распространения и дифракции волн». Муром: МИ ВлГУ, 2022. 586 с Стр.101-106. DOI: 10.24412/2304-0297-2022-1-101-104
117. Батанов В.В., Назаров Л.Е. Влияние трансионосферных линий на вероятностные характеристики приема сигналов. // Доклад на Восемнадцатой Всероссийской Открытой конференции «Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса (Физические основы, методы и технологии мониторинга окружающей среды, потенциально опасных явлений и объектов). 2020, Москва, 16-20 ноября.
118. Батанов В.В., Назаров Л.Е. Оценка влияния ионосферы спутниковых линий связи при обнаружении сигналов в системах синхронизации. // Сборник тезисов IV Всероссийской микроволновой конференции. Москва, 23-25 ноября 2016 г. Издание JRE - ИРЭ им. В.А.Котельникова РАН, Москва. Стр. 319-322.
119. Батанов В.В., Назаров Л.Е. Оценка вероятностных характеристик обнаружения синхронизирующих сигналов при распространении по спутниковым ионосферным линиям связи. // Тезисы докладов http://smiswww.iki.rssi.ru/d33_conf/thesisshow.aspx?page=133&thesis=5599. Четырнадцатая Всероссийская Открытая конференция “Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса”. Москва, 14-18 ноября 2016 г.

120. Назаров Л.Е., Батанов В.В. Вероятностные характеристики обнаружения радиоимпульсов при распространении по ионосферным линиям передачи спутниковых систем связи. // Радиотехника и электроника. 2017. Т.62. №9. Стр.866-874. <https://link.springer.com/article/10.11342FS1064226917090169>
121. Градштейн И.С., Рыжик И.М. Таблицы интегралов, сумм, рядов, и произведений. М.: Гос. изд. физико-математической литературы, 1963. 1100 с.
122. Nazarov L.E., Batanov V.V. Analysis of the ionosphere influence on the probability of broadband signal with phase-shift keying reception in satellite communication systems. NOV 25-27, 2020. 7TH ALL-RUSSIAN MICROWAVE CONFERENCE (RMC). Proceedings Paper, p.233-234. www.webofscience.com/wos/woscc/full-record/WOS:000680675500058.
123. Батанов В.В., Назаров Л.Е. Анализ влияния ионосферы на вероятностные характеристики приема сигналов с фазовой манипуляцией в спутниковых системах связи. // Сборник трудов XI Всероссийской научно-технической конференции «Радиолокация и радиосвязь». Москва. 27-29 ноября 2017 г. Стр.
124. Назаров Л.Е., Батанов В.В., Назарова З.Т. Анализ влияния ионосферы на вероятностные характеристики приема сигналов в спутниковых системах передачи информации. Материалы Всероссийской научной конференции «Современные проблемы дистанционного зондирования, радиолокации, распространения и дифракции радиоволн». Муром, 27-29 июня 2017 г. Стр.42.
125. Батанов В.В., Назаров Л.Е. Вероятностные характеристики приема сигналов с фазовой манипуляцией при передаче по трансионосферным линиям связи. // Международная конференция «Актуальные проблемы математической физики». Москва, 2019, 27-30 ноября 2019.
126. Назаров Л.Е., Батанов В.В. Исследование вероятностных характеристик приема информационно-емких цифровых сигналов при распространении по анизотропным трансионосферным радиолиниям. // Материалы 22-й Международной конференции «Современные проблемы дистанционного

зондирования Земли из космоса», Москва, ИКИ РАН, 11–15 ноября 2024 г. ISBN 978-5-00015-067-2. Стр.447.

127. Назаров Л.Е., Батанов В.В., Назарова З.Т. Исследование помехоустойчивости посимвольного приема информационно-емких цифровых сигналов при распространении по трансионосферным каналам с замираниями. // Всероссийские открытые Армандовские чтения «Современные проблемы дистанционного зондирования, радиолокации, распространения и дифракции волн». Материалы Всероссийской открытой научной конференции. Муром: МИ ВлГУ, 2024. –524 с. ISSN 2304-0297. Стр.344-347. DOI: 10.24412/2304-0297-2024-1-344-347

128. Назаров Л.Е., Батанов В.В. Исследование помехоустойчивости оптимального посимвольного приема сигналов с корректирующим кодированием в полях Галуа для каналов с замиранием. // 26-я Международная конференция «Цифровая обработка сигналов и её применение – DSPA-2024». РНТОРЭС имени А.С. Попова, 2024, 27-29 марта, Москва, Россия, доклады, proceedings. Серия: Цифровая обработка сигналов и её применение Выпуск: XXVI. Стр. 9-12.

129. Назаров Л.Е., Батанов В.В., Назарова З.Т. Исследование помехоустойчивости посимвольного приема информационно-емких цифровых сигналов при распространении по трансионосферным каналам с замираниями. В сборнике: Современные проблемы дистанционного зондирования, радиолокации, распространения и дифракции волн. Всероссийские открытые Армандовские чтения. Материалы Всероссийской открытой научной конференции. Муром, 2024. С. 344-347.

130. Назаров Л.Е., Батанов В.В. Помехоустойчивость посимвольного приема цифровых сигналов с корректирующим кодированием в полях Галуа для трансионосферных радиолиний с замиранием. // Материалы 22-й Международной конференции «Современные проблемы дистанционного

зондирования Земли из космоса», Москва, ИКИ РАН, 11–15 ноября 2024 г. ISBN 978-5-00015-067-2. Стр.48.

131. Назаров Л.Е., Батанов В.В. Исследование помехоустойчивости оптимального посимвольного приема сигналов с корректирующим кодированием в полях Галуа для каналов с замиранием. // 26-я Международная конференция «Цифровая обработка сигналов и её применение – DSPA-2024», Москва, Россия, доклады. Серия: Цифровая обработка сигналов и её применение Выпуск: XXVI Стр.9-12.

132. Назаров Л.Е., Батанов В.В., Назарова З.Т. Модели искажений цифровых сигналов сцинтилляции сигналов при распространении по ионосферным спутниковым радиолиниям. Материалы Всероссийской открытой научной конференции «Современные проблемы дистанционного зондирования, радиолокации и дифракции радиоволн». Муром: Изд. –полиграфический Центр МИ ВлГУ, 2019. Стр. 212-218

133. Назаров Л.Е., Шишкин П.В., Батанов В.В. Алгоритмы итеративного некогерентного приема сигналов на основе последовательных турбо-кодов и сигналов Уолша при передаче по нестационарным каналам. // Радиотехника и электроника. 2016. Т.61. №4. Стр. 366-372

134. Назаров Л.Е., Батанов В.В. Алгоритмы приема последовательных турбо-кодов на основе ОФМ в системах связи с переключением частоты. Труды VIII Всероссийской научно-технической конференции «Радиолокация и радиосвязь». 24-26 ноября 2014 г., г.Москва. Стр. 297-299.

135. Батанов В.В., Назаров Л.Е. Анализ влияния ионосферы на вероятностные характеристики приема сигналов с фазовой манипуляцией в спутниковых системах связи. Пятнадцатая Всероссийская открытая конференция «Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса». 2017. Москва. 13-17 ноября. Электронный ресурс http://smiswww.iki.rssi.ru/d33_conf/thesisshow.aspx?page=144&thesis=6214.

136. Назаров Л.Е., Батанов В.В. Оценивание вероятностных характеристик приема КАМ-сигналов при распространении по трансионосферным радиолиниям. // В сборнике: Всероссийские открытые Армандовские чтения. Современные проблемы дистанционного зондирования, радиолокации, распространения и дифракции волн. материалы Всероссийской открытой научной конференции. Муром, 2021. С. 132-137. <http://elibrary.ru/item.asp?id=48769954>
137. Батанов В.В., Назаров Л. Е. Оценивание вероятностных характеристик приема КАМ-сигналов при распространении по трансионосферным радиолиниям. // Физические основы приборостроения. 2021. Т.10. №2(40) Стр. 42-48.
138. Назаров Л.Е., Батанов В.В. Алгоритмы компенсации искажений широкополосных сигналов при распространении по спутниковым ионосферным радиолиниям. Труды XXVII Всероссийской открытой научной конференции. 28 июня - 3 июля 2021 года. Калининград. Научное электронное издание. Издательство Балтийского федерального университета им. И. Канта. Стр.626-628. <https://elibrary.ru/item.asp?id=47423526>
139. Батанов В.В., Назаров Л.Е. Алгоритм компенсации искажений широкополосных сигналов при распространении по спутниковым ионосферным радиолиниям. // Геомагнетизм и аэрономия. 2022. Т.64. №4. Стр. 528-536.
140. Батанов В. В., Назаров Л. Е. Алгоритм приема широкополосных сигналов при распространении по трансионосферным линиям. // Физические основы приборостроения. 2020. Т. 9. № 4(38). С. 24–29. DOI: 10.25210/jfop-2004-024029
141. Батанов В.В., Назаров Л. Е. Алгоритмы компенсации искажений сигналов при распространении по спутниковым ионосферным радиолиниям. // Журнал радиоэлектроники. 2021. №6. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2021.6.1>

142. Назаров Л.Е., Батанов В.В. Компенсация искажений сигналов при распространении по трансионосферным радиолиниям с использованием глобальных моделей земной ионосфера. Материалы 20-й Международной конференции «Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса» Москва, ИКИ РАН, 14–18 ноября 2022 г. Электронный сборник материалов конференции ISBN 978-5-00015-056-6; DOI 10.21046/20DZZconf-2022a DOI 10.21046/20DZZconf-2022a
143. Тихонов А.Н., Арсенин В.Я. Методы решения некорректных задач. М.: Наука. Главная редакция физико-математической литературы, 1979. 284 с.
144. Crane R.K. Ionospheric Scintillation. // Proceeding of IEEE. 1977. V. 65, P.180-199. doi:10.1109/proc.1977.10456
145. Whitney H.E., Basu S. The effect of ionospheric scintillation of VHF/UHF satellite communications. // Radio Science. 1977. V12. N1. P. 123-133
146. Beniquel Y., Forte B., Radiccella S.M., Strangways H.J., Cherm V.E., Zernov N.N Scintillations effects on satellite to Earth linrs for telecommunication and navigation purposes. // Annals of Geophysics. Supplement to Vol. 47, N 2/3, 2004, P.1179-1199.
147. Назаров Л.Е., Денисова А.С., Киреев А.А., Махров П.С., Пискарев Я.А., Батанов В.В. Исследование радиоканалов передачи информации спутниковой системы КОСПАС-САРСАТ. Материалы 20-й Международной конференции «Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса» Москва, ИКИ РАН, 14–18 ноября 2022 г. Электронный сборник материалов конференции ISBN 978-5-00015-056-6; DOI 10.21046/20DZZconf-2022a DOI 10.21046/20DZZconf-2022a
148. Назаров Л.Е., Киреев А.А., Махров С.П., Пискарев Я.А., Батанов В.В. Исследование каналов передачи информации спутниковой информационной системы КОСПАС-САРСАТ. // Сборник трудов XV Всероссийской научно-технической конференции «Радиолокация и радиосвязь». 21-23 ноября. 2022. Москва. Стр. 66-69.

149. Priyadarshi S. Review of Ionospheric Scintillation Models. // Surveys in Geophysics. 2015. V.36. N2. P.295-324.
150. Намгаладзе А.А. и др. Глобальная численная модель термосферы, ионосферы и протоносферы Земли. // Геомагнетизм и аэрономия. 1990. —т. 30, № 4. — с. 612—619.
151. Черниговская М.А., Сетов А.Г., Ратовский К.Г. и др. Изменчивость ионосферы над Евразией во время магнитных бурь по данным цепи высоколатитудных ионозондов // Материалы 21-й Международной конференции «Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса». Москва: ИКИ РАН, 2023. С. 326. DOI 10.21046/21DZZconf-2023a

Приложение 1 Перечень принятых сокращений

BCH	Bose-Chaudhuri-Hocquenghem codes (блоковые циклические коды Боуза-Чоудхури-Хоквингема)
CCSDS	consultative committee for space data systems (консультативный комитет по системам космических данных)
DVB	digital video broadcasting (цифровое видеовещание)
GPS	global positioning system (система глобального позиционирования)
LDPC	low density parity code (блоковые низкоплотностные коды)
MUOS	mobile User Objective System (система спутниковой связи)
NNSS	US Navy Navigational Systems Satellites (низкоорбитальных спутников морской навигационной системы)
RINEX	receiver independent exchange format (аппаратно-независимый формат обмена навигационными данными)
UHF	ultra high frequency (диапазон дециметровых волн 300-3000 МГц)
UT	universal time (всемирное время)
VHF	very high frequency (диапазон метровых волн 30- 300 МГц)
АБГШ	аддитивный белый гауссовский шум
АФМ	амплитудно-фазовая манипуляция
ВАК	высшая аттестационная комиссия
ГЛОНАСС	глобальная навигационная спутниковая система
ДЗЗ	дистанционное зондирование Земли
КАМ	квадратурно-амплитудная манипуляция
МКИ	межканальная интерференция
МСИ	межсимвольная интерференция
ОКР	опытно-конструкторская работа
РС	код Рида-Соломона
РФФИ	Российский фонд фундаментальных исследований
СИС	спутниковые информационные системы
СКО	среднее квадратичное отклонение
ФМ	фазовая манипуляция
ЭВМ	электронная вычислительная машина

Приложение 2 Акт об использовании результатов диссертации в разработке АО
«Российские Космические Системы»



АКТ

об использовании научных положений и выводов диссертационной работы
Батанова Виталия Викторовича на соискание научной степени к.ф.-м.н.
в разработке АО «Российские Космические Системы»

Комиссия в составе: председателя – главного конструктора по направлению систем поиска и спасания Федосеева А.В. и членов – заместителя начальника отдела, главного конструктора ОКР “Надежда-М2” Семина В.И., старшего научного сотрудника к.т.н Киреева, составила настоящий акт о том, что полученные Батановым В.В. в ходе диссертационных исследований по теме «Развитие теории передачи цифровых сигналов по спутниковым радиолиниям с частотной и временной дисперсией» результаты использованы в АО «Российские космические системы» при создании программного обеспечения станции приема сигналов аварийных радиобуев, ретранслированных среднеорбитальными КА, в условиях воздействия помех в P -и L -частотных диапазонах (ОКР «Надежда-М2»).

Созданный Батановым В.В. математический аппарат и программное обеспечение (ПО) позволяет оценить ряд существенных статистических характеристик ионосферных радиолиний, в частности, диапазонов вариаций сигнал/помеха и индекса сцинтиляций, времени стационарности радиолиний.

Указанный математический аппарат применен в ОКР “Надежда-М2” в программе «Выделение помех» ВЛТФ.00002-01 для оценки энергетического бюджета спутниковых радиолиний P -, L -частотных диапазонов, анализа надежности обнаружения сигналов и точности вычисления координат аварийных радиобуев 2-го поколения международной аварийно-спасательной системы КОСПАС-САРСАТ.

С участием диссертанта также выполнены мероприятия по отработке теоретических положений распространения сигналов в ионосфере и апробация разработанного им программного обеспечения с использованием реальных сигнальных потоков, полученных от среднеорбитальных КА системы КОСПАС-САРСАТ на приемных средствах Стенда главного конструктора, расположенных на территории АО «Российские космические системы».

Председатель комиссии: _____ А.В. Федосеев

Члены комиссии: _____ В.И. Семин

_____ А.А. Киреев

Приложение 3 Акт об использовании результатов диссертации в разработке
Московского технического университета связи и информатики (МТУСИ).

«УТВЕРЖДАЮ»

Проректор по научной работе МТУСИ

Ю.Л. Леохин

2025 г.



М.П.

АКТ

об использовании результатов диссертационной работы Батанова Виталия Викторовича на соискание научной степени к.ф.-м.н. по теме «Развитие теории передачи цифровых сигналов по спутниковым радиолиниям с частотной и временной дисперсией» в МТУСИ.

Комиссия в составе: М.В. Терешонок, И.В. Головкин, Н.В. Кленов составила настоящий акт о том, что:

результаты диссертации Батанова В.В. использованы при реализации СЧ ОКР, выполняемой МТУСИ в рамках создания спутниковой информационной системы КИЧ-частотного диапазона.

Батановым В.В. созданы методика и соответствующее ПО, позволяющие оценить влияние спутниковой радиолинии с гидрообразованием (туман) на надежность передачи информации с учетом диэлектрических свойств среды распространения.

Данный подход дает возможность количественного вычисления затухания и искажений цифровых сигналов за счет поглощающих и дисперсионных свойств среды распространения спутниковых радиолиний указанного частотного диапазона и выше, что является необходимым при оценке энергетического бюджета для расчета помехоустойчивости передачи.

Апробация теоретических положений и разработанного ПО выполнена диссертантом на технических средствах рабочего места, содержащего имитатор спутниковой радиолинии, расположенного на территории МТУСИ.

Председатель комиссии:

Начальник НИО 49 МТУСИ, д.т.н.

М.В. Терешонок

Члены комиссии:

Заведующий лабораторией 4903, к.т.н.

И.В. Головкин

Главный научный сотрудник, д.т.н.

Н.В. Кленов

Приложение 4 Акт об использовании результатов диссертации в разработке Федерального государственного бюджетного учреждения науки Института радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН.

Минобрнауки России
Фрязинский филиал Федерального государственного бюджетного учреждения науки
ИНСТИТУТА РАДИОТЕХНИКИ И ЭЛЕКТРОНИКИ им. В.А.КОТЕЛЬНИКОВА
РОССИЙСКОЙ АКАДЕМИИ НАУК
(ФИРЭ им. В.А.Котельникова РАН)

площадь им. академика Б.А. Введенского, д. 1, Московская область, Фрязино, 141190

Тел. +7(496)565-26-85, факс +7(496)565-24-07, <http://fireras.su>
 ОКПО 02699760 ОГРН 1027700183708 КПП КНЦ 7703053425/505202001

01.04.2025 № 411210-01-90

На № _____ от _____



УТВЕРЖДАЮ

Директор ФИРЭ им. В.А.Котельникова РАН

Смирнов В.М.

» 04 2025 г.

АКТ

об использовании в Федеральном государственном бюджетном учреждении науки
 Института радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова Российской академии наук
 результатов диссертационной работы Батанова Виталия Викторовича
 на соискание научной степени к.ф.-м.н.
 по теме «Развитие теории передачи цифровых сигналов по спутниковым радиолиниям с
 частотной и временной дисперсией».

Настоящий акт составлен комиссией в составе
 главного научного сотрудника, д.ф.-м.н. А.И. Захарова, ведущего научного сотрудника,
 к.ф.-м.н. В.П. Саворского об использовании результатов диссертационной работы
 Батанова В.В. при выполнении:

- СЧ ОКР «Участие в разработке эскизного проекта в части разработки алгоритмов, решающих задачи приема и декодирования сигналов АРБ-2 2-го поколения и мониторинга помех», (шифр «Надежда-М2-ИРЭ»);
- СЧ ОКР «Разработка программ выделения сигналов аварийных радиобуёв системы КОСПАС-САРСАТ с кодовым разделением и выделения источников помех в диапазоне 406.0–406.1 МГц», (шифр "СПО-ФИРЭ").

Результаты диссертационной работы Батанова В.В. при выполнении данных СЧ ОКР
 использованы в части экспериментальных исследований и анализа качества радиолинии
 P - (канал «вверх»), L - (канал «вниз») частотных диапазонов.

На базе разработанной методики анализа помех радиолинии и созданного
 программного обеспечения произведено исследование состава сосредоточенных по
 спектру помех в дополнение к тепловым шумам, влияющих на вероятностные
 характеристики обнаружения и приема цифровых сигналов, на диапазон изменений
 сигнал/помеха. С участием В.В. Батанова произведена апробация теоретических
 положений и программного обеспечения при выполнении СЧ ОКР с использованием
 реальных входных реализаций на вычислительных средствах ФИРЭ им. В.А.
 Котельникова РАН.

А.И. Захаров

В.П. Саворский