

Федеральное государственное автономное
образовательное учреждение высшего образования
«СИБИРСКИЙ ФЕДЕРАЛЬНЫЙ УНИВЕРСИТЕТ»

На правах рукописи



Луферчик Антон Валерьевич

**РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ АДАПТИВНЫХ МОДЕМОВ
СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ВОЛН**

Специальность 2.2.13 – Радиотехника, в том числе системы
и устройства телевидения

Диссертация

на соискание учёной степени кандидата технических наук

Научный руководитель:
доктор технических наук Галеев Р.Г.

Красноярск - 2024

Содержание

ВВЕДЕНИЕ	4
ГЛАВА 1. СОВРЕМЕННОЕ СОСТОЯНИЕ И ТЕНДЕНЦИИ РАЗВИТИЯ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ ММДВ	13
1.1 Анализ международных стандартов обмена данными в спутниковых сетях связи.	14
1.1.1 Стандарт цифрового спутникового видеовещания (<i>DVB-S</i>).....	16
1.1.2 Стандарт второго поколения <i>DVB-S2</i>	19
1.1.3 Расширение над стандартом <i>DVB-S2X</i>	25
1.2 Способы организации связи в сетях VSAT	28
1.2.1 Сети VSAT по топологии «точка-точка».....	32
1.2.2 Сети VSAT по топологии «звезда».....	34
1.2.3 Сети VSAT по топологии «каждый с каждым»	36
1.3 Выводы по главе 1	40
ГЛАВА 2 ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ ММДВ	42
2.1 Спутниковый радиоканал ММДВ диапазона для высокоскоростной передачи данных в Арктике.....	45
2.1.1 Ослабление сигнала в спутниковом радиоканале ММДВ диапазона	47
2.2 Применение эффективных многопозиционных видов модуляции сигналов	54
2.3 Помехоустойчивое кодирование в спутниковых каналах связи.....	59
2.4 Адаптивный выбор сигнально-кодовых конструкций в зависимости от условий распространения сигнала	68
2.5 Адаптация и рандомизация транспортного потока.....	72
2.6 Выбор структуры фрейма	79
2.6.1 Структура перемежителя бит	81
2.7 Выводы по главе 2	82
ГЛАВА 3. ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ ПРИЁМА, ДЕМОДУЛЯЦИИ И ДЕКОДИРОВАНИЯ МНОГОПОЗИЦИОННЫХ СИГНАЛОВ.....	85
3.1 Сигналы с многопозиционной фазовой и амплитудно-фазовой модуляцией	85
3.2 Помехоустойчивость сигналов с многопозиционной фазовой и амплитудно-фазовой модуляцией	91
3.3 Анализ помехоустойчивости спутникового модема.....	93
3.4 Моделирование спутникового модема ММДВ диапазона.....	97
3.5 Влияние коэффициента «сглаживания» спектра на энергетическую эффективность.....	101
3.6 Линеаризация радиопередающего тракта с использованием цифровых предыскажений	110
3.7 Помехоустойчивость сигналов с фазовой и амплитудно-фазовой модуляцией с учётом паразитного фазового шума	115

3.8 Выводы по главе 3	131
ГЛАВА 4. РЕАЛИЗАЦИЯ СПУТНИКОВЫХ МОДЕМОВ НА СОВРЕМЕННЫХ АППАРАТНЫХ ПЛАТФОРМАХ НА БАЗЕ ПЛИС	133
4.1 Структурные схемы трактов передачи и приёма спутникового модема	134
4.1.1 Архитектура передающего тракта модема	134
4.1.2 Архитектура приёмного тракта модема.....	136
4.2 Структурная схема спутникового модема	141
4.3 Выбор и обоснование элементной базы ЦОС	145
4.4 Станция автоматизированной помехозащищённой спутниковой связи	148
4.4.1 Испытания опытного образца абонентской мобильной станции спутниковой связи Р-446-АМ.....	152
4.5 Выводы по главе 4	158
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	160
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ	165
Приложение А Внешний вид модема ММДВ.....	176
Приложение Б Патенты, полученные в ходе исследования.....	178
Приложение В Акт о внедрении результатов диссертационной работы.....	180

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы исследования

Системы спутниковой связи (ССС) развиваются быстрыми темпами, вследствие чего частотный ресурс геостационарной орбиты в S - и K_u -диапазонах близок к насыщению. Поэтому в настоящее время актуальной задачей является освоение K_a -диапазона частот для спутниковой связи, особенно при использовании новых телекоммуникационных технологий. Перспективность СССР миллиметрового диапазона волн (ММДВ) обусловлена в первую очередь широкими полосами выделенных частот. Это позволяет использовать многопозиционные виды фазовой и амплитудно-фазовой модуляции с высокой спектральной эффективностью (до 7,6 (бит/с)/Гц).

В следствии более узких ширин диаграмм направленностей, а также большим коэффициентам усиления антенн ММДВ появляется возможность организации трудно обнаруживаемых каналов связи и ослабление интерференционных помех. В ММДВ происходит уменьшение требований к выходной мощности усилителя и уменьшаются массогабаритных характеристик ретрансляторов.

Отличительной особенностью современных сетей спутниковой связи ММДВ является переход к стандартам обмена данными, регламентирующим как построение спутниковых модемов, так и сетей в целом. Стандарты обмена данными являются общепризнанными международными документами, регламентирующими режимы работы спутниковых систем цифровой передачи сигналов с различными вариантами сигнально-кодовых конструкций.

Важным направлением развития СССР ММДВ является использование многолучевой технологии *HTS (High Throughput Satellite)* в сочетании с обработкой и/или коммутацией сигналов на борту. Используемая в K_a -диапазоне многолучевая технология (*multibeam*) позволяет использовать антенны меньшего диаметра. Следствием использования многолучевой технологии является увеличение эквивалентной изотропной излучаемой мощности (ЭИИМ)

бортовых ретрансляторов и снижение требуемой добротности земных станций. В сочетании с широкой полосой увеличение ЭИИМ обеспечивает возможность передачи в K_a -диапазоне больших объёмов информации с высокой скоростью. Использование многолучевых антенн обеспечивает увеличение суммарной пропускной способности систем до десятков Гбит/с и снижает стоимость приемно-усилительных трактов терминалов за счет повышения достигаемой в точке приема ЭИИМ.

Основным недостатком спутниковых радиоканалов K_a -диапазона является зависимость от метеорологических условий. Для снижения негативного воздействия погодных условий на спутниковые радиоканалы K_a -диапазона целесообразно использовать адаптивные механизмы, динамически меняющие в зависимости от метеоусловий скорость передачи данных, тип кодирования, модуляцию и мощность сигнала. Подобные решения гарантируют трансляцию приоритетного трафика практически в любых метеоусловиях и любых широтах.

Одним из приоритетных направлений развития отечественных ССС ММДВ является построение сетей спутниковой связи в Арктическом регионе. Это – составная часть реализации проекта «СФЕРА» [1], включающего развертывание систем связи и дистанционного зондирования Земли. Задача высокоскоростной передачи данных в Арктике в K_a/Q -диапазонах частот (20/44 ГГц) может быть решена с использованием орбитальной группировки специализированных спутников связи, расположенных на высоких эллиптических орбитах типа «Молния-3» (или аналогичного типа). Использование для заданной цели российских коммерческих структур, обладающих развитой сетью информационных каналов, в том числе мирового Интернета, также целесообразно с точки зрения экономической эффективности.

Модемы современных станций спутниковой связи ММДВ должны удовлетворять требованиям высокой помехоустойчивости и скрытности, а также высокой скорости передачи данных. Непрерывный рост требований к помехозащищённости и пропускной способности спутниковых модемов ММДВ сти-

мулирует поиск новых видов энергетически и спектрально-эффективных сигнально-кодовых конструкций и алгоритмов их обработки.

Важным направлением в практическом применении рекомендаций международных стандартов обмена данными является разработка адаптивных унифицированных модемов с интеграцией большого числа режимов связи с возможностью управления режимами работы станций, включая адаптацию по энергетике и скорости передачи.

Актуальность данного исследования определяется недостаточной проработкой в известной литературе вопросов, связанных с реализацией спутниковых модемов с применением стандартов обмена данными, позволяющих создавать системы с гибкой архитектурой, которая может изменяться при помощи программного обеспечения.

Необходимость разработки новых методов и алгоритмов адаптации модемного оборудования спутниковых систем связи ММДВ к изменяющимся условиям распространения радиоволн путем вариации режима работы и оперативного выбора сигнально-кодовых конструкций определяется недостаточным развитием таких методов в известной литературе.

Степень разработанности темы исследования

Вопросам теории и практики применения стандартов обмена данными в спутниковых системах связи посвящены работы российских и зарубежных исследователей А.И. Аболиц, В.М. Артюшенко, А.М. Сомов, С.Ф. Корнеев, Alberto Ginesi, Feng-Wen Sun, Lin-Nan Lee, Emmanuel Boutillon, Joon Tae Kim, Guy Lesthievant, Stefano Cioni и др.

В известных работах не нашли должного отражения вопросы практического применения в спутниковых модемах рекомендаций общепринятых стандартов обмена данными в части адаптации по скорости передачи данных, типу сигнально-кодовых конструкций (видам модуляции и кодирования), а также мощности сигнала передачи при изменении метеоусловий распространения радиосигналов ММДВ.

Кроме того, в литературе мало информации относительно реализации модемов отечественных спутниковых систем ММДВ, удовлетворяющих требованиям современных стандартов обмена данными по помехоустойчивости, скорости передачи данных и другим показателям. В частности, это относится к адаптивным модемам, позволяющим оперативно изменять вид модуляции и скорость помехоустойчивого кода для адаптации канала связи ММДВ к меняющимся условиям распространения радиосигналов.

Объектом исследований являются адаптивные унифицированные модемы спутниковых станций связи ММДВ.

Предметом исследования является совокупность эффективных методов и средств повышения скорости и достоверности передачи данных адаптивных унифицированных модемов спутниковых станций связи ММДВ.

Целью работы является повышение энергетической эффективности и скорости передачи данных в модемах спутниковых станций связи ММДВ за счёт использования помехоустойчивых сигнально-кодовых конструкций на основе многопозиционных видов фазовой и амплитудно-фазовой модуляции с адаптацией по виду модуляции, скорости помехоустойчивого кодирования и мощности сигнала.

Для достижения поставленной цели решены следующие задачи:

1. Сравнительный анализ международных стандартов обмена данными в спутниковых сетях связи с целью выбора наиболее приемлемого стандарта.
2. Разработка предложений по обеспечению высокоскоростной передачи данных в Арктике в K_a/Q -диапазонах частот с использованием орбитальной группировки специализированных спутников связи на высоких эллиптических орбитах.
3. Разработка модели спутникового канала ММДВ диапазона с использованием спутников связи на высоких эллиптических орбитах.
4. Разработка и исследование алгоритмов адаптации по скорости передачи данных, типу сигнально-кодовых конструкций (видам модуляции и ко-

дирования), а также мощности сигнала передачи при изменении условий распространения сигнала.

5. Исследование применения сигнально-кодовых конструкций на основе многопозиционных видов модуляции *PSK* и *APSK* и помехоустойчивого кодирования, а также возможности их унификации для модемов спутниковых сетей связи.

6. Исследование влияния коэффициента «сглаживания» формирующего фильтра на пик-фактор и энергетическую эффективность *APSK*-сигналов.

7. Исследование эффективности алгоритма цифровых предискажений *APSK*-сигналов для линеаризации усилителя мощности передатчика.

8. Исследование помехоустойчивости спутникового модема *APSK*-сигналов с учётом фазового шума гетеродина и разработка рекомендаций по допустимому уровню фазового шума.

9. Натурные испытания разработанных модемов спутниковых станций связи по оценке их энергетической эффективности и пропускной способности.

Научная новизна полученных в диссертации результатов состоит в том, что впервые:

1. Обоснованы нормы допустимого уровня фазового шума гетеродина для многопозиционных видов модуляции *PSK* и *APSK* с числом позиций от 8 до 256.

2. Обосновано применение квазистационарной модели спутникового канала связи ММДВ диапазона с использованием спутников связи на высокоэллиптических орбитах для анализа эффективности сигнально-кодовых конструкций на основе многопозиционных видов модуляции *PSK* и *APSK* и помехоустойчивого кодирования, а также методов адаптации к условиям распространения радиоволн путём оперативного выбора сигнально-кодовых конструкций, энергетики и информационной скорости.

3. Исследовано влияние снижения коэффициента «сглаживания» формирующего фильтра с целью повышения спектральной эффективности на

требуемый запас линейности усилителя мощности передатчика ММДВ из-за увеличения пик-фактора *APSK*-сигналов с числом позиций до 256.

4. Исследована эффективность алгоритма цифровых предскажений, позволяющего существенно ослабить негативное влияние нелинейности усилителя мощности передатчика ММДВ на качество созвездия *APSK*-сигнала с числом позиций до 256.

Теоретическая значимость работы:

1. Усовершенствована методика определения паразитных составляющих в спектре сигнала, обусловленных интермодуляционными компонентами третьего и пятого порядка в каналах связи ММДВ.

2. Модифицирован алгоритм адаптации системы ввода предскажений на основе рекурсивного метода наименьших квадратов с уменьшением времени сходимости, сокращением вычислительных затрат и повышением стабильности.

Практическая значимость работы:

1. Усовершенствована методика расчёта затухания сигнала в K_a/Q -диапазонах частот для канала с использованием спутников связи на высоких эллиптических орбитах.

2. Разработаны предложения по обеспечению высокоскоростной передачи данных в Арктике в K_a/Q -диапазонах частот с использованием орбитальной группировки специализированных спутников связи на высоких эллиптических орбитах.

3. Разработаны имитационные модели в среде *Matlab/simulink* для исследования спектральной и энергетической эффективности сигнально-кодовых конструкций на основе многопозиционных видов модуляции *PSK* и *APSK* и помехоустойчивого каскадного кодирования *VCH+LDPC* в унифицированных адаптивных модемах спутниковых станций связи ММДВ.

4. Результаты теоретических и экспериментальных исследований диссертационной работы могут быть использованы при разработке унифицированных адаптивных спутниковых модемов ММДВ.

Методология и методы исследования

В работе использованы методы теории сигналов, спектрального анализа, теории передачи дискретных сообщений и цифровой обработки сигналов, программного обеспечения математического моделирования *Matlab/Simulink*. Для подтверждения полученных результатов выполнены лабораторные и натурные испытания разработанных модемов ММДВ.

Положения, выносимые на защиту:

1. Снижение коэффициента «сглаживания» фильтра Найквиста от значений 0,5 до 0,05, повышая на 40% спектральную эффективность *APSK*-сигналов с позиционностью от 16 до 256, требует увеличения запаса линейности усилителя мощности в ССС ММДВ передатчика на 3,5 дБ, что приводит к энергетическим потерям 3,5 дБ из-за увеличения пик-фактора.

2. Применение цифровых предискажений снижает негативное влияние нелинейности радиопередающего тракта спутниковой станции связи ММДВ на качество созвездия *APSK*-сигнала с числом позиций до 256 – обеспечивает снижение уровня побочных спектральных составляющих *ACPR* на 6 дБ и модуля вектора ошибки *EVM* не менее чем на 11 дБ.

3. Для сигналов с модуляцией *8PSK*, *16...256APSK* допустимый уровень фазового шума гетеродина должен быть на 10... 20 дБ ниже норм, определённых регламентом IESS-309 для *BPSK (QPSK)*. Для сохранения приемлемого качества сигнального созвездия *APSK* с позиционностью до 256 – модуль вектора ошибки *EVM* менее минус 35 дБ – допустимый уровень фазового шума гетеродина должен быть на 20-30 дБ ниже рекомендуемого стандартом *DVB-S2X*.

Достоверность полученных результатов подтверждается корректным применением методов теории передачи дискретных сообщений, согласованностью аналитических результатов с результатами имитационного моделирования и экспериментальных исследований на действующих опытных и серийных образцах модемов ММДВ, разработанных при непосредственном участии автора диссертационной работы.

**Соответствие диссертации паспорту научной специальности 2.2.13
– Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения**

Перечисленные выше задачи исследований, новые научные результаты, полученные в диссертации и защищаемые положения, **соответствуют** следующим областям исследований для специальности 2.2.13 – Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения:

– пункту 5 – разработка и исследование алгоритмов, включая цифровые, обработки сигналов и информации в радиотехнических устройствах и системах различного назначения, в том числе синтез и оптимизация алгоритмов обработки;

– пункту 6 – разработка и исследование методов и алгоритмов обработки сигналов и информации в радиотехнических устройствах и системах различного назначения, включая радиосистемы телевидения и связи, при наличии помех с целью повышения помехоустойчивости;

– пункту 8 – разработка и исследование радиотехнических устройств и систем передачи информации, в том числе радиорелейных и телеметрических, в том числе космических, с целью повышения их пропускной способности, помехоустойчивости и помехозащищенности.

Апробация работы. Материалы работы докладывались на всероссийских научно-технических конференциях: «Современные проблемы радиоэлектроники» (Красноярск, 2022); VII Всероссийская НТК «Системы связи и навигации» (Красноярск, 2023).

Внедрение результатов исследования. Основные научные результаты были получены в рамках выполнения ОКР при разработке предприятием АО «НПП «Радиосвязь» (г. Красноярск) комплексов станций спутниковой связи «Сфера», «Ливень», «Лощина», а также НИР «Спутник-А-СТ-ПР».

Результаты работы используются при разработке и модернизации предприятием АО «НПП «Радиосвязь» (г. Красноярск) комплексов станций спутниковой связи ММДВ, что подтверждается соответствующими актами.

Публикации. По результатам работы опубликовано: 7 статей в журналах из перечня ВАК, два патента РФ на промышленные образцы.

Личный вклад автора. Все результаты диссертации, выносимые на защиту, получены автором лично, опубликованы в журналах, включенных в перечень ВАК России. Постановка задач исследований осуществлялась научным руководителем д.т.н. Р.Г. Галеевым. Экспериментальная часть работ выполнена совместно с Е.В. Богатыревым, Н.С. Овчинниковым, Д.Ю. Коцан, Т.Ю. Шумиловым.

Структура и объём диссертации. Диссертация состоит из введения, 4 глав, заключения, списка литературы и приложения. Основная часть работы изложена на 169 страницах, содержит 76 рисунков, 31 таблицу и список литературы из 79 наименований.

ГЛАВА 1. СОВРЕМЕННОЕ СОСТОЯНИЕ И ТЕНДЕНЦИИ РАЗВИТИЯ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ ММДВ

Данная глава посвящена аналитическому обзору научных публикаций [3, 4, 18, 28,41, 56, 65, 66 и др.], посвящённых анализу современного состояния и тенденций развития спутниковых систем связи. В разделе 1.1 дана общая характеристика тенденций развития спутниковой связи с использованием новых телекоммуникационных технологий при сохранении преемственности с уже развёрнутыми наземными сетями спутниковой связи и вещания. Раздел 1.2 посвящён анализу возможностей применения существующих международных стандартов обмена данными в спутниковых сетях для построения модемов отечественных спутниковых станций связи ММДВ. Далее проведён обзор перспективных способов многостанционного доступа и организации спутниковых сетей *VSAT* (раздел 1.3). Завершают главу выводы (раздел 1.4).

1.1 Анализ тенденций развития спутниковой связи и вещания ММДВ. Актуальность темы исследований.

Анализ тенденций развития спутниковой связи и вещания показывает, что оно связано с расширением возможностей использования новых телекоммуникационных технологий при сохранении преемственности с уже развёрнутыми наземными сетями спутниковой связи и вещания.

В развитии систем спутниковой связи последних лет наблюдается устойчивая тенденция перехода в диапазон миллиметровых волн и к многопозиционным видам фазовой, квадратурной амплитудной и амплитудно-фазовой модуляции, чему способствуют следующие причины:

- освоение более высокочастотных диапазонов K_u , K_a и Q ;
- многократное использование частотного ресурса за счёт большого числа узконаправленных лучей ретранслятора спутника;
- увеличение энерговооружённости спутниковых платформ;
- увеличение пропускной способности за счёт адаптивного кодирования и модуляции, управления мощностью передатчика в зависимости от изменяющихся условий приёма сигнала.

Важным направлением развития ССС ММДВ является использование многолучевой технологии (технология точечных лучей) в сочетании с обработкой и/или коммутацией сигналов на борту (*High Throughput Satellite - HTS*). Используемая в K_a -диапазоне многолучевая технология (*multibeam*) позволяет увеличить ЭИИМ бортовых ретрансляторов и тем самым снизить требуемую добротность земных станций (ЗС). В сочетании с широкой полосой увеличение ЭИИМ обеспечивает возможность увеличения суммарной пропускной способности систем до десятков Гбит/с при одновременном снижении стоимости приёмно-усилительных трактов терминалов.

Другим важным направлением является предоставление услуг широкополосной мобильной связи (*VSAT*). Среди данных технологий выделяется *ArcLight (ViaSat, США)*, принципиальное отличие которой заключается в использовании сигналов с расширением спектра (в качестве расширяющих последовательностей используются ортогональные сигналы) в обратном канале, позволяющего применять антенны малых размеров с большой мощностью для передачи широкополосных сигналов.

Одной из основных мировых тенденций развития отрасли спутниковой связи в настоящее время является создание спутниковых систем широкополосного (высокоскоростного) доступа (ШПД, *broadband access*). На территории РФ развёрнута система *Hughes Jupiter*. На основе спутника-ретранслятора «Экспресс-АМ5» и центральной станции, расположенной в Хабаровске, эта сеть связи развёрнута в K_a -диапазоне для части Сибири и Дальнего Востока [2, 3].

1.2 Анализ международных стандартов обмена данными в спутниковых сетях связи.

В отличие от использования коммерческой сети для передачи сигналов телевизионного или радиовещания для организации общения абонентов в сети Интернет возникает необходимость в обратном канале. При этом, как правило, пропускная способность обратного канала может быть много меньше,

чем скорость передачи информации в прямом канале. Необходимость в организации обратных каналов для осуществления дуплексной связи имеется и в спутниковых системах связи силового назначения, в том числе военного.

Принципы, заложенные в международно принятых стандартах используемых при построение коммерческих сетей спутниковой связи, могут с успехом быть применены для сетей спутниковой связи военного назначения, в том числе с целью обеспечения взаимной совместимости.

При использовании спутниковой сети для абонентских терминалов с различными потребностями в объёме информационного обмена необходимо в транспортном потоке передавать сервисную информацию для каждого отдельного абонента. С учетом возможности использования абонентом обратного канала по сети Интернет можно организовать интерактивную коррекцию характеристик передаваемой информации по прямому каналу для каждого отдельного абонента. В том числе в передаваемый транспортный поток по прямому каналу может быть заложена информация данному абоненту о необходимости изменения ЭИИМ его передающего тракта, что может быть использовано для компенсации изменений погодных условий в тракте обратного канала.

В сантиметровом диапазоне волн закреплены специальные участки радиочастотного спектра для спутникового вещания. Диапазон частот 11...12 ГГц является наиболее востребованным с его возможностью повышенной плотности потока мощности со спутника ретранслятора. Для оценки качества приема сигнала со спутникового ретранслятора в точке приема используется ЭИИМ спутника. В данном случае под эффективно излучаемой изотропной мощностью подразумевается произведение выходной мощности усилителя мощности спутника ретранслятора и коэффициента усиления передающей антенны с учетом диаграммы направленности. Как правило ЭИИМ принято оценивать в дБм или дБВт, нормальная величина составляет 75...90 дБм. В рассматриваемом диапазоне частот типовыми значениями ЭИИМ вещательных спутниковых ретрансляторов является величина от 67 до 82 дБм.

Отличительной чертой спутниковой связи является крайне напряженный бюджет радиолинии, который складывается из больших расстояний между абонентской станцией и спутником ретранслятором с его ограниченным энергетическим потенциалом. Это условие приводит к необходимости использования специальных алгоритмов работы с принимаемыми сигналами, адаптированными к работе с низкими отношениями принимаемого сигнала к шуму. До того как в спутниковой связи закрепились цифровые виды модуляции применялась частотная модуляция, но на сегодня при использовании повсеместно цифрового вещания, это использование модуляций с малым порядком, к примеру $\pi/2$ BPSK совместно с расширением спектра и применением в качестве помехоустойчивого кода мощного каскадного кода BCH+LDPC.

Еще одной особенностью спутникового цифрового вещания является использование так называемого режима TDM в основе которого лежит мультиплексирование во времени нескольких направлений связи работая на одной выделенной частоте и как правило занимая всю ширину ствола. А это в свою очередь позволяет выбирать рабочую точку усилителя мощности по отношению к многочастотному режиму таким образом что приводит к увеличению выходной мощности спутникового ретранслятора до 4 дБ за счет в отсутствие необходимости работать на линейном участке усилителя.

1.2.1 Стандарт цифрового спутникового видеовещания (DVB-S)

Как правило рекомендации стандарта DVB-S используются в качестве физического уровня для передачи многоканального вещания через искусственные спутники будь то видео или радио, на частотах, выделенных для фиксированных спутниковых каналов Ku-диапазона частот с возможностью обработки индивидуальными одноканальными приемниками или групповыми приемниками, для многопользовательского использования. На сегодняшний день стандарты спутникового вещания DVB-S и DVB-S2 стали стандартом де-факто по всему миру и используются в качестве прямого канала.

В соответствие с принятым на сегодняшний день подходом, подразумевающим временное мультиплексирование цифровых потоков с данными, пе-

редующая аппаратура строится в соответствии с (рисунок 1.1) [5]

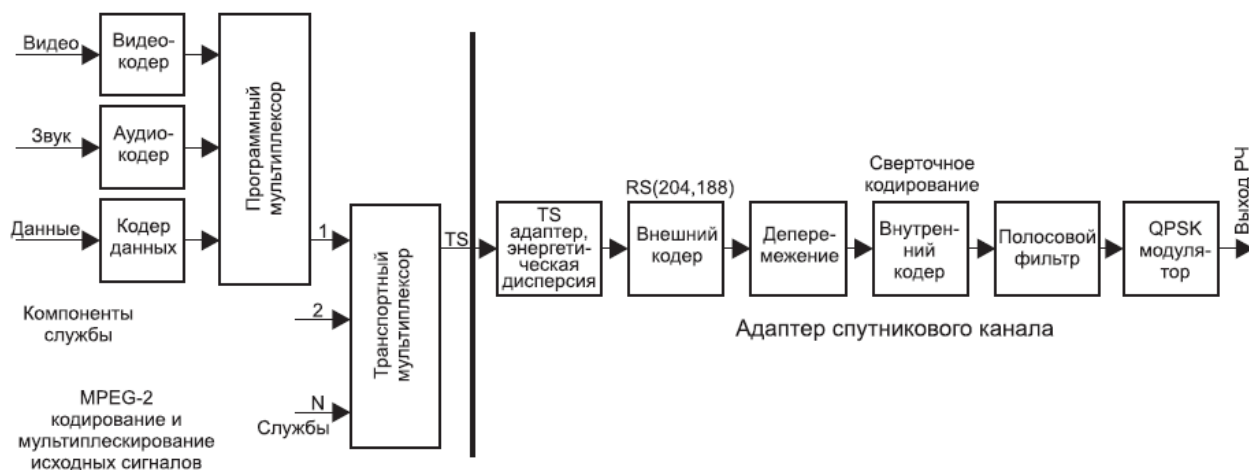


Рисунок 1.1 – Структурная схема передающей части стандарта *DVB-S*

В аппаратуре, расположенной на передающей стороне, требуется выполнить ряд преобразований над потоками цифровых данных для их согласования с каналом передачи:

- временное мультиплексирование транспортных потоков данных;
- рандомизация транспортного потока, служащая для распределения энергии;
- помехоустойчивое недвоичное кодирование Рида-Соломона в качестве внешнего кода;
- перемежение битового потока данных с использованием сверточного перемежителя;
- внутреннее кодирование посредством сверточного кода;
- спектра формирующая фильтрация для получения стволообразного спектра;
- модуляция.

В данной системе высокая помехоустойчивость в условиях воздействия АБГШ, системных помех, а также нелинейности бортового спутникового ретранслятора обеспечивается за счет энергетически эффективной модуляции типа QPSK совместно с мощным помехоустойчивым кодеком на основе хорошо себя зарекомендовавшей себя конструкции из кода Рида-Соломона и

сверточного кода декодируемого по алгоритму Витерби использующего мягкие решения с выхода демодулятора.

Использование FEC и согласованной фильтрации с фильтром RRC позволило обеспечить прием с низким уровнем ошибок при пороговых отношениях сигнал к шуму и сигнал к интерференционной помехе.

Для эффективного использования полосы частот транспондера применяют следующее соотношение между полосой транспондера по уровню минус 3 дБ и шириной спектра сигнала устанавливают равное 1,28.

На рисунке ниже (рисунке 1.2) приведена схема потока данных, применяемая в стандарте DVB-S на приеме и передаче [6].

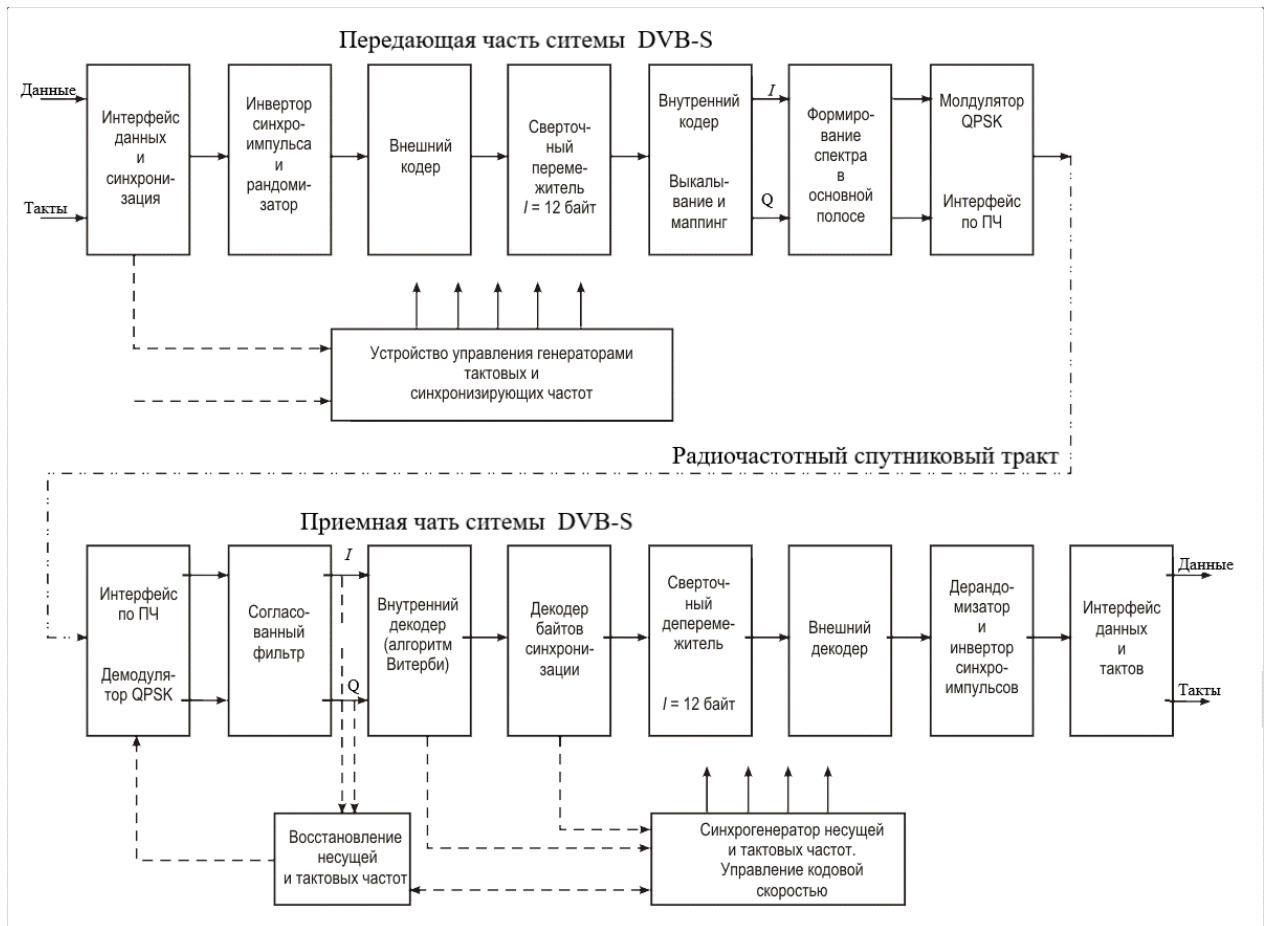


Рисунок 1.2 – Структурная схема блоков адаптации к каналу стандарта DVB-S

В спутниковом телевидении помехозащищённость сигнала невысокая, зато используемые частотные диапазоны (C и K_u) занимают относительно широкую полосу частот (до 72 МГц). Для увеличения помехозащиты применяются одновременно два помехоустойчивых кода: код Витерби и укорочен-

ный код Рида-Соломона – в сочетании с фазовой модуляцией *QPSK*, которая энергетически эффективная, хотя и имеющая низкую спектральную эффективность (2 бита на символ).

Стандарт *DVB-S* определяет структуру транспортных пакетов, канальное кодирование и схемы модуляции при передаче по спутниковым каналам сетей непосредственного вещания.

Стандарт *DVB-DSNG* выполняет те же задачи для профессиональных сетей, то есть для сетей передачи сигнала на пункты ретрансляции и спутниковых сетей сбора новостей. Он отличается от *DVB-S* в основном тем, что рассчитан на менее мощные передатчики, не вводящие спутниковый ретранслятор в режим насыщения и поэтому допускающие использование модуляции более высокого уровня: *8PSK* и *16QAM*.

1.2.2 Стандарт второго поколения DVB-S2

Стандарт *DVB-S2* является логичным продолжением развития стандартов проекта *DVB*, дополняя и совершенствуя спектр услуг и возможностей приемо-передающих комплексов, функционирующих на базе семейства протоколов стандартов *DVB-S* и *DVB-DSNG* [6].

Стандарт разработан с целью оптимизации спутникового канала связи. Он позволяет увеличить пропускную способность канала на 30 % при неизменной полосе частот за счет применения новых сигнально-кодовых конструкций, канального кодирования, а также переменных (адаптивных) схем кодирования и модуляции. При этом улучшаются энергетические характеристики линии связи, что позволяет увеличивать зону радиопокрытия или снижать технические требования по электромагнитной доступности абонентских терминалов.

Отличительной особенностью системы связи, использующей стандарт *DVB-S2*, является возможность изменения параметров сигнала в процессе функционирования системы с целью оптимального согласования с изменяю-

щимися параметрами спутникового канала. При этом стандарт сохраняет преемственность с ранними версиями стандартов *DVB*, а именно:

позволяет обрабатывать битовые потоки *MPEG*, поступающие с выходов мультиплексоров;

поддерживает кодирование источника сообщений и многопротокольные вложения.

Предложены две новые сигнально-кодовые конструкции: *16APSK* и *32APSK* со спектральной эффективностью 2...5 (бит/с)/Гц и огибающей спектра с коэффициентом сглаживания 0,22. Используются переменные и покадровые адаптивные кодирование и модуляция (*AKM*). При реализации интерактивных приложений стандарт регламентирует использование обратных каналов, например, по стандарту *DVB-RCS* или *DVB-RCS2*.

Отвечая на вопрос повсеместного перехода работы спутникового модемного оборудования на стандарт *DVB-S2*, можно отметить не всегда устраивающую работу систем спутниковой связи, построенных на базе стандарта *DVB-S* в Ка-диапазоне частот, который как известно более подвержен влиянию погодным условиям и в главным образом осадкам. Таким образом получается, что для систем спутникового вещания в этом диапазоне частот требуется более высокая помехоустойчивость чем в том же С- и Ku-диапазонах частот. Еще одной из причин разработки нового стандарта стало введение в обиход основанных на взаимодействии с абонентами спутниковых сетей связи с возможностью предоставления индивидуальных услуг, а этому в свою очередь способствовало внедрение многолучевых антенн на спутники ретрансляторы. Для организации такого рода сетей требуется большой ресурс для транспорта, а оптимизацию параметров индивидуальных потоков можно адаптировать к условиям приема каждого из пользователей сети. Старые стандарты не предоставляют таких возможностей.

Для того чтобы стандарт *DVB-S2* мог быть использован в Ка-диапазоне частот и применения в ССС ММДВ потребовалось следующее:

- увеличение эффективности использования выделяемой полосы ча-

стот, т.е. передавать в полосе стандартного канала большой объём информации;

– обеспечение совместимости с прежними стандартами и способы плавного перехода от старого парка оборудования к новому;

– дифференцированный подход к выбору транспортных параметров для разных услуг, передаваемых в одном канале.

Для достижения этого были введены новые более эффективные кодеки, большее разнообразие типов модуляции в том числе с большим порядком, а так же меньшие коэффициенты скругления спектра формирующих фильтров.

Стандарт DVB-S2 подразумевает использование следующих видов модуляции: 32APSK, 16APSK, 8PSK и QPSK. Типы фазовой модуляции QPSK и 8PSK предназначены для использования в вещательных спутниковых сетях. В этом случае усилители мощности транспондеров могут работают в режиме, близком к насыщению, ввиду того что данные типы модуляции не подразумевают амплитудную модуляцию.

Вновь введены типы модуляции с большим порядком чем ранее используемые, такие как 16APSK и 32APSK впервые очередь были предназначены для использования в решениях с односторонней передачей, например телевидение. Использование таких модуляций подразумевает необходимость оснащения оборудования более качественными конверторами, имеющими более низкие фазовые шумы чем ранее. Необходимым условием эффективного использования передатчиков с такими видами модуляции является использование сложных методов предискажения сигналов. Увеличение позиционности модуляции одновременно увеличивает спектральную эффективность системы и одновременно увеличивает энергетику в канале для обеспечения приема с тем же качеством.

Введение таких новых режимов как VCM (Variable Coding and Modulation) и ACM (адаптивное кодирование и модуляция) позволило организовывать гибкий способ формирования канала. VCM допускает разный уровень помехозащищенности канала передачи данных, передаваемых в од-

ном канале, АСМ – дополнительную возможность адаптации транспортных параметров к текущим условиям приема данных в конкретной точке приема. Режим с адаптивным кодированием и модуляцией предназначен для интерактивных сетей с обратным каналом, где абонент имеет возможность сообщать на центральную станцию информацию об условиях своего приема групповых сигналов с хаба.

В качестве помехоустойчивого кода в новом стандарте также используется каскадный код с перемежителем между внутренним и внешним кодом. Но сами помехоустойчивые коды отличаются и если в первом стандарте используется РС+НСК то во втором более мощный на основе БЧХ и НПК.

Используемый низкоплотностный код представляет из себя итеративно декодируемый код, который был выбран посредством математического эксперимента, нацеленного на сравнение нескольких вариантов кодов которые имеют высокую эффективность приближающиеся к пределу Шеннона и одновременно имеющие удобную для аппаратной реализации структуру. После процедуры помехоустойчивого кодирования НПК размер кодового слова составляет 64800 бит либо 16200 бит, кодовые слова с большим размером имеют большую помехоустойчивость в сравнении со вторыми, но одновременно с этим вторые могут быть полезны для решений где требуется меньшая задержка к примеру работа с низкоскоростными каналами. Набор кодовых скоростей довольно широкий: $9/10$, $8/9$, $5/6$, $4/5$, $3/4$, $2/3$, $3/5$, $1/2$, $2/5$, $1/3$, $1/4$ и дает возможность работать при малых и больших отношениях сигнал к шуму с минимальными потерями. Ввиду наличия у используемого НПК порога насыщения ошибок, используется еще один помехоустойчивый код БЧХ. Код сконструирован таким образом, чтобы исправлять 12 ошибок на кодовое слово. Стандарт второго поколения был разработан с возможностью передавать различные потоки данных как имеющие пакетную структуру, так и непрерывную. Когда стандарт DVB-S не позволял этого делать и мог работать только с потоками MPEG-2.

Ввиду того что стандарт второго поколения может работать с более низкими отношениями сигнал к шуму, потребовалось пересмотреть систему синхронизации, потребовавшую ведения заголовочной информации как для каналообразующей аппаратуры, так и для демодулятора.

Изменения, которым подвергается информация выглядит следующим образом, входной битовый поток разбивается на пакеты и дополняется заголовком в 80 бит служащими для синхронизации каналообразующей аппаратуры и содержащей информацию о типе группового потока данных, одноканальный или многоканальный поток данных, режим с переменным типом модуляции или постоянным и ее тип, коэффициент скругления спектра формирующего фильтра и других технических бит. Размер пакетов имеет различную длину в зависимости от выбранной скорости кодирования.

После чего информация, подвергнутая помехоустойчивому кодированию и модуляции в соответствии с выбранным режимом, дополняется заголовками, призванными обеспечить надежную синхронизацию как по фреймам, так и по несущей частоте при рабочих отношениях сигнал к шуму. Данные заголовки имеют размер в 90 бит и содержат информацию о типе используемой модуляции для последующей части информации и скорости помехоустойчивого кода. Сам заголовок использует один тип модуляции. Эта информация перед передачей в канале подвергается так же помехоустойчивому кодированию. По причине необходимости работы с довольно низкими отношениями сигнал к шуму для кодирования информации в заголовке используется код Миллера с параметрами (64,7). Для восстановления несущей частоты и фазы принимаемого сигнала в условиях плохого приема в структуру передаваемого сигнала периодически вносятся так называемые пилот сигналы. Последней операцией перед модуляцией которой подвергается информация — это скремблирование, призванное придать модулированным символам случайного характера.

Введение новых режимов с адаптацией к условиям распространения подразумевает что параметры сигнала могут быть изменены от кадра к кадру.

При организации схем связи допускается использование нескольких несущих содержащих потоки DVB-S2 в пределах одного ствола.

Для предложенных СКК из стандарта DVB-S2 методом математического моделирования были получены контрольные точки помехоустойчивости ($P_{ош}=10^{-7}$) для канала с AWGN при наличии идеальной синхронизации и идеальном приёме. Необходимое отношение сигнал к шуму составило 0,7 дБ от предела Шенона. Для СКК использующей тип модуляции ФМ4 с самым мощным из предложенных помехоустойчивых кодов отношение сигнал к шуму составило минус 2,4 дБ, а для СКК использующей в качестве схемы модуляции амплитудно-фазовую с порядком 32 и наиболее высокоскоростным помехоустойчивым кодом отношение сигнал к шуму составило 16 дБ. За счёт введения новых СКК в новом стандарте была увеличена скорость передачи информации до 35 % или при той же занимаемой полосе частот можно иметь запас по энергетике до 2,5 дБ.

На рисунке 1.3 представлены графики зависимости спектральной эффективности от отношения сигнал/шум для канала с гауссовским шумом (идеальным демодулятором) для сигналов стандартов *DVB-S*, а также *DVB-S2* [7]. Как видно из рисунка, в случае модуляции 32APSK максимально достижимая спектральная эффективность составляет около 4.5 (бит/с)/Гц. График позволяет проводить сравнение используемых типов модуляций, то насколько они приближены к потенциальной пропускной способности канала при имеющемся на приеме отношении сигнала к шуму.

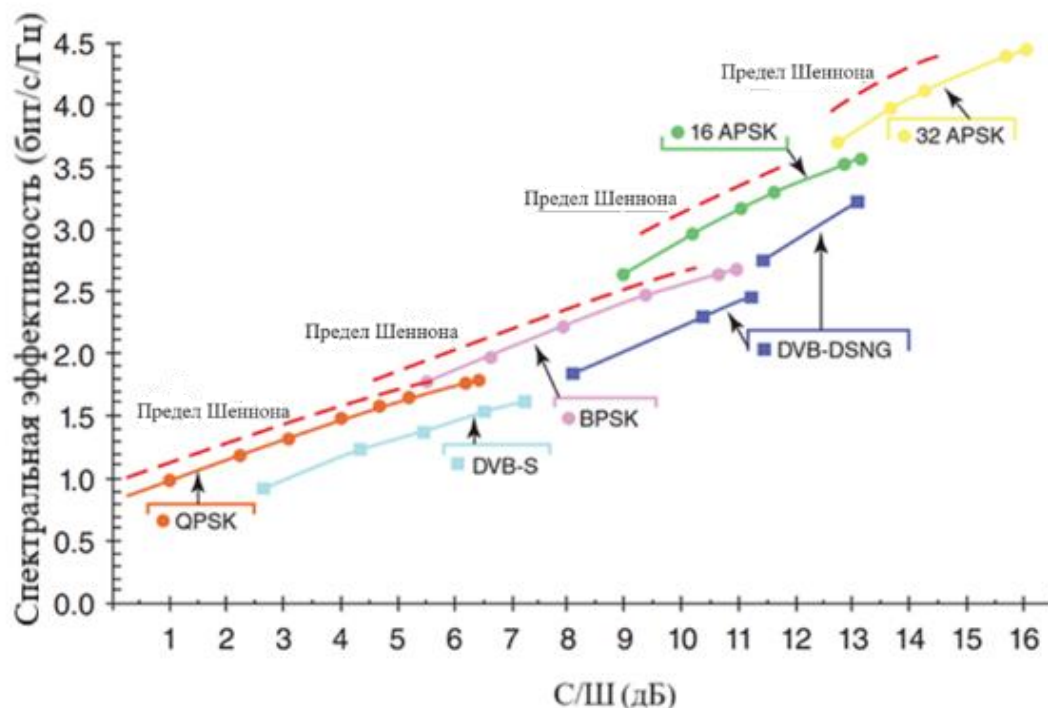


Рисунок 1.3 – Зависимости спектральной эффективности от отношения сигнал/шум

1.2.3 Расширение возможностей стандарта DVB-S2, DVB-S2X

Стандарт *DVB-S2X* (как и близкий ему *DVB-SH*) является расширением стандарта *DVB-S2* [7]. Помимо повышения производительности и эффективности данный стандарт обеспечивает дополнительные возможности для работы ключевых приложений *DVB-S2*, включая *DTH*-платформы, раздачу сигнала, *VSAT* и *DSNG*.

В дополнении к стандарту *DVB-S2* в стандарте *DVB-S2X* добавлены новые скорости кода для блока 64800 (normal) и 16200 (short) бит, а также новый размер блока – 32400 (medium) бит. Новый блок применяется только с модуляцией *BPSK* со скоростями кода 1/5, 11/45, 1/3. Таким образом, изменения *DVB-S2X* по сравнению с *DVB-S2* дают возможность применять значительно большее количество вариантов *MODCOD* (примерно в 3 раза). Это обеспечивает большую гибкость в выборе сочетания информационной скорости, требуемой вероятности ошибки и занимаемой полосы частот.

Также для повышения спектральной эффективности в стандарте

DVB-S2X применяются модуляции с более высокой позиционностью по сравнению с *DVB-S2 – APSK 64/128/256*. Это, прежде всего, полезно не столько для адаптивного выбора режима, сколько для привязки к конкретным трассам. Вновь добавленные созвездия *8APSK, 64APSK, 64APSK-L, 128APSK, 256APSK, 256APSK-L* обеспечивают экономию частотного ресурса при увеличении скорости передачи. Однако, они могут использоваться только при наличии необходимой энергетики линии и использование их может быть актуальным при наличии потребности силовых структур в существенном увеличении скорости информации.

Введены ряд режимов работы (*MODCOD*), позволяющих достигать отношения сигнал/шум минус 9,9 дБ. Есть возможность использования расширения спектра. При этом спектральная эффективность составляет всего 0,08. Для работы при таких низких отношениях *SNR* были введены новые форматы кадров *VL-SNR*, которые используют модуляцию $\pi/2$ -*BPSK*, а также появилась возможность использовать расширение спектра за счет повторения бит. Изменилась структура кадра: добавлен дополнительный заголовок 900 символов, позволяющий добиться синхронизации приемника при низких отношениях *SNR*.

В новом стандарте предложены для применения так называемые супер кадры, которые образуются путём объединения нескольких блоков кодированной информации длиной 64800 или 16200 бит в один непрерывный кадр. Это сделано для повышения устойчивости к межканальным помехам, вызванным другими терминалами, за счет использования различных скремблирующих последовательностей. Это также поддержка алгоритма синхронизации, основанного на использовании пилот-сигналов, который позволяет осуществлять прием в тяжелых условиях. Например, при низком *SNR* или кратковременном пропадании сигнала, а также с целью в будущем работать в режимах *MU-MIMO (multi-user multiple-input multiple-output)*, или в многолучевой коммутируемой системе спутниковой связи. При работе с супер-фреймами возможен джиттер задержки при передаче данных, а также услож-

няется управление потоками данных.

Добавлено три новых значения коэффициента «сглаживания» фильтра Найквиста β : 0,15; 0,10 и 0,05, что позволяет экономить частотный ресурс космического аппарата. Однако это налагает более жесткие требования к запасу по линейности тракта, так как возрастает уровень AM . Выбор конкретного значения предполагает некий компромисс между этими двумя факторами. При этом необходимо учитывать, что при работе через реальный нелинейный канал уменьшение коэффициента «сглаживания» до 5 % приводит к потере в SNR : при $QPSK$ $1/2$ – 0,2 дБ; $8PSK$ $2/3$ – 0,3 дБ; $16APSK$ $3/4$ и $32APSK$ $3/4$ – 0,5 дБ.

Таким образом, основные изменения стандарта $DVB-S2X$ связаны с модификацией физического уровня и предназначены для случаев высоких скоростей ($APSK$ -64/128/256) и передачи информации в плохих условиях ($BPSK$ с расширением спектра).

Стандарт $DVB-S2X$ добавляет сигнально-кодовые конструкции для эффективной работы при очень низком и очень высоком отношении сигнал-шум (области «Расширенный С/Ш» на рис. 1.4) [8]. Кроме того, в $DVB-S2X$ возможно использовать фильтры с меньшим коэффициентом «сглаживания» (до 0,05) и более тонкую подстройку сигнала под условия в канале ММДВ, что повышает спектральную эффективность системы.

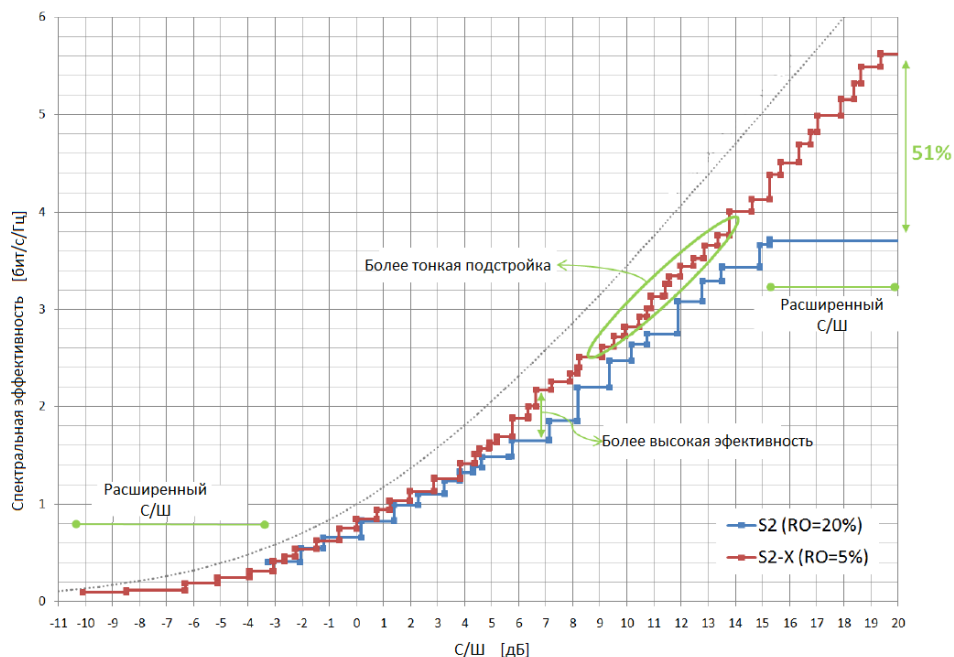


Рисунок 1.4 – Спектральная эффективность стандартов *DVB-S2* и *DVB-S2X*

1.3 Способы организации связи в сетях *VSAT*

Известны три основных варианта организации связи в сетях *VSAT*[4]:

сеть типа «точка – точка» – простейший случай дуплексной линии связи между двумя удалёнными станциями;

сеть типа «звезда» – для многонаправленного радиального трафика между центром сети и периферийными (удалёнными) пунктами связи;

сеть типа «каждый с каждым» – для прямых связей между любыми пунктами сети связи.

Космический сегмент спутниковой системы связи является наиболее дорогостоящей частью спутниковых систем связи, и как правило обеспечивают «скромную» пропускную способность, по этой причине редко бывает целесообразно выделять целый спутниковый транспондер для одной спутниковой службы, не говоря уже об одном пользователе. Хотя такие применения имеют место быть, например, для фиксированных служб связи.

Вместо этого пропускная способность каждого спутникового транспондера может быть использована несколькими потребителями и как правило, каждый из этих потребителей может, в свою очередь, предоставлять доступ

большому количеству пользователей к выделенной части пропускной способности спутникового транспондера. Метод, с помощью которого распределяется емкость и облегчается доступ пользователей к общему ресурсу, называется множественным доступом. Методы множественного доступа особенно важны для персональных спутниковых систем, где количество потенциальных пользователей значительно превышает доступную емкость транспондера, но не все пользователи желают пользоваться связью одновременно.

Когда несколько потоков данных (для нескольких пользователей или пользовательских приложений) совместно используют один передатчик, передача считается мультиплексированной. Это может быть, например, в случае передачи данных по прямой линии связи от центрального хаба к нескольким пользовательским терминалам. Однако, если несколько потоков данных имеют несколько передатчиков, которые должны совместно использовать доступ к одной и той же полосе (и спутниковому транспондеру), они обычно используют метод множественного доступа. Как пример передача обратного канала от нескольких пользователей к центральному хабу.

Эти методы тесно связаны между собой, и различие между мультиплексированием и множественным доступом в основном зависит от того, нужно ли принимать несколько независимых передатчиков.

В общем случае мультиплексирование будет более эффективным, поскольку в нем не требуется учитывать временные характеристики передатчика

(и доплеровские сдвиги частот). Учитывая сходство, рассмотрим мультиплексирование и методы множественного доступа совместно.

Существует пять основных методов мультиплексирования/множественного доступа (а также различные их комбинации):

- с временным разделением (МДВР-TDMA);
- с частотным разделением (МДЧР - FDMA);
- с частотно-временным разделением (MF-TDMA);
- с кодовым разделением (МДКР- CDMA);

с пространственным разделением (SDMA);

с совмещением несущих (МДСН-РСМА).

Схемы распределения ресурса в сетях спутниковой связи используемых с использованием современного модемного оборудования рассмотрим подробнее.

Схемы распределения ресурса типа одна несущая на канал или несколько каналов на несущую в режиме мультиплексирования SCPC, MCPC используются в тех случаях, когда для пользователя сети требуется постоянная гарантированная пропускная способность канала. В таких схемах за пользователями при планировании связи закрепляется определенный ресурс спутника на постоянное время. Планирование связи в таких режимах не составляет труда, но такие схемы являются не эффективными по причине того, что ресурс спутника не предоставляется другим пользователям в то время, когда пользователь, за которым был закреплен ресурс не активен.

В случаях же когда режим SCPC дополняется технологией предоставления спутникового ресурса по требованию Demand Assigned Multiple Access, спутниковый ресурс может быть предоставлен большому количеству пользователей с учетом их активности в сети. Такой режим работы подразумевает наличие инфраструктуры направленной на оперативное управление ресурсом в сети.

Мультиплексирование с разделением пространством SDMA. Выделенный спектр повторно используется в нескольких лучах, которые не перекрываются друг с другом и, следовательно, не приводят к интерференции. SDMA почти всегда используется вместе с другими методами множественного доступа, в частности FDMA.

Мультиплексирование с частотным разделением FDM и множественный доступ с частотным разделением FDMA. В таком случае выделенный спектр делится на каналы FDM/FDMA с меньшей пропускной способностью - по одному на каждого пользователя. FDM/FDMA можно комбинировать с другими методами мультиплексирования и множественного доступа, в част-

ности TDMA. В FDM и FDMA канал эффективно "нарезается" по частоте, образуя несколько каналов, причем каждый из каналов имеет свою центральную частоту, а каналы разнесены друг от друга таким образом, чтобы минимизировать помехи в соседних каналах. Каналы разносятся таким образом, чтобы минимизировать интерференцию между соседними каналами. В тех случаях, когда каналы FDM/FDMA предварительно организационно закреплены за пользователями схема вырождается в SCPC. Обычно необходимо включать так называемые защитные полосы между соседними каналами FDM/FDMA чтобы уменьшить вероятность интерференции между соседними сигналами, и эти защитные полосы неизбежно уменьшают полосу пропускания, доступную для полезных сигналов. Принципиальное различие между FDM и FDMA заключается в том, что расстояние между каналами FDMA должно также учитывать точность частоты передатчика и доплеровский сдвиг, что приводит к увеличению расстояния между каналами и опять же уменьшению эффективности использования частотного ресурса.

Ниже перечислены преимущества и недостатки схемы FDMA:

- Преимущества: проста в реализации; не требует сетевых сигналов синхронизации.

- Недостатки: может быть относительно негибкой (особенно в отношении адаптации к изменяющимся требованиям по пропускной способности и поэтому обычно используется с услугами с коммутацией каналов с каналами с фиксированной скоростью; неэффективное использование мощности при использовании одного спутникового транспондера (выходная мощность должна быть снижена во избежание чрезмерного интермодуляционного "шума", FDMA не может использовать максимальную выходную мощность транспондера).

Недостатки присущие схеме с FDMA были устранены при разработке новой схеме доступа к общему ресурсу Multi Frequency-Time Division Multiple Access которая позволяет динамически во времени предоставлять пользователям доступ к различной пропускной способности.

Мультиплексирование с временным разделением каналов TDM и множественный доступ с временным разделением каналов TDMA – технология с использованием которой канал делится на последовательные временные интервалы (временные "слоты") - по одному или несколько на пользователя в зависимости от выделяемой пропускной способности. Как правило такие схемы доступа используются при построении сетей по топологии типа звезда. Для канала вверх используется технология TDM, а для обратного канала используется технология TDMA. TDMA может использоваться вместе с FDMA и SDMA.

Мультиплексирование с кодовым разделением CDM и множественный доступ с кодовым разделением CDMA это технология, при которой доступ к ресурсу осуществляется несколькими пользователями на одной частоте с расширением спектра с использованием различных расширяющих кодов индивидуальных для каждого из пользователей. CDMA может использоваться вместе с FDMA и SDMA.

1.3.1 Сети VSAT по топологии «точка-точка»

Наиболее простой и наиболее ранний способ организации связи между пользователями сети является топология типа «точка-точка» (рисунок 1.5) [4].

Перечислим основные положительные отличия сети спутниковой связи построенной с использованием технологии SCPC:

- закреплённая за пользователями пропускная способность;

Вся полоса канала используется одной конкретной земной станцией, а не делится между многими ЗС, как в других технологиях. Поэтому пропускная способность канала всегда гарантирована;

- высокая готовность канала;

Данные, поступающие на вход модема, передаются в канал немедленно; минимальная временная задержка. Данные передаются «в один скачок» и не «стоят в очередях» на передачу, поэтому задержка в каналах минимальная – около 250 мс;

– автономность;

Сеть спутниковой связи по топологии «точка-точка» не требует централизованного управления. Надежность такой сети не зависит от работы центральной станции оператора, каждое направление «точка-точка» функционирует отдельно;

– возможность выбора полосы и энергетики;

– эффективное использование частотно-энергетического ресурса.

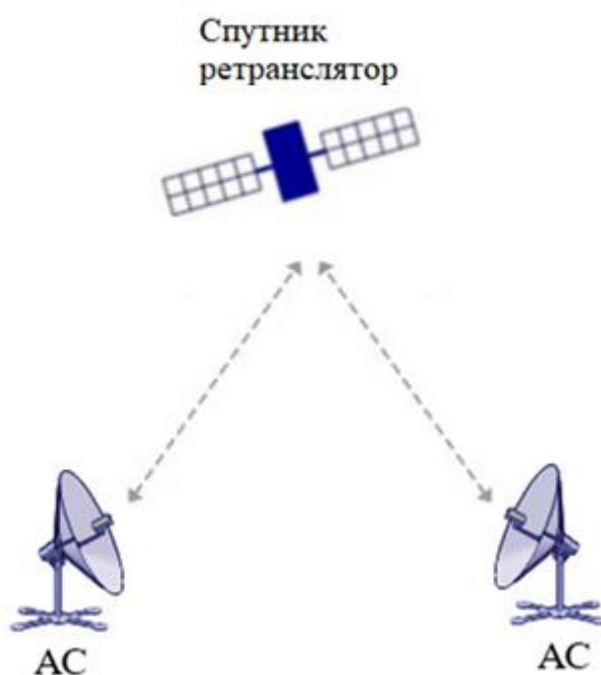


Рисунок 1.5 – Сеть по топологии «точка-точка»

Благодаря этим особенностям, топология «точка-точка» чаще всего используется для организации магистральных спутниковых каналов связи: междугородных телефонных каналов, каналов доступа в *Internet* для крупных сервис-провайдеров, для телевизионного и радиовещания.

Возможна модификация данной топологии в «точка-многоточка». В таком случае она превращается в подобие «звезды». На центральной станции в таком случае находится много модемов, которые позволяют построить достаточно разветвленную сеть, но она становится более сложной в настройке и управлении, чем сеть по топологии «звезда».

1.3.2 Сети VSAT по топологии «звезда»

В конфигурации сети типа звезда (также называемой сетью "хаб - веер") пользовательские терминалы, например, спутниковые телефоны или терминалы с очень малой апертурой VSAT, соединяются друг с другом и с внешними пользователями через крупную спутниковую земную станцию, называемую хабом. Существенным преимуществом конфигурации сети "звезда" является то, что бюджет канала облегчается для небольших терминалов, поскольку они обычно подключаются к центральной станции с большой антенной и высокой выходной мощностью усилителя и, следовательно, высокими EIRP и G/T.

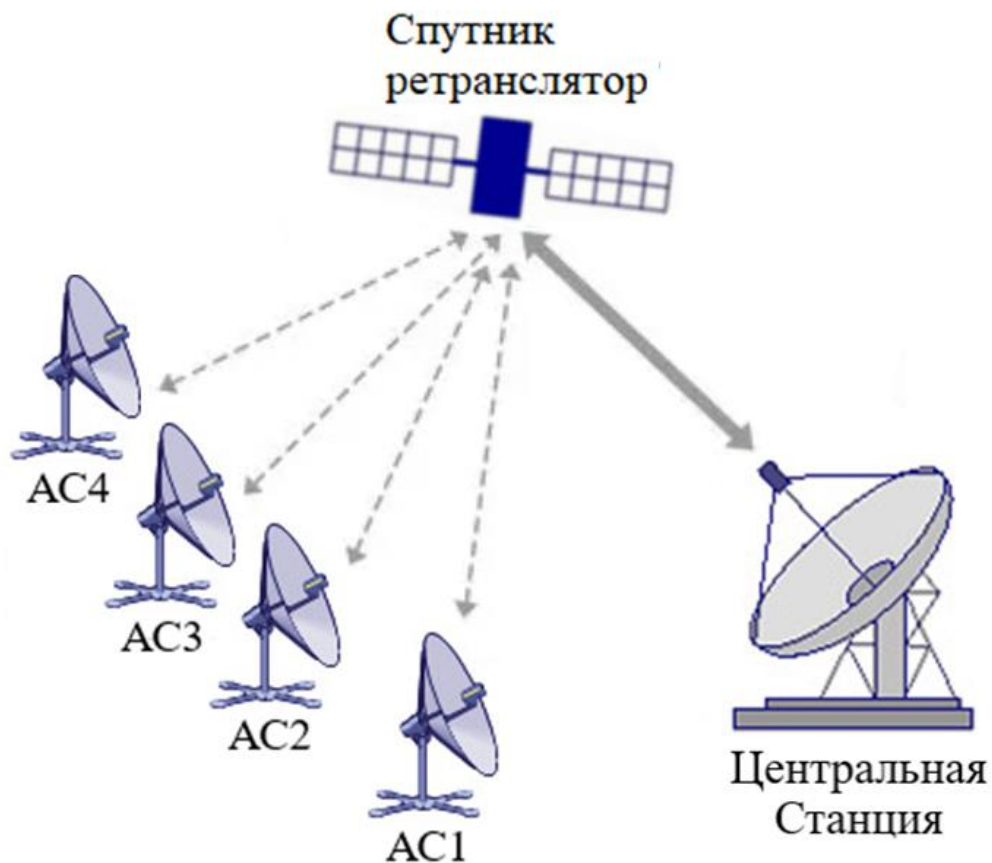


Рисунок 1.6 – Сеть по топологии «звезда»

Еще одним преимуществом конфигурации "звезда" является то, что вся информация в прямом канале от центральной станции к множеству пользова-

телей может быть синхронизирована и более эффективно мультиплексирована - например, с помощью технологии TDM.

Построение сетей по принципу типа «звезда» не редко применяется в таких схемах организации связи где нет необходимости в обмене трафиком между абонентскими терминалами, а основной обмен информации идет с центральной станцией или осуществляется односторонняя передача информации от центральной станции в сторону большого количества пользователей, а обратный канал используется к примеру, для передачи информации о принимаемом сигнале. Как правило в такой системе трафик не симметричен. Использование такой организации имеет существенный недостаток, а именно большую задержку при передаче информации, получающуюся в результате так называемого «двойного скачка» в случае организации связи между абонентскими терминалами. В сетях типа «звезда» для организации доступа к общему ресурсу центральная станция выполняет ряд функций направленных на установление соединения между абонентскими терминалами, контроль организованных каналов, поддержание качества предоставляемых каналов в режимах АСМ. Выход абонентских терминалов для передачи информации вне спутниковой сети осуществляется так же на центральной станции. Как правило на центральные станции устанавливается оборудование (NMS – network management station и NCC – network control center) с производительностью обслуживания нескольких сетей одновременно.

Интенсивное развитие VSAT-сетей по топологии «звезда» обусловлено тем, что на основе VSAT-оборудования возможно построение мультимедийных сетей, предоставляющих практически все современные услуги связи: доступ в сеть *Internet*, телефонную связь, объединение локальных сетей (построение VPN-сетей), передачу аудио-видеоинформации, резервирование существующих каналов связи, сбор данных, удаленное управление промышленными объектами и многое другое. Помимо широкого перечня предоставляемых услуг достоинствами топологии «звезда» являются:

низкая себестоимость;

- быстрое развертывание;
- высокое качество связи;
- высокая надежность;
- независимость от операторов наземных сетей.

Выгодно отличает от других схем организации связи сети по топологии «звезда» наличие центральной станции с большой антенной достигающей в размере диаметра до 10 метров и мощным усилителем мощности сигналов на передачи. Это позволяет использовать для абонентских терминалов компактные антенны с размером 0,9 м.

В прямом канале от центральной станции к абонентам для многостанционного доступа как правило используется метод временного мультиплексирования. Для этого всю полезную информацию, предназначенную для передачи пользователям, маркируют специальными маркерами, которые однозначно определяют принадлежность информации тому или иному пользователю. Далее эта информация мультиплексируется со служебной информацией в единый агрегированный поток, и эта информация транслируется через спутник ретранслятор в зону покрытия.

В обратном канале используется технология доступа к общему ресурсу TDMA совмещенная с CDMA или FDMA в зависимости от используемого оборудования. В таких сетях как правило передается трафик в виде пакетов, не имеющих существенной чувствительности к задержкам. В отдельных случаях центральная станция по запросу от абонента может предоставлять и так называемые закрепленные каналы.

На сегодняшний день стандартом де факто для передачи информации стала технология Ethernet, а большинство пользователей пользуется спутниковым интернетом особенностью которого является преобладание объемов информации от центральной станции к абонентам над объемом информации передаваемом в обратном канале, что как не как лучше подходит для использования сетевой топологии типа «звезда». В случаях же когда абонентам требуется предоставление связи, имеющей одинаковые скорости передачи тра-

фика в обе стороны, за пользователями закрепляется определенная пропускная способность на постоянной основе. Масштабирование данного подхода на всех пользователей сводит на нет экономический эффект, получаемый от многостанционного доступа к общему ресурсу на принципах вероятного трафика от пользователей. И если в это м возникнет необходимость, то количество пользователей будет существенно сокращено в сети по причине установления закрепленных каналов связи.

1.3.3 Сети VSAT по топологии «каждый с каждым»

В сети по топологии «каждый с каждым» (рисунок 1.7) [4] обеспечиваются прямые соединения между любыми станциями VSAT, расположенными во всех пунктах связи. Связь двух любых станций в такой сети устанавливается через спутник за один «скачок». Схема оптимальна для телефонных сетей, создаваемых в труднодоступных и удалённых районах, и для сетей передачи данных с относительно небольшим числом удалённых терминалов VSAT. В связи с тем, что для работы между двумя малыми терминалами от VSAT требуются большие энергетические ресурсы в сравнении с сетью «звезда», в сетях типа «каждый с каждым» на абонентских станциях приходится использовать более мощные передатчики и антенны большего диаметра, что заметно отражается на их цене. С точки зрения задержки распространения сигнала данная топология аналогична топологии «точка-точка».

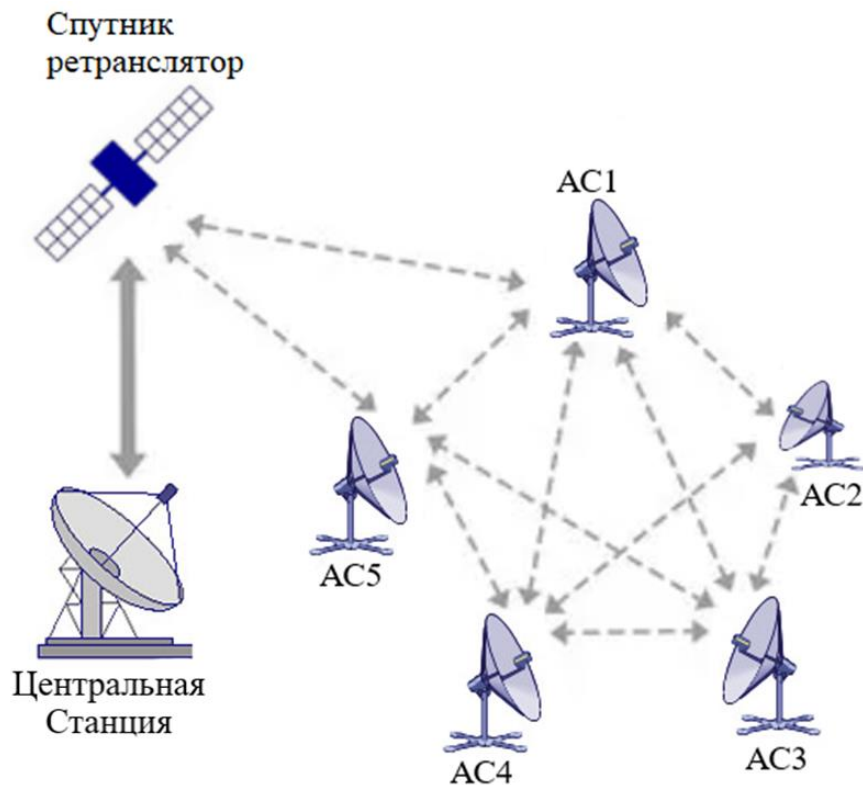


Рисунок 1.7 – Сеть по топологии «каждый с каждым»

Для организации связи в терминале необходимо иметь два приемных модуля (демодулятора), чтобы обнаружить во время сеанса связи входящий вызов другого терминала.

Таким образом, для применения в спутниковых сетях можно использовать рекомендации стандарта *DVB-S2* по организации связей в сетях *VSAT* – «точка – точка», «звезда» и «каждый с каждым» с различными типами много-станционного доступа.

При построении сетей «точка – точка» и «каждый с каждым» используется в основном МДЧР, который является самым простым в эксплуатации и управлении. Такой подход позволяет строить сети с малым числом терминалов и простой системой управления.

При построении сетей «звезда» прямой канал работает в режиме *SCPC-TDM*, а обратные – *MF-TDMA*. В таком случае на центральной станции должна быть реализована система синхронизации и сложная система управления ресурсами системы. Это дает возможность строить сети с количеством абонентов в сотни и тысячи.

Метод доступа *CDMA* относительно мало используется в сетях спутниковой связи, что может быть связано со сложностями обработки таких сигналов. Но имеет преимущество в ММДВ в виду использования одной и той же частоты всеми абонентскими станциями, что в некоторых случаях упрощает алгоритмы оценки качества принимаемого сигнала. При данном методе доступа требуется поддержания постоянства уровня сигнала на входе демодулятора центральной станции от всех абонентских станций, в отличие от частотного разделения где эти требования ослаблены. Что усложняет построение такой ССС в ММДВ, в виду необходимости компенсировать потери на трассе распространения из-за сложных метеоусловий.

В ССС ММДВ на высоких эллиптических орбитах с частотным и кодовым разделением требуется компенсация ухода рабочей частоты за счет эффекта Доплера. В отличие от ССС с временным разделением доплеровский сдвиг частоты может быть существенным.

Для повышения эффективности использования частотного ресурса может быть использован МДСН во всех топологиях как самостоятельно, так и совместно с другими видами многостанционного доступа. Этот метод позволяет снизить занимаемую системой связи полосу частот в 2 раза за счет использования одной и той же полосы частот, как в прямом, так и в обратном направлении. Для выделения сигнала требуется наличие компенсаторов на обоих концах линии связи («симметричный МДСН» для сетей «точка – точка») или одного компенсатора на центральной станции («асимметричный МДСН» для сетей «звезда»). Компенсатор может быть реализован как отдельное устройство, так и как компонент спутникового модема [9].

В ММДВ использование данной технологии может быть затруднено в виду накладываемых требований к относительному равенству мощностей совмещаемых сигналов. Когда в ММДВ происходит существенное изменение уровней сигналов за счет сильной подверженности метеорологическим условиям.

В случае построения сетей связи в ММДВ по любой из трех топологий, необходимо учитывать особенности данного диапазона волн, в частности сильную зависимость уровня сигнала от метеорологических условий. Так в зависимости от решаемой задачи требуется организация служебного канала связи, по которому будет передаваться информация о качестве приема, которая будет использована для поддержания заданной вероятности битовой ошибки на приемной стороне. Такой канал связи может быть, как односторонним, в случае если это вещание, так и двухсторонним, если это дуплексная связь.

Используемые алгоритмы для принятия решения о том, в каком режиме работать встречной станции, могут быть довольно ресурсоемкими, даже с использованием нейросетей для прогнозирования режима работы. Это усложняет и удорожает как абонентские, так и центральную станцию.

1.4 Выводы по главе 1.

1. Анализ существующих международных стандартов обмена данными в спутниковых сетях показал, что наиболее приемлемыми для построения модемов отечественных спутниковых станций связи ММДВ являются стандарты *DVB-S2* и *DVB-S2X*.

2. Сигнально-кодовые конструкции, рекомендуемые стандартом *DVB-S2*, обеспечивают энергетическую эффективность, близкую к потенциальной. При вероятности ошибки $BER = 10^{-7}$ пороговый уровень отношения сигнал/шум составляет от минус 2,4 до 16 дБ при модуляции *QPSK* и *32APSK* соответственно, что превышает границу Шеннона всего на 0,7...1,2 дБ.

3. При построении спутниковых сетей *VSAT* по топологии «точка – точка» и «каждый с каждым» наиболее приемлемым является способ многостанционного доступа МДЧР. Такой подход позволяет строить сети с малым числом терминалов и простой системой управления.

4. При разработке терминалов для сетей спутниковой связи с топологией «звезда» целесообразно использовать стандарт *DVB-S2* для прямого канала

в режиме *SCPC-TDM*, а в качестве варианта реализации обратного канала – стандарт *DVB-RCS/RCS2* в режиме адаптивный *MF-TDMA*.

5. Для повышения эффективности использования частотного ресурса ММДВ может быть использована технология МДСН совместно с другими видами многостанционного доступа, позволяющая сократить занимаемую системой связи полосу частот в 2 раза за счет использования одной и той же полосы частот, как в прямом, так и в обратном направлении (с учетом особенностей ММДВ).

ГЛАВА 2 ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ ММДВ

В данной главе представлены результаты исследования, направленные на повышение энергетической и спектральной эффективности спутниковых систем связи ММДВ. Раздел 2.1 посвящён анализу возможных направлений реализации спутниковой сети связи ММДВ в Арктике, а также выработке соответствующих рекомендаций по развёртыванию такой сети. В разделах 2.2 и 2.3 рассмотрены методы повышения эффективности модемов спутниковых станций за счёт использования эффективных СКК: применение эффективных многопозиционных видов модуляции сигналов (раздел 2.2) и перспективных способов помехоустойчивого кодирования (раздел 2.3). Повышению эффективности спутниковых систем связи ММДВ за счёт использования адаптивного выбора сигнально-кодовых конструкций в зависимости от условий распространения сигнала посвящён раздел 2.4. В разделе 2.5 дано описание алгоритмов адаптации и рандомизации транспортного потока в модемах спутниковых станций ММДВ. Далее рассмотрены вопросы использования новых форматов фреймов в спутниковых модемах ММДВ (внешнее кодирование (*BCH*), внутреннее кодирование (*LDPC*) и перемежение бит) - раздел 2.6. В заключительном разделе 2.7 приводятся выводы по главе 2.

Отличительной особенностью современных сетей спутниковой связи является переход к стандартам обмена данными, регламентирующим как построение спутниковых модемов, так и сетей в целом. Стандарты обмена данными являются общепризнанными международными документами, регламентирующими режимы работы спутниковых систем цифровой передачи сигналов с различными вариантами сигнально-кодовых конструкций.

Одно из приоритетных направлений, базирующихся на рекомендациях стандартов обмена данными, связано с более эффективным использованием полосы частот в спутнике-ретрансляторе, т.е. с повышением спектральной эффективности используемого способа передачи информации. В модемном

оборудовании большинства производителей используется фазовая, квадратная амплитудная и амплитудно-фазовая модуляция с позиционностью не выше 32, хотя некоторые производители имеют в своем арсенале модемы с более высокой позиционностью используемых модуляций (до 256).

Увеличение позиционности модуляции позволяет использовать меньшую полосу частот для передачи того же самого объема информации, т.е. повышает спектральную эффективность выбранного способа передачи информации. При этом возрастают требования к энергетике для обеспечения требуемого качества канала связи, что может быть обеспечено за счёт использования более эффективных методов помехоустойчивого кодирования.

Виды модуляции с высокой позиционностью ($M \geq 8$) используются при организации связи в системах *VSAT* либо по топологии «точка – точка», либо по топологии «звезда» в сигналах ЦЗС. Это связано с необходимостью обеспечения повышенных требований по энергетике линии связи и помехоустойчивости для многопозиционных сигналов.

Другим способом уменьшения полосы частот, занимаемой сигналом, является использование формирующих фильтров с различной степенью прямоугольности. В настоящее время чаще всего используются фильтры с коэффициентом «сглаживания» (*roll-off factor*) 0,2...0,35 хотя в некоторых случаях он может быть уменьшен до значений 0,05 ..., 0,15 [4].

Еще одним способом более эффективного использования полосы частот является её повторное использование. Технология множественного доступа с совмещением несущих (*МДСН, РСМА*) представляет собой метод повторного использования частот для существующих и запланированных спутников-ретрансляторов, позволяющий двум или более земным станциям одновременно использовать одну и ту же полосу частот, *TDMA*-слот или *CDMA*-полином.

Использование высокочастотных диапазонов, обладающих большой пропускной способностью при чистом небе, подразумевает необходимость бороться с замираниями, вызванными в основном атмосферными явлениями.

Фазовые шумы и нестабильность несущей частоты тоже вносят заметный вклад в ухудшение условий приема.

Ослабить влияние указанных факторов можно применением комплекса мер, среди которых – адаптация параметров кодирования и модуляции, управление мощностью передатчика земной станции. Развитие технологий адаптивного кодирования и модуляции, управления мощностью передатчика в зависимости от изменяющихся условий распространения и приема сигнала, требуют применения современных эффективных способов помехоустойчивого кодирования совместно с видами модуляции, предназначенными для работы в спутниковых каналах.

Нестабильность опорных генераторов и их фазовые шумы требуют применения специальных алгоритмов, реализующих синхронизацию по фазе несущего сигнала для различных видов модуляции. При этом модуляция высокого порядка требует разработки способов синхронизации в условиях очень низких отношений сигнал/шум для различных сигнально-кодовых конструкций. Это – кадрирование сигнала с включением в передаваемые данные специальных преамбул (заголовков, пилот-символов), а также дополнительных опорных символов с низким индексом модуляции ($M = 2$, $M = 4$) с хорошими корреляционными свойствами. Данная мера позволяет дополнительно реализовать оперативную настройку демодулятора под различные виды сигнально-кодовых конструкций.

Введение в заголовок информации о виде модуляции и кодирования с однородной модуляцией и кодированием при регулярно перемежающихся пилот-сигналах способствует надежной синхронизации приемника по границам кадра, несущей частоте и фазе сигнального созвездия. При этом объем служебной информации определяется количеством вариантов сигнально-кодовых конструкций и может составлять от нескольких единиц до нескольких десятков бит.

2.1 Спутниковый радиоканал ММДВ диапазона для высокоскоростной передачи данных в Арктике

Проблемы предоставления пользователям широкого спектра услуг связи (*IP*-телефонии, видеоконференц-связи, доступа в *Internet*) при их нахождении в районах с неподготовленной наземной инфраструктурой приводят к необходимости организации каналов спутниковой связи. В результате дефицита частотного ресурса в *S*-диапазоне (4/6 ГГц) технологические сети крупнейших операторов спутниковой связи переведены на работу в транспондерах K_u (12/14 ГГц) и K_a -диапазонов (20/40 ГГц).

Важным направлением использования спутникового радиоканала ММДВ диапазона является высокоскоростная передача данных в Арктике.

Данный раздел посвящён анализу возможных направлений реализации спутниковой сети связи ММДВ диапазона в Арктике, а также выработке соответствующих рекомендаций по развёртыванию такой сети.

Задача высокоскоростной передачи данных в Арктике в K_a/Q -диапазонах частот (20/44) ГГц может быть решена только при условии создания орбитальной группировки специализированных спутников связи, расположенных на высоких эллиптических орбитах типа «Молния-3» (или аналогичного типа). Использование для заданной цели любых космических аппаратов (КА) общего (коммерческого) применения невозможно ввиду отсутствия таких КА. Однако это не означает, что при распределении информации, полученной центральной земной станцией спутниковой связи (ЦЗС) от арктических абонентов, необходимо отказаться от использования российских коммерческих структур, обладающих развитой сетью информационных каналов, в том числе с использованием структур мирового Интернета. Использование таких каналов является целесообразным с точки зрения экономических показателей.

Космический сегмент включает в себя специализированный КА, расположенный на высоких эллиптических орбитах, работающий на прием в диапазоне частот 44 ГГц и на передачу в диапазоне 20 ГГц и рассчитанный на

прямую ретрансляцию группового сигнала в пакетной форме, сформированного отечественной аппаратурой фирмы *Eastar* и передаваемого центральной станцией ЦЗС [4]. Этот сигнал должен быть ретранслирован в направлении каждого из объектов, расположенных в Арктическом регионе. Для этого на КА должна быть предусмотрена многолучевая узконаправленная антенна для передачи сигналов в диапазоне 20 ГГц на абонентские станции (АС), т.е. на объекты, расположенные в Арктическом регионе, с обеспечением сохранения ориентации лучей на заданные объекты в процессе перемещения КА по высокой эллиптической орбите. Все АС, входящие в группировку, должны принимать групповой сигнал и при получении адресного пакета информации должны организовывать передачу информации в обратный канал в соответствии с заданными параметрами, содержащимися в адресном пакете. В адресном пакете должна быть указана частота, а при необходимости – направление поляризации передачи обратного канала, время начала передачи обратного канала, используемая сигнально-кодовая конструкция и величина ЭИИМ.

На КА должны быть установлены две узконаправленные антенны: одна – для приема группового сигнала в диапазоне 44 ГГц, другая – для передачи сигналов обратных каналов от АС в диапазоне 20 ГГц, ориентированная на ЦЗС и поддерживающая указанную ориентацию в течение сеанса связи.

На каждой из абонентских станций должна быть узконаправленная приемопередающая антенна, обеспечивающая прием группового сигнала в диапазоне 20 ГГц и передачу сигнала обратного канала в диапазоне 44 ГГц на частоте, заранее назначенной для каждой АС. При необходимости должна быть назначена также и поляризация обратного канала. Остальные параметры передачи обратного канала содержатся в адресном пакете, передаваемом в составе группового сигнала. Ориентация антенны АС в направлении на КА должна поддерживаться автоматически системой автосопровождения по принимаемому пилот-сигналу (маяку), передаваемому с КА совместно с групповым сигналом.

Космические радиолинии КА-АС, АС-КА, КА-ЦЗС, ЦЗС-КА должны являться элементами сети связи специального назначения и не должны непосредственно сопрягаться с сетями связи общего пользования.

Принципиальным изменением, которое происходит в области построения транспортных сетей связи специального назначения, является переход к пакетной коммутации с одновременным обеспечением мультисервисного и интерактивного обслуживания абонентов. При этом в качестве базовых технологий в транспортных сетях доступа широко используются технологии коммутации пакетов *IPv4* и *IPv6*, протоколов *DVB-S/DVB-S2*. Это позволяет организовать единый подход к передаче информации, основанный на технологиях коммутации пакетов, как по проводным (оптическим, медным и др.), так и по беспроводным (радиорелейным, тропосферным, спутниковым, широкополосного радиодоступа, КВ/УКВ и иным). Это применимо для аналоговых и цифровых каналов связи сетей специального назначения, а также каналов связи сетей связи общего пользования региональных и национальных операторов связи, включая глобальную сеть «Интернет».

2.1.1 Ослабление сигнала в спутниковом радиоканале ММДВ диапазона

Для ММДВ диапазона характерно повышенное влияние атмосферных возмущений (дождя, снега, облаков, тропосферных сцинтилляций), которые приводят к ослаблению ретранслируемых радиосигналов, и как следствие – к снижению достоверности приёма информации.

Влияние облачности и тумана на затухание сигнала в K_a/Q -диапазонах невелико из-за малого размера и концентрации частиц в этих образованиях (диаметр капель менее 0,2 мм) и составляет менее 1 дБ. Наибольшее влияние на сигнал в K_a/Q -диапазонах оказывают осадки в виде дождя, в то время как снег и град вызывают существенно меньшее затухание. В связи с тем, что интенсивность дождя может изменяться от 0,25 мм/ч (морозящий дождь) до 50 мм/ч (сильный ливень), затухание сигнала при прохождении через осадки

является динамической величиной в отличие от других составляющих затухания, которые могут рассматриваться как статические величины.

Определяющим фактором, влияющим на уровень сигнала на входе приёмника, являются потери энергии при распространении сигнала по спутниковой радиолинии.

Затухание энергии сигнала в свободном пространстве, вызванное уменьшением плотности потока мощности при удалении от излучателя, выраженное в децибелах, определяется соотношением [10, 11]:

$$L_0 = 10 \lg \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2 = 20 \lg \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right) \quad (2.1)$$

где λ – длина волны, м; d – наклонная дальность (расстояние между передающей и приёмной антеннами), м.

Расчёт ослабления сигнала в свободном пространстве (2.1) для K_a/Q -диапазонов при распространении соответственно по каналам КА-ЗС и ЗС-КА проводился с использованием программного обеспечения Matlab для условий: $f_{Ka} = 20$ ГГц, $f_Q = 44$ ГГц, угол наклона антенны $\beta = 49.8^\circ$, расстояние до высокоэллиптической орбиты в апогее 40000 км. Потери в K_a и в Q -диапазонах составили соответственно 212 и 219 дБ.

Ослабление в осадках обусловлено рассеиванием и поглощением части энергии электромагнитных колебаний в частичках воды. Затухание радиосигналов пропорционально относительному размеру частиц по отношению к длине волны, их концентрации и диэлектрической проницаемости. Существенное влияние на ослабление сигналов оказывает дождь. Интегральным параметром дождя, учитывающим размеры, концентрацию, скорость падения капель и во многом определяющим ослабление радиосигналов, является интенсивность дождя (мм/ч). Затухание радиоволн в атмосфере из-за дождя зависит от интенсивности осадков, пространственного расположения дождевой зоны и является случайной величиной.

Затухание из-за осадков рассчитывается в соответствии с рекомендациями, разработанными международным союзом электросвязи (МСЭ) [12], позволяющими вычислять удельное затухание (затухание на километр) в зависимости от интенсивности осадков, частоты сигнала, поляризации и угла места.

Зависимость между погонным ослаблением γ_r (дБ/км) и интенсивностью дождя r (мм/ч) описывается выражением

$$\gamma_r = kr^\alpha \quad (2.2)$$

Значения коэффициентов k и α в диапазоне от 15 до 50 ГГц в функции частоты f (ГГц) определяются на основе эмпирических соотношений:

$$\lg k = \sum_{j=1}^4 a_j \exp \left[- \left(\frac{\lg f - b_j}{c_j} \right)^2 \right] + m_k \lg f + c_k \quad (2.3)$$

$$\alpha = \sum_{j=1}^5 a_j \exp \left[- \left(\frac{\lg f - b_j}{c_j} \right)^2 \right] + m_\alpha \lg f + c_\alpha \quad (2.4)$$

Значения констант a_j , b_j и c_j в (3) и (4) приведены в [13]. Графики ослабления сигнала из-за дождя (дождевой слой 1 км), рассчитанного с использованием (2.2)–(2.4), в зависимости от частоты при интенсивности дождя 7,5 и 50 мм/ч представлены соответственно на рисунках 2.1 и 2.2. Значение дождя 50 мм/ч [14] соответствует сильному ливню. Интенсивность такого ливня редко бывает продолжительной, но может составлять до нескольких десятков минут.

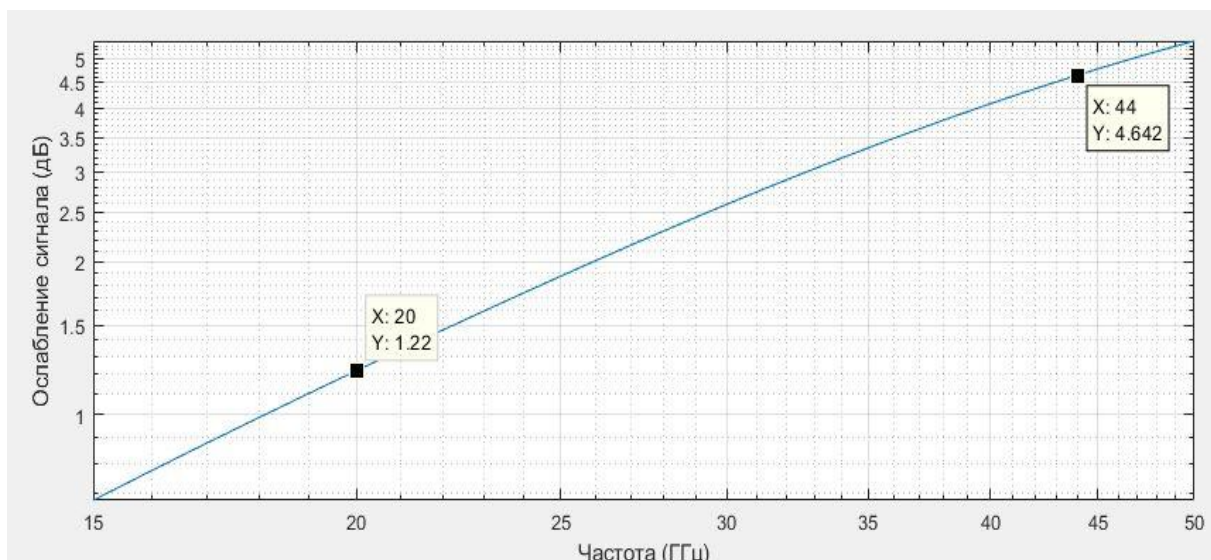


Рисунок 2.1 – Частотная зависимость ослабления сигнала из-за дождя (7,5 мм/ч)

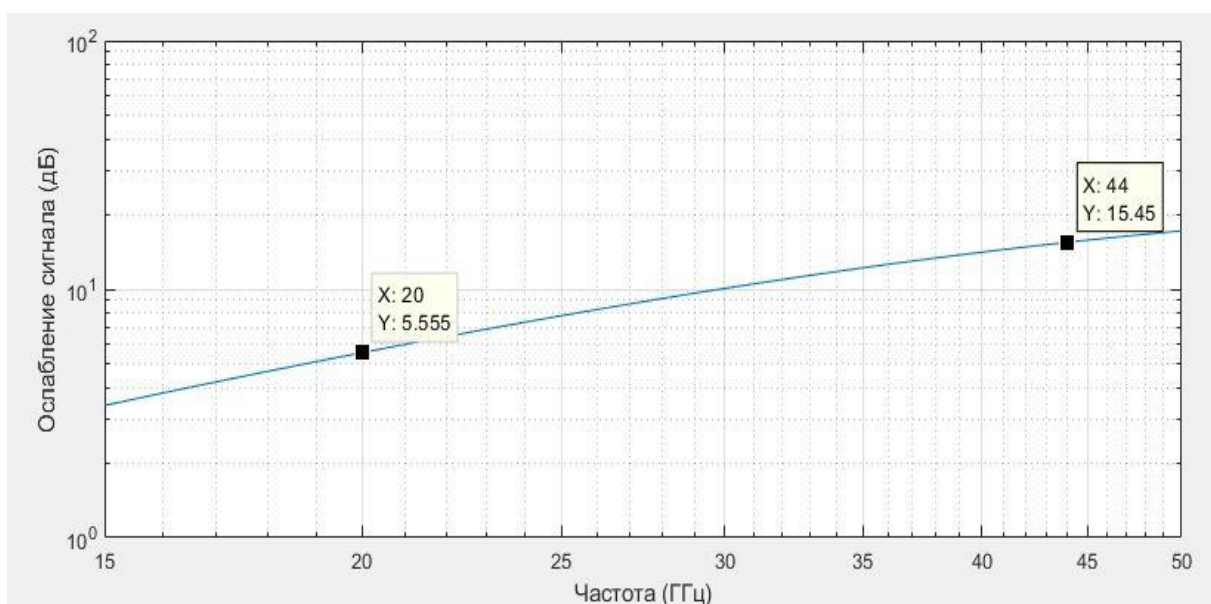


Рисунок 2.2 – Частотная зависимость ослабления сигнала из-за дождя (50 мм/ч)

Как видно из рисунков, потери при прохождении через дождевой слой в K_a и в Q диапазонах составили соответственно 1,2 и 4,6 дБ при интенсивности дождя 7,5 мм/ч, а при интенсивности дождя 50 мм/ч – соответственно 5,6 и 15,5 дБ.

Затухание сигнала в тумане и облаках зависит от количества воды в единице объема, а также от температуры воздуха и частоты сигнала. Затухание рассчитывается в соответствии с рекомендациями, разработанными МСЭ [15], позволяющими вычислять удельное затухание в зависимости от плотности жидкой воды, частоты сигнала и температуры. На частотах K_a/Q диапазонов для облаков или тумана, полностью состоящих из небольших капелек, размер которых, как правило, меньше 0,01 см, погонное ослабление (дБ/км)

$$\gamma_c(f, T) = K_1(f, T)M \quad (2.5)$$

где K_1 – коэффициент погонного ослабления из-за жидкой воды, содержащейся в облаках, (дБ/км)/(г/м³); M – плотность жидкой воды в облачности или тумане, г/м³; T – температура жидкой воды, содержащейся в облаках, К.

На рисунке 2.3 представлен график ослабления сигнала при прохождении через облака, рассчитанного с использованием модели (2.5), в зависимости от частоты для условий: высота облака 1000 м, плотность жидкой воды в облаке 0,5 г/м³, температура воздуха минус 20°С.

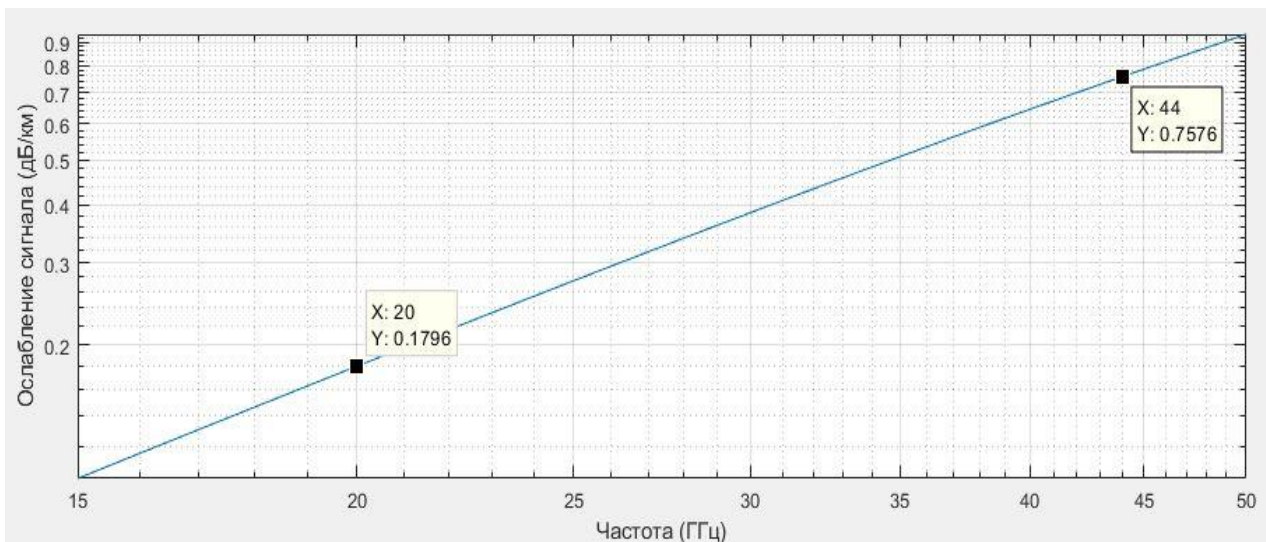


Рисунок 2.3 – Частотная зависимость ослабления сигнала при прохождении через облака и туман

Как видно из рисунка, погонные потери при прохождении через облака и туман в K_a и Q диапазонах составили соответственно 0,18 и 0,76 дБ/км.

Затухание сигнала при распространении через атмосферу обусловлено, прежде всего, его поглощением кислородом и водяным паром. Затухание рассчитывается в соответствии с рекомендациями, разработанными МСЭ [16], позволяющими вычислять удельное затухание в зависимости от температуры, давления, плотности водяного пара и частоты сигнала.

Погонное затухание в газах определяется по формуле

$$\gamma = \gamma_o + \gamma_w = 0,182 f \left(N''_{\text{кислород}}(f) + N''_{\text{водяной пар}}(f) \right) \quad (2.6)$$

где γ_o и γ_w – погонные затухания, дБ/км, обусловленные сухим воздухом (кислородом, азотом при определенном давлении) и водяным паром соответственно; $N''_{\text{кислород}}(f)$ и $N''_{\text{водяной пар}}(f)$ мнимые части частотно-зависимых комплексных рефракций:

$$N''_{\text{кислород}}(f) = \sum_{i(\text{кислород})} S_i F_i + N''_D(f) \quad (2.7)$$

$$N''_{\text{водяной пар}}(f) = \sum_{i(\text{водяной пар})} S_i F_i \quad (2.8)$$

где S_i – интенсивность i -й спектральной линии кислорода или водяного пара; F_i – коэффициент формы линии кислорода или водяного пара; $N''_D(f)$ – непрерывный спектр для сухого воздуха, обусловленный поглощением азота при определенном давлении.

$$\begin{aligned} S_i &= a_1 \times 10^{-7} p \theta^3 \exp[a_2(1 - \theta)] && \text{для кислорода} \\ \xi &= b_1 \times 10^{-1} e \theta^{3,5} \exp[b_2(1 - \theta)] && \text{для водяного пара} \end{aligned} \quad (2.9)$$

Интенсивность линии определяется по формуле

где p – давление сухого воздуха, гПа; e – парциальное давление водяного пара, гПа (полное барометрическое давление $p_{\text{tot}} = p + e$); $\theta = 300/T$; T –

температура, K . Значения входящих в (2.9) спектроскопических коэффициентов a_1 , a_2 , для определения частотного затухания за счет кислорода приведены в таблице 1, а коэффициентов b_1 , b_2 , для паров воды — в таблице 2 [16].

На рисунке 2.4 представлен график частотной зависимости ослабления сигнала при прохождении через атмосферные газы для частот от 15 до 50 ГГц, рассчитанной с использованием модели (2.6)–(2.9), для условий: давление сухого воздуха на уровне моря $101,325 \times 10^5$ кПа, плотность водяного пара 7,5. Температура воздуха 20°C .

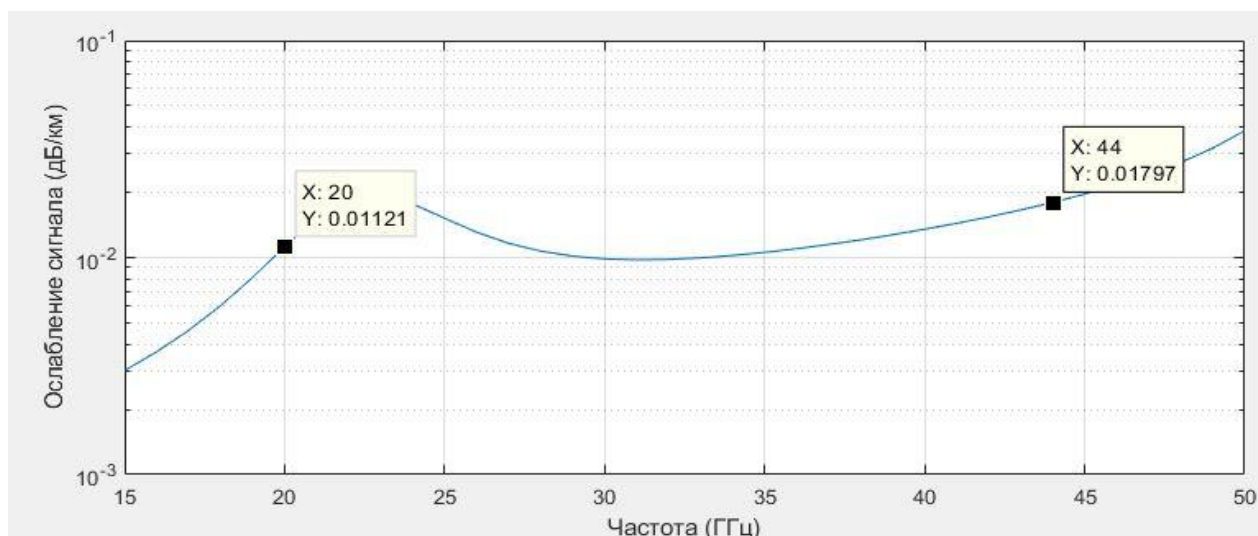


Рисунок 2.4 – Частотная зависимость ослабления сигнала при прохождении через атмосферные газы.

Как видно из рисунка, ослабление сигнала при прохождении через атмосферные газы в K_a и Q диапазонах составило соответственно 0,011 и 0,018 дБ/км.

Общее затухание при распространении сигнала от земной станции до космического аппарата и от KA до $ЗС$ определяется с учётом всех указанных в п.1–5 составляющих и для наихудших условий (при интенсивности дождя 50 мм/ч) и составляет:

$$L_Q = 219 + 15,45 + 0,75 + 0,02 = 235,22 \text{ дБ}$$

и

$$L_{Ka} = 212 + 5,55 + 0,17 + 0,01 = 218,31 \text{ дБ}$$

соответственно.

Все составляющие затухания сигнала, кроме затухания при прохождении через осадки, относятся к статическому ослаблению и определяются как $L_{ст_Q} = 219,77$ и $L_{ст_Ka} = 212,76$ дБ. Затухание сигнала при прохождении через осадки является динамической величиной, изменяющейся в диапазоне от 0 до 15,45 дБ в зависимости от интенсивности дождя.

Результаты исследования позволяют сделать вывод, что затухание сигнала в спутниковом радиоканале K_a/Q -диапазона адекватно описывается моделью квазистационарного канала с прямой видимостью и динамическим затуханием в зависимости от интенсивности дождя [17].

2.2 Применение эффективных многопозиционных видов модуляции сигналов

Данный раздел посвящён анализу эффективных видов модуляции сигнала для спутниковых сетей связи, а также выработке соответствующих рекомендаций по улучшению параметров спутниковых модемов ММДВ.

Выбор вида модуляции и параметров сигналов спутниковых модемов ММДВ требует всестороннего анализа различных альтернативных вариантов как с учётом возможностей улучшения основных характеристик ССС, так и технических ограничений, связанных с реализацией оптимальных алгоритмов приёма, демодуляции и декодирования сигналов. Виды модуляции сигналов в спутниковых сетях связи должны удовлетворять требованиям высокой помехоустойчивости и спектральной эффективности при определённой нечувствительности к нелинейности тракта. Помехоустойчивость или энергетическая эффективность характеризуется пороговым отношением энергии бита сигнала к спектральной плотности мощности шума E_b/N_0 при требуемой вероятности P_b ошибочного приёма бита информации. Спектральная эффективность оценивается как отношение информационной скорости к полосе канала R/W и измеряется в (бит/с)/Гц.

В разных условиях неизбежен выбор между этими взаимосвязанными параметрами: или обеспечить заданную вероятность ошибки при дефиците

мощности, пожертвовав в какой-то степени полосой, или сэкономить занимаемую полосу при приемлемой вероятности ошибок. Эти компромиссы достигаются применением различных видов модуляции, регламентированных стандартом цифрового спутникового видеовещания *DVB-S* и его модификациями *DVB-S2* и *DVB-S2X* [7].

В стандарте *DVB-S* приняты многопозиционные виды фазовой модуляции (*QPSK* и *8PSK*) и квадратурной амплитудной модуляции (*16QAM* и *32QAM*), а также « $\pi/2$ бинарная фазовая модуляция ($\pi/2$ -*BPSK*)», которая используется для преамбулы фрейма. Стандарт *DVB-S2* отличается от *DVB-S* тем, что вместо квадратурной амплитудной модуляции используется амплитудно-фазовая модуляция (*16APSK* и *32APSK*).

Модуляция « $\pi/2$ -*BPSK*» представляет собой квадратурную модуляцию без переходов на π , при которой *Q*-составляющая – это обычная *BPSK*, а *I*-компонента отличается от *Q*-составляющей тем, что чётные символы исходной информации проинвертированы. Благодаря этому исключаются переходы фазы на π и облегчается поиск синхронизации фрейма. При модуляции « $\pi/2$ -*BPSK*» созвездие четырёхточечное и может демодулироваться как при традиционной *QPSK* с теми же характеристиками помехоустойчивости [18].

Квадратурная фазовая модуляция *QPSK* имеет одинаковую помехоустойчивость с *BPSK*. Многопозиционные созвездия ($M > 4$) проигрывают в помехоустойчивости, одновременно экономя частотный ресурс, что важно при большой скорости информационного потока.

Квадратурная амплитудная модуляция видов *16QAM* и *32QAM*, применяемая в стандарте *DVB-S*, требует линейного тракта, поэтому в стандарте *DVB-S2* она заменена на амплитудно-фазовую модуляцию соответственно *16APSK* и *32APSK*, имеющую меньший пик-фактор *PARP* (отношение пиковой мощности сигнала $P_{\text{пик}}$ к средней мощности $P_{\text{ср}}$) и допускающую менее жёсткие требования к линейности тракта.

Пик-фактор зависит как от конфигурации созвездия, так и от коэффициента β «сглаживания» фильтра Найквиста, формирующего спектр сигнала (таблица 2.1) [19].

Таблица 2.1 – Пик-фактор в зависимости от коэффициента скругления β

β	$PARP$, дБ
0,15	6,3
0,2	5,6
0,3	4,5
0,4	3,5
0,5	2,8

В таблице 2.2 приведены параметры модуляции для различных сигнальных созвездий: значения пик-фактора (без ограничения спектра) и отношения сигнал/шум на бит (при вероятности битовой ошибки $P_b = 10^{-6}$) [20, 21].

Таблица 2.2 – Параметры модуляции созвездий

Вид модуляции	$PARP$, дБ	E_b/N_0 , дБ при $P_b = 10^{-6}$
<i>BPSK, QPSK</i>	0	10,5
<i>8PSK</i>	0	13,8
<i>16PSK</i>	0	18,0
<i>16QAM</i>	2,56	14,4
<i>16APSK (4 + 16)</i>	1,065	15,5
<i>32QAM</i>	2,3	16,0
<i>32APSK (4+12+16)</i>	2,06	17,4

Как видно из таблицы 2.2, по сравнению с *BPSK* и *QPSK*, которые имеют одинаковую помехоустойчивость, многопозиционные виды модуляции проигрывают им в помехоустойчивости. Энергетический проигрыш пропорционален числу M позиций модуляции и составляет 3,3 и 6,9 дБ соответственно для *8PSK* и *32APSK*.

По сравнению с многопозиционными видами модуляции ($M \geq 16$) *BPSK*, *QPSK* и *8PSK* имеют меньший пик-фактор (нулевой без ограничения

спектра). Это обусловлено тем, что все точки этих созвездий лежат на одной окружности.

Полоса частот, занимаемая спектром сигнала, определяется как $W \approx (1 + \beta) R_s$, где $R_s = R / \log_2 M$ – символьная частота. Поэтому спектральная эффективность $R / W \approx \log_2 M / (1 + \alpha)$ растёт с увеличением числа M позиций модуляции и уменьшением коэффициента β «сглаживания». Это экономит частотный ресурс, что важно при большой скорости информационного потока.

Однако стремление к экономии частотного ресурса (выбор меньшей величины β) требует большей величины отступа рабочей точки нелинейного усилителя от точки его насыщения и, следовательно, приводит к потерям энергетического ресурса.

Результирующий пик-фактор образуется суммированием значений, приведенных в таблицах 2.1 и 2.2. Для примера в таблице 2.3 приведены данные по суммарному значению $PARP_{\Sigma}$ в зависимости от коэффициента β «сглаживания» для видов модуляции 16APSK и 16QAM.

Таблица 2.3 – Суммарный пик-фактор в зависимости от β

β	$PARP_{\Sigma}$, дБ – 16APSK	$PARP_{\Sigma}$, дБ – 16QAM
0,15	6,851	8,206
0,2	6,254	7,798
0,3	5,268	6,781
0,4	4,278	5,926
0,5	3,864	5,340

Результаты таблицы 2.3 свидетельствуют о том, что при равном числе M позиций результирующий пик-фактор при модуляции APSK меньше, чем при QAM. Поэтому в случае ограничения пиковой мощности при APSK эффективнее используется мощность выходного каскада (усилителя мощности) передатчика. По этой причине в DVB-S2 приняты виды модуляции 16APSK и 32APSK взамен 16QAM и 32QAM в стандарте DVB-S.

Данные таблицы 2.3 позволяют оценить необходимую величину запаса по линейности от точки насыщения усилителя мощности передатчика и соот-

ответствующее этому параметру изменение выходной средней мощности и соответственно коэффициент полезного действия передатчика.

Влияние нелинейности канала на помехоустойчивость можно оценить по графикам рисунка 2.5, где представлены зависимости вероятности ошибок от энергетики радиолинии E_b/N_0 для видов модуляции $16QAM$ и $16APSK$ при коэффициенте «сглаживания» $\beta = 0,35$. Из графиков рис. 2.5 видно, что в случае $16APSK$ достижимая средняя мощность (начало перехода кривых на плоский участок) для определённой зависимости нелинейности усилителя мощности примерно на 1...2 дБ больше. Это дает возможность получения предельной минимальной вероятности ошибок на 1–2 порядка меньшей, чем для $16QAM$.

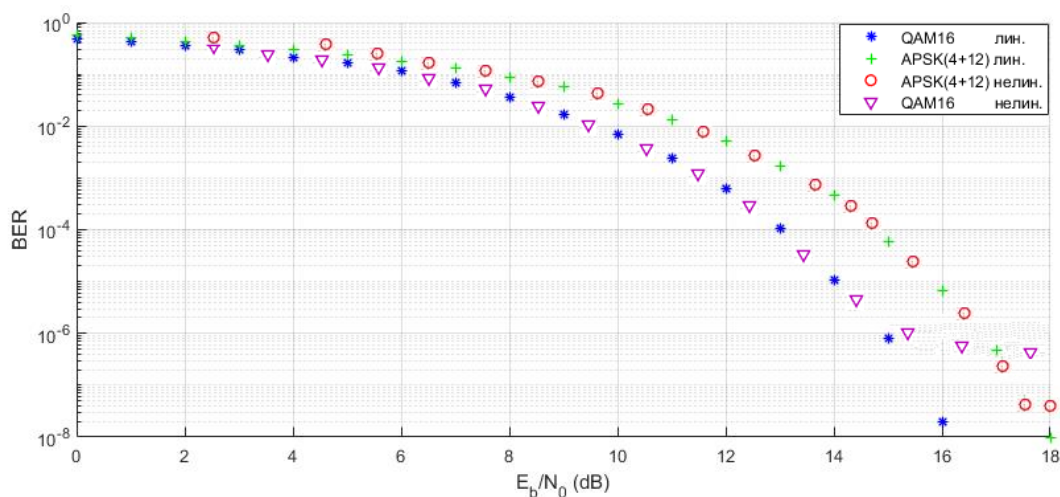


Рисунок 2.5 – Влияние нелинейности канала на помехоустойчивость ($M=16$)

Виды модуляции $16APSK$ и $32APSK$ требуют более качественного радиоканала и более сложных методов компенсации искажений сигнала в радиоканале (например эквалайзеров), чем $BPSK$, $QPSK$ и $8PSK$. Однако ввиду высокой спектральной эффективности амплитудно-фазовой модуляции видов $16APSK$ и $32APSK$, их целесообразно использовать для передачи высокоскоростной информации при наличии необходимой энергетики радиолинии [22].

2.3 Помехоустойчивое кодирование в спутниковых каналах связи

Высокой достоверности передачи данных способствуют программно-аппаратные средства модема, позволяющие поддерживать допустимую вероятность ошибочно переданных бит (*Bit Error Rate – BER*) за счёт применения кодов, исправляющих ошибки.

В соответствии с теоремой Шеннона существует помехозащитный код, позволяющий со сколь угодно малой избыточностью и сколь угодно высокой достоверностью передавать поток по каналу с гауссовским шумом [18].

Согласно формуле Шеннона [18] для получения максимальной пропускной способности необходимо использовать всю доступную полосу частот:

$$C = W \log_2 \left(1 + \frac{P_c}{P_{ш}} \right) \quad (2.11)$$

где C – пропускная способность, W – полоса частот радиоканала, $P_c/P_{ш}$ – отношение сигнал/шум по мощности.

Скорость передачи R в реальном канале ниже его пропускной способности. В соответствии с формулой (2.11) надёжная передача данных со скоростью R по гауссовскому каналу с полосой W возможна лишь при соблюдении условия

$$\frac{E_b}{N_0} > \frac{2^{R/W} - 1}{R/W}, \quad (2.12)$$

где $E_b = P_c/R$ – энергия на один информационный бит; R/W – спектральная эффективность. Правая часть формулы (2.12) определяет так называемую «границу Шеннона».

В случае модуляции *BPSK* ($M = 2$) спектральная эффективность $R/W = d \log_2 M = d$, т. е. численно равна скорости помехозащитного кода. Тогда в соответствии с (2.12) при $d=1/4$ отношение энергии сигнала на информационный бит к односторонней спектральной плотности шума E_b/N_0 в канале не может быть меньше минус 1,2 дБ (граница Шеннона).

До недавнего времени в модемах систем спутниковой связи в качестве помехоустойчивых кодов чаще всего применялись свёрточные коды, в том числе в сочетании с кодами Рида-Соломона. Сравнительно недавно стали использоваться блочные турбо-коды-произведения (*TPC*) и свёрточные турбо-коды (*TCC*), а также коды с низкой плотностью проверок на чётность (*LDPC*).

Отличительная особенность турбо-кодов заключается в принципе их декодирования. Другие помехозащитные коды могут работать только с битовыми последовательностями, которые проверяются с помощью контрольных алгебраических выражений с жёсткой оценкой их достоверности. Алгоритм поиска кодовых слов, точно удовлетворяющих контрольным выражениям, может быть разным.

В случае турбо-кодов декодирование начинается на уровне демодулятора. При этом однозначная расшифровка кодового слова, переносимого символом, заменяется его вероятностной оценкой, которая учитывается при переборе кодовых последовательностей.

Кроме того, методы кодирования при использовании турбо-кодов хорошо приспособлены для восстановления длинных кодовых последовательностей. Для этого выполняется множество итераций, в каждой из которых за основу берётся наиболее достоверный вариант кодовой последовательности из полученных за предыдущие итерации.

Благодаря более полному использованию информации о состоянии сигнала и возможности эффективного итерационного декодирования очень длинных последовательностей, турбо-коды позволяют очень близко подойти к пределу Шеннона (2.12).

Современные турбо-коды и коды *LDPC* обеспечивают энергетический выигрыш до 4,0 дБ по сравнению с ранее использовавшимися кодами. Это позволяет снизить стоимость спутникового терминала за счёт использования антенн меньших размеров и передатчиков меньшей мощности без существенного снижения качественных характеристик канала.

Помехоустойчивые коды *LDPC* обеспечивают более высокую энергетическую эффективность, чем турбо-коды, однако проигрывают им по времени декодирования. Поэтому большинство фирм производителей предложили широкое разнообразие кодов *LDPC* с требуемой исправляющей способностью и задержкой декодирования, подходящие как для сетей передачи данных с пакетной нагрузкой, так и для приложений, критичных к времени распространения.

В таблице 2.4 Приведены характеристики помехоустойчивости и задержки обработки некоторых кодов для модуляции *QPSK* [4].

Таблица 2.4 – Характеристики помехоустойчивых кодов

Код	E_b/N_0 , дБ при $BER=10^{-6}$	E_b/N_0 , дБ при $BER=10^{-8}$	Задержка обработки, мс
<i>HCK</i> 1/2	5,5	6,8	9
<i>HCK</i> 1/2 + <i>RS</i>	4	4,3	266
<i>CCK</i> 1/2	4,6–5,5	5,8–6,8	74
<i>CCK</i> 1/2 + <i>RS</i>	4,3	4,5	522
<i>TPC</i> 21/44	2,9	3,3	41
<i>LDPC</i> 1/2	1,8	1,9	198
<i>Versa FEC</i> 0,533	2,1	2,2	53
<i>ULL</i> 0,493	3	3,4	19
<i>HCK</i> 3/4	7	8,3	
<i>CCK</i> 3/4	5,3–6	6–6,8	
<i>TPC</i> 3/4	3,3	4	47
<i>LDPC</i> 3/4	2,7	2,8	248
<i>Versa FEC</i> 0,706	3,1	3,3	62
<i>ULL</i> 0,734	4	4,5	23
<i>HCK</i> 3/4 + <i>RS</i>	4,8	5,3	
<i>HCK</i> 7/8	8	9,3	
<i>CCK</i> 7/8	7,1	7,8–8,6	
<i>TPC</i> 7/8	4,2	4,3	245
<i>HCK</i> 7/8 + <i>RS</i>	6,2	6,7	

Анализ данных табл. 2.4 показывает, что современные турбо-коды и коды *LDPC* имеют преимущество перед ранее использовавшимися кодами. Энергетический выигрыш составляет 2,5...3,5 дБ для скорости кода 1/2 и 3,5...4,0 дБ для скоростей кода 3/4 и 7/8.

При использовании сверточного турбо-кода используется итеративное декодирование с мягким решением, позволяющее получить близкие к пропускной способности канала характеристики. В процессе итеративного декодирования турбо-кодов выполняются несколько итераций декодирования, на каждой из которых происходит декодирование каждого из составляющих кодов. Для этого могут использоваться любые алгоритмы декодирования, способные формировать мягкие решения относительно декодированных символов. Наибольшее практическое применение нашли такие алгоритмы декодирования, как *Log-MAP (LM)*, *Max-Log-MAP (MLM)* и *Soft Output Viterby Algorithm (SOVA)*. Сложность реализации данных методов в смысле количества выполняемых операций для декодирования одного информационного символа представлена в таблице 2.5 [23].

Таблица 2.5 – Сложность алгоритмов декодирования

Вид операции	Алгоритм Витерби	Max-Log-MAP	Log-MAP	SOVA
Выбор максимума		$5 \cdot 2^{K-1} - 2$	$5 \cdot 2^{K-1} - 2$	$2^{K-1} + 3K$
Сложение	$2 \cdot 2^{K-1} + 5$	$10 \cdot 2^{K-1} + 11$	$15 \cdot 2^{K-1} + 9$	$2 \cdot 2^{K-1} + 8$
Умножение на ± 1		8	8	8
Сравнение	2^{K-1}			6K
Поиск в таблице			$5 \cdot 2^{K-1} - 2$	
Примечание – K определяет конструктивную длину составляющих кодов.				

Зная количество выполняемых операций для декодирования составляющих кодов $N_{\text{сост}}$, можно оценить сложность декодирования всего турбо-кода:

$$N_{\text{турбо}} = IN_{\text{сост}}M,$$

где I – число итераций декодирования;

M – число составляющих кодов (обычно два).

Основным недостатком турбо-кодов является относительно высокая сложность их практической реализации. Например, сложность *SOVA* алгоритма декодирования примерно в 2 раза больше сложности обычного алгоритма Витерби. Учитывая, что при декодировании турбо-кода выполняется

порядка 10 итераций декодирования, на каждой из которых декодируется два составляющих кода, получается, что сложность турбо-кода примерно в 40 раз больше по сравнению с декодером Витерби. При использовании более эффективных *Max-Log-MAP*- и *Log-MAP*-алгоритмов разница в сложности еще в несколько раз увеличивается. К недостаткам турбо-кодов также следует отнести наличие так называемой области насыщения вероятности ошибки, в которой скорость уменьшения вероятности ошибки с увеличением отношения сигнал/шум значительно замедляется. Данный эффект вызван небольшим кодовым расстоянием турбо-кодов [23].

Для *LDPC* декодирования используют алгоритм распространения доверия (также известного как *sum-product*) и его аппроксимацию – алгоритм минимальной суммы (*minsum*) [24 – 26]. В *DVB-S2* декодирование основано на алгоритме минимальной суммы. Данный алгоритм использует простые функции сравнения и сложения. В *LDPC* кодах используется итеративное декодирование, в основе которого лежит итеративный обмен мягкими решениями между битовыми и проверочными узлами графа кода.

На рисунке 2.6 представлены графики эффективности декодирования *LDPC* и турбо-кодов длины n с кодовой скоростью $1/2$ [27]. Представлены графики зависимости вероятности ошибки на бит *BER* от отношения сигнал/шум (энергии сигнала на информационный бит к односторонней спектральной плотности шума E_b/N_0).

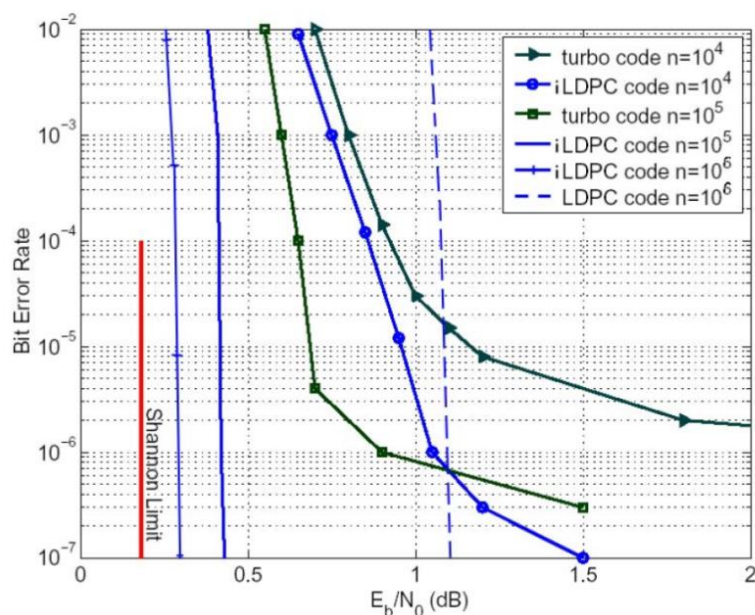


Рисунок 2.6 – Эффективность декодирования LDPC и турбокодов

Как видно из рисунка, эффективность нерегулярных *LDPC* кодов (кривые *iLDPC*) оказывается выше, чем регулярных кодов. Это объясняется тем, что в нерегулярных кодах из-за различного числа единиц в строках и столбцах информационные символы защищены по-разному. Т.е. при декодировании возникает «эффект волны», когда достоверные биты декодируются с меньшим количеством итераций и позволяют декодировать менее достоверные биты за меньшее время.

Из сравнения характеристик турбо-кодов и *LDPC* кодов следует, что последние оказываются более эффективными, что особенно заметно при больших длинах кодов и малых вероятностях ошибки декодирования. При этом сложность практической реализации *LDPC* кодов существенно ниже, чем турбо-кодов:

$$N_{LDPC} = 4Is$$

где I – число итераций декодирования; s – средний вес столбцов проверочной матрицы.

Особенностью турбо-кодов и *LDPC* кодов является их блочная структура и довольно большая величина длины кодового слова, которая может достигать значения в десятки тысяч бит. За счет такой величины кодового слова и итерационного процесса декодирования, при котором количество итераций

может быть до нескольких десятков, и достигается необходимая исправляющая способность.

Достигается это за счёт значительного увеличения длительности декодирования, которая может достигать сотен миллисекунд, что сопоставимо с длительностью распространения сигнала от терминала до спутника-ретранслятора и обратно – 250 мс. При передаче в спутниковой линии связи пакетного трафика – пакетов, содержащих информацию из сети интернет, такие задержки не являются критичными для пользователя. Но при организации видеоконференций, телефонных звонков, где используется режим реального времени, это становится критичным – собеседникам приходится ждать, пока информация дойдет до адресата, что может произойти через несколько секунд.

Для решения проблемы построения каналов связи с различными требованиями по задержкам декодирования и помехоустойчивости ряд производителей оборудования предложил большое количество разновидностей кодов *LDPC* с различной длиной кодового слова (от 256 до 64000 бит), скоростью кода ($1/2$ – $19/20$) и исправляющей способностью.

На рисунке 2.7 и в таблице 2.6 [28, 29] приведены характеристики помехоустойчивости для различных видов модуляции и скоростей кодов *LDPC* (стандарта *DVB-S2*) и кодов *3GPP2* стандарта спутникового цифрового телевидения для мобильных устройств (*DVB-SH*) для короткого кадра 16200 бит.

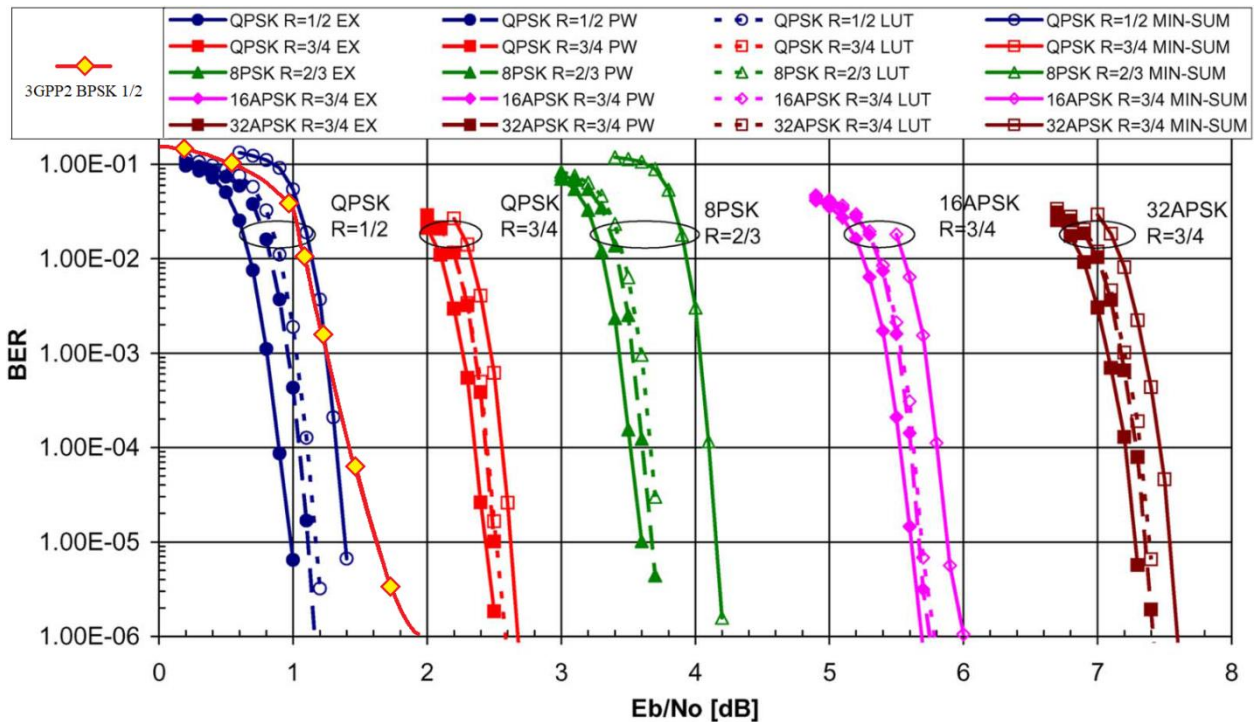


Рисунок 2.7 – Графики помехоустойчивости для различных сигнально-кодовых конструкций

Таблица 2.6 – Производительность алгоритмов декодирования *LDPC* для короткого кадра при $BER = 10^{-7}$

Algorithm	$R = 1/2, QPSK$	$R = 3/4, QPSK$	$R = 2/3, 8PSK$
Exact (EX)	1.05 dB	2.50 dB	3.65 dB
Jacobian	1.05 dB	2.50 dB	3.65 dB
Riecewise (PW) Linear	1.15 dB	2.55 dB	3.70 dB
Normalized Min-SUM(NMS) ($\alpha = 1.25$)	1.15 dB	2.55 dB	3.75 dB
Look-UP-Table(LUT)	1.20 dB	2.60 dB	3.80 dB
Offset Min-Sum (OMS) ($\beta = 0.15$)	1.25 dB	2.65 dB	3.90 dB
Min-Sum (MS)	1.45 dB	2.70 dB	4.15 dB

Как видно из рисунка 2.7, коды *LDPC* имеют существенное преимущество, поскольку при высокой достоверности крутизна кривой помехоустойчивости турбо-кода уменьшается и при $P_{\text{ош}} \approx 10^{-7}$ асимптотически образует «полку», т.е. получить меньшую вероятность ошибки невозможно.

В стандарте *DVB-S2* используется каскадное кодирование (внешний Боуз-Чоудхури-Хоквингем (*BCH*) код и внутренний *LDPC* код). После *LDPC* декодирования формируется небольшое кодовое расстояние, из-за чего об-

ласть насыщения вероятности ошибки увеличивается, а для её уменьшения используется внешний код.

Каскадный код *LDPC+BCH* обеспечивает более эффективное использование канального ресурса, чем помехозащитные коды стандарта *DVB-S*. Он позволяет работать при отношении E_b/N_0 всего лишь на 0,7 дБ выше границы Шеннона для заданной скорости, в то время как применение свёртки в паре с кодом Рида-Соломона требовало превышения границы Шеннона примерно на 5 дБ [30].

Новый стандарт допускает более высокую вероятность ошибок (*BER*) на выходе декодера, чем *DVB-S*. Кодеры стандарта *DVB-S* обеспечивают допустимую *BER* до 10^{-11} , а использование каскадного кода *LDPC+BCH* увеличивает допустимую *BER* до 10^{-7} [4]. Это соответствует появлению одной ошибки в час при передаче потока скоростью 5 Мбит/с (стандартная скорость передачи *TB* компрессированного в MPEG-2). Такой уровень *BER* является допустимым для большинства приложений. В стандарт *DVB-S* заложен избыточный уровень достоверности, что обусловлено особенностями кода Рида-Соломона. В случае передачи пакетной информации перед её подачей в *FEC*-кодеры на неё накладывается *CRC-8 (Cyclic Redundancy Check)* кодирование, а после *FEC* кодирования осуществляется перемежение данных с целью защиты от помех большой длительности.

На рисунке 2.8 представлена зависимость вероятности ошибки на выходе внешнего блока декодера *BCH* от вероятности ошибки внутреннего блока декодера *LDPC* [30].

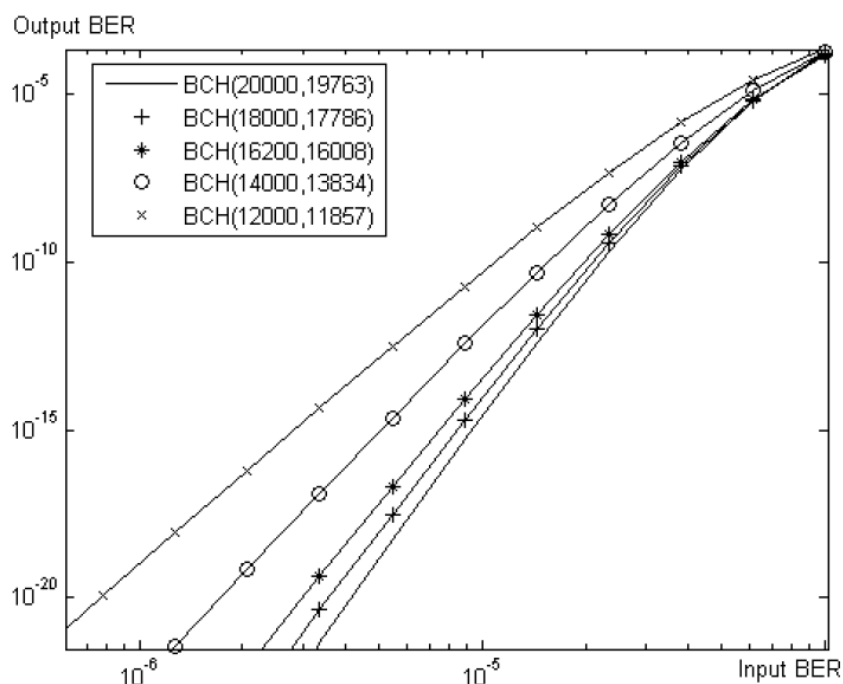


Рисунок 2.8 – Зависимость вероятности ошибки на выходе внешнего декодера BCH от BER внутреннего декодера LDPC

Каскадное кодирование осуществляется посредством передачи блоков данных. Блочное кодирование позволяет передавать каждый кадр с определенной скоростью кодирования и модуляции без разрыва синхронизации в приемнике. Также блочное кодирование является наиболее удобным с точки зрения реализации и возможной модернизации алгоритма, т.к. нет зависимостей от внешних блоков, что в свою очередь облегчает симуляцию, отладку или какое-либо другое изменение блока.

Благодаря каскадному кодированию область насыщения по вероятности ошибок значительно сдвинута в сторону малых вероятностей, что предопределяет выбор в пользу каскадного кодирования *BCH+LDPC* в стандарте *DVB-S2*.

2.4 Адаптивный выбор сигнально-кодовых конструкций в зависимости от условий распространения сигнала

Одно из направлений повышения эффективности спутниковых систем связи ММДВ связано с использованием режима адаптивного кодирования и модуляции (АСМ)[31]. Режим АСМ позволяет исключить запас по энергетиче-

ке от 4 до 8 дБ, рассчитанный на неблагоприятные условия приёма. Это позволяет в два-три раза увеличить пропускную способность ретранслятора.

На рисунке 2.9 показана схема работы ССС в режиме *АСМ*. Система включает *АСМ* шлюз, *DVB-S2* модулятор с поддержкой *АСМ*, передающую земную станцию, спутник и систему приёма спутникового сигнала, подключённую к *АСМ* шлюзу через обратный канал [31].

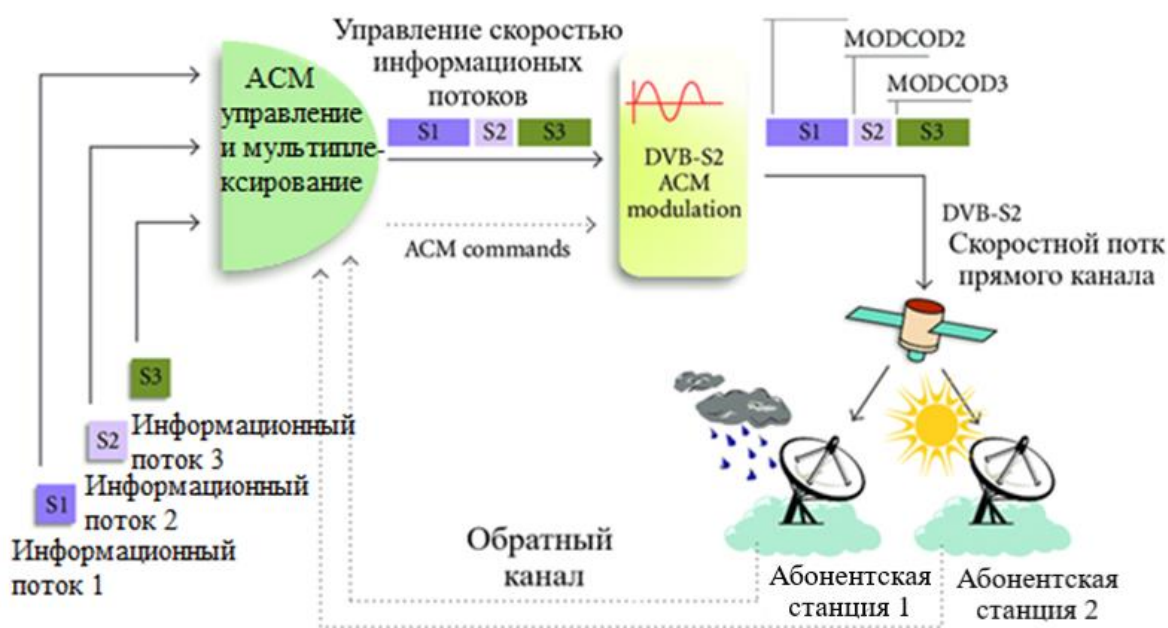


Рисунок 2.9 – Иллюстрация работы спутниковой системы связи в режиме *АСМ*

Использование данного режима позволяет менять индивидуально для каждого из потребителей тип передачи включающий в себя тип модуляции и скорость помехоустойчивого кодирования в соответствии информацией о качестве принимаемых сигналов на стороне абонентов. Данную информацию центральная станция получает от абонентов по обратному каналу, специальный алгоритм на стороне центральной станции в автоматическом режиме принимает решение используемом типе передачи.

Работа в режиме *АСМ* требует управления скоростью пользовательских потоков данных для предотвращения перегрузки канала при плохих погодных условиях. Реализация указанного подхода при большом числе пользователей (сотни-тысячи) и необходимости индивидуальной адаптации затрудни-

тельна. Кроме того, решение задачи осложняется тем, что информация может поступать от удалённых источников, трудно поддающихся управлению.

Режим *ACM* перспективен для использования в мобильных системах *VSAT* ММДВ для поддержания требуемого качества канала связи по стандарту *DVB-S2*. При этом каждый кадр в пакете *DVB-S2* кодируется собственными уникальными параметрами, изменяющимися в соответствии с условиями приёма на каждом спутниковом модеме (рисунок 2.10).

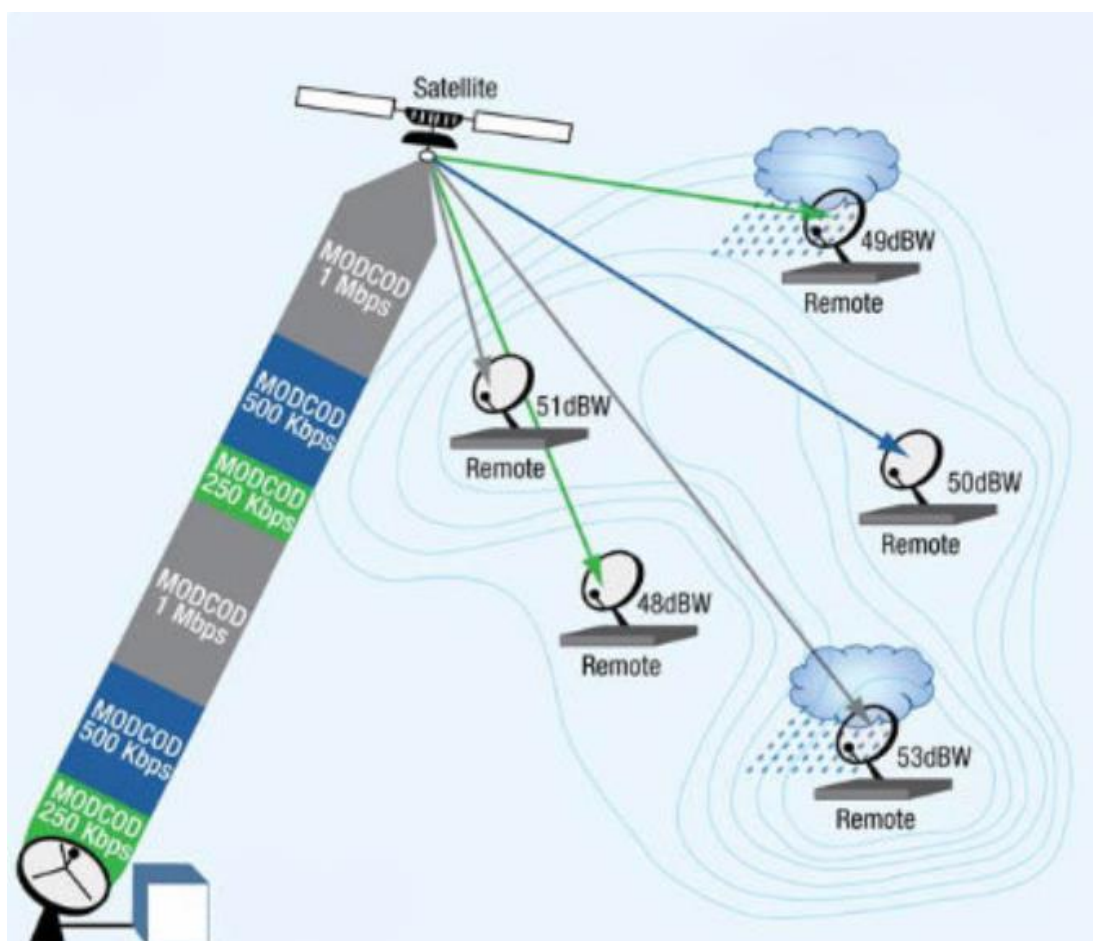


Рисунок 2.10 – Реализация ACM для различных MODCOD

Спутниковый модем определяет качество приёма и параметры затухания для конкретной станции с интервалом несколько миллисекунд. Информация об условиях приёма по обратному каналу передаётся на центральную земную станцию (*ЦЗС*), где анализируется. При достижении коэффициентом затухания предельно допустимой величины для требуемого качества связи, *ЦЗС* изменяет параметры модуляции и/или кодирования сигнала для восстановления требуемого запаса по энергетике. Модулятор *DVB-S2* в сочетании с

шлюзом–инкапсулятором позволяет принимать данные на модемах ЗС с высокой достоверностью и определять вид модуляции и *FEC*, которые используются в потоке данных.

ЦЗС посредством параметра *MODCOD* указывает конкретному *VSAT*-терминалу, какой вид модуляции и *FEC* будут использоваться при передаче информации. В режиме *ACM* параметр *MODCOD* изменяется для каждого *VSAT*-терминала от кадра к кадру *FEC*, обеспечивая близкую к максимально достижимой спектральную эффективность сети (до 3 (бит/с)/Гц для модуляции *PSK-8*).

В таблице 2.7 представлены рекомендуемые стандартом *DVB-S2* в качестве *MODCOD* сочетания вида модуляции и коэффициента кодирования для каждого отдельного кадра прямого канала в зависимости от условий распространения сигнала при сохранении постоянной символьной скорости. Вид *MODCOD* указывается в начале кадра *DVB-S2* в заголовке физического уровня (*PLHEADER*). Поскольку для указания демодулятору требуемого режима *MODCOD* необходимо принять *PLHEADER* с максимальной достоверностью, для его передачи используется модуляция « $\pi/2$ -*BPSK*», обладающая максимальной помехоустойчивостью.

Таблица 2.7 – Значения поля *MODCOD*

Значение <i>MODCOD</i>	Модуляция, скорость <i>FEC</i>	Значение <i>MODCOD</i>	Модуляция, скорость <i>FEC</i>	Значение <i>MODCOD</i>	Модуляция, скорость <i>FEC</i>	Значение <i>MODCOD</i>	Модуляция, скорость <i>FEC</i>
00000	Хл. КФУ	01000	QPSK, 4/5	10000	PSK-8, 8/9	11000	**, 3/4
00001	QPSK, 1/4	01001	QPSK, 5/6	10001	PSK-8, 9/10	11001	**, 4/5
00010	QPSK, 1/3	01010	QPSK, 8/9	10010	*, 2/3	11010	**, 5/6
00011	QPSK, 2/5	01011	QPSK, 9/10	10011	*, 3/4	11011	**, 8/9
00100	QPSK, 1/2	01100	PSK-8, 3/5	10100	*, 4/5	11100	**, 9/10

Значение MODCOD	Модуляция, скорость FEC	Значение MODCOD	Модуляция, скорость FEC	Значение MODCOD	Модуляция, скорость FEC	Значение MODCOD	Модуляция, скорость FEC
00101	QPSK, 3/5	01101	PSK-8, 2/3	10101	*, 5/6	11101	Резерв
00110	QPSK, 2/3	01110	PSK-8, 3/4	10110	*, 8/9	11110	Резерв
00111	QPSK, 3/4	01111	PSK-8, 5/6	10111	*, 9/10	11111	Резерв
Примечание – * – APSK -16, ** – APSK -32							

Таким образом, режим *ACM* позволяет нивелировать отрицательное влияние плохой погоды на качество связи. Сеть изначально настраивается на максимальную пропускную способность в данном регионе (режим «чистого неба» – clear sky). Так как дожди – особенно сильные – кратковременны, максимальная пропускную способность сети достигается в 80...90 % времени. С использованием *ACM* увеличение трафика составляет от 40 до 150 %, в зависимости от размеров сети, географической разбросанности и дождевых регионов страны[31].

Применение режима *ACM* возможно только при наличии обратного канала для контроля эффективности применяемых параметров передачи. Это значит, что ни для спутникового ТВ, ни для одностороннего Интернета режим *ACM* неприменим.

2.5 Адаптация и рандомизация транспортного потока

Блок адаптации транспортного потока для обоих стандартов - *DVB-S2* и *DVB-SH* выполнен по схожей схеме. Имеются поля заголовка и поле контрольной суммы. Потеря эффективности от внедрения служебных полей в *DVB-SH* составляет 0,9 % для пакета 12282 бит, а в *DVB-S2* 2,5 % для пакета 16200 бит при скорости кодирования 1/4. Используемый скремблер для рандомизации транспортного потока одинаковый: $1+X^{14}+X^{15}$.

Помехоустойчивость системы связи при использовании кодеков из стандартов *DVB-S2 (LDPC+BCH)* и *DVB-SH (3GPP2)* сопоставима (проигрыш первого не более 0,75 дБ).

В стандарте *DVB-SH* размер информационного блока кодового слова определяется размером перемежителя, используемого в турбо-коде в соответствии с рекомендацией *3GPP2*, и равен 12282 бит. В стандарте *DVB-S2* длина информационной части изменяется в зависимости от используемой кодовой скорости. Размер кодового слова при этом остаётся постоянный, что значительно упрощает последующий процесс физического кадрирования.

Использование турбо-кода в соответствии с рекомендациями *3GPP2* налагает некоторые ограничения на систему связи. Из-за наличия порога насыщения ошибок при $P_b = 10^{-7}$ и медленно убывающего количества ошибок при увеличении энергетике в линии данный кодек не подходит для использования в магистральных каналах связи. Кодек из стандарта *DVB-S2* лишен этого недостатка, так как указанный порог смещён значительно вниз. Еще одно преимущество кодов *LDPC* по сравнению с турбо-кодами это их реализация в аппаратуре. Более быстрая работа, а соответственно большая пропускная способность может быть достигнута при использовании параллельной архитектуры декодера.

В стандарте *DVB-SH* в режиме *TDM* используются типы модуляции из стандарта *DVB-S2*.

Использование реализованных изменений и дополнений, таких как дополнительный набор скоростей кода и видов модуляций в модемах спутниковых станций связи в структуре вооруженных сил требует всестороннего анализа. Новые виды модуляций ориентированы на использование высоких скоростей передачи информации и на высокую энергетике радиолинии, что не всегда обеспечивается для мобильных станций. Использование новых форматов фреймов, предназначенных для работы с крайне низким *SNR*, описанных в стандарте *DVB-S2X*, может быть рекомендовано для применения в структурах вооруженных сил. Более крутые

скаты фильтров экономят частотный ресурс, однако требуют большего запаса по линейности тракта, что уменьшает энергетiku радиолинии.

Возможность изменения параметров сигнала в процессе функционирования системы определяет особенности кадровой структуры сигнала *DVB-S2*. Структурная схема тракта передачи модема стандарта *DVB-S2* представлена на рисунке 2.11.

Работа блока адаптации зависит от выбранного режима функционирования системы: постоянное кодирование и модуляция (*CCM*), переменные (*VCM*) или адаптивные (*ACM*). Данные поступают через входное устройство от одного или нескольких потоков данных. Если используется режим *ACM*, то данные поступают на устройство синхронизации и удаления нулевых пакетов (*НП*). Устройство синхронизации гарантирует постоянную скорость следования данных и, при необходимости, задержку. Устройство удаления *НП* стирает нулевые пакеты в поступающем потоке. С целью обнаружения на приемной стороне ошибок в переданных данных в блок адаптации введен кодер *CRC-8*. Если передаются несколько потоков, то данные объединяются. В последующем данные разбиваются на блоки кода *FEC*: 64800 бит – нормальный блок, 16200 – укороченный блок. В устройстве вставки заголовка перед областью данных добавляется заголовок 80 бит для уведомления получателя о формате потока и режиме функционирования системы.

Блок адаптации потока предназначен для заполнения области данных и скремблирования заголовка и данных. Заполнение осуществляется в случае, когда пользовательские данные, предназначенные для передачи, не полностью заполняют область данных. На выходе блока адаптации потока формируются кадры, поступающие на вход блока *FEC*.

Блок *FEC* формирует *FEC* кадры и реализует в качестве внешнего кода *BCH* кодирование, внутреннего – *LDPC* (скорости кода: 1/4, 1/3, 2/5, 1/2, 3/5, 2/3, 3/4, 4/5, 5/6, 8/9, 9/10), а также бит перемежение для *PSK-8*, *APSK-16* и *APSK-32*. Использование различной длины блоков кода *FEC* (64800 бит и

16200 бит) обусловлено двумя противоречивыми факторами. С одной стороны – улучшение отношения сигнал/шум для длинных блоков, с другой – увеличение времени ожидания модема на приемной стороне. В связи с этим выбор размера *FEC* блока определяется типом приложения, используемого в системе. Для приложений не критичных к задержке (вещание) – нормальные блоки, для диалоговых приложений – укороченные блоки. В случае использования *VCM* и *ACM* режимы модуляции и *FEC* могут изменяться от кадра к кадру, но в пределах одного кадра остаются неизменными.

Блок формирования отсчетов сигнала (*ФОС*) предназначен для получения комплексных *FEC* кадров для *QPSK*, *PSK-8*, *APSK-16* и *APSK-32*.

Блок формирования кадров (*ФК*) физического уровня (*ФУ*) обеспечивает формирование кадров *ФУ* добавлением к *FEC* кадрам заголовков *ФУ*, а также вставку холостых кадров физического уровня (холостые кадры передаются, когда нет полезной нагрузки для передачи по каналу) и пилот символов. Заголовок кадра *ФУ* содержит информацию о параметрах кадра и режима передачи на физическом уровне. Для обеспечения надежной синхронизации система создает структуру регулярного кадрирования на *ФУ*, которая базируется на последовательностях из 90 байт. Вставка пилот-символов происходит равномерно (36 байт каждые 1440 байт (16x90)), начинаясь после каждого заголовка кадра физического уровня. С целью рассредоточения энергии блок *ФК* *ФУ* скремблирует данные кадра физического уровня.

Модулятор формирует полосу передачи сигнала, фильтруя входной сигнал, реализует квадратурную модуляцию и генерирует *РЧ* сигнал.

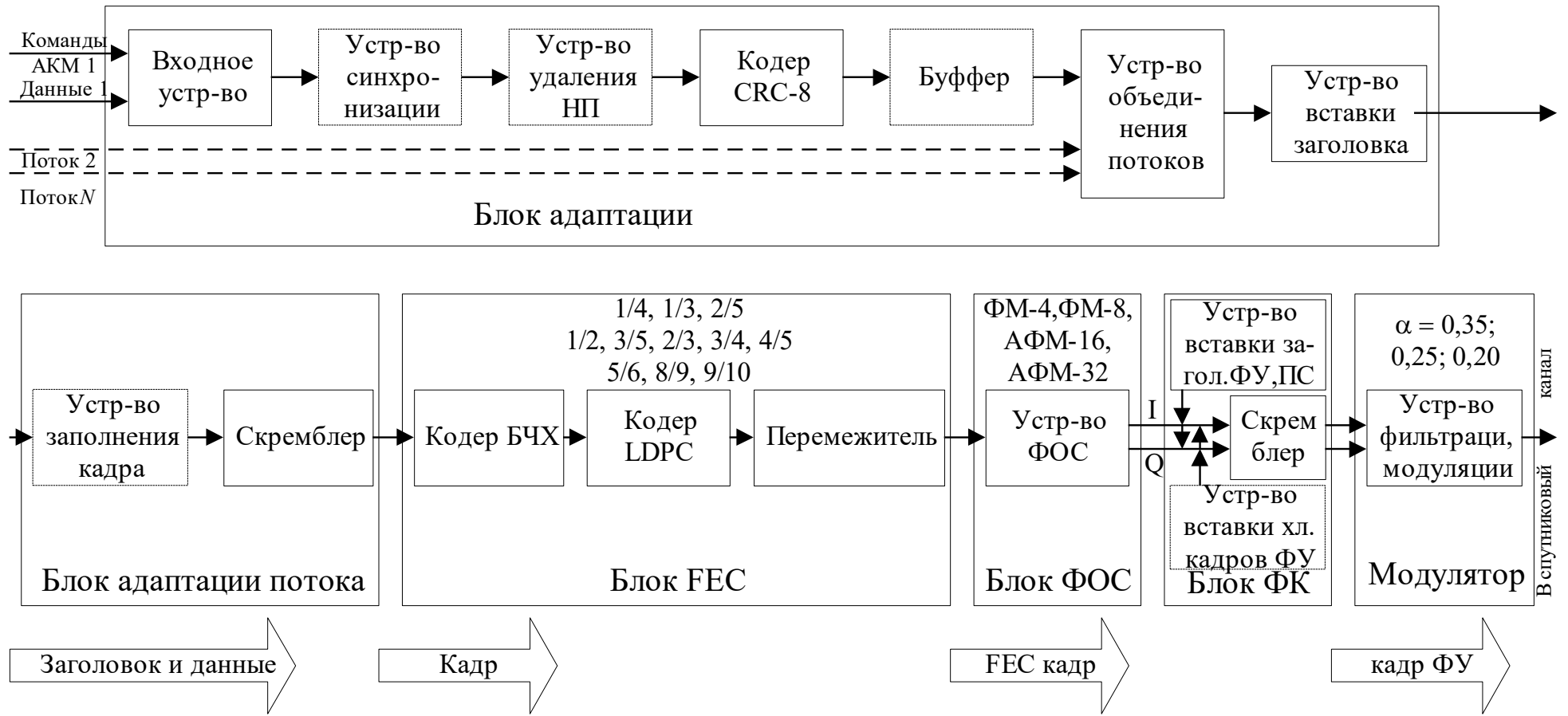


Рисунок 2.11 – Структурная схема тракта передачи модема стандарта DVB-S2

На основе представленной структуры тракта передачи сигнала стандарта *DVB-S2* (рисунок 2.11) рассматривается особенность формирования кадровой структуры сигнала.

На вход блока адаптации поступают данные транспортного или группового потока. Транспортный поток отличается пользовательскими пакетами постоянной длины 188 байт (пакет *MPEG*), первый байт – синхрокомбинация – «47₁₆». Групповой поток характеризуется непрерывным битовым потоком или потоком пользовательских пакетов постоянной длины (максимальное значение – 64 кбит, значение длины пакета «0₁₀» означает непрерывный поток). Поток с переменной длиной пакета или с длиной пакета выше 64 кбит рассматривается как непрерывный поток. Для групповых пакетных потоков, при условии, что синхробайт является первым байтом, синхробайт не изменяется, иначе производится вставка нулевого байта перед каждым пакетом и длина пакета увеличивается на один байт. Команды АСМ поступают от внешнего устройства контроля состояния канала для настройки параметров передачи в модуляторе *DVB-S2*. Если на вход блока адаптации поступают данные непрерывного группового потока, то данные не обрабатываются систематическим кодером *CRC-8*. В случае, когда входной поток рассматривается как последовательность пользовательских пакетов, которым предшествует синхробайт, информационная часть пакета (за исключением синхробайта) обрабатывается систематическим кодером *CRC-8*. Вычисленная последовательность *CRC-8* заменяет синхробайт следующего пакета. Синхробайт копируется в поле *SYNC* заголовка данных. Потоки после кодера *CRC-8* подлежат буферизации, после чего поступают на устройство объединения потоков. Устройство считывает (отделяет) поступающие на его вход (при ординарном входном потоке) или на один из его входов (при множественном входном потоке) данные в диапазоне ($K_{bch} - 80$) бит до данные 0 бит и добавляет заголовок, длиной 80 бит. K_{bch} (значение длины не кодированного блока кода *BCH*) представлены в таблице 2.8.

Таблица 2.8 – Параметры помехоустойчивого кодирования

Относительная скорость <i>НПК</i> -кода	Размер кодированной части кода БЧХ (размер кодового слова 16200), бит	Размер не кодированной части кода БЧХ (размер кодового слова 16200), бит	Размер не кодированной части кода БЧХ (размер кодового слова 64800 бит), бит	Размер кодированной части кода БЧХ (размер кодового слова 64800 бит), бит
9/10	–	–	58192	58320
8/9	14400	14232	57472	57600
5/6	13320	13152	53840	54000
4/5	12600	12432	51648	51840
3/4	11880	11712	48408	48600
2/3	10800	10632	43040	43200
3/5	9720	9552	38688	38880
1/2	7200	7032	32208	32400
2/5	6480	6312	25728	25920
1/3	5400	5232	21408	21600
1/4	3240	3072	16008	16200

Разбивая непрерывные данные или пакеты, поступающие на блок адаптации, устройство объединения потоков помещает определенное число входных бит в поле данных, равное максимальной ёмкости данных $K_{bch} - 80$ бит. Когда данные отсутствуют, блок формирования кадра на физическом уровне вставляет холостой кадр.

Заголовки с полями данных поступают на блок адаптации потока, где формируются кадры постоянной длины K_{bch} бит и скремблирование. В случае, когда пользовательские данные подлежащие передаче не могут до конца заполнить кадр или целое число пакетов пользователя должно быть помещено в кадр, ($K_{bch} - \text{поле данных} - 80$) нулевых бит добавляются после поля данных. Скремблирование кадров осуществляется с помощью 15-ти разрядного регистра сдвига с обратной связью [7].

Перечисленные выше методы могут быть рекомендованы при разработке модемов для применения в спутниковых сетях силовых структур.

2.6 Выбор структуры фрейма

Подсистема помехоустойчивого кодирования осуществляет внешнее кодирование *BCH*, внутреннее кодирование *LDPC* и перемежение бит. Входящий поток состоит из кадров немодулированного сигнала (*BBFRAMEs*), а выходной поток – из кадров немодулированного сигнала, обработанного помехоустойчивым кодом (*FECFRAMEs*).

Каждый кадр *BBFRAME* (длиной K_{bch} бит) должен быть обработан подсистемой помехоустойчивого кодирования для получения кадра *FECFRAME* (η_{ldpc} бит). Биты проверки на четность (*BCHFEC*) внешнего систематического *BCH* кода должны дописываться после кадра *BBFRAME*, а биты проверки на четность (*LDPCFEC*) внутреннего *LDPC* кода должны дописываться после поля *BCHFEC*, как показано на рисунке 2.12.

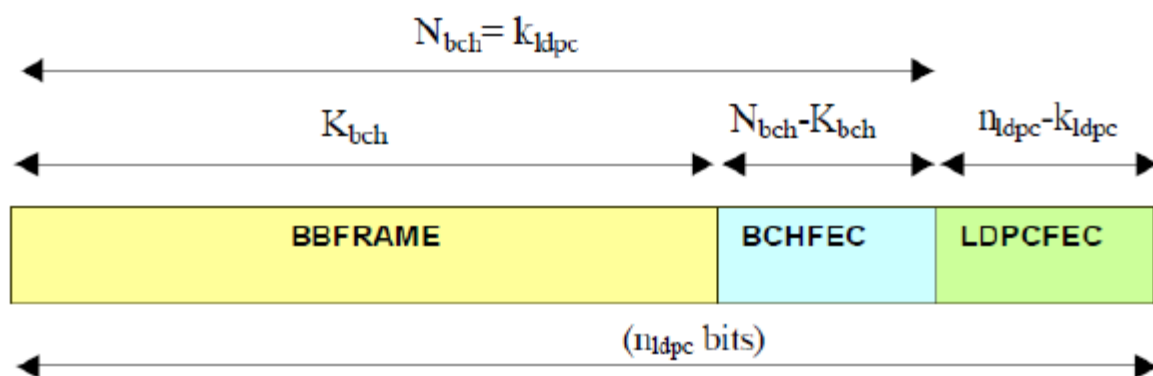


Рисунок 2.12 – Представление информации до операции перемежения

В таблице 2.9 приведены параметры помехоустойчивого кода для нормального кадра ($\eta_{ldpc} = 64800$ бит), а в таблице 2.10 – для короткого ($\eta_{ldpc} = 16200$ бит).

Таблица 2.9 – Параметры кода для нормального кадра

Относительная скорость НПК	Размер блока после кодирования кодом БЧХ $K_{\text{лдрс}}$	Размер блока до кодирования кодом БЧХ $K_{\text{бчх}}$	Исправляющая способность БЧХ кода (нерегулярные ошибки)	Размер блока после кодирования НПК $n_{\text{лдрс}}$
9/10	58320	58192	8	16200×4
8/9	57600	57472	8	16200×4
5/6	54000	53840	10	16200×4
4/5	51840	51648	12	16200×4
3/4	48600	48408	12	16200×4
2/3	43200	43040	10	16200×4
3/5	38880	38688	12	16200×4
1/2	32400	32208	12	16200×4
2/5	25920	25728	12	16200×4
1/3	21600	21408	12	16200×4
1/4	16200	16008	12	16200×4

Таблица 2.10 – Параметры кода для короткого кадра

Относительная скорость НПК	Размер блока после кодирования кодом БЧХ $K_{\text{лдрс}}$	Размер блока до кодирования кодом БЧХ $K_{\text{бчх}}$	Исправляющая способность БЧХ кода (нерегулярные ошибки)	Эффективная скорость НПК $K_{\text{лдрс}}/16200$	Размер блока после кодирования НПК $\eta_{\text{лдрс}}$
8/9	14400	14232	12	8/9	64800/4
5/6	13320	13152	– // –	37/45	64800/4
4/5	12600	12432	– // –	7/9	64800/4
3/4	11880	11712	– // –	11/15	64800/4
2/3	10800	10632	– // –	2/3	64800/4
3/5	9720	9552	– // –	3/5	64800/4
1/2	7200	7032	– // –	4/9	64800/4
2/5	6480	6312	– // –	2/5	64800/4
1/3	5400	5232	– // –	1/3	64800/4
1/4	3240	3072	– // –	1/5	64800/4

2.6.1 Структура перемежителя бит

Для сигналов с *PSK-8*, *APSK-16* и *APSK-32* должно осуществляться перемежение бит выходного потока кодера *LDPC* с помощью блочного перемежителя. Данные последовательно записываются в столбцы перемежителя и последовательно считываются построчно (старший значимый бит заголовка считывается первым, за исключением случая с *PSK-8* и скоростью 3/4, когда старший значимый бит заголовка считывается третьим), как показано на рисунках 2.13 и 2.14 [7].

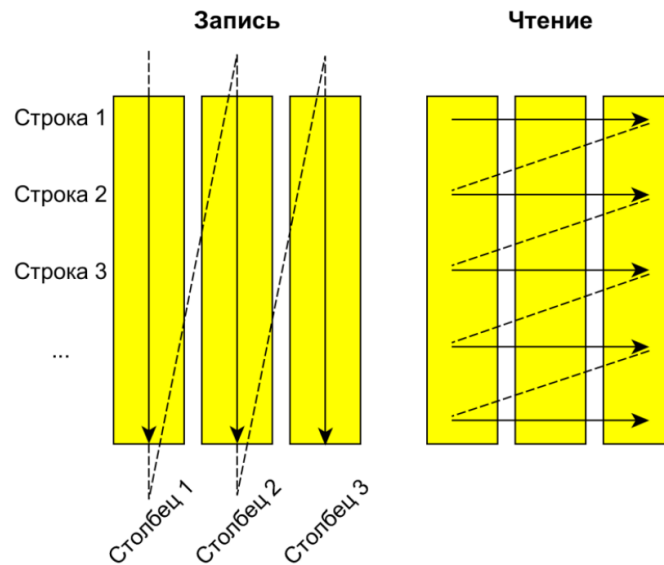


Рисунок 2.13 – Схема перемежения бит для *PSK-8* и нормального кадра (за исключением скорости 3/5)

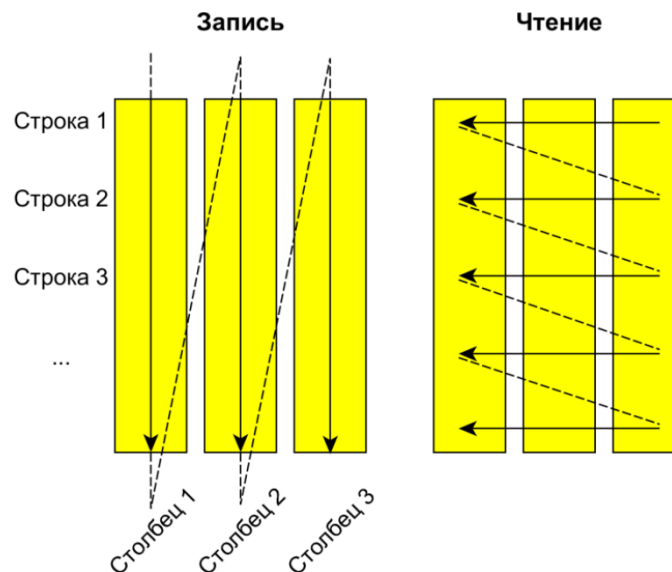


Рисунок 2.14 – Схема перемежения бит для *PSK-8* и нормального кадра при скорости 3/5

Конфигурация блочного перемежителя для различных видов модуляции приведена в таблице 2.11.

Таблица 2.11 – Конфигурация блочного перемежителя

Вид модуляции	Строки		Столбцы
	для $\eta_{\text{ldpc}} = 64800$	для $\eta_{\text{ldpc}} = 16200$	
<i>PSK-8</i>	21600	5400	3
<i>APSK-16</i>	16200	4050	4
<i>APSK-32</i>	12960	3240	5

Таким образом, использование каскадной конструкции из кодов *BCH* и *LDPC*, обеспечивает высокую исправляющую способность при низких отношениях сигнал/шум. Для достижения таких характеристик используются кодовые слова длиной 16200 бит и 64800 бит, а также итеративная процедура декодирования с большим числом итераций. Это приводит к увеличению задержки обработки сигнала, но при передаче пакетного трафика Интернет и высоких скоростях такая задержка допустима.

2.7 Выводы по главе 2

1. Затухание сигнала в спутниковом радиоканале K_a/Q -диапазона адекватно описывается моделью квазистационарного канала с прямой видимостью. Затухание сигнала содержит квазистатическую составляющую 213 и 220 дБ для K_a и Q диапазонов соответственно, а также динамическую составляющую, изменяющуюся в зависимости от интенсивности дождя в диапазоне от 0 до 5,6 и 15,5 дБ для K_a и Q диапазонов соответственно. Суммарные энергетические потери с учётом всех составляющих затухания для высокоэллиптической орбиты спутников, для максимальной интенсивности дождя составляют соответственно 218 и 235 дБ для K_a и Q диапазонов.

2. Для снижения негативного воздействия метеоусловий на спутниковые радиоканалы ММДВ-диапазона целесообразно использовать адаптивные механизмы, динамически меняющие в зависимости от метеоусловий скорость

передачи данных, тип кодирования, модуляцию и мощность сигнала. Подобные решения гарантируют трансляцию приоритетного трафика практически в любых метеоусловиях.

3. В сетях спутниковой связи ММДВ целесообразно использовать фазовую модуляцию видов *BPSK*, *QPSK* и *8PSK* для линий с низкой энергетикой и амплитудно-фазовую модуляцию *16APSK*, *32APSK* и с более высокой позиционностью с целью экономии частотного ресурса – для линий с более высокой энергетикой.

4. Сравнение видов модуляции *16QAM* и *16APSK* по устойчивости к нелинейности тракта свидетельствует о преимуществе *16APSK*: достижимая средняя мощность усилителя мощности на 1...2 дБ больше, что дает возможность получения предельной минимальной вероятности ошибок на 1–2 порядка меньшей, чем для *16QAM*.

5. Для экономии частотного ресурса следует использовать как можно меньшее значение коэффициента «сглаживания» формирующего фильтра (до 0,05). В то же время следует учитывать, что эта мера требует большего запаса по линейности тракта, что уменьшает энергетику радиолинии.

6. Перспективность применения в спутниковых сетях связи турбо-кодов и кодов *LDPC* обусловлена тем, что они позволяют снизить стоимость спутникового терминала за счет использования антенн меньших размеров и передатчиков меньшей мощности.

7. В качестве одного из наиболее перспективных для применения в спутниковых сетях связи ММДВ можно рекомендовать каскадное кодирование *BCH + LDPC* с широким набором скоростей кода, используемого в стандарте *DVB-S2*, как наиболее гибкого и с хорошими характеристиками. Применение сигнально-кодовых конструкций на основе видов модуляции *QPSK*, *8PSK*, *16APSK*, *32APSK* и помехоустойчивого кодирования *LDPC+BCH* целесообразно для разработки модемов отечественных спутниковых станций связи.

8. Использование новых форматов фреймов, предназначенных для работы с крайне низким отношением сигнал/шум, описанных в стандарте *DVB-S2X*, может быть рекомендовано для применения в структурах вооруженных сил.

9. Важным преимуществом стандарта *DVB-S2* является возможность реализации режима *АСМ*, позволяющего оперативно изменять вид модуляции и скорость помехоустойчивого кода для адаптации канала связи к меняющимся условиям распространения сигнала.

ГЛАВА 3. ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ ПРИЁМА, ДЕМОДУЛЯЦИИ И ДЕКОДИРОВАНИЯ МНОГОПОЗИЦИОННЫХ СИГНАЛОВ

В этой главе рассмотрены вопросы анализа помехоустойчивости предложенных СКК на основе сигналов с многопозиционной фазовой (*PSK*) и амплитудно-фазовой (*APSK*) модуляцией. В разделе 3.1 дано общее описание *APSK* сигналов. В разделе 3.2 приведены аналитические результаты оценки спектральной и энергетической эффективности *PSK* и *APSK* сигналов. Раздел 3.3 содержит результаты исследования помехоустойчивости *PSK* и *APSK* сигналов с числом позиций от 4 до 256 с применением разработанной модели модема. В разделе 3.4 исследуется энергетическая и спектральная эффективность сигнально-кодовых конструкций, используемых в модеме спутникового радиоканала ММДВ, с применением разработанной модели. В разделе 3.5 исследуется влияние коэффициента «сглаживания» спектра на энергетическую эффективность *APSK*-сигналов с использованием модели, разработанной автором. В разделе 3.6 проведено исследование эффективности алгоритма цифровых предсказаний *DPD* для *APSK*-сигналов с использованием модели, разработанной автором. Раздел 3.7 посвящён анализу влияния фазового шума гетеродина на помехоустойчивость приёма *PSK* и *APSK* сигналов. В разделе 3.8 представлены выводы по главе 3.

3.1 Сигналы с многопозиционной фазовой и амплитудно-фазовой модуляцией

На интервале равном n символов сигнал с амплитудно-фазовой модуляцией (*APSK*) можно представить в виде:

$$s(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \sum_{i=1}^n (a_i^l h(t - iT_s) \cos \omega_0 t - a_i^q h(t - iT_s) \sin \omega_0 t), \quad 0 < t < nT_s. \quad (3.1)$$

или

$$s(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \sum_{i=1}^n r_i h(t - iT_s) \cos(\omega_0 t - \theta_i), \quad 0 < t < nT_s. \quad (3.2)$$

где T_s и E_s – длительность и энергия информационного символа;

$h(t-T_s)$ – функция, описывающая форму информационного символа (прямоугольный импульс);

$$r_i = \sqrt{(a_i^I)^2 + (a_i^Q)^2}, \quad \theta_i = \arctg(a_i^Q / a_i^I).$$

В соответствии с (3.1) и (3.2) сигнал можно представить либо как двумерный вектор с координатами a_i^I и a_i^Q в декартовой системе, либо как вектор с амплитудой r_i и фазой θ_i в полярной системе координат.

Сигнал с фазовой модуляцией (*PSK*) также относится к классу *APSK* сигналов:

$$s(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \sum_{i=1}^n \cos(\omega_0 t + 2\pi j / M), \quad j = 1, \dots, M. \quad (3.3)$$

Сигнальное созвездие *PSK* сигнала образует круговую сеть с равномерным распределением точек по окружности.

Примеры сигнального созвездия для модуляции *PSK* и *APSK* приведены на рисунке 3.1 [4].

Для многопозиционных *APSK* созвездий, состоящих из L концентрических окружностей (колец), выделяют три параметра: n_l – количество сигнальных точек, равномерно распределенных на кольце l ; r_l – радиус кольца l ; θ_l – относительный фазовый сдвиг кольца l . При этом общее число точек созвездия $M = n_1 + \dots + n_L$.

На практике для $M = 16$ используется созвездие с $L = 2$ вида $4 + 12$ – *APSK*, так как оно предпочтительнее для построения схемы синхронизации приемника, чем созвездие $6 + 10$ – *APSK*. Для $M = 32$ используется созвездие с $L = 3$ вида $4 + 12 + 16$ – *APSK* [32] (рис. 3.1).

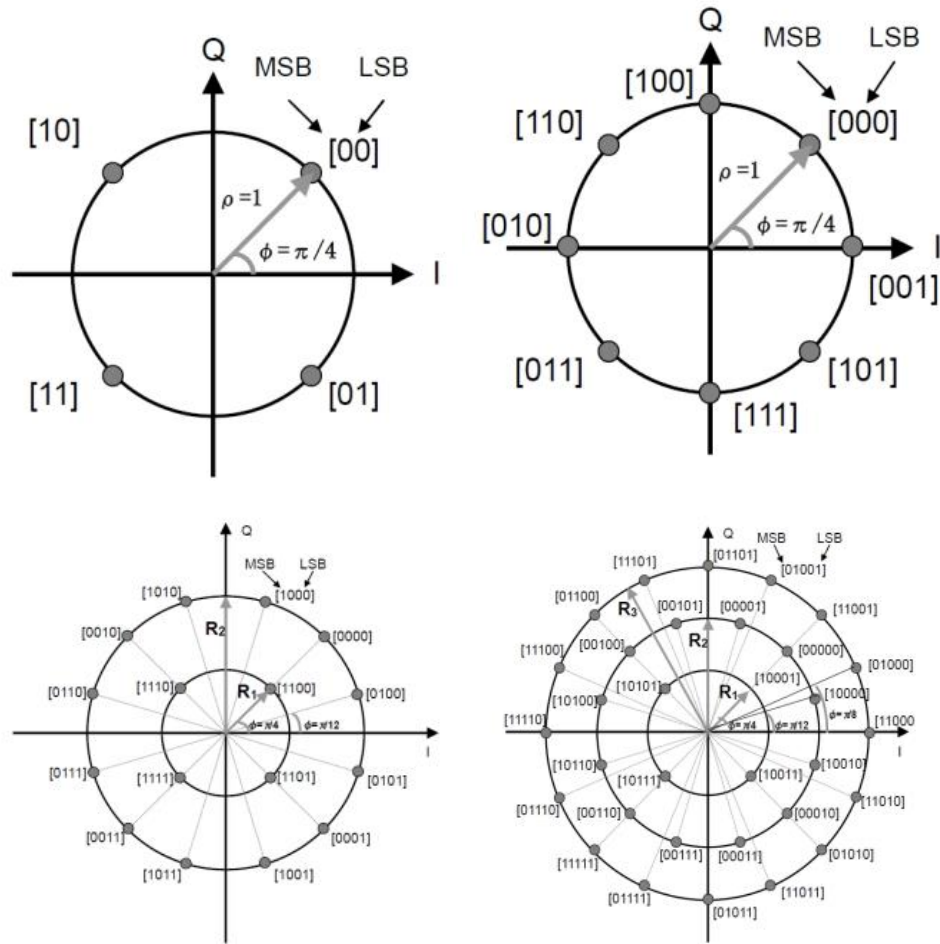


Рисунок 3.1 – Диаграммы сигнальных созвездий *QPSK*, *8PSK*, *16APSK* и *32APSK*

В общем случае расположение точек сигнального созвездия X описывается выражениями [33]:

$$X = \begin{cases} r_1 e^{j\left(\frac{2\pi}{n_1}i + \theta_1\right)} & i = 0, \dots, n_1 - 1 \\ r_2 e^{j\left(\frac{2\pi}{n_2}i + \theta_2\right)} & i = 0, \dots, n_2 - 1 \\ \dots & \\ r_L e^{j\left(\frac{2\pi}{n_L}i + \theta_L\right)} & i = 0, \dots, n_L - 1 \end{cases} \quad (3.4)$$

Для удобства представления в (3.4) окружности упорядочены по радиусу: $r_1 < r_2 < \dots < r_L$. С целью нормирования по энергетике, радиусы колец выби-

раются таким образом, чтобы сумма энергий всех точек созвездия была равна 1:

$$\sum_{l=1}^{n_L} n_l r_l^2 = 1 \quad (3.5)$$

Оптимизация параметров созвездия n_l , r_l , θ_l для линейного канала с аддитивным белым гауссовским шумом с учетом помехоустойчивого кодирования сигнала дает результаты отличные от классического подхода, когда оптимизация ведется по Евклидовому расстоянию между любыми двумя точками созвездия. Результаты моделирования [4] показывают, что максимальная скорость передачи, достижимая при заданной относительной скорости кодирования d (с одинаковой вероятностью каждого символа) и отсутствии ошибок не зависит от относительных фазовых сдвигов между кольцами созвездия. Это позволяет выбирать значения θ_l исходя только из удобства построения схемы фазовой синхронизации в приемнике.

Результаты оптимизации по r_l для различных значений d и двух видов созвездий *APSK* представлены в таблице 3.1. Следует отметить, что именно такие значения радиусов приняты в стандарте *DVB-S2* [22, 4].

Таблица 3.1 – Результаты оптимизации параметров созвездия *APSK*

Вид созвездия <i>APSK</i>	Относительная скорость кодирования, d	r_2/r_1	r_3/r_1
4 + 12	2/3	3,15	
	3/4	2,85	
	4/5	2,75	
	5/6	2,70	
	8/9	2,60	
	9/10	2,57	
4 + 12 + 16	3/4	2,84	5,27
	4/5	2,72	4,87
	5/6	2,64	4,64
	8/9	2,54	4,33
	9/10	2,53	4,30

Виды модуляции *16APSK* и *32APSK* требуют более качественного радиоканала и более сложных методов компенсации искажений сигнала в ра-

диооканале (например, сложных эквалайзеров), чем *BPSK*, *QPSK* и *8PSK*. Однако ввиду высокой спектральной эффективности амплитудно-фазовой модуляции видов *16APSK* и *32APSK*, их целесообразно использовать для передачи высокоскоростной информации при наличии необходимой энергетики радиолинии [34].

Спектральная эффективность при модуляции *PSK* и *APSK* (без учёта помехоустойчивого кодирования) определяется соотношением:

$$\frac{R}{W} = \log_2 M, \quad (3.6)$$

Таким образом, применение многопозиционной фазовой и амплитудно-фазовой модуляции приводит к сокращению полосы сигнала по сравнению с *BPSK* в $k = \log_2 M$ раз.

Дополнительного повышения спектральной эффективности добиваются за счёт «сглаживания» прямоугольной огибающей в сигнале (3.1). Выбор соответствующей функции $h(t)$ в (3.1) обеспечивает форму спектра в виде кососимметричного среза с коэффициентом «сглаживания» $\beta=0\dots 1$. Наиболее часто используется «косинусное сглаживание» энергетического спектра сигнала («приподнятый косинус»)[1]:

$$G(f) = \begin{cases} 1, & 0 < |f| < f_N(1-\alpha); \\ \cos^2 \left[\frac{\pi}{4\alpha f_N} (f - f_N(1-\alpha)) \right] & f_N(1-\alpha) \leq |f| \leq f_N(1+\alpha); \\ 0 & |f| > f_N(1+\alpha). \end{cases} \quad (3.7)$$

Такая форма спектра обеспечивается применением соответствующих фильтров (формирующего – на передаче и согласованного – на приёме). АЧХ фильтра «приподнятый косинус» имеет вид [35]:

$$H(f) = \begin{cases} 1, & 0 < |f| < f_N(1-\alpha); \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \left\{ 1 + \sin \left[\frac{\pi}{2f_N} \left(\frac{f_N - |f|}{\alpha} \right) \right] \right\}^{1/2}, & f_N(1-\alpha) \leq |f| \leq f_N(1+\alpha); \\ 0, & |f| > f_N(1+\alpha). \end{cases} \quad (3.8)$$

где $f_N = 1/2T_S$ – частота Найквиста.

Энергетический спектр сигнала за счёт «сглаживания» приобретает трапецевидную форму (рисунок 3.2 – соответствует коэффициенту «сглаживания» $\beta=0,15$). По оси X на рисунке 3.2 отложены значения частоты, нормированные по скорости передачи R_S символов. В случае $QPSK$ такие сигналы называют *Nyquist QPSK* или *SQPSK – Shaped QPSK*[1].

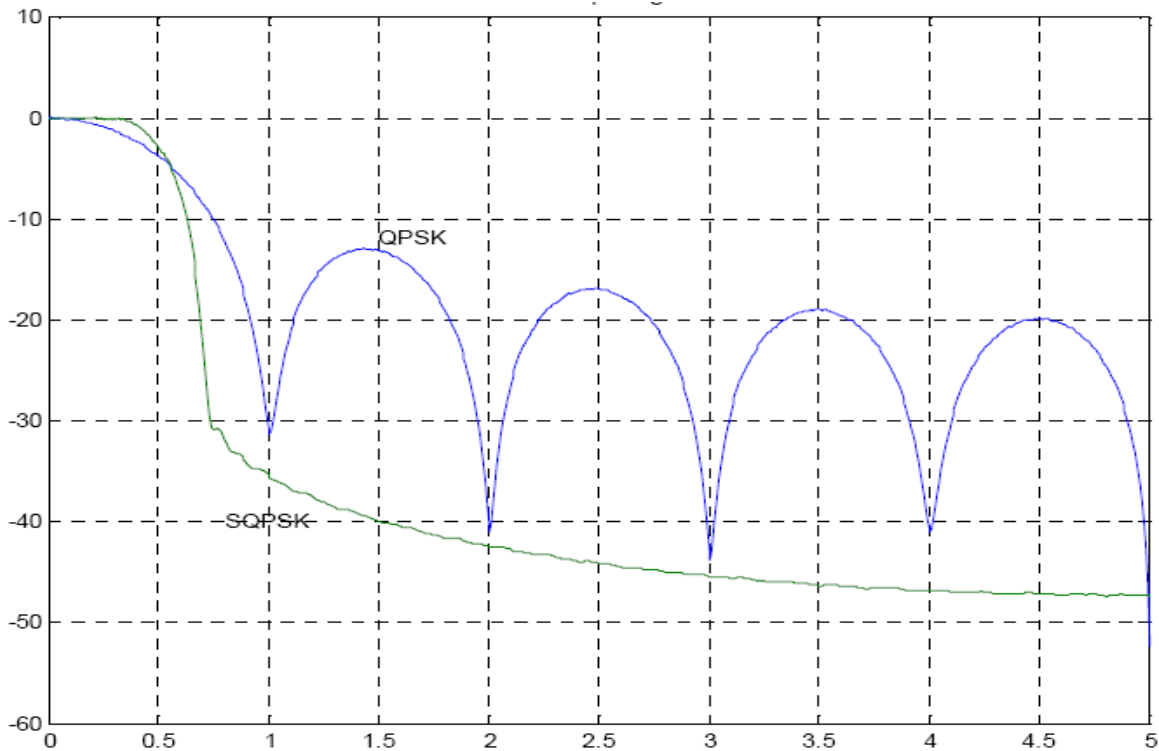


Рисунок 3.2 – Энергетические спектры сигналов $QPSK$ и $NQPSK$ ($SQPSK$)

Ширина спектра $NQPSK$ -сигнала по стандарту IESS-309 [1] равна частоте Найквиста $f_N = R_S/2$, а спектральные составляющие за полосой ослаблены более чем на 30 дБ. Требуемая сквозная АЧХ (3.8) формируется согласованным фильтром на приёмной стороне, благодаря чему практически исключаются межсимвольные искажения.

APSK-сигналы имеют пик-фактор $PAPR > 1$, обусловленный как амплитудной модуляцией, определяющей конфигурацию созвездия (рис. 3.1), так и «сглаживанием» спектра. Следствием этого является требование линейности передающего тракта, ограничивающее использование сигналов *APSK* в спутниковых модемах ММДВ.

3.2 Помехоустойчивость сигналов с многопозиционной фазовой и амплитудно-фазовой модуляцией

При демодуляции *APSK*-сигналов необходимо каждому элементу сигнала, определяемому соответствующими значениями фазы и амплитуды, поставить в соответствие определенный информационный символ. *APSK*-демодулятор оценивает фазу θ_i и амплитуду r_i i -й посылки и, сравнивая их с набором разрешенных значений амплитуд (r_1, r_2, \dots, r_L) и фаз ($\theta_{11}, \theta_{12}, \dots, \theta_{1n_1}; \dots, \theta_{L1}, \theta_{L2}, \dots, \theta_{Ln_L}$), принимает решение о том, какой сигнал передавался.

Оценим энергетическую эффективность *PSK* и *APSK*-сигналов. Полагая равными априорные вероятности $p_k = 1/M$ сигналов, для вероятности ошибки при оптимальном когерентном приеме можем записать [1]:

$$P_s = P_{sk} \cong \sum_{i=1, \neq k}^M P_{sik} = \sum_{i=1, \neq k}^M \left[1 - \Phi \left(h_s \sqrt{1 - r_{ik}} \right) \right]. \quad (3.9)$$

где P_{sk} – вероятность ошибки при условии, что принятая реализация содержит сигнал $s_k(t)$ (k – любое из M);

P_{sik} – условная вероятность ошибки, т. е. вероятность перепутывания сигналов $s_i(t)$ и $s_k(t)$;

$\Phi(x)$ – табулированный интеграл вероятности [35];

$h_s = \sqrt{E_s / N_0}$ – отношение сигнал/шум на интервале T_s информационного символа; $E_s = kE_b$ – энергия информационного символа; r_{ik} – коэффициент корреляции сигналов $s_i(t)$ и $s_k(t)$.

Используя аппроксимацию интеграла вероятности при $P_s \ll 1$ [1]:

$$\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt \approx 1 - \frac{\exp\left(-\frac{x^2}{2}\right)}{\sqrt{2\pi}x}. \quad (3.10)$$

формулу (3.9) преобразуем к виду:

$$P_s \approx \sum_{i=1, \neq k}^M \frac{\exp\left(-\frac{h_s^2(1-r_{ik})}{2}\right)}{\sqrt{2\pi}h_s\sqrt{1-r_{ik}}}. \quad (3.11)$$

Формула (3.11) обеспечивает приемлемую для приложений точность при вероятности ошибки $P_s < 10^{-2}$.

Для приближённой оценки можно использовать верхнюю границу для вероятности ошибки[1]:

$$P_s \leq (M-1) \left[1 - \Phi\left(h_s \sqrt{1-r_{\max}}\right) \right] \approx (M-1) \frac{\exp\left(-\frac{h_s^2(1-r_{\max})}{2}\right)}{\sqrt{2\pi}h_s\sqrt{1-r_{\max}}} \quad (3.12)$$

где r_{\max} – максимальное значение коэффициента корреляции по всем парам сигналов s_i и s_k .

Вероятность ошибки P_s определения информационного символа и вероятность битовой ошибки P_b связаны соотношением[35]:

$$P_s = 1 - (1 - P_b)^k \approx kP_b. \quad (3.13)$$

Точность приближённого равенства в (3.13) возрастает при $P_b \ll 1$.

В таблице 3.2 приведены результаты оценки спектральной и энергетической эффективности *PSK* и *APSK* сигналов с использованием формул (3.6), (3.9)–(3.13) для скорости передачи данных 13 Мбит/с и вероятности битовой ошибки $P_b=10^{-5}$. Как видно из таблицы, при использовании *APSK* сигналов достигается выигрыш по полосе частот ценой проигрыша по энергетике. Как видно из таблицы, при фиксированном частотном ресурсе W увеличение объёма алфавита M от 2 до 32 увеличивает пороговое значение отношения сигнал/шум E_b/N_0 на 12.8 дБ, обеспечивая в то же время выигрыш в спектральной эффективности R/W в пять раз – от 1 до 5 (бит/с)/Гц.

Таблица 3.2 – Спектральная и энергетическая эффективность сигналов

M	k	R , Мбит/с	R_s , сим- вол/с	Минимальная полоса, МГц	R/W , (бит/с)/Гц	E_b/N_0 , дБ для $P_b = 10^{-5}$
2	1	13	13	13	1	9,6
4	2	13	6,5	6,5	2	9,6
8	3	13	4,3	4,3	3	13
16	4	13	3,25	3,25	4	17,5
32	5	13	2,6	2,6	5	22,4

3.3 Анализ помехоустойчивости спутникового модема

Для исследования помехоустойчивости M -APSK сигналов использовалась структурная схема модели модема в среде *MatLab/Simulink* (рисунок 3.3)[4].

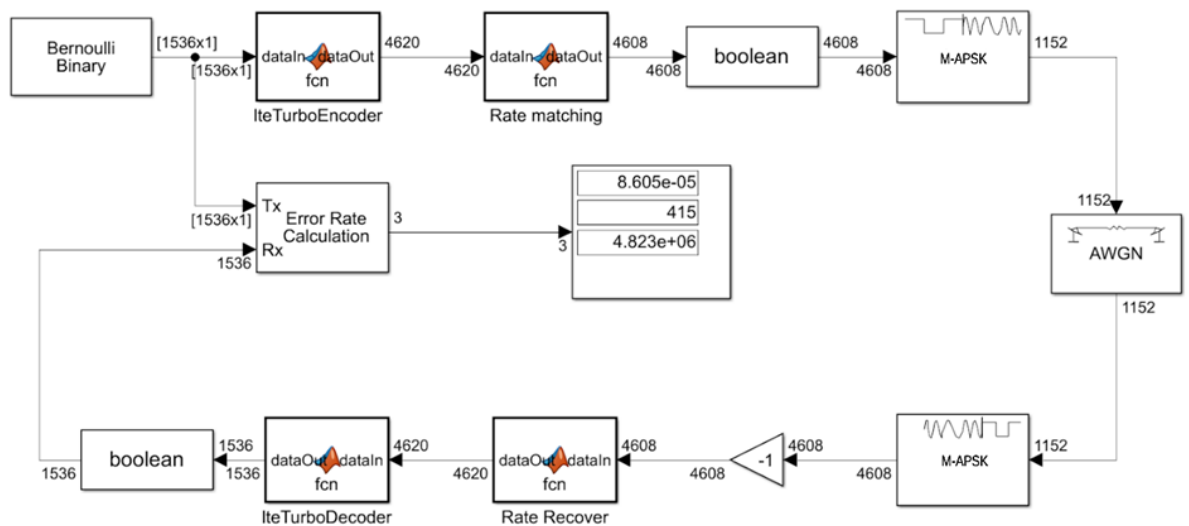


Рисунок 3.3 – Модель для исследования помехоустойчивости модема

На рисунках 3.4–3.9 приведены кривые помехоустойчивости для СКК на основе модуляции $QPSK$, $8PSK$, $16...256APSK$ и турбо кодирования для кодовой скорости от $1/3$ до $5/6$, полученные в результате моделирования.

Кривые помехоустойчивости представляют зависимости вероятности битовой ошибки от отношения сигнал/шум SNR по мощности:

$$SNR = \frac{P_c}{P_{ш}} = \frac{E_b}{N_0} \frac{R}{W}$$

где E_b/N_0 – отношение энергии сигнала на информационный бит к односторонней спектральной плотности шума; $R/W = d \log_2 M$ – спектральная эффективность; d – скорость кода, т.е. число информационных бит, приходящихся на каждый кодовый символ; M – число позиций модуляции.

На рисунке 3.4 приведены кривые помехоустойчивости для СКК на основе модуляции $QPSK$.

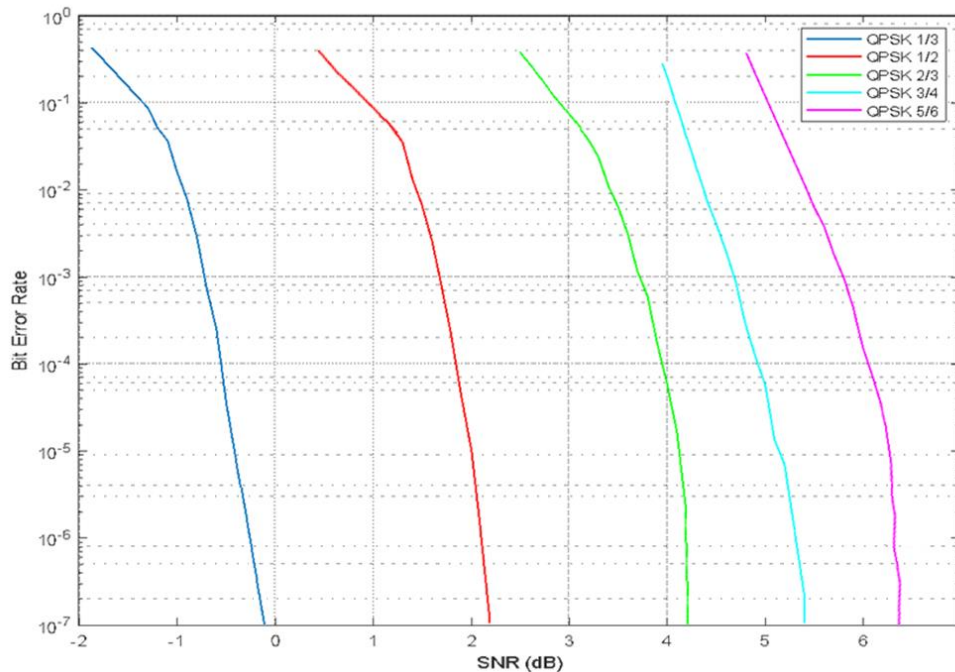


Рисунок 3.4 – Зависимости вероятности ошибки от отношения сигнал/шум – $QPSK$

На рисунках 3.5 – 3.9 приведены кривые помехоустойчивости для СКК на основе многопозиционных видов модуляции $8PSK$ и $16...256APSK$.

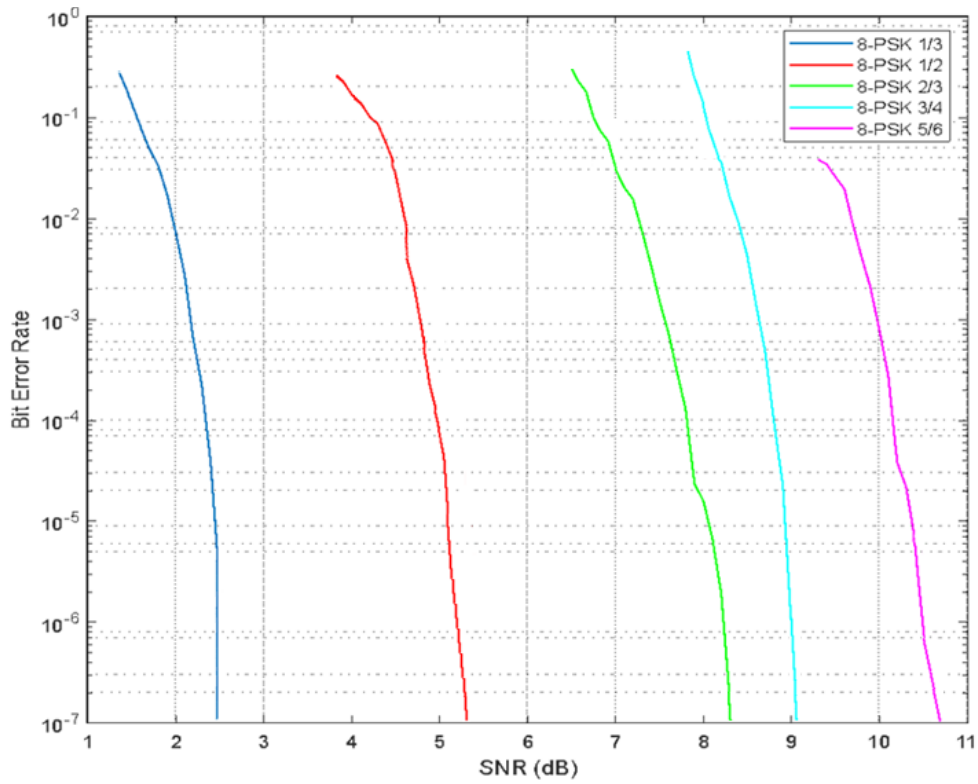


Рисунок 3.5 – Зависимости вероятности ошибки от отношения сигнал/шум – 8PSK

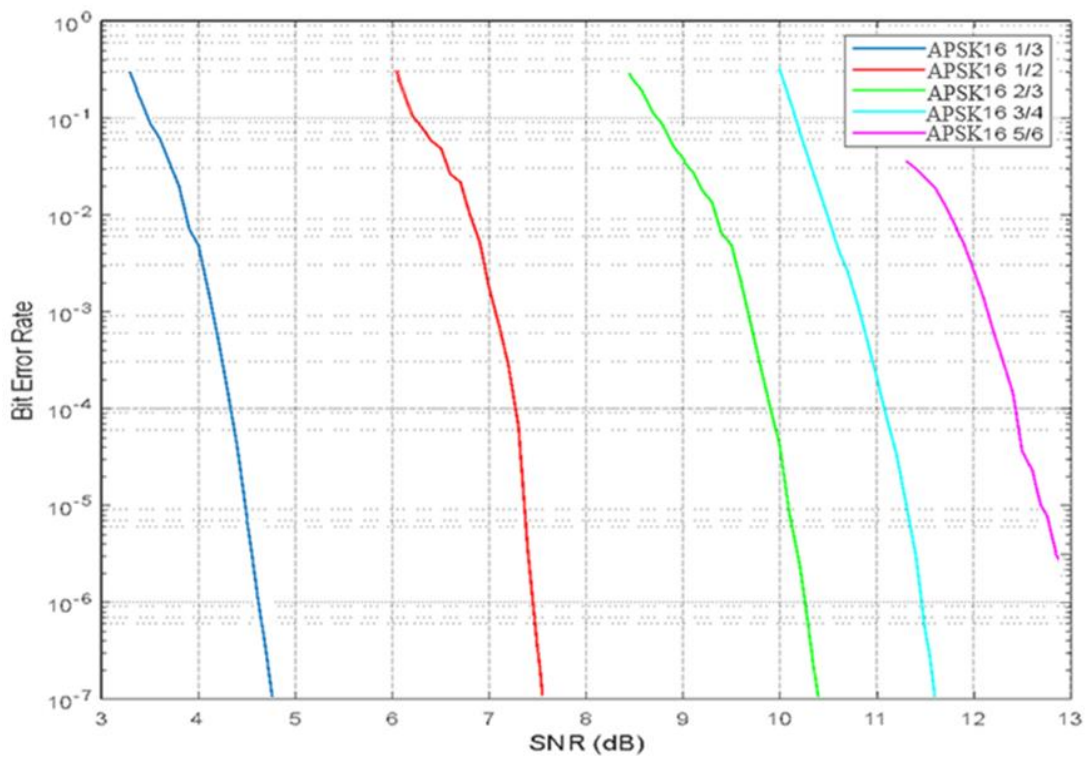


Рисунок 3.6 – Зависимости вероятности ошибки от отношения сигнал/шум – 16APSK

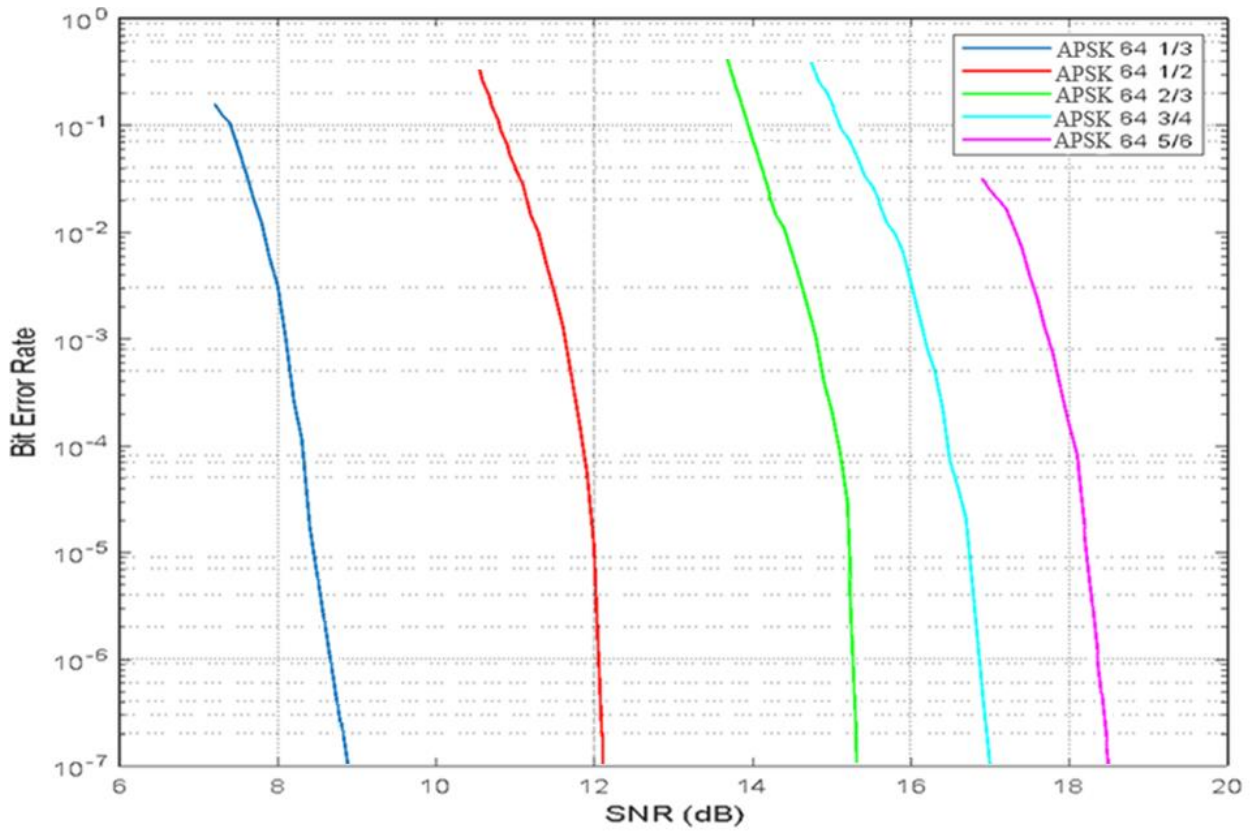


Рисунок 3.7 – Зависимости вероятности ошибки от отношения сигнал/шум – 64APSK

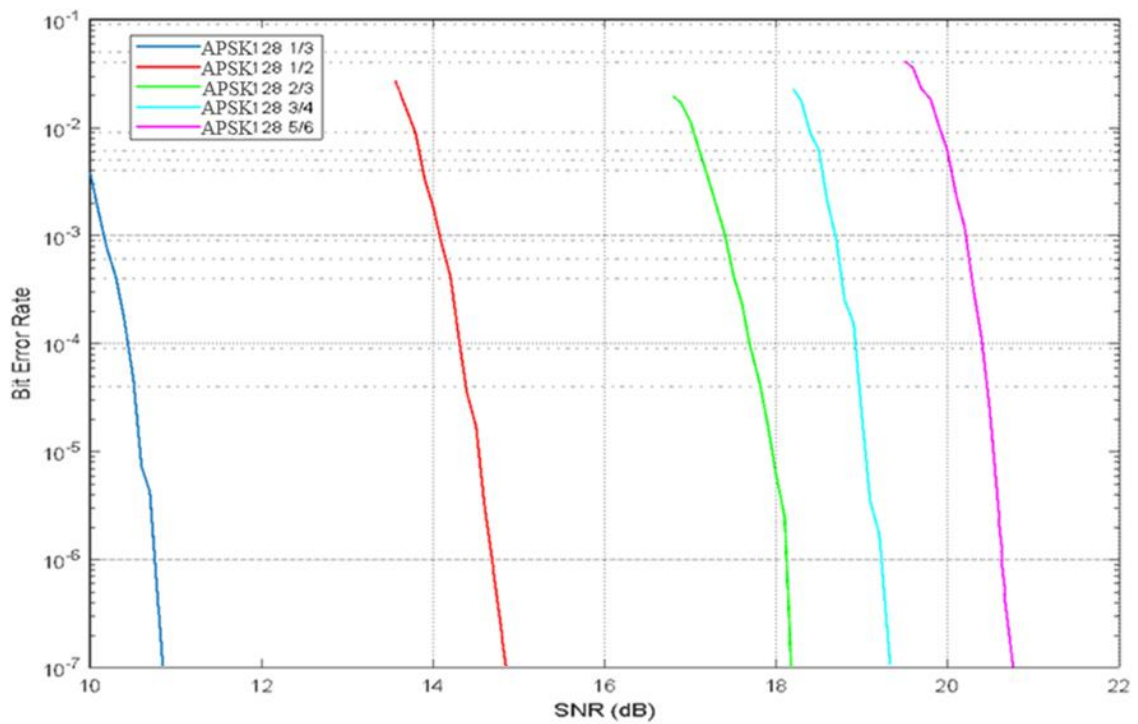


Рисунок 3.8 – Зависимости вероятности ошибки от отношения сигнал/шум – 128APSK

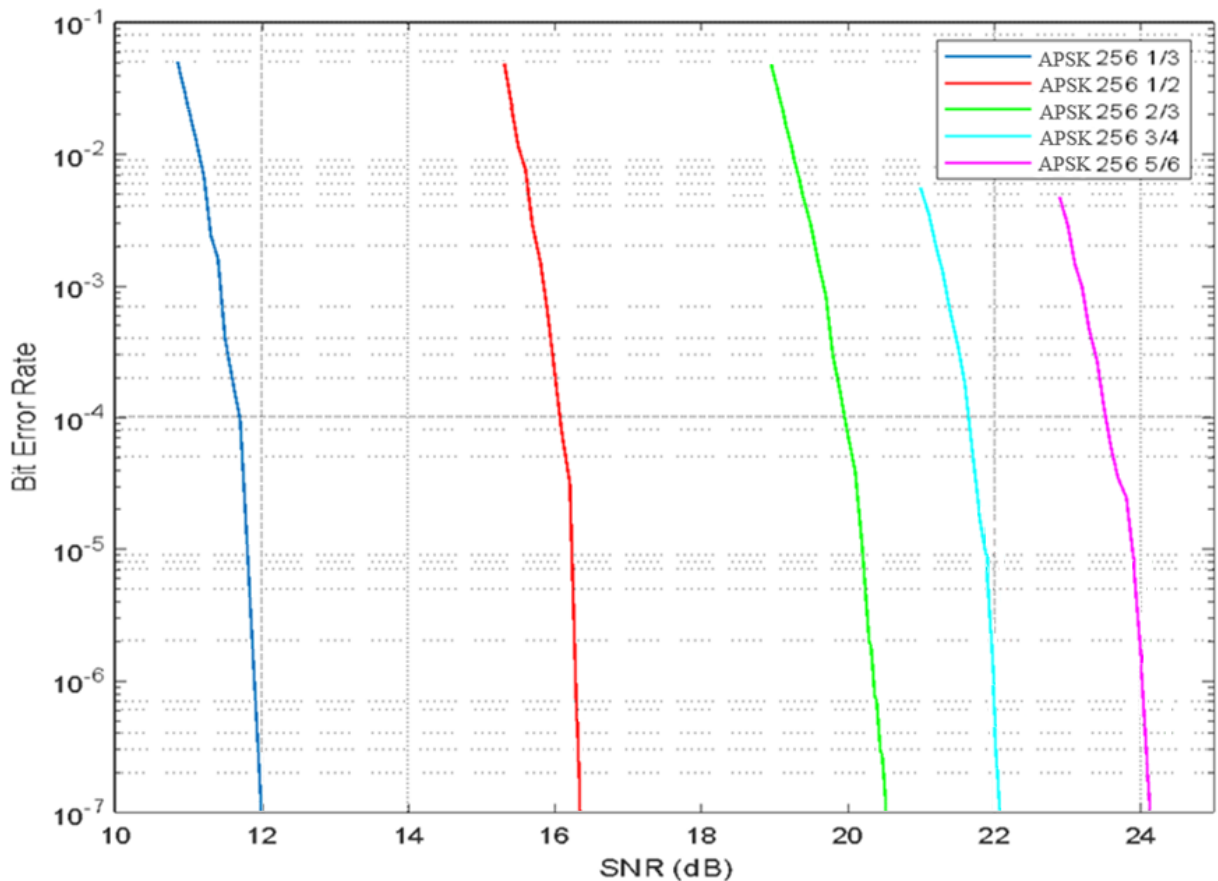


Рисунок 3.9 – Зависимости вероятности ошибки от отношения сигнал/шум – 256APSK

Как видно из рисунков, наиболее энергетически эффективной является СКК *QPSK* 1/3. При вероятности ошибки $BER=10^{-5}$ пороговое значение SNR составляет около минус 0,5 дБ, что на 2,5 дБ меньше, чем для *QPSK* 1/2. Это соответствует отношению $E_b/N_0=1,2$ дБ, что на 1,7 дБ превышает границу Шеннона (2.12). При равной кодовой скорости СКК на основе *QPSK* обеспечивают значительный энергетический выигрыш по отношению к СКК на основе *APSK*: от 5 до 12 дБ соответственно для *16APSK* и *256APSK*. Сигнально-кодковые конструкции, использующие *8PSK*, занимают промежуточное положение, проигрывая в помехоустойчивости *QPSK* около 3 дБ.

3.4 Моделирование спутникового модема ММДВ диапазона

В разделе исследуется энергетическая и спектральная эффективность сигнально-кодковых конструкций, используемых в модеме спутникового радиоканала ММДВ, с применением модели, разработанной с привлечением

программного обеспечения математического моделирования *MatLab/Simulink* (рисунок 3.10).

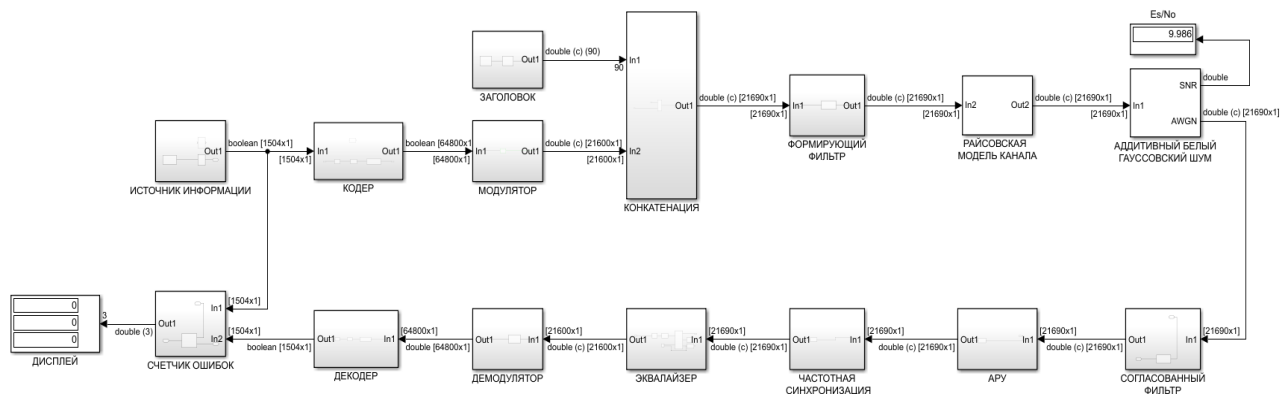


Рисунок 3.10 – Структурная схема модели модема

Модель спутникового модема включает в себя следующие блоки:

Блок «Источник информации» – состоит из блока «Bernoulli Binary Generator», который формирует данные представляющие из себя битовый поток, поступающие на вход кодера.

Блок «Кодер» (рис. 3.11) – состоит из блоков «BBFRAME Buffering», необходимого для формирования кадра из информационных бит и подачи его на вход блоков кодирования *BCH* и *LDPC* которые осуществляют кодирование в соответствии с описанным в стандарте *DVB-S2* методом.

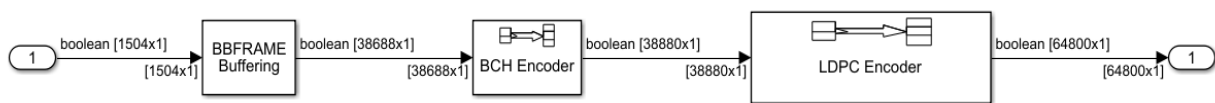


Рисунок 3.11 – Структурная схема блока КОДЕР

Блок «Модулятор» – состоит из блоков «M-PSK modulator» и «DVBS-APSK modulator», необходимых для установки необходимого вида модуляции: квадратурной фазовой модуляция (*QPSK*), 8-позиционной фазовой модуляции (*8PSK*), 16 или 32-позиционной амплитудно-фазовой модуляции (*16APSK*, *32APSK*).

Блок «Заголовок» – состоит из блока формирования преамбулы, необходимой для синхронизации и нахождения начала кадра на приемной стороне, блока формирования данных, необходимых для адаптивной сигнально-кодовой конструкции и блока модулятора $\pi/2$ -BPSK.

Блок «Конкатенация» – служит для передачи заголовка и информации по одному каналу.

Блок «Формирующий фильтр» – включает в себя «Raised Cosine Transmit Filter», который формирует спектр с характеристикой типа «корень из приподнятого косинуса» с коэффициентом сглаживания $\beta = 0,35$.

Блок «Райсовская модель канала» – состоит из блока «SISO Fading Channel», с помощью которого моделируется динамическое изменение сигнала при прохождении через осадки.

Блок «Аддитивный белый гауссовский шум» – состоит из блока «AWGN», с помощью которого в модели устанавливается необходимое отношение мощности сигнала к мощности шума.

Блок «Согласованный фильтр» – состоит из блока «Raised Cosine Receive Filter», который является оптимальным фильтром «приподнятый косинус» с коэффициентом сглаживания $\beta = 0,35$.

Блок «Автоматическая регулировка усиления» – состоит из блока «AGC» и служит для поддержания постоянного уровня сигнала.

Блок «Частотная синхронизация» – состоит из блока «Carrier Synchronizer», который служит для компенсации доплеровского сдвига частоты.

Блок «Эквалайзер» – состоит из блоков «LMS Linear Equalizer», «Обучение» и «Управление», которые обеспечивают выравнивание частотной характеристики, символьной синхронизации и поиска начала кадра (рис. 3.12).

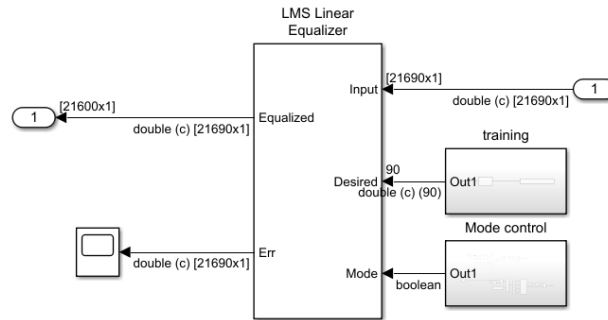


Рисунок 3.12 – Структурная схема блока ЭКВАЛАЙЗЕР

Блок «Демодулятор» – состоит из блоков «M-PSK demodulator» и «DVBS-APSK demodulator», необходимых для демодуляции сигнала (*QPSK*, *8PSK*, *16APSK* или *32APSK*).

Блок «Декодер» – состоит из блоков декодеров «LDPC», «BCH» и блока «BBFRAME Unbuffering», служащих для декодирования и приведения информации в исходное состояние (рис. 3.13).

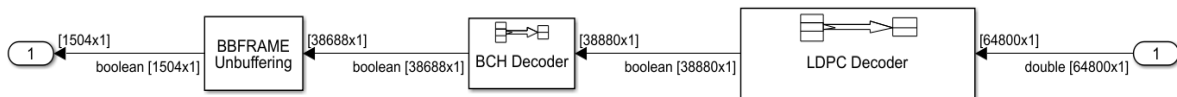


Рисунок 3.13 – Структурная схема блока ДЕКОДЕР

Блок «Счётчик ошибок» – состоит из блока «Error Rate Calculation», который определяет ошибки своей системы в целом и выводит их на дисплей.

На рисунке 3.14 представлены результаты моделирования модема с каскадным кодированием *BCH+LDPC* для фазовой модуляции *8PSK* и скоростей кодирования $2/3$, $3/4$, $3/5$, $5/6$, $9/10$ с длиной кадра 64800 бит. Приведены графики зависимости вероятности битовой ошибки *BER* от отношения энергии символа к спектральной плотности шума E_b/N_0 .

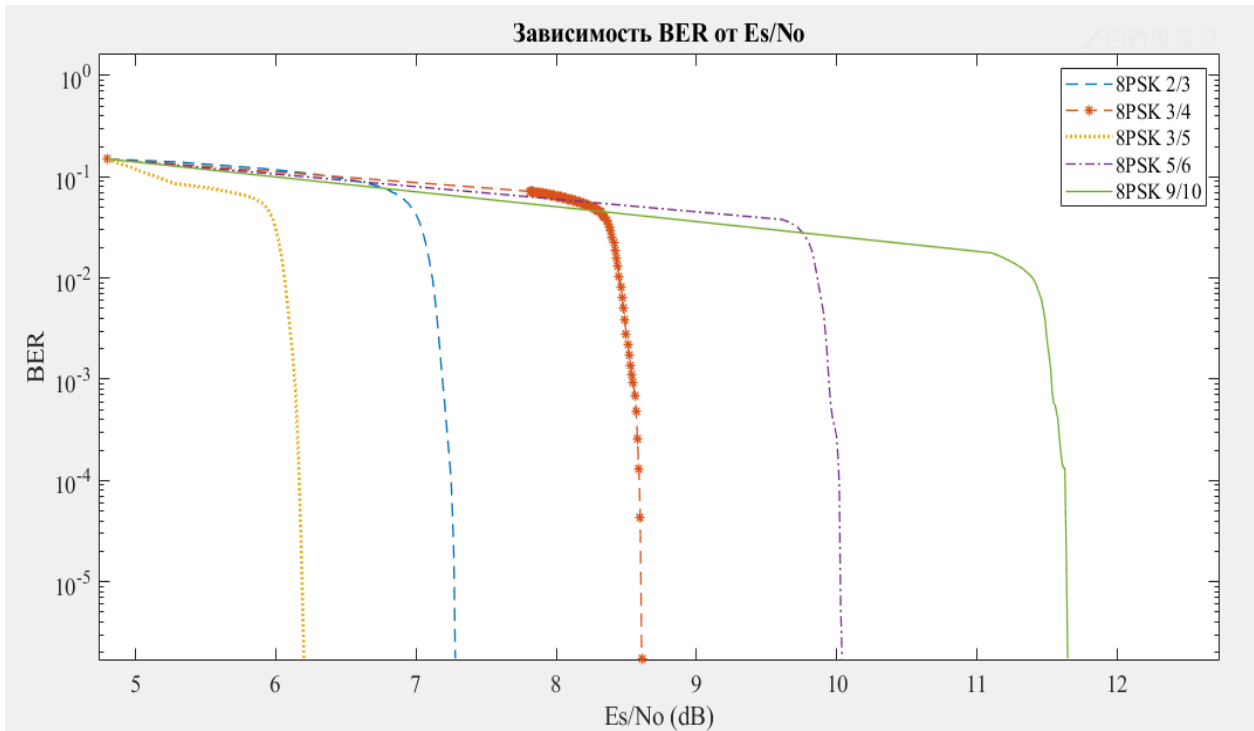


Рисунок 3.14 – Графики зависимости BER от отношения сигнал/шум E_b/N_0

Как видно из рисунка, при вероятности ошибки на бит $BER=10^{-5}$ для наиболее энергетически эффективной из рассмотренных СКК 8PSK 3/5 пороговое значение E_b/N_0 составляет 6,2 дБ. Это всего лишь на 0,9 дБ превышает границу Шеннона (2.12). По сравнению с 8PSK 2/3 и 8PSK 3/4 энергетический выигрыш составляет около 1 и 2 дБ соответственно, а максимальный – около 5 дБ по сравнению с 8PSK 9/10.

3.5 Влияние коэффициента «сглаживания» спектра на энергетическую эффективность

Как отмечалось в п. 2.2, спектральная эффективность $R/W \approx \log_2 M / (1 + \beta)$ растёт с увеличением числа M позиций модуляции и уменьшением коэффициента β «сглаживания». Однако снижение коэффициента «сглаживания» приводит к увеличению пик-фактора $PAPR$. С ростом $PAPR$ увеличиваются энергетические потери: при фиксированной пиковой мощности средняя мощность, а значит и отношение сигнал/шум, уменьшаются на $PAPR$ в дБ (линейный усилитель).

Мощность, выделяемая в виде тепла в усилителях класса А, не зависит от сигнала, поданного на его вход. В том случае если усилитель работает на линейном участке, и сигнал не доходит до точки единичной компрессии ИВО существенен, то мощность на выходе усилителя может быть определена следующим выражением $P_{\max} = P_{DC} / K$, где K коэффициент, зависящий от конструкции усилителя мощности.

В таком случае КПД усилителя мощности можно определить, как отношение средней выходной мощности к потребляемой им. Беря во внимание что по определению $PAPR$ это отношение пиковой мощности к средней запишем выражение для нахождения КПД:

$$\eta = \frac{\langle P_{out} \rangle}{P_{DC}} = \frac{\langle P_{out} \rangle}{K P_{\max}} = \frac{1}{K} \frac{1}{PAPR} \quad (3.14)$$

Система связи в том числе и приемник радиосигналов при проектировании которого используется величина мощности радиосигнала на входе P_{\max}^{in} , будет иметь меньшее SNR для сигналов со средней мощностью на величину $PAPR$. А, следовательно, при больших величинах $PAPR$ значительно снижается энергетическая эффективность линии связи.

Широко распространённые методы Crest factor reduction не дают существенного эффекта, притом при всем использовании данного метода увеличивает BER. Дополнительно при использовании CFR имеет место нежелательный эффект в виде увеличения интермодуляционных искажений, борются с которыми усложнениями в конструкции, а именно установкой высокодобротных фильтров.

Использование меньшего значения коэффициента округления β спектра формирующего фильтра с целью уменьшения занимаемой спектром передаваемого сигнала полосы частот приводит к увеличению величины ИВО и как следствие этого к потерям энергетического ресурса.

Таким образом можно утверждать, что с увеличением пик-фактора оказываемое влияние нелинейности усилителя мощности на энергетическую эффективность растет.

Для достижения максимальной пропускной способности необходимо максимизировать среднюю передаваемую мощность. Особую актуальность это имеет в ММДВ где коэффициент полезного действия УМ на сегодняшний день составляет порядка 15 %, в отличие от С-диапазона где как правило коэффициент полезного действия УМ достигает 45 %.

Усилители мощности рассчитываются на пиковую передаваемую мощность сигнала, иначе сигнал будет искажен (пики будут подавлены), что приведет к увеличению битовых ошибок. Поэтому, если сигнал имеет не нулевой пик-фактор, система будет иметь потери энергетической эффективности, равные пик-фактору. Таким образом, для достижения максимальной энергетической эффективности системы следует использовать методы модуляции, имеющие малый пик-фактор.

В данном разделе исследуется влияние коэффициента «сглаживания» спектра на энергетическую эффективность *APSK*-сигналов с использованием модели, разработанной автором с привлечением программного обеспечения математического моделирования *MatLab/Simulink* (рисунок 3.15) [36, 37].

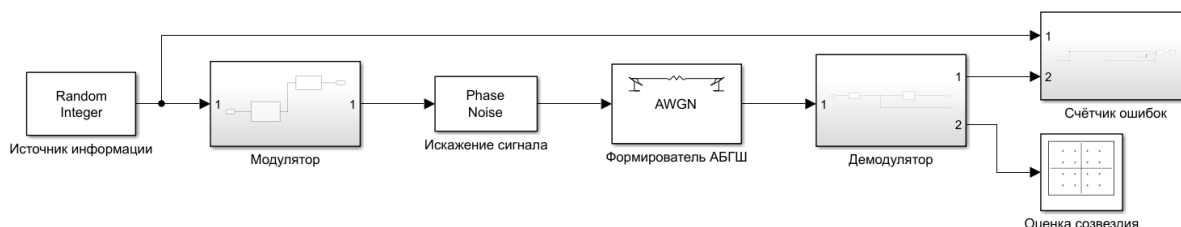


Рисунок 3.15 – Модель для исследования влияния коэффициента «сглаживания» спектра на энергетическую эффективность

Для возможности передачи информации без взаимных помех максимально возможному числу абонентов уровень таких помех в соседних частотных каналах должен быть минимально возможным. Уровень взаимных помех характеризуют коэффициентом мощности в соседнем канале (*adjacent channel power ratio, ACPR*) [38]. Нежелательные паразитные составляющие в спектре сигнала, как правило, вызываются усилителями и их интермодуляци-

онными составляющими третьего порядка в первом соседнем канале, а также интермодуляционными составляющими пятого порядка во втором соседнем канале.

Графическая интерпретация данного определения показателя $ACPR$ поясняется рисунком 3.16.

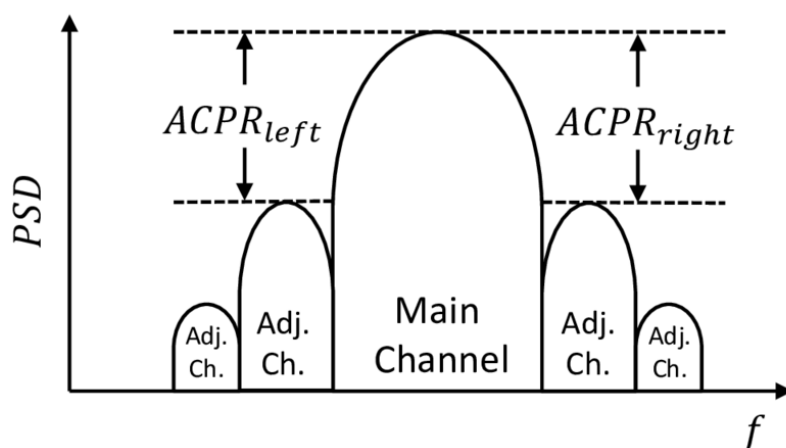


Рисунок 3.16 – Определение коэффициента мощности в соседнем канале $ACPR$

На рисунках 3.18–3.21 представлены результаты моделирования модема для модуляции $16APSK$, $32APSK$, $64APSK$ и $256APSK$ в зависимости от коэффициента «сглаживания» β . Приведены таблицы 3.3–3.6 значений $PAPR$ и $ACPR$, а также графики зависимости вероятности битовой ошибки BER от отношения энергии бита к спектральной плотности шума E_b/N_0 . Точка отступа на характеристике усилителя мощности выбирается из условия, чтобы средняя мощность сигнала на входе УМ была меньше на 3дБ значения в точке компрессии IP_1 (рисунок 3.17).



Рисунок 3.17 – Характеристика усилителя мощности

Таблица 3.3 – Значения $PAPR$ и $ACPR$ в зависимости от β (16APSK)

β	0.05	0.1	0,15	0.22	0.35	0.5
$PAPR$, дБ	8,0	7,4	6,8	6,0	4,9	4,3
$ACPR$, дБ	-34	-34	-35	-36	-37	-37

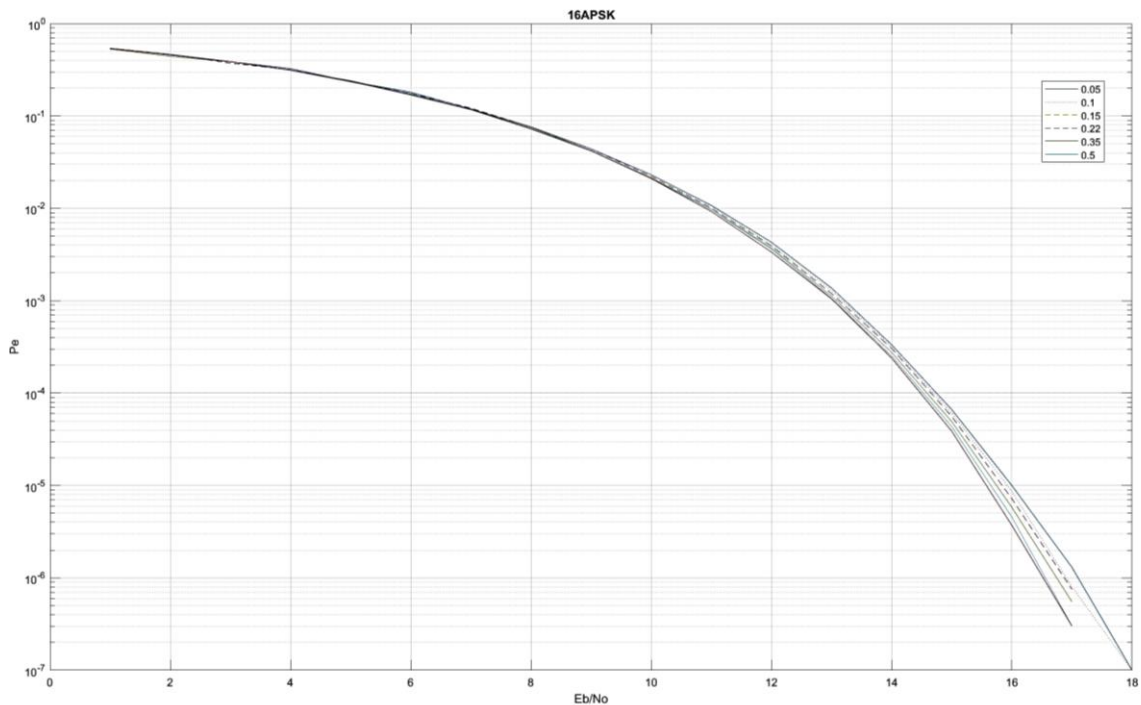


Рисунок 3.18 – Кривые помехоустойчивости в зависимости от β (16APSK)

Таблица 3.4 – Значения $PAPR$ и $ACPR$ в зависимости от β (32APSK)

β	0.05	0.1	0,15	0.22	0.35	0.5
$PAPR$, дБ	8,7	8,2	8,0	7,2	5,8	5,3
$ACPR$, дБ	-32	-33	-34	-35	-36	-35

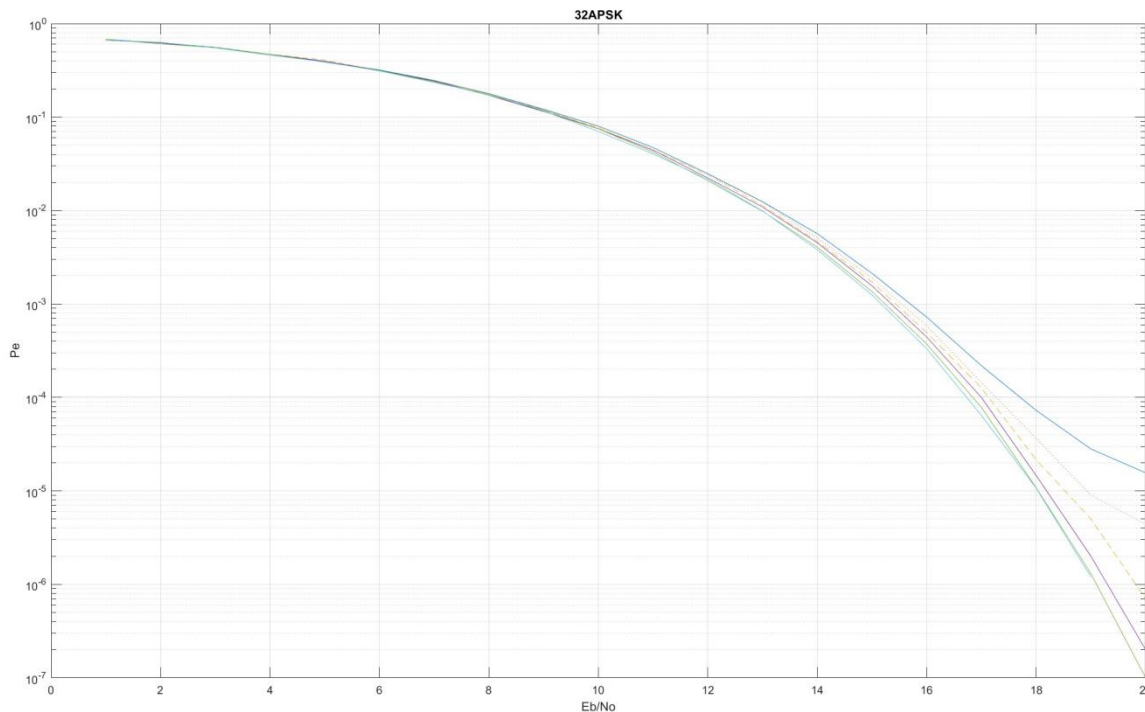


Рисунок 3.19 – Кривые помехоустойчивости в зависимости от β (32APSK)

Таблица 3.5 – Значения $PAPR$ и $ACPR$ в зависимости от β (64APSK)

β	0.05	0.1	0,15	0.22	0.35	0.5
$PAPR$, дБ	9,4	8,8	8,5	8,2	7,0	6,6
$ACPR$, дБ	-31,7	-32,6	-33	-34	-35	-35

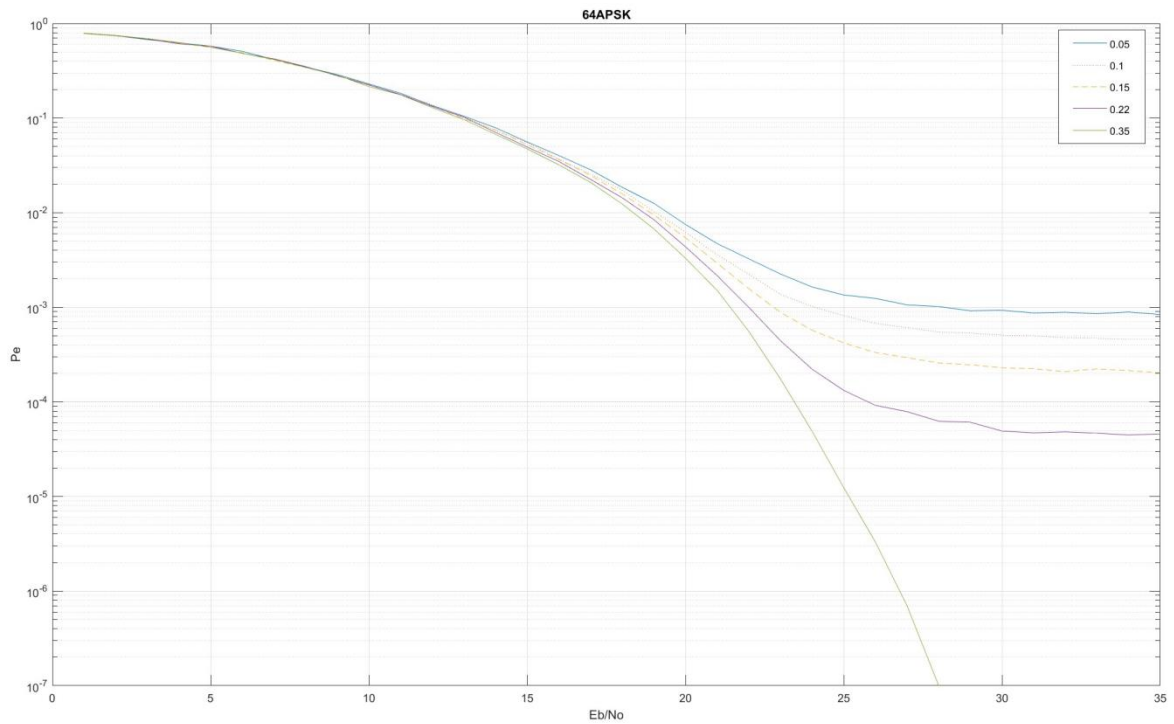


Рисунок 3.20 – Кривые помехоустойчивости в зависимости от β (64APSK)

Таблица 3.6 – Значения $PAPR$ и $ACPR$ в зависимости от β (256APSK)

β	0.05	0.1	0,15	0.22	0.35	0.5
$PAPR$, дБ	10,4	9,9	9,7	9,1	7,9	7,5
$ACPR$, дБ	-43	-44	-45	-45,8	-46	-46

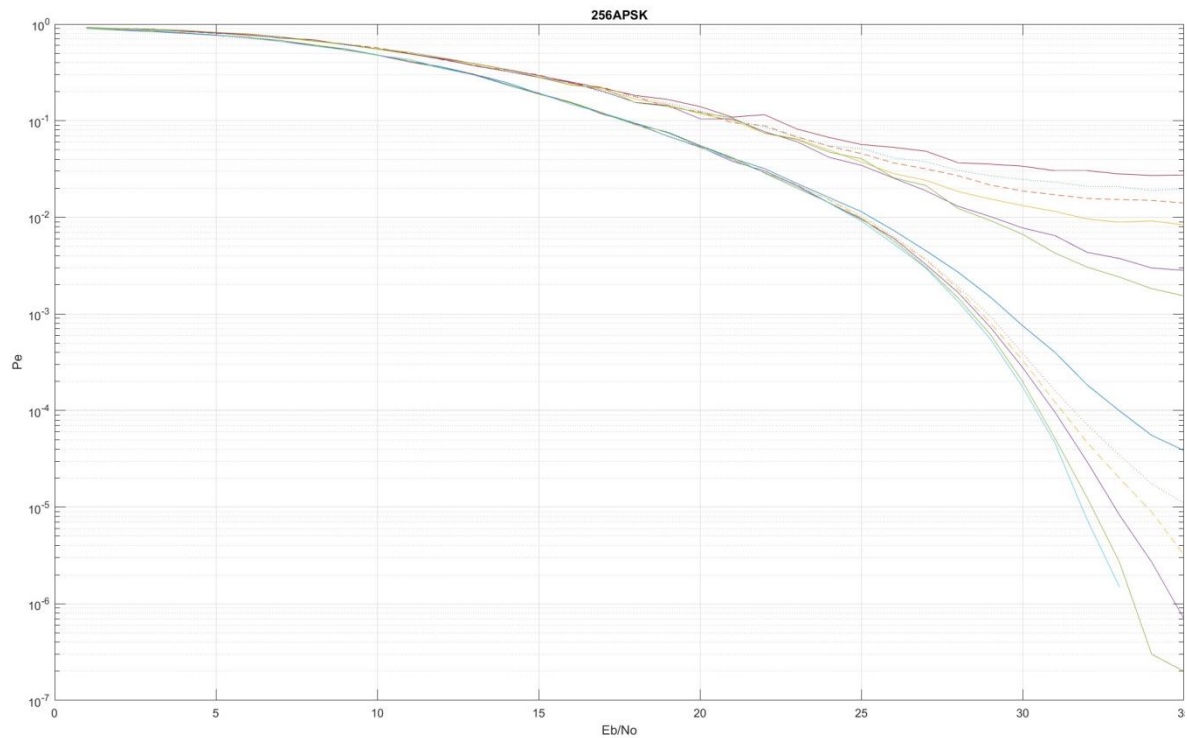


Рисунок 3.21 – Кривые помехоустойчивости в зависимости от β (256APSK)

Воспользовавшись данными сведёнными в таблицы 3.3–3.6 можно оценить требуемую величину запаса отступа для рабочей точки усилителя мощности от точки единичной компрессии, а также соответствующее этому параметру изменение выходной средней мощности и как следствие КПД передатчика.

На графиках, приведенных на рисунках 3.18–3.21 можно оценить влияние нелинейных искажений радиотракта на помехоустойчивость.

Из графиков рис. 3.18 видно, что в случае 16APSK снижение коэффициента «сглаживания» β от значения 0,5 до 0,05 приводит к энергетическим потерям около 0,5 дБ из-за увеличения $PAPR$ от 4,3 до 8,0 дБ. В случае 32APSK при $\beta=0,05$ предельная минимальная вероятность ошибок составляет около 10^{-5} (начало перехода кривой на плоский участок). Значения $\beta > 0,2$ в этом случае можно считать приемлемыми – энергетические потери около 0,5 дБ из-за увеличения $PAPR$ от 5,3 до 7,2 дБ.

В случае 64APSK влияние нелинейности канала на помехоустойчивость ожидаемо более выражено – при всех значениях коэффициента «сглаживания» кроме $\beta=0,5$ ($PAPR=6,6$ дБ) предельная минимальная вероятность ошибок ограничена значениями $10^{-5} \dots 10^{-4}$ (начало перехода кривых на плоский участок соответствует максимально достижимым значениям $E_b/N_0 = 22-25$ дБ).

Анализ зависимостей, представленных на рисунке 3.21, свидетельствует о том, что в случае 256APSK запаса в 3дБ по линейности от точки насыщения усилителя мощности (верхние кривые) явно недостаточно. Запас в 9дБ (нижние кривые) можно считать приемлемым лишь для значений коэффициента «сглаживания» $\beta > 0,15$ ($PAPR < 9,7$ дБ) – энергетические потери около 0,5 дБ (при вероятности ошибок 10^{-5}).

Помимо снижения энергетической эффективности уменьшение коэффициента «сглаживания» β влечёт увеличение мощности в соседнем канале $ACPR$ – примерно на 3 дБ при изменении β от 0,5 до 0,05 для каждого из сигналов 16...256APSK (табл. 3.3–3.6).

Таким образом, снижение коэффициента «сглаживания» фильтра Найквиста от значений 0,5 до 0,05 с целью повышения спектральной эффективности приводит к увеличению энергетических потерь из-за пик-фактора – соответственно с 4,3 до 8,0 дБ и с 7,5 до 10,4 дБ для *APSK*-сигнала с позиционностью 16 и 256, а также увеличению мощности в соседнем канале с -37 до -34 дБ ($M = 16$) и с -46 до -43 дБ ($M = 256$).

Стремление уменьшить запас линейности от точки насыщения усилителя мощности влечёт рост минимально достижимой вероятности ошибок. Кроме того, снижение коэффициента β от 0,5 до 0,05 приводит к увеличению мощности в соседнем канале на 3 дБ – с минус 37 до 34 дБ ($M=16$) и с минус 46 до -43 дБ ($M=256$).

Следовательно, *APSK* сигналы даже при использовании усилителя класса *A* вблизи точки компрессии 1 дБ (рисунок 3.17), как правило, требуют применения цифровых предискажений (*DPD, digital predistortion*) [39], компенсирующих малые нелинейности усилителя, приводящие к расширению спектра и увеличению модуля вектора ошибок (*EVM*). Данный показатель характеризует степень отклонения сформированных символов от идеального созвездия (см. рисунок 3.22) и определяет соотношение между вектором ошибок $V_{\text{ош}}$ и идеальным опорным вектором $V_{\text{оп}}$ [39,40]. Как правило, значение *EVM* приводится в децибелах (дБ) или в процентах.

На практике качество приемника определяется с помощью оценки качества демодуляции и в том числе с помощью измерения *EVM*.

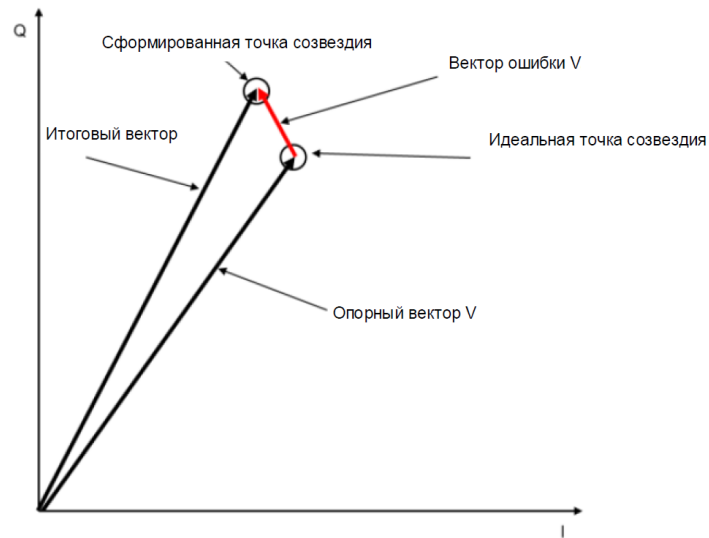


Рисунок 3.22 – Определение модуля вектора ошибок EVM

Показатель EVM используют для определения влияния ошибок модуляции/демодуляции на достоверность приема цифровой информации.

Основой для вычисления и измерения EVM является диаграмма состояния модулированного сигнала (созвездие) в основной полосе. Искажение созвездия наглядно показывает качество модуляции/демодуляции и источник искажений.

3.6 Линеаризация радиопередающего тракта ММДВ с использованием цифровых предискажений

Методы предварительного искажения могут быть классифицированы в соответствии с ниже предложенными критериями:

- методы предискажений можно разделить на аналоговые и цифровые. Данная классификация основана на том в каком виде сигнал поступает на вход устройства и каким образом в сигналы вносятся искажения;

- метод предискажений сигналов или данных. Данная классификация основана на положение устройства внесения предискажений в радио тракте передатчика. В первом случае искажения применяются к сигналам в основной полосе после спектра формирующего фильтра, во втором же предварительные искажения применяются к сигнальному созвездию до подачи на вход спектра

формирующего фильтра. Данная классификация может быть применена лишь в случае цифровых предсказаний, которые вносятся до переноса конвертором в верх, аналоговые же как правило применяют к сигналу, перенесенному на рабочую частоту.

- Метод предсказаний основанный на основе табличного алгоритма и методы основаны на основе модели.

Неоспоримыми преимуществами обладают цифровые предсказаний над аналоговыми по ряду причин: повторяемость результатов, отсутствие зависимостей от внешних условий, надежность и т.д.

Цифровые предсказаний подразумевают введение искажения в передаваемый сигнал в соответствии с нелинейной передаточной характеристикой радиотракта через который будет проходит предсказаний сигнал.

Метод предсказаний основанный на основе табличного алгоритма обладает преимуществами перед методами, основанными на моделях и комбинированных методах в относительной простоте вычисления значений таблицы аппроксимации. Но стоит отметить, что используемая аппроксимация линейная, кубическая, кусочно-линейная или сплайновая является малоэффективной в случаях, когда требуется адаптация элементов таблицы в широком рабочем температурном диапазоне, а также ввиду невозможности таким образом описать инерционные свойства радиотракта. И эффективность такого рода алгоритмов ниже.

Метод, основанный на моделях (аналитический метод), подразумевает применение нелинейных функциональных связей. В большинстве случаев, это полиномы. Для нахождения коэффициентов этих полиномов требуется решить линейную задачу наименьших квадратов одним из возможных методов, широкое распространение получило QR-разложение. Для описания инерционных свойств и нелинейных свойств радиотракта хорошо подходят ряды Вольтера, для которых имеются упрощения.

Реализация блока ввода предсказаний, основанная на аналитической модели, требует адаптации коэффициентов. Для этой цели рекомендуется применять алгоритм косвенного обучения. Преимущество данного метода заключается в том, что он позволяет начать работу без предварительно заданных (априорных) значений параметров для блока ввода предсказаний.

Ниже на рисунке 3.23 приведена блок схема блока ввода предсказаний с косвенным обучением (indirect learning).

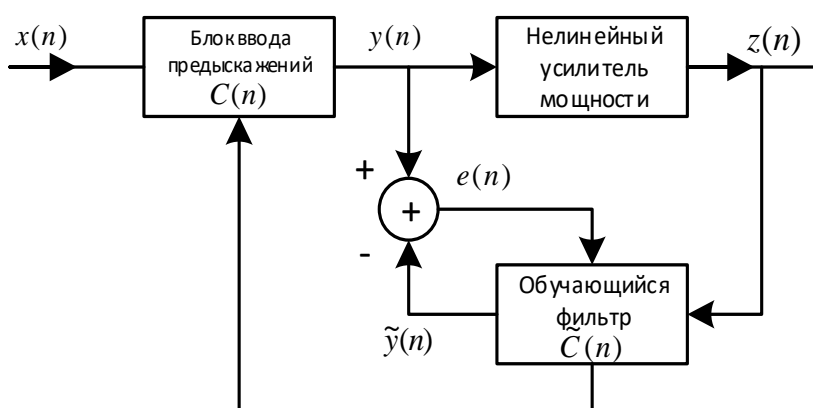


Рисунок 3.23 – Блок схема ввода предсказаний

Процесс адаптации коэффициентов блока ввода предсказаний осуществляется с применением рекурсивного алгоритма, который основывается на сигнале ошибки, представляющем собой разницу между сигналами, получаемыми на выходе блока ввода предсказаний в прямой ветке и на выходе обучающегося фильтра в обратной связи. Среди основных алгоритмов адаптации для систем с косвенным обучением можно выделить следующие:

- метод наименьших квадратов (*LMS*);
- рекурсивный метод наименьших квадратов (*RLS*);
- нормализованный метод наименьших квадратов (*NLMS*);
- рекурсивный метод прогноза ошибки (*RPEM*). [41]

Для оценки эффективности алгоритма цифровых предсказаний *DPD* для *APSK*-сигналов в диссертационной работе используется модель, разработанная автором с привлечением программного обеспечения математического

моделирования *MatLab/Simulink* (рисунок 3.24). Моделирование проводилось для модуляции *256APSK* с коэффициентом скругления $\beta = 0,05$.

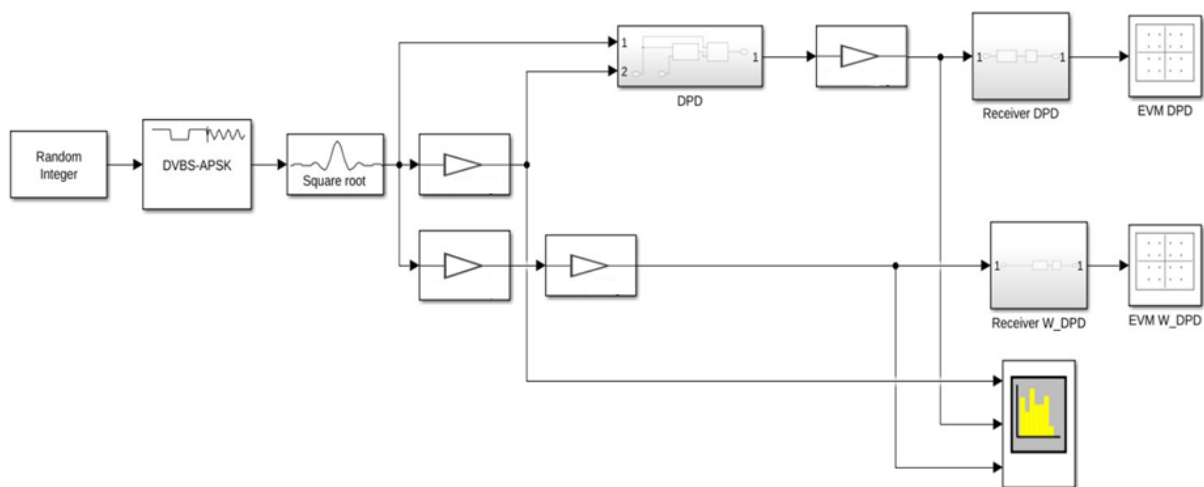


Рисунок 3.24 – Модель для исследования алгоритма цифровых предсказаний *DPD*

На рисунках 3.25–3.27 представлены результаты моделирования модема для модуляции *256APSK* с коэффициентом скругления $\beta = 0,05$. Приведены энергетические спектры сигнала на входе усилителя мощности без применения алгоритма *DPD* и с применением *DPD* – рисунок 3.25. Как видно из рисунка, мощность в соседнем канале *ACPR* равна соответственно минус 31 и 37 дБ – выигрыш от применения алгоритма *DPD* составляет 6 дБ.

На рисунках 3.26, 3.27 приведены созвездия сигнала *256APSK* без применения алгоритма *DPD* и с применением *DPD* – рисунки 3.26 и 3.27 соответственно. В первом случае модуль вектора ошибок $EVM_{AVR} = -27$ дБ, а во втором $EVM_{AVR} = -38$ дБ – выигрыш от применения алгоритма *DPD* составляет 11 дБ. Моделирование проводилось на 64000000 битах информации.

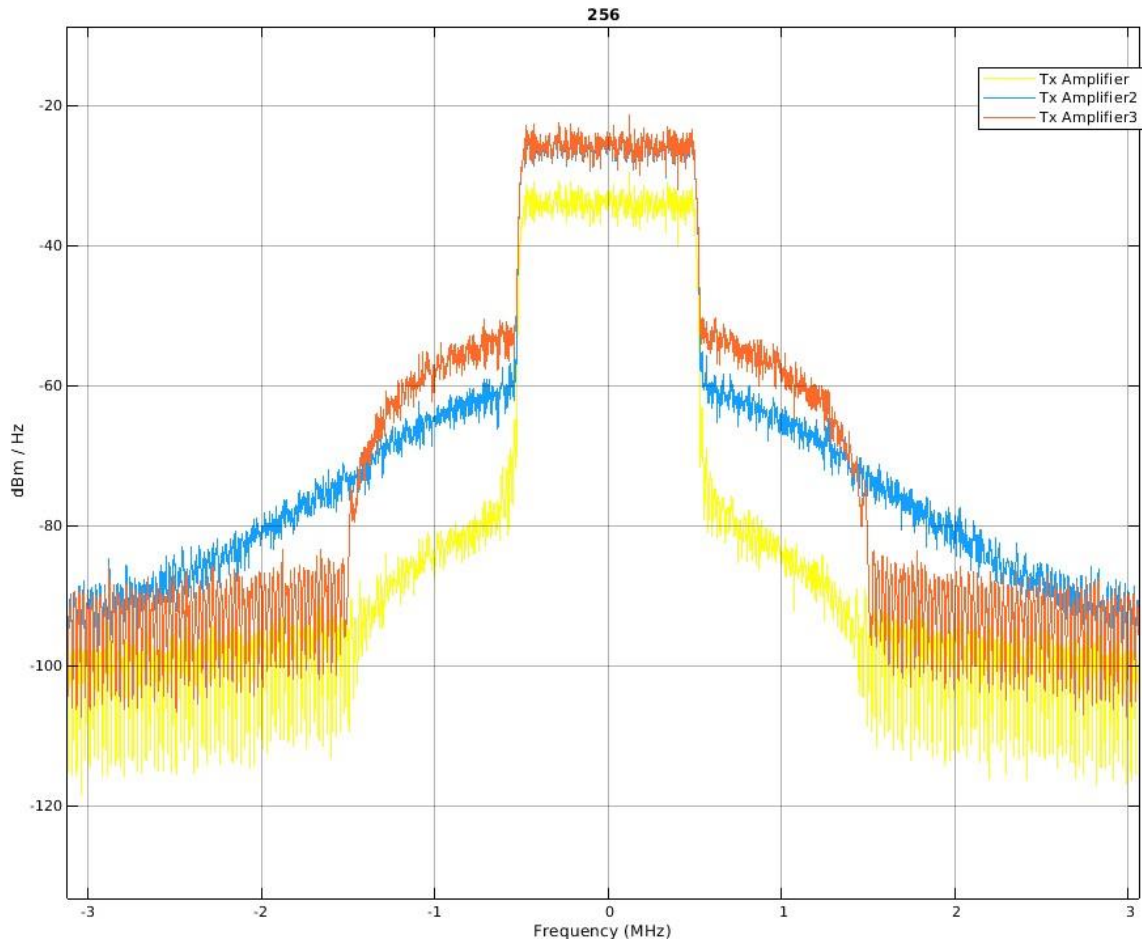


Рисунок 3.25 – Спектры сигнала на входе усилителя мощности – без *DPD* (красная кривая), с *DPD* (синяя кривая)

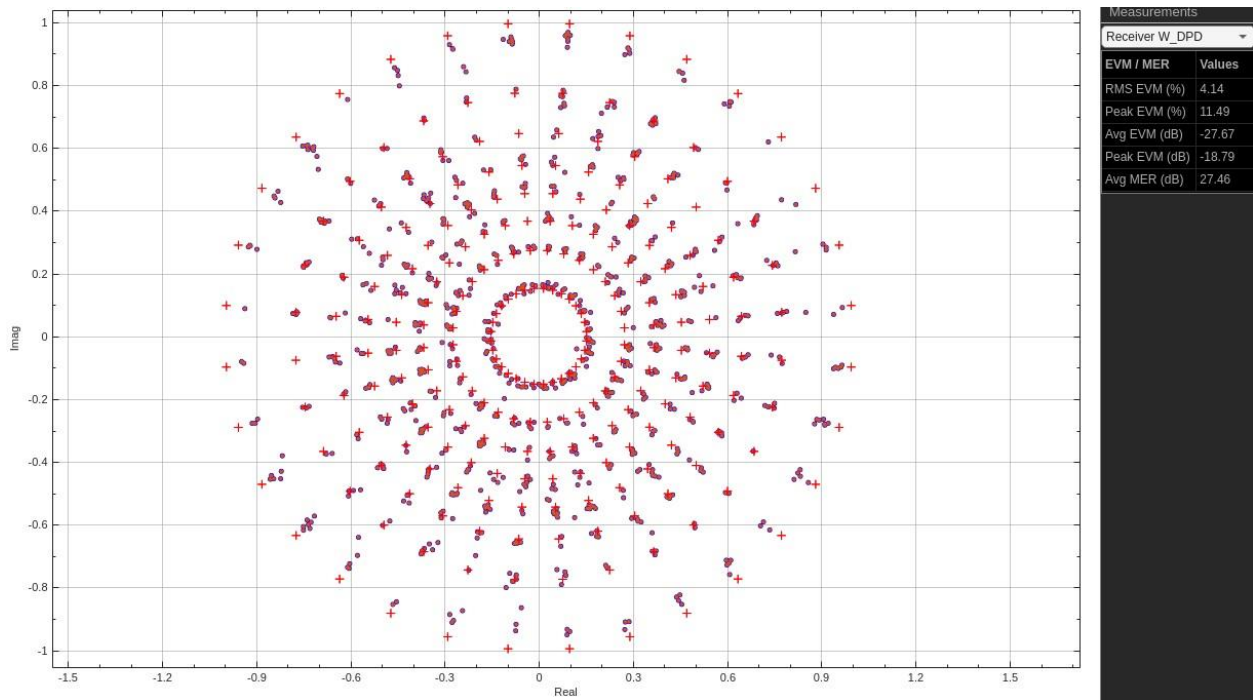


Рисунок 3.26 – Созвездие сигнала 256APSK без применения *DPD*

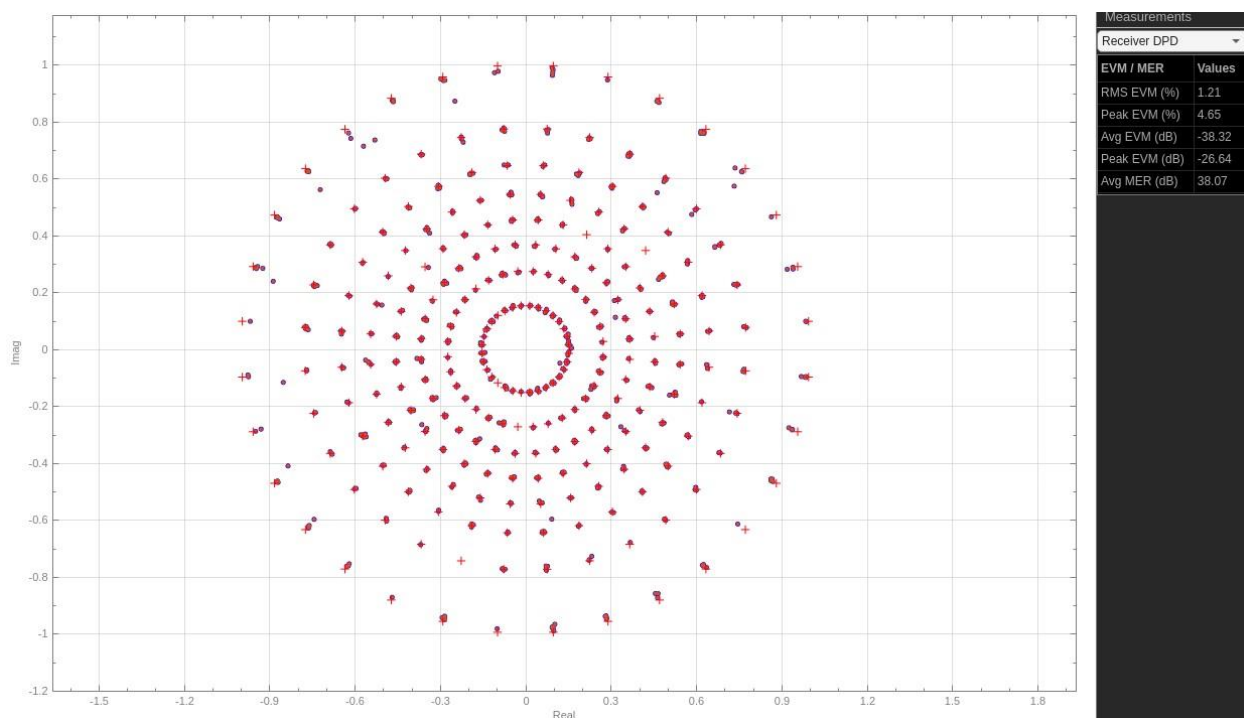


Рисунок 3.27 – Созвездие сигнала 256APSK с применением *DPD*

Результаты исследований свидетельствуют о том, что применение цифровых предискажений для линейризации радиопередающего тракта спутниковой станции связи с использованием *APSK*-сигнала с числом позиций до 256 обеспечивает снижение уровня побочных спектральных составляющих *ACPR* на 6 дБ и модуля вектора ошибки *EVM* не менее чем на 11 дБ.

3.7 Помехоустойчивость сигналов с фазовой и амплитудно-фазовой модуляцией с учётом паразитного фазового шума

В данном разделе проводится анализ помехоустойчивости приёма сигналов с многопозиционными видами фазовой и амплитудно-фазовой модуляции с учётом фазового шума гетеродина. По сравнению с работой [1] исследование проводится для более широких диапазонов скорости передачи и позиционности *M*. Получение уровня фазового шума для гетеродинов в ММДВ сопоставимого с уровнем фазового шума для более низкого диапазона частот, например, *S*-диапазона является непростой задачей и как правило решается за счет установки более «лучшего» опорного генератора, собственные фазовые шумы которого ниже.

Уровень фазового шума, характеризуемый спектральной плотностью мощности (СПМ), требования к нему были выработаны рабочей группой и сведены в стандарт *IESS-309* [1], гарантирующим приём информации с требуемой достоверностью для модуляции *BPSK* и *QPSK* и скорости передачи от 64 до 2048 кбит/с. В рекомендациях к стандарту *DVB-S2* приводятся допустимые значения уровня фазового шума, но не оговаривается для какой сигнально-кодовой конструкции и достоверности приёма они приведены [1, 7, 42].

С использованием программного обеспечения *MatLab/Simulink* автором было проведено моделирование модема *PSK* и *APSK* сигналов с учётом фазового шума. В таблице 3.7 приведены требования к СПМ фазового шума по стандарту *IESS-309*, а также с дополнительным учётом СПМ фазового шума для отстройки 10 Гц, а также 10 и 50 МГц (таблица 3.7 – столбцы с 3 по 5). [43, 34]

Таблица 3.7 – Требования к СПМ фазового шума, дБс/Гц

Отстройка от несущей частоты, Гц	<i>IESS-309</i>	<i>IESS-309₊</i>	<i>IESS-309₊₊</i>	<i>DVB-S2 propose</i>
10	-30	-37	-47	-57
10 ²	-60	-60	-70	-80
10 ³	-70	-70	-80	-90
10 ⁴	-80	-80	-90	-100
10 ⁵	-90	-90	-100	-110
10 ⁶	-90	-90	-100	-110
10 ⁷		-100	-110	-120
5*10 ⁷		-115	-125	-135

Результаты моделирования приведены на рисунках 3.28–3.36, где представлены кривые помехоустойчивости для многопозиционных видов модуляции *8PSK* и *16APSK*, *32APSK* (без помехоустойчивого кодирования). Верхние кривые соответствуют случаю, когда фазовый шум учитывался, а нижние – отсутствию фазового шума.

Моделирование проводилось для скорости передачи свыше 4 Мбит/с, поскольку при меньшей скорости нецелесообразно применять виды модуляции $8PSK$, $16APSK$, $32APSK$ и с более высоким значением M [44].

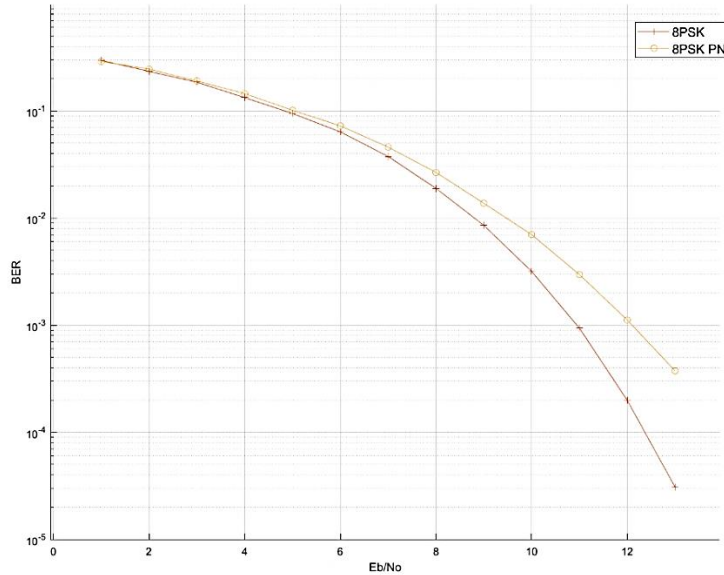


Рисунок 3.28 – Кривые помехоустойчивости для $8PSK$ (5 Мбит/с)

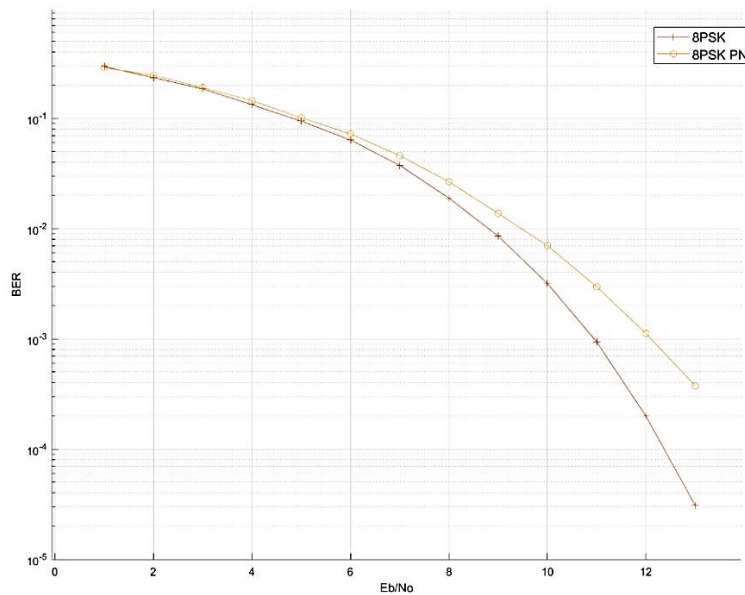


Рисунок 3.29 – Кривые помехоустойчивости для $8PSK$ (24 Мбит/с)

Кривые помехоустойчивости для $8PSK$, представленные на рисунках 3.28 и 3.29, свидетельствуют о том, что при скорости передачи от 5 до

24Мбит/с требования к уровню фазового шума, указанные в таблице 3.7 – IESS-309 и IESS-309₊ недостаточны – энергетические потери достигают 2 дБ.

Следовательно, нужно ужесточить требования к уровню фазового шума. Кривые помехоустойчивости для 8PSK при скорости передачи 24Мбит/с, представленные на рисунке 3.30 (фазовый шум по таблице 3.7 – IESS-309₊₊), свидетельствуют о том, что энергетические потери в этих условиях весьма малы.

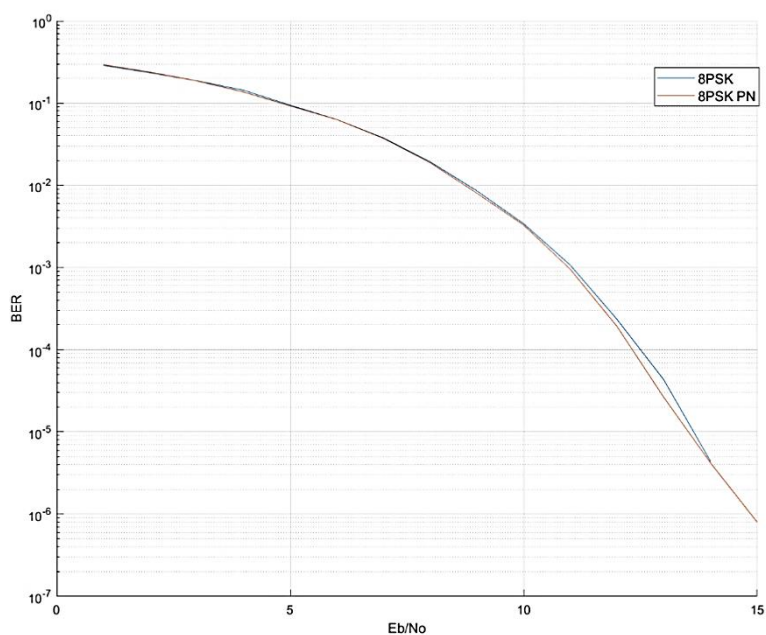


Рисунок 3.30 – Кривые помехоустойчивости для 8PSK (24 Мбит/с)

Результаты моделирования для многопозиционных видов модуляции 16APSK и 32APSK представлены кривыми помехоустойчивости на рисунках 3.31–3.33. На рисунке 3.31 приведены кривые помехоустойчивости для 32 APSK при информационной скорости 30 Мбит/с и фазовом шуме, регламентированном IESS-309. Как видно из рисунка, для указанных условий требования регламента IESS-309 к уровню фазового шума недостаточны – уменьшение вероятности ошибок с ростом отношения сигнал/шум ограничено значением около 0,05.

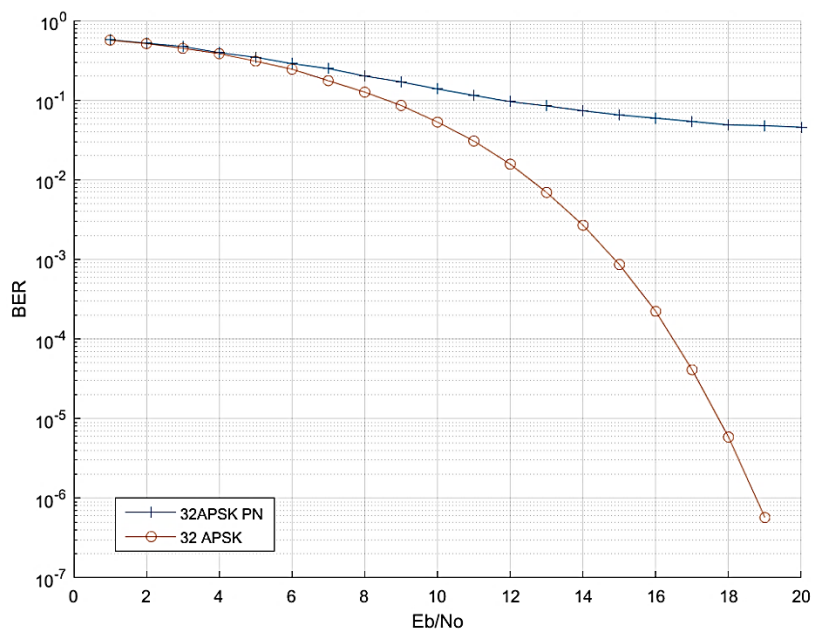


Рисунок 3.31 – Кривые помехоустойчивости для 32APSK (30Мбит/с)

Результаты моделирования для модуляции 16APSK и 32APSK и уровня фазового шума, удовлетворяющего требованиям IESS-309₊₊ таблицы 3.7, представлены кривыми помехоустойчивости на рисунках 3.32–3.34.

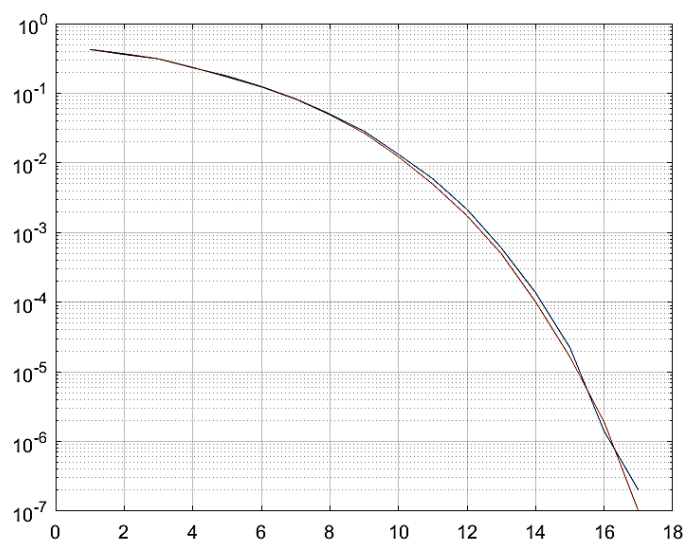


Рисунок 3.32 – Кривые помехоустойчивости для 16APSK (36 Мбит/с)

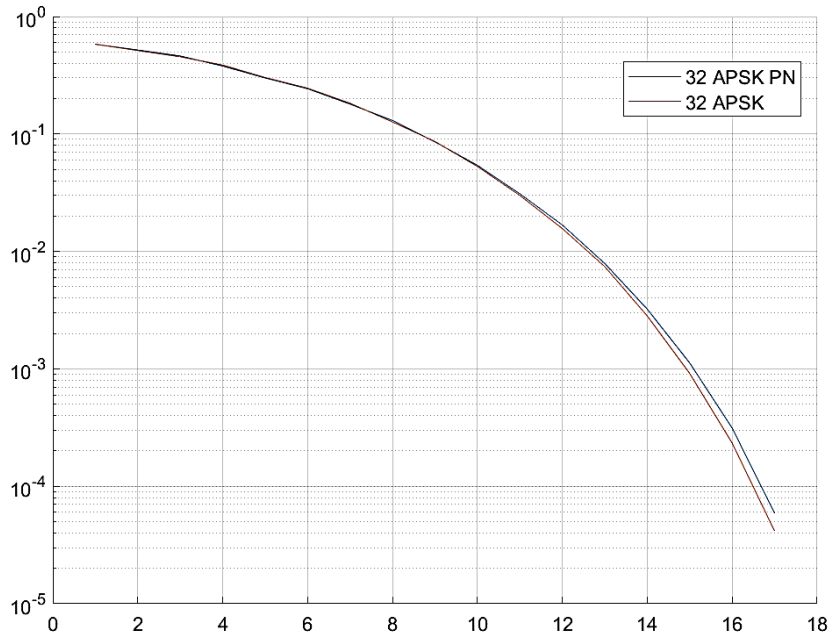


Рисунок 3.33 – Кривые помехоустойчивости для 32APSK (36 Мбит/с)

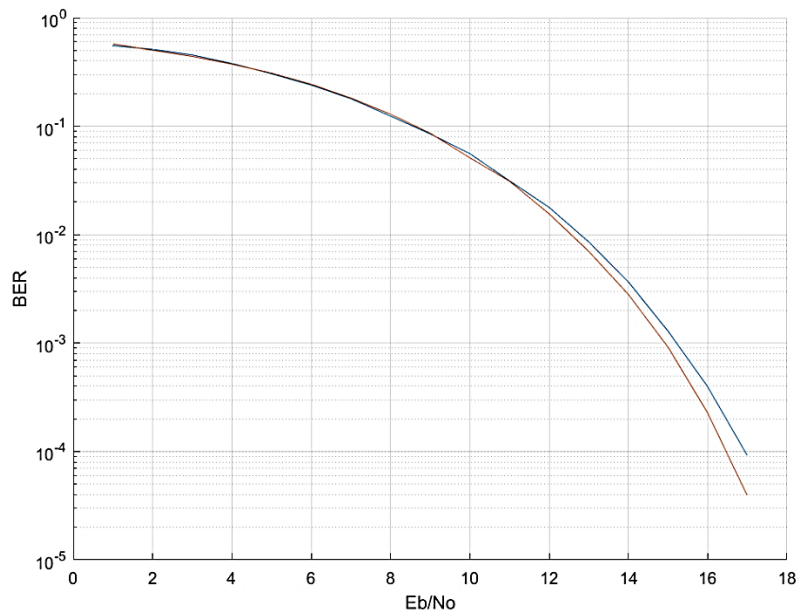


Рисунок 3.34 – Кривые помехоустойчивости для 32APSK (58 Мбит/с)

Кривые помехоустойчивости для 16APSK при скорости 36 Мбит/с, представленные на рисунке 3.32, свидетельствуют о том, что негативным влиянием фазового шума с уровнем, указанным в таблице 3.7 (IESS-309₊₊), можно пренебречь. В то же время при 32APSK (рисунки 3.33 и 3.34) для скорости от

36 до 58 Мбит/с и выше необходимы более жёсткие требования к уровню фазового шума. В таблице 3.7 (пятый столбец – *DVB-S2 proposed*) приведены рекомендуемые нормы уровня фазового шума при модуляции *32APSK* и скорости от 16 до 56 Мбит/с.

Кривые помехоустойчивости для модуляции *16APSK* и *32APSK* и скорости 36–58 Мбит/с, представленные на рисунках 3.35 и 3.36, свидетельствуют о том, что при удовлетворении требований *DVB-S2 proposed* таблицы 3.7 к уровню фазового шума энергетические потери весьма малы.

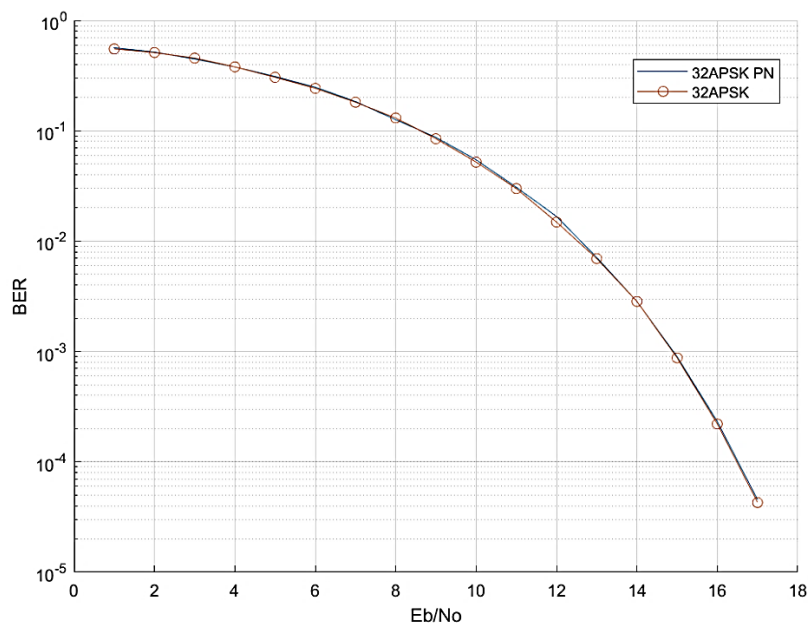


Рисунок 3.35 – Кривые помехоустойчивости для *32APSK* (36 Мбит/с)

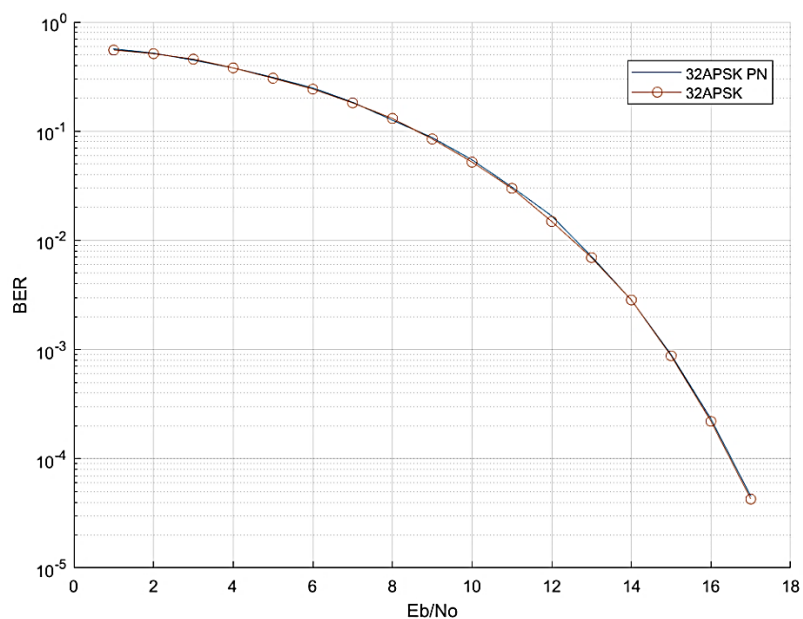


Рисунок 3.36 – Кривые помехоустойчивости для 32APSK (58 Мбит/с)

Ниже в таблице 3.8 приведены результаты моделирования рекомендации по уровню фазового шума, характеризуемого СПМ, для сигналов 32APSK, 8PSK, 16APSK.

Таблица 3.8 – Требования к СПМ фазового шума

Отстройка от несущей частоты, Гц	<i>I</i> ESS-309	8PSK 4...24 Мбит/с	16APSK 8...36 Мбит/с	32APSK 16...58 Мбит/с
	Спектральная плотность мощности, дБс/Гц			
10	-30	-47	-52	-57
10 ²	-60	-70	-75	-80
10 ³	-70	-80	-85	-90
10 ⁴	-80	-90	-95	-100
10 ⁵	-90	-100	-105	-110
10 ⁶	-90	-100	-105	-110
10 ⁷		-110	-115	-120
5*10 ⁷		-125	-130	-135

Результаты проведенного исследования позволяют сделать следующие выводы:

- допустимый уровень спектральной плотности мощности фазового шума, определённый стандартом *IESS-309* в диапазоне частотных отстроек от несущей $10\text{--}10^6$ Гц, необходимо уменьшить соответственно на 10, 15 и 20 дБс/Гц для сигналов *8PSK*, *16APSK* и *32APSK* соответственно;

- указанные требования необходимо дополнить допустимыми уровнями спектральной плотности мощности при частотной отстройке на 10 и 50 МГц: минус 110, 125 дБс/Гц и 120, 135 дБс/Гц – соответственно для сигналов с модуляцией *8PSK* и *16APSK*, *32APSK*.

Для повышения спектральной эффективности в стандарте *DVB-S2X* применяются модуляции с более высокой позиционностью по сравнению с прежним стандартом *DVB-S2* – *APSK 64/128/256*. Вновь добавленные созвездия *8PSK*, *64APSK*, *64APSK-L*, *128APSK*, *256APSK*, *256 APSK-L* обеспечивают экономию частотного ресурса при увеличении скорости передачи. Однако они могут использоваться только при наличии необходимой энергетики линии.

Ниже исследуется влияние фазового шума гетеродина на помехоустойчивость приёма *APSK*-сигналов с применением модели, разработанной автором в среде программного обеспечения *MATLAB/Simulink* на рисунке 3.37.

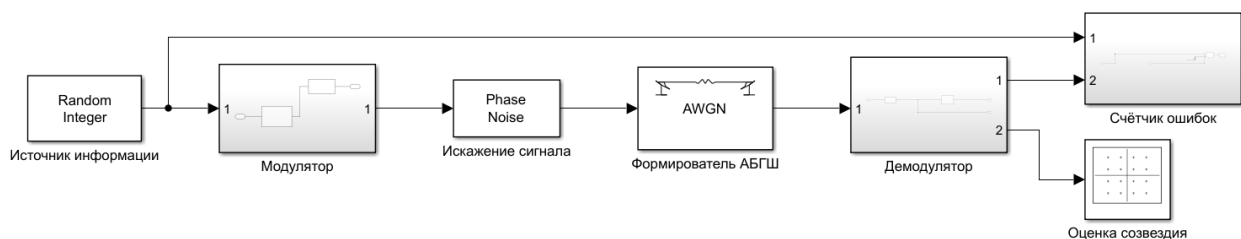


Рисунок 3.37 – Структурная схема модели в *MatLab/Simulink*

Модель состоит из следующих блоков:

Блок «Источник информации» – блок «Random Integer Generator» формирует по псевдослучайному закону данные поступающие на вход модулятора.

Блок «Модулятор» – состоит из блоков «*DVBS-APSK Modulator Baseband*» и «*Raised Cosine Transmit Filter*», выполняющих функции спектроформирующего фильтра и отображения входного битового потока в сигнальное созвездие.

Блок «Искажение сигнала» – предназначен для формирования искажений сигнала посредством добавление фазового шума гетеродина.

Блок «Формирователь аддитивного белого гауссовского шума» – предназначен для формирования и добавления в линию связи аддитивного белого гауссовского шума.

Блок «Демодулятор» – состоит из блоков «*Raised Cosine Receive Filter*» и «*DVBS-APSK Demodulator Baseband*», выполняющих функции согласующего фильтра и отображение сигнального созвездия в выходной битовый поток.

Блок «Счётчик ошибок» – состоит из блоков «*Error Rate Calculation*» и «*To Workspace*», необходимых для подсчёта количества ошибок и записи в рабочее пространство проекта для последующего их анализа.

Блок «Искажение сигнала» – предназначен для формирования сигнального созвездия и расчёта *Error Vector Magnitude – EVM* (отношение среднеквадратичного значения средней мощности сигнала к среднеквадратичному значению мощности идеального сигнала в процентах)

Блок моделирование проводилось для сигнала с модуляцией 256APSK с максимальной для принятой в стандарте *DVB-S2X* позиционностью. Сигнальное созвездие 256APSK образует сеть с числом колец $L = 8$ и равномерным распределением точек по каждому из колец (32 точки) – общее число точек созвездия $M = 256$ (рис. 3.38).

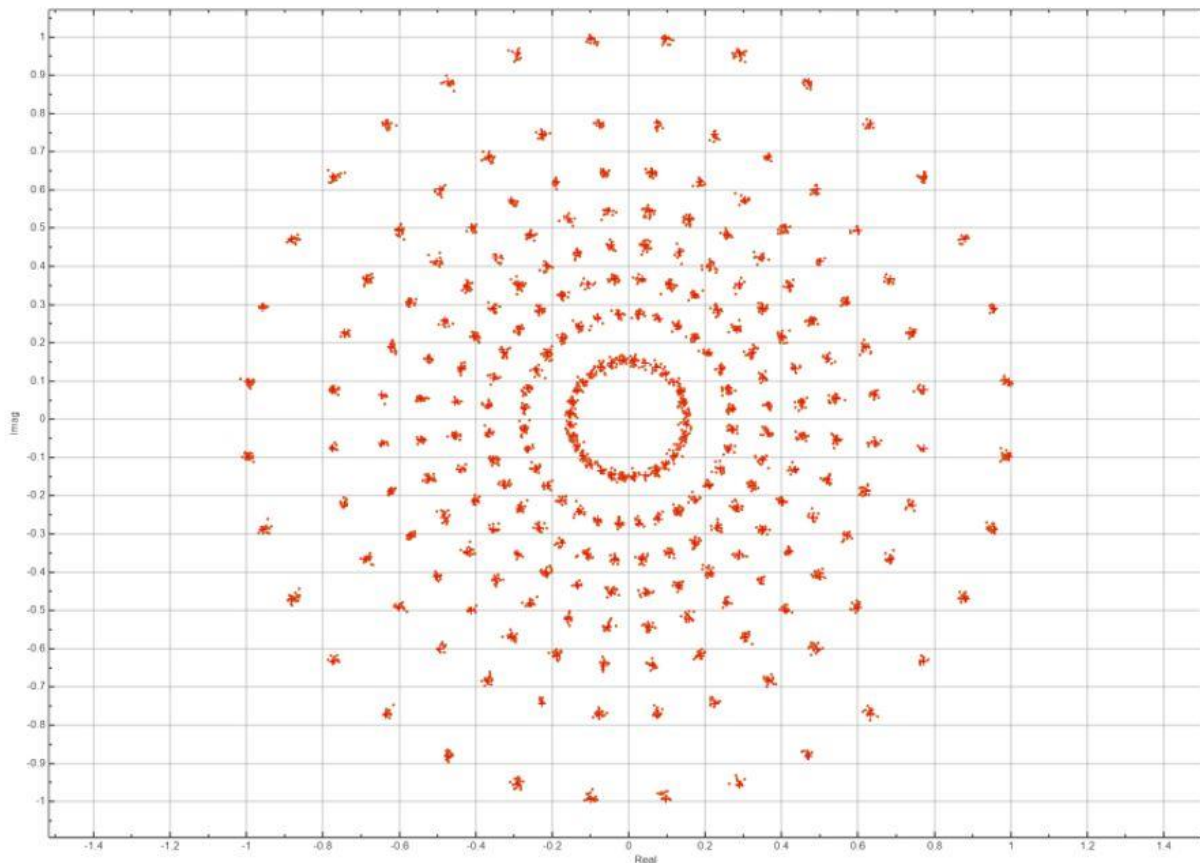


Рисунок 3.38 – Диаграмма сигнального созвездия 256APSK

Соотношение радиусов колец сигнального созвездия 256-APSK (рис. 3.38) представлено в таблице 3.9.

Таблица 3.9 – Оптимальные соотношения радиусов созвездия для 256APSK (рекомендации DVB-S2X)

R_2/R_1	R_3/R_1	R_4/R_1	R_5/R_1	R_6/R_1	R_7/R_1	R_8/R_1
1,791	2,405	2,980	3,569	4,235	5,078	6,536

Пользуясь геометрической трактовкой (рис. 3.38), каждому из $M = 256$ сигналов можно поставить в соответствие некоторую собственную область или область принятия правильного решения. В таком случае под вероятностью правильного приёма понимают вероятность попадания конца вектора принятого сигнала в собственную область переданного сигнала [42, 45].

На рисунках 3.39–3.43 приведены результаты моделирования спутникового модема в среде *MatLab/Simulink* с учётом фазового шума гетеродина для

модуляции 256APSK. На рисунке 3.39 приведена конфигурация сигнального созвездия 256APSK для уровня фазового шума, взятого из ТЗ на ОКР «Сфера» [1] (таблица 3.10, второй столбец – ТЗ «Сфера»).

Таблица 3.10 – Уровень фазового шума, дБс/Гц

Отстройка от несущей, Гц	ТЗ «Сфера»	ТЗ «Сфера» ₊	ТЗ «Сфера» ₊₊
10	-44	-49	-59
10 ²	-67	-72	-82
10 ³	-77	-82	-92
10 ⁴	-87	-92	-102
10 ⁵	-97	-102	-112
10 ⁶	-107	-112	-122

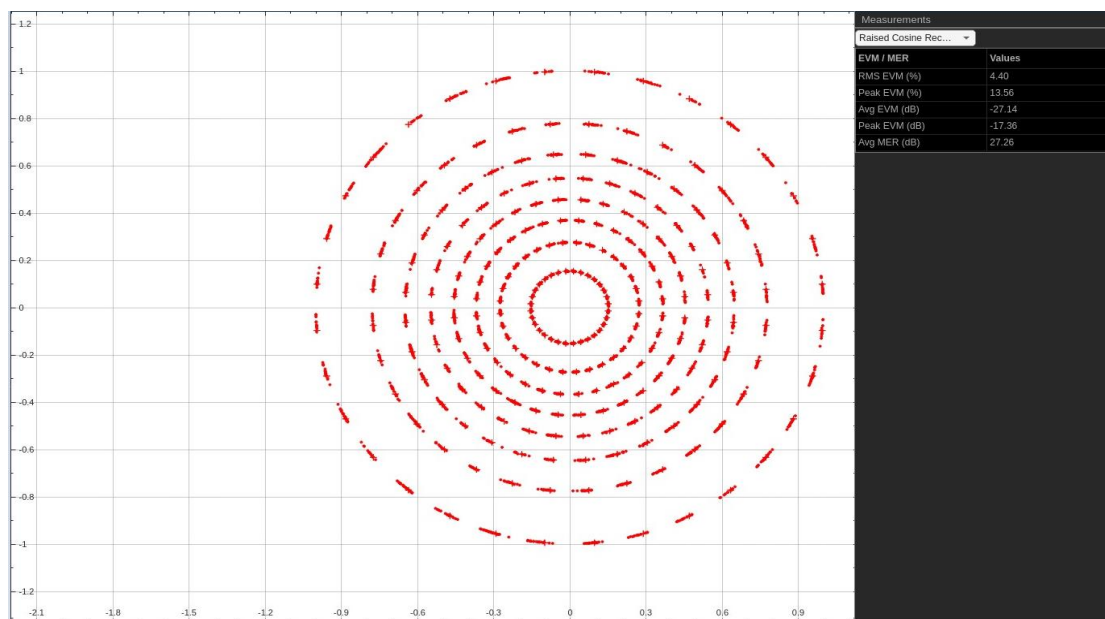


Рисунок 3.39 – Сигнальное созвездие 256APSK (ТЗ «Сфера»)

Как видно из рисунка, такой уровень фазового шума неприемлем:

– величина EVM около минус 17,36 дБ [46].

На рисунке 3.40 приведена конфигурация сигнального созвездия 256APSK для уровня фазового шума, уменьшенного на 5 дБ относительно требований ТЗ на ОКР «Сфера» (таблица 3.9, третий столбец – ТЗ «Сфера»₊).

Как видно из рисунка, и в этом случае уровень фазового шума нельзя полагать приемлемым, так как величина модуля вектора ошибки EVM недостаточно мала (около минус 25,6 дБ).

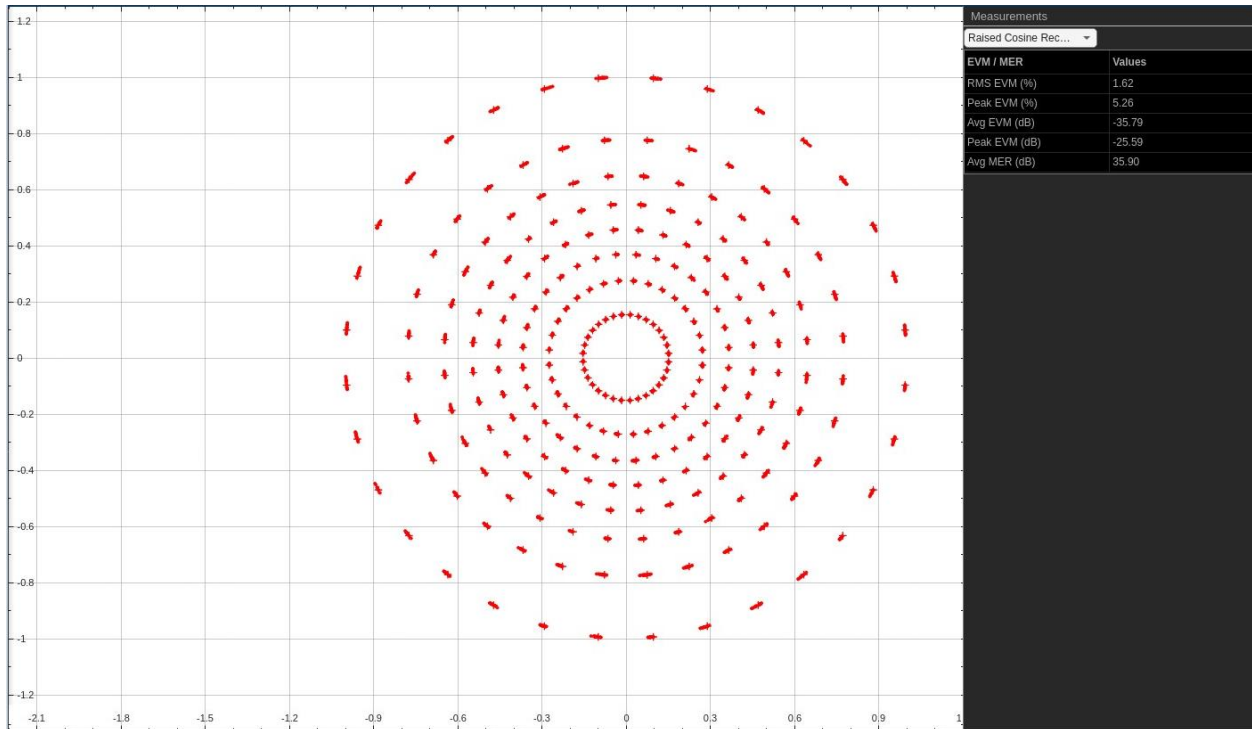


Рисунок 3.40 – Сигнальное созвездие 256APSK (ТЗ «Сфера»+)

На рисунке 3.41 приведены результаты моделирования – зависимости вероятности битовой ошибки от отношения E_b/N_0 энергии на бит к спектральной плотности шума – без фазового шума (нижняя кривая) и для фазового шума с уровнем по ТЗ «Сфера»+. Как видно из рисунка, вероятность битовой ошибки не уменьшается с ростом E_b/N_0 ниже значения 10^{-1} , обусловленного влиянием исключительно фазового шума.

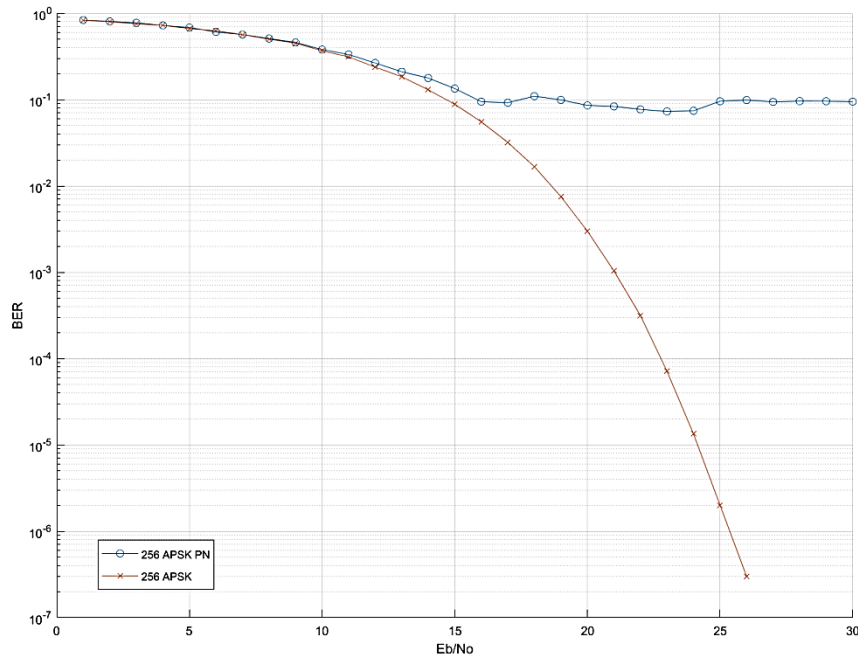


Рисунок 3.41 – Кривые помехоустойчивости 256APSK (ТЗ «Сфера»+)

На рисунке 3.42 приведена конфигурация сигнального созвездия 256APSK для уровня фазового шума, уменьшенного на 15 дБ относительно требований ТЗ на ОКР «Сфера» (таблица 3.9, четвёртый столбец – ТЗ «Сфера»++). Как видно из рисунка, в этом случае уровень фазового шума можно полагать вполне приемлемым, так как величина модуля вектора ошибки EVM достаточно мала (около минус 35,5 дБ). Это подтверждается представленными на рисунке 3.43 кривыми помехоустойчивости: без фазового шума (нижняя кривая) и для фазового шума с уровнем по ТЗ «Сфера» (верхняя кривая) и по ТЗ «Сфера»++ (средняя кривая). Как видно из рисунка, энергетические потери из-за фазового шума при вероятности битовой ошибки 10^{-5} в этом случае составляют около 1 дБ.

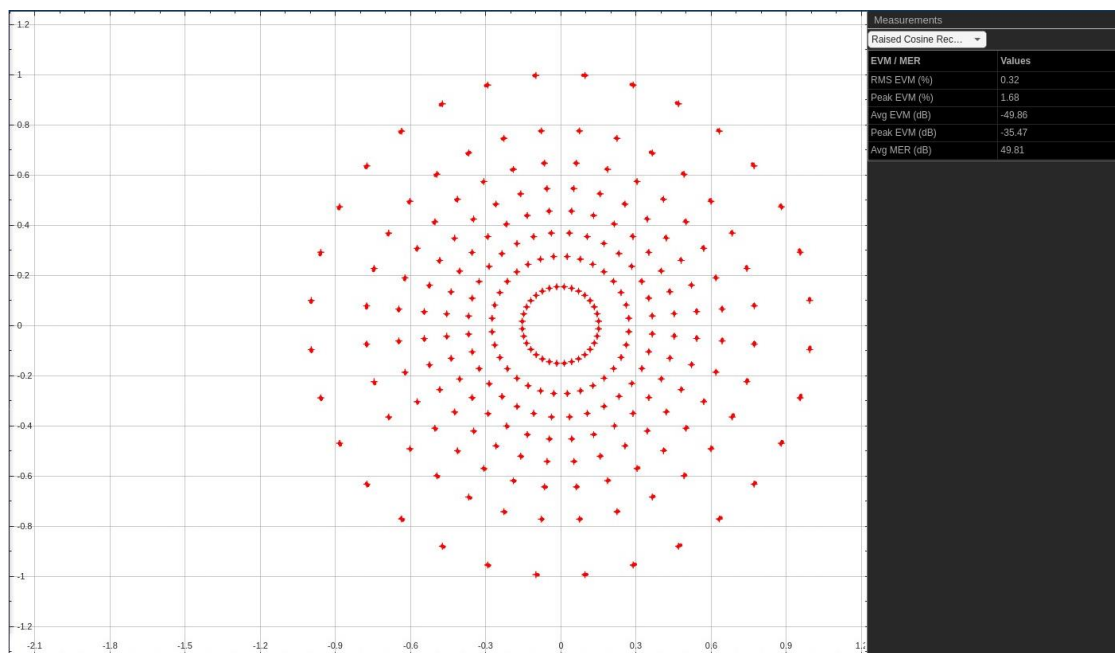


Рисунок 3.42 – Сигнальное созвездие 256APSK (ТЗ «Сфера»++)

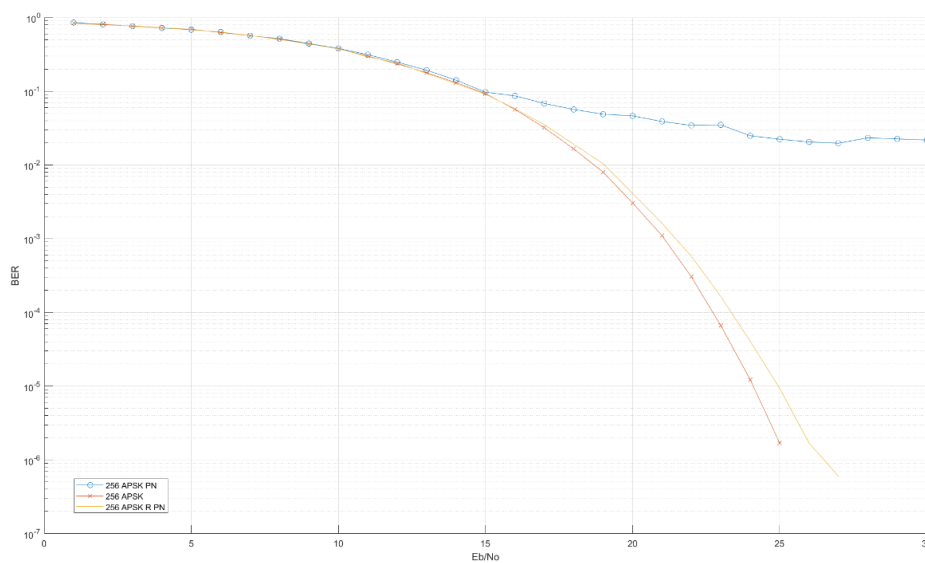


Рисунок 3.43 – Кривые помехоустойчивости 256APSK (ТЗ «Сфера»++)

Представляет интерес анализ требований, приведённых в рекомендациях стандарта *DVB-S2X* (таблица 3.11).

Таблица 3.11 – Уровень фазового шума, дБс/Гц (DVB-S2X)

Отстройка от несущей частоты, Гц	Нормальные значения фазового шума	Максимальные значения фазового шума
10^2	-25	-25
10^3	-50	-50
10^4	-73	-73
10^5	-93	-85
10^6	-103	-103
10^7	-114	-114

Автором было проведено моделирование спутникового модема с использованием генератора сигнала *KEYSIGHT VXG Signal Generator M9384B* и анализатора *KEYSIGHT UXA Signal Analyzer N9040B* с учётом фазового шума гетеродина согласно рекомендаций *DVB-S2X*. На рисунках 3.44 и 3.45 приведены результаты моделирования: сигнальное созвездие *256APSK*, а также энергетический спектр и временная диаграмма реализации фазового шума (для нормальных и максимальных значений – таблица 3.11).

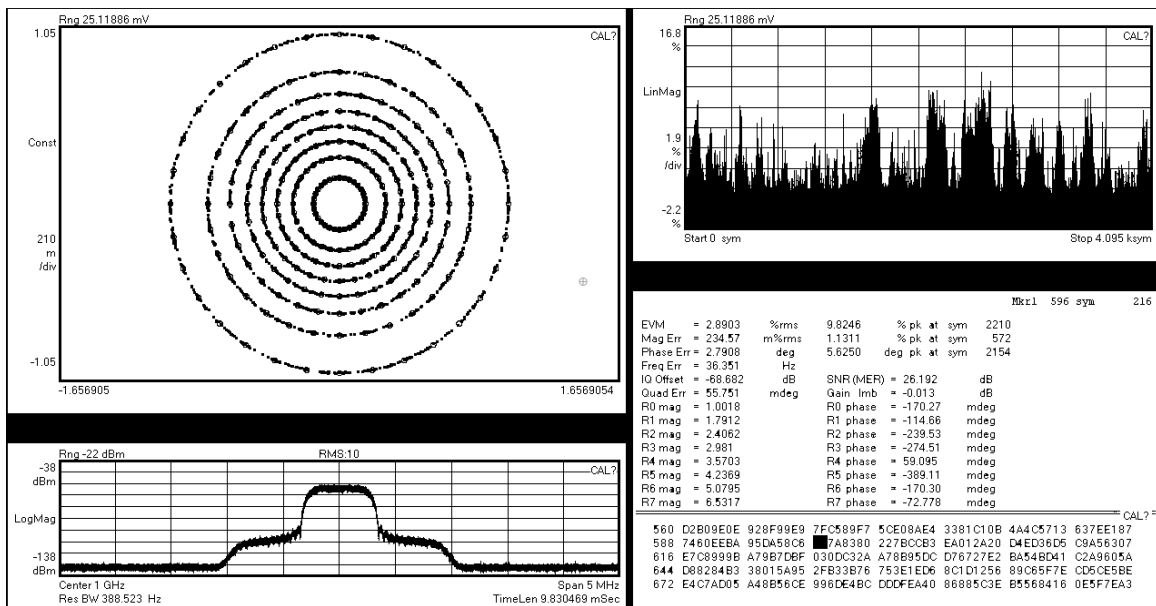


Рисунок 3.44 – Сигнальное созвездие *256APSK* (*DVB-S2X* норм.)

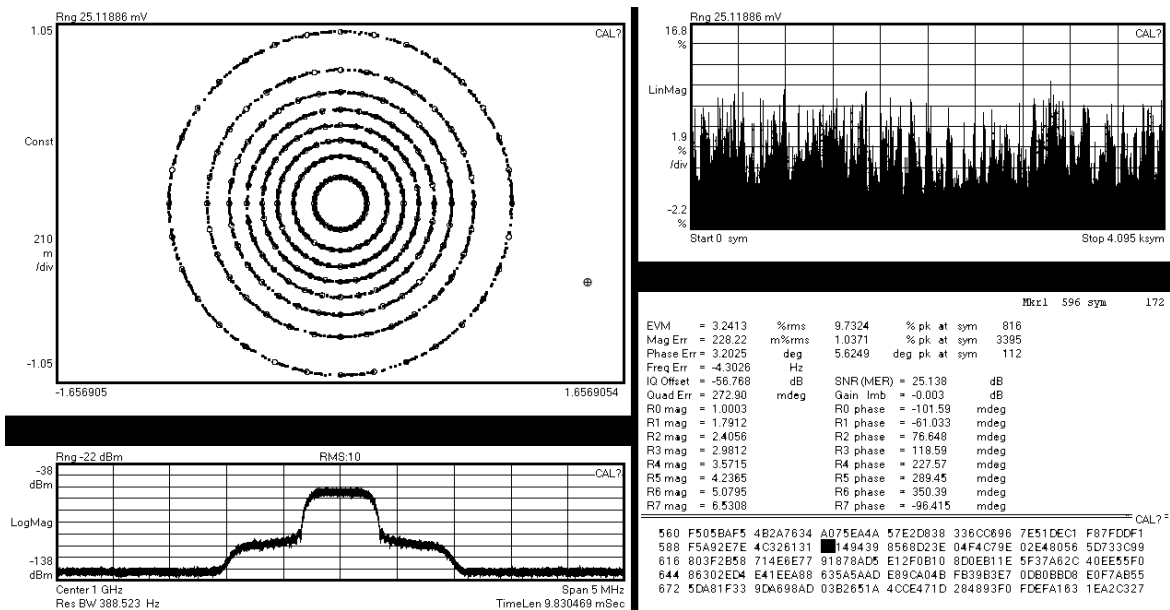


Рисунок 3.45 – Сигнальное созвездие 256APSK (DVB-S2X макс.)

Сравнение сигнальных созвездий, представленных на рисунках 3.44 и 3.45, с результатами моделирования на рис. 3.41, свидетельствует о том, что для сигнала 256APSK предлагаемые рекомендациями DVB-S2X значения фазового шума гетеродина так же неприемлемы, как и уровни фазового шума, взятого из ТЗ на ОКР «Сфера». Этот вывод следует также из сравнения данных таблиц 3.10 и 3.11 – требования ТЗ «Сфера» даже несколько жёстче, чем рекомендации DVB-S2X [47].

Результаты исследования свидетельствуют о том, что для сохранения приемлемого качества сигнального созвездия APSK с позиционностью до 256 (EVM менее минус 35 дБ) требуемый уровень фазового шума гетеродина должен быть на 20-30 дБ ниже рекомендуемого стандартом DVB-S2X.

3.8 Выводы по главе 3

1. Сигнально-кодовые конструкции на основе многопозиционных видов модуляции PSK и APSK с помехоустойчивым кодированием LDPC+BCH весьма перспективны для разработки отечественных модемов спутникового радиоканала миллиметрового диапазона.

2. Для ослабления зависимости качества связи от погодных условий следует использовать адаптивные режимы по скорости передачи данных, ти-

пу СКК (видам модуляции и кодирования), а также мощности сигнала передачи – подобные решения гарантируют трансляцию приоритетного трафика практически в любых погодных условиях.

3. При скорости передачи информации до 58 Мбит/с нормы фазового шума, определённые регламентом IESS-309, необходимо дополнить допустимыми уровнями СПМ при частотной отстройке 10 и 50 МГц: соответственно минус 110, 115, 120 дБс/Гц и 125, 130, 135 дБс/Гц – для сигналов с модуляцией *8PSK*, *16APSK*, *32APSK*.

4. Результаты моделирования свидетельствуют о том, что для сохранения приемлемого качества сигнального созвездия *APSK* с позиционностью до 256 требуемый уровень фазового шума гетеродина должен быть на 20-30 дБ ниже рекомендуемого стандартом *DVB-S2X*.

ГЛАВА 4. РЕАЛИЗАЦИЯ СПУТНИКОВЫХ МОДЕМОВ НА СОВРЕМЕННЫХ АППАРАТНЫХ ПЛАТФОРМАХ НА БАЗЕ ПЛИС

Эта глава посвящена вопросам реализации спутниковых модемов ММДВ на современных аппаратных платформах на базе ПЛИС, а также экспериментальному исследованию спутниковых модемов, в которых использованы результаты диссертационных исследований автора. В разделе 4.1 проведено обоснование архитектуры построения трактов передачи и приёма, а в разделе 4.2 приведены результаты разработки структурной схемы спутникового ММДВ модема. Раздел 4.3 посвящен выбору и обоснованию элементной базы ЦОС спутникового ММДВ модема. Особенности функционального построения станции спутниковой связи ММДВ, разработанной при непосредственном участии автора, а также результаты и методика проведения испытаний опытного образца абонентской мобильной станции спутниковой связи обсуждаются в разделе 4.4. В разделе 4.5 приведены выводы по главе 4.

В настоящее время в модемном оборудовании спутниковой связи большинства производителей используется фазовая, квадратурная амплитудная и амплитудно-фазовая модуляция с позиционностью $M \leq 32$. Практически все ведущие производители модемного оборудования *VSAT* перешли на использование стандарта *DVB-S2* для реализации физического уровня прямого канала передачи информации. Вместе с тем ряд производителей заявляют о готовности использовать новую версию стандарта *DVB-S2 – DVB-S2X*, который регламентирует использование модуляций с позиционностью до 256.

Приоритетным направлением повышения эффективности модемного оборудования является снижение стоимости спутникового терминала. Для достижения этой цели требуется уменьшение геометрических размеров приемо-передающих антенн, снижение мощности передающих устройств и использование при построении спутниковых модемов простых готовых решений, реализованных в виде распространенных специализированных микросхем, а также аппаратных платформ на базе ПЛИС. При этом не должны снижаться требования по безошибочной передаче информации.

4.1 Структурные схемы трактов передачи и приёма спутникового модема

4.1.1 Архитектура передающего тракта модема

Существуют два основных подхода для реализации передающего тракта модема: прямого преобразования с нулевой промежуточной частотой (ПЧ) и прямого преобразования с комплексной ПЧ [48].

Архитектура прямого преобразования с нулевой промежуточной частотой представлена на рисунке 4.1. Для упрощения требований к фильтрации сигнала цифровой комплексный сигнал на нулевой ПЧ «передискретизируется» (интерполируется) и поступает в ЦАП. Комплексный аналоговый сигнал на нулевой ПЧ с выходов ЦАП фильтруется и поступает в комплексный модулятор. Преимущество системы заключается в простоте прямого переноса спектра сигнала с нулевой ПЧ на точно заданную частоту. Недостатки архитектуры заключаются в наводке сигнала гетеродина и зеркальной составляющей в полосу полезного сигнала [49].

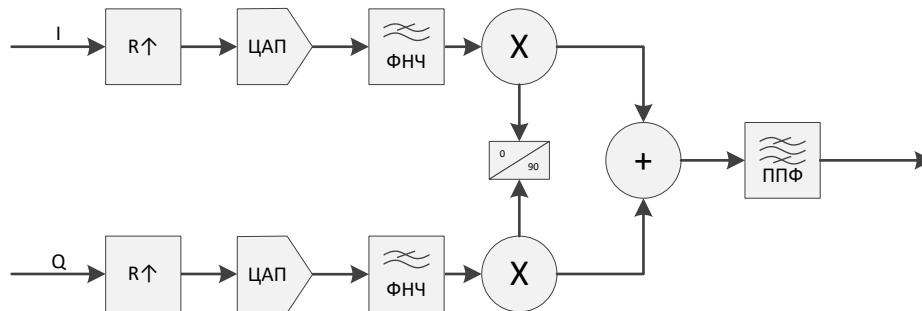


Рисунок 4.1 – Архитектура прямого преобразования с нулевой ПЧ

Архитектура прямого преобразования с комплексной ПЧ отличается от преобразования с нулевой ПЧ наличием дополнительного цифрового модулятора, переносящего в цифровом виде исходный сигнал на ПЧ (рисунок 4.2). Применение ПЧ требует использования полосно-пропускающего фильтра перед окончательной модуляцией сигнала.

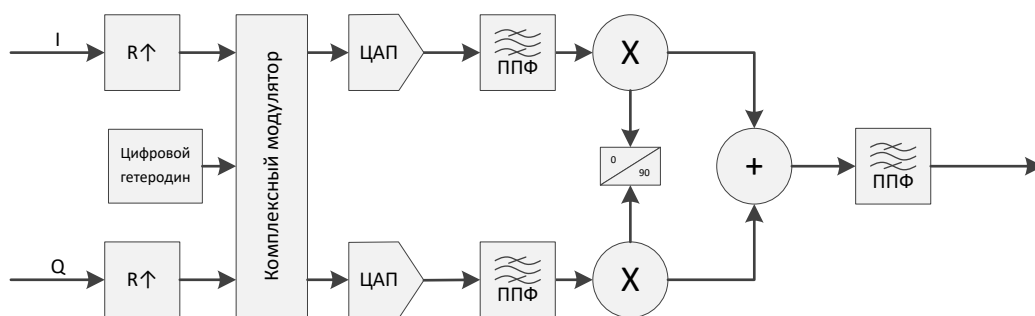


Рисунок 4.2 – Архитектура прямого преобразования с комплексной ПЧ

С учетом сказанного для реализации передатчика в K_a/Q -диапазонах целесообразно использовать архитектуру тракта передачи с прямым преобразованием. После модулятора сигнала устанавливается конвертер, переносящий спектр сигнала из L -диапазона в K_a/Q -диапазоны.

На рисунке 4.3 представлена структурная схема передающего тракта модема, содержащего:

- двухканальный ЦАП, формирующий сигнал ПЧ;
- ФНЧ, подавляющий гармоники основного сигнала;
- гетеродин, формирующий частоту переноса L -диапазона;
- модулятор, осуществляющий перенос сигнала с нулевой ПЧ в L -диапазон;
- полосно-пропускающий фильтр для ограничения спектра передаваемого сигнала в L -диапазоне.

Формирование комплексного сигнала можно проводить на нулевой ПЧ, что упрощает конструкцию ФНЧ.

16-разрядный двухканальный ЦАП обеспечивает формирование комплексных сигналов с динамическим диапазоном 96 дБ. Частоту ЦАП следует выбирать не менее чем удвоенная ширина спектра полезного сигнала на максимальной скорости. Возможно применение «передискретизации» для упрощения требований к выходному ФНЧ.

Следует отметить, что для работы передатчика в K_a/Q -диапазонах требуется конвертер.

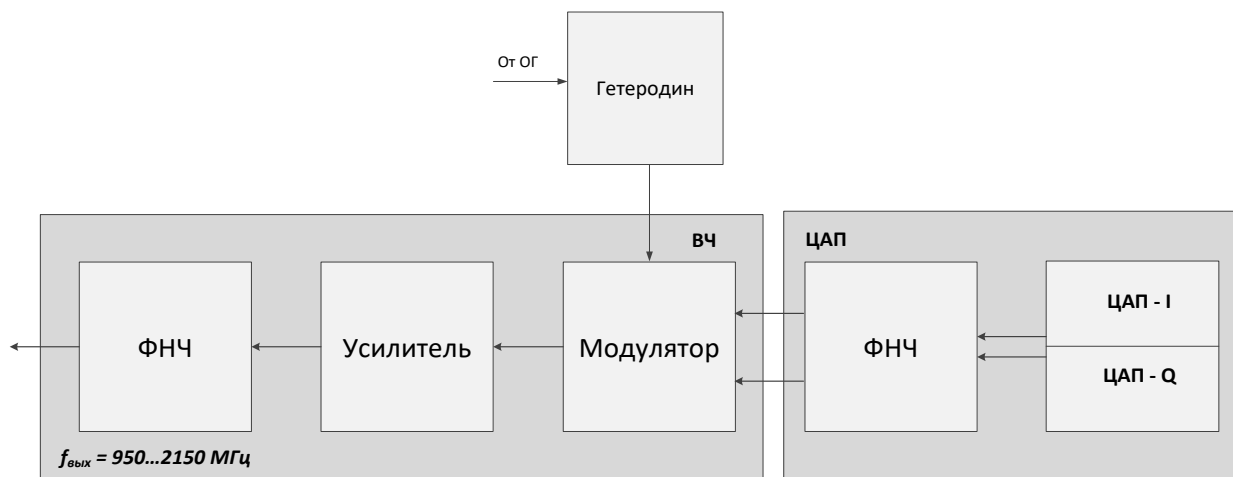


Рисунок 4.3 – Структурная схема передающего тракта модема

4.1.2 Архитектура приёмного тракта модема

Тракт приёма осуществляет усиление, фильтрацию, перенос спектра сигнала и преобразование сигнала в цифровой вид.

Усиление для компенсации потерь в передаче реализуется с помощью малошумящих усилителей (*LNA*) в первых каскадах. Также может применяться автоматическая регулировка усиления.

Фильтрация требуется для выделения полезного сигнала и подавления мешающих сигналов. Достаточная избирательность может достигаться за счет различных фиксированных фильтров (*SAW*, керамических, кварцевых, механических) в каскадах высокой частоты и промежуточной частоты. В особых случаях используются комплексные фильтры, фазовые сплиттеры.

Для переноса спектра сигнала используется микшер. Для формирования сигнала гетеродина используются синтезаторы частоты, управляемые напряжением, током или программно.

Преобразование сигнала в цифровой вид осуществляется АЦП. Существуют различные технологии АЦП, ключевыми характеристиками которых являются архитектура, разрядность, отношение сигнал/шум, джиттер.

Существуют две широко применяемые архитектуры приёмных трактов: супергетеродин и прямое преобразование. Супергетеродинные приёмники широко использовались вплоть до 2000-х годов.

Архитектура супергетеродина представлена на рисунке 4.4.

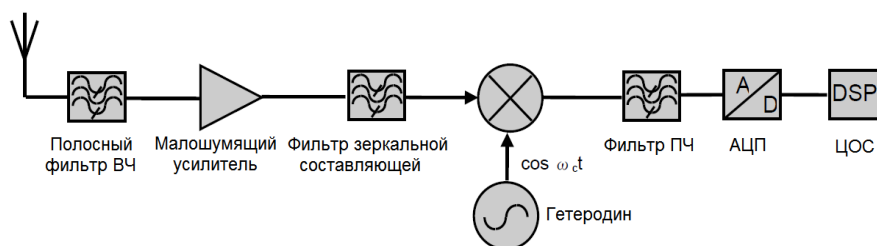


Рисунок 4.4 – Архитектура супергетеродинного приёмника

Селективность супергетеродина обеспечивается каскадами ПЧ, работающими на фиксированной центральной частоте, с помощью особых технологий фильтрации:

- фильтр должен иметь достаточное ослабление в полосе зеркальной побочной составляющей при отстройке по частоте;
- конечный каскад ПЧ должен обладать достаточной избирательностью для подавления соседних каналов;
- в случае двойного (или тройного) супергетеродина первый (и второй) каскад ПЧ должны обладать достаточным ослаблением на частоте следующего каскада;
- одним из способов понизить требования к фильтрам является коррективировка разбаланса комплексных компонент I/Q (должно использоваться в комплексе).

Недостатки архитектуры супергетеродина:

- сложность интеграции компонентов (фильтров, гетеродинов);
- высокое энергопотребление из-за паразитных характеристик дискретных компонентов и необходимости в низкоомных линиях согласования между модулями;
- сложная архитектура;
- возможность паразитных сигналов-наводок.

В современных приёмниках широко используется архитектура прямого преобразования, более перспективная для полной интеграции в интегральную схему. Приёмник прямого преобразования свободен от основного недостатка супергетеродина, связанного с необходимостью подавлена зеркальной побоч-

ной составляющей. Этот недостаток устраняется путём преобразования сигнала напрямую на нулевую ПЧ, используя два микшера в комплексном режиме.

Архитектура прямого преобразования представлена на рисунке 4.5.

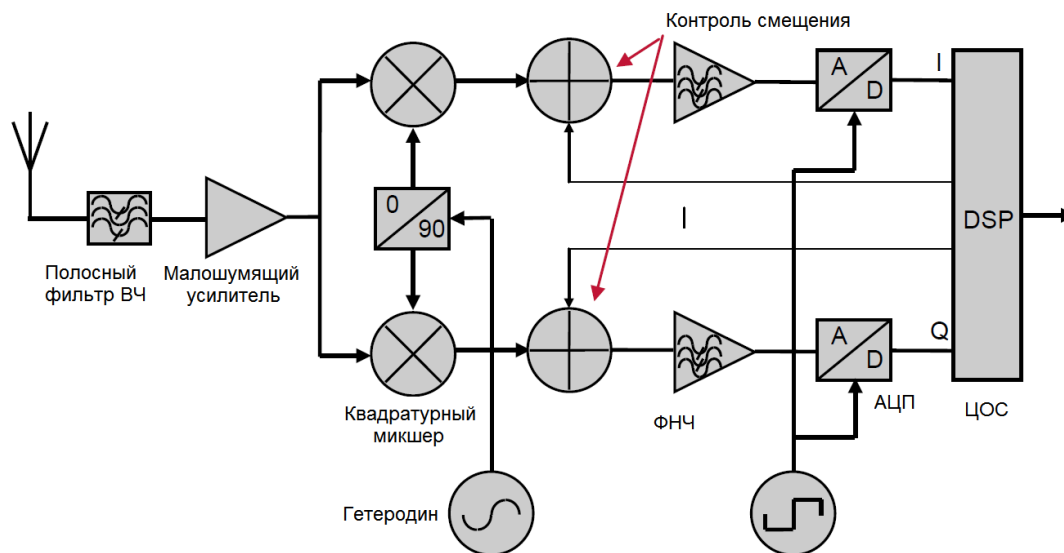


Рисунок 4.5 – Архитектура прямого преобразования

Аналоговые ФНЧ после микшера обеспечивают избирательность приёмника, а также могут выполнять роль антиалиасингового фильтра для АЦП. В таком случае, полоса фильтра должна составлять половину полосы канала, обеспечивая также подавление боковых и соседних каналов.

Избирательность приёмника обеспечивается, главным образом, цифровыми фильтрами, следующими за АЦП. Цифровые фильтры, в отличие от аналоговых, не имеют физических паразитных характеристик от техпроцесса изготовления, таких как шум и перекрёстные наводки. За счет этого цифровые фильтры имеют повторяемые и точно определённые характеристики. Вдобавок, цифровые фильтры могут быть изготовлены по дешёвой технологии КМОП за счет применения цифровых сигнальных процессоров или специализированной схемотехники. При таком подходе для сохранения характеристик основного слабого сигнала АЦП должен иметь достаточную разрядность для оцифровки любого мощного бокового или соседнего канала без перегрузки.

Хотя архитектура с нулевой ПЧ и избавлена от проблемы подавления зеркальной составляющей, она привносит и свои недостатки, связанные в основном с необходимостью большого усиления низкочастотных сигналов на нулевой ПЧ:

- нелинейность второго порядка приёмника, вызывающая наводки на нулевой частоте;

- утечка гетеродина, вызывающая различные уровни постоянного смещения;

- усиление постоянной составляющей;

- появление «розового» шума ($1/f$), снижающего чувствительность.

Преодоление этих недостатков прямого преобразования с нулевой ПЧ требует от приёмника точной калибровки постоянной составляющей и хорошей характеристики нелинейности второго порядка.

Архитектура прямого преобразования с низкой ПЧ свободна от указанных недостатков и сохраняет при этом высокую степень интеграции. Множество стандартов радиопередачи менее требовательны к избирательности помех в боковых каналах, чем к соседним каналам. Приёмники с низкой ПЧ используют это путём выбора такой ПЧ, приём с которой перемещает зеркальную побочную составляющую в боковой канал.

Использование низкой ПЧ позволяет интегрировать фильтр ПЧ или реализовать его в цифровой обработке. Принцип переноса с низкой ПЧ, установленной на краю спектра полезного сигнала, иллюстрируется рисунком 4.6.

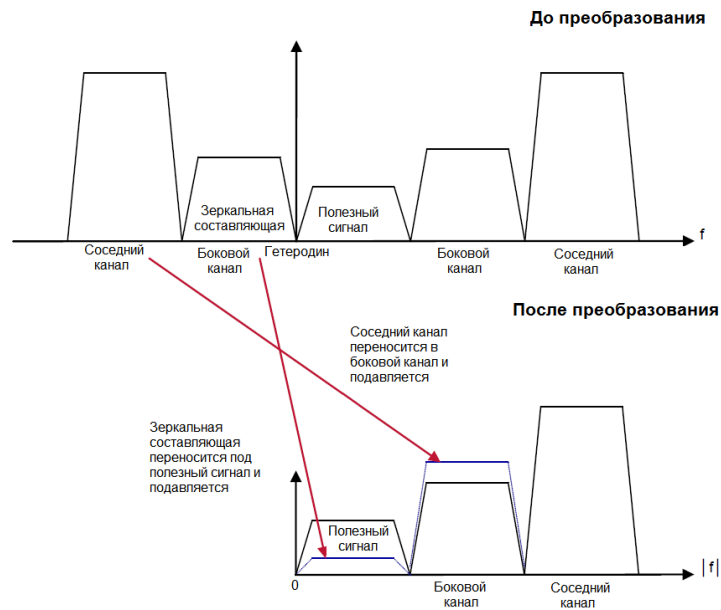


Рисунок 4.6 – Принцип переноса с низкой ПЧ

С учетом сказанного для реализации приёмного тракта модема в K_a/Q -диапазоне предлагается архитектура тракта приёма с прямым преобразованием. Перед приёмником устанавливается конвертор, переносящий спектр сигнала с K_a/Q -диапазонов в L -диапазон.

Приём сигнала можно осуществлять как с нулевой, так и с низкой ПЧ. Использование нулевой ПЧ требует комплексного демодулятора, формирующего комплексные сигналы I/Q на выходе ПЧ. Приём низких скоростей на нулевой ПЧ затруднителен вследствие искажения полезного сигнала за счет попадания значительной части его спектра в полосу корректора нуля. Следовательно, приём низких скоростей необходимо осуществлять на низкой ПЧ, при этом теряется возможность эффективно подавлять помехи с помощью аналогового ФНЧ и требуется дополнительная цифровая обработка сигнала в ПЛИС – цифровой перенос на нулевую ПЧ с последующей фильтрацией.

12-разрядный двухканальный АЦП обеспечит оцифровку комплексных сигналов с динамическим диапазоном 72 дБ. Частоту АЦП следует выбирать не менее, чем удвоенная ширина спектра полезного сигнала на максимальной скорости. Возможно применение «передискретизации» для упрощения требований к входному ФНЧ.

Следует отметить, что для работы приёмника в K_a/Q -диапазонах требуется конвертер.

Структурная схема приёмного тракта модема представлена на рисунке 4.7.

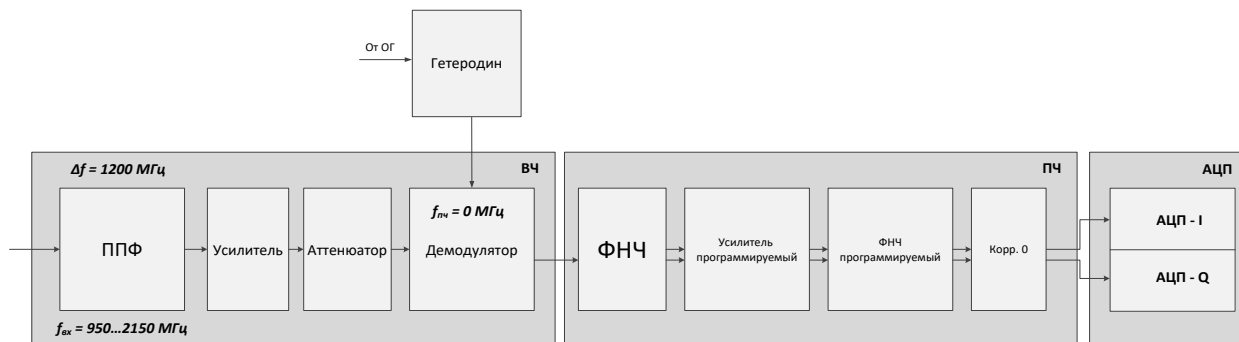


Рисунок 4.7 – Структурная схема приёмного тракта модема

Тракт приёма содержит:

- полосно-пропускающий фильтр для ограничения спектра принимаемого сигнала в L -диапазоне;
- фиксированный усилитель мощности;
- программируемый аттенюатор для реализации механизмов компенсации АЧХ тракта, а также автоматической регулировки усиления;
- гетеродин, формирующий частоту переноса L -диапазона;
- демодулятор, осуществляющий перенос принимаемого сигнала на ПЧ;
- ФНЧ, необходимый для предварительной фильтрации;
- программируемый усилитель для реализации автоматической регулировки усиления;
- программируемый ФНЧ демодулированного сигнала, настраиваемый на ширину спектра желаемой скорости;
- двухканальный АЦП.

4.2 Структурная схема спутникового модема

Описание построения модема спутниковой связи с использованием технологии Software Defined Radio в контексте выбранной архитектуры построе-

ние радиотрактов приведено ниже. SDR технология позволяет изменять функционал устройства без изменения его конструкции, схемы построения.

На рисунке ниже приведена блок схема модема станций спутниковой связи ММДВ, разработанного в соответствии с принятыми ранее соображениями, стрелочками обозначены взаимодействия между составными частями.

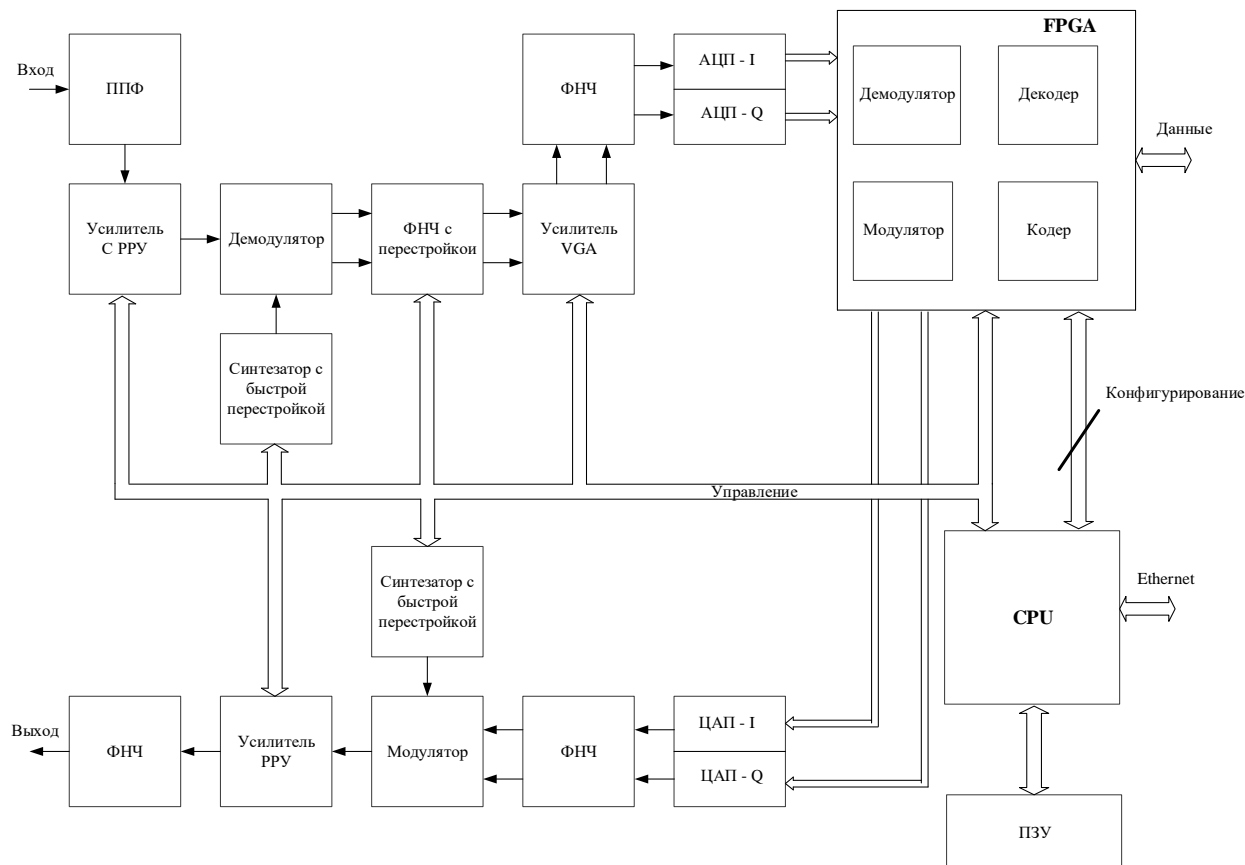


Рисунок 4.8 – блок схема модема станций спутниковой связи ММДВ

Процессор служит для управления, контроля всеми составными частями модема и конфигурирования ПЛИС. В зависимости от конфигурации ПЛИС модем поддерживает различные типы модуляции и типы помехоустойчивых кодов.

Преобразования в тракте передачи в общем виде выглядит следующим образом: данные пользователя поступают в процессор по интерфейсу Ethernet на базе которого реализуется функционал маршрутизатора со специфичным функционалом который позволяет более эффективно передавать пользовательский трафик через спутник ретранслятор. Из процессора предварительно

обработанные данные поступают в ПЛИС где они объединяются с другим заранее подготовленными данными содержащими различную служебную информацию. После чего агрегированный поток поступает на модуль формирования помехообрывоустойчивого группового сигнала. Далее ГС подвергают помехоустойчивому кодированию с последующей модуляцией в основной полосе. В таком виде модулированный сигнал поступает на спектр формирующий фильтр, а с выхода его идёт на вход ЦАП где подвергается интерполяции и последующему преобразованию в аналоговый вид. С выхода ЦАП синфазная и квадратурная составляющие проходя через фильтр нижних частот поступают на вход квадратурного модулятора на второй его вход приходит сигнал с гетеродина. Перенесенный сигнал на промежуточную частоту усиливается отфильтровывается и может быть использован в качестве входного для в конвертор.

Преобразования в тракте приёма схожи с преобразованиями в тракте передачи только идут в обратном порядке. Предварительно отфильтрованный аналоговый сигнал усиливается и приходит на вход демодулятора. С выхода демодулятора сигнал фильтруется фильтрами нижних частот с возможностью усиления. После чего оцифровывается АЦП. В ПЛИС сигнал демодулируется декодируется и поступает в процессор, который в свою очередь эти данные инкапсулирует в пакеты и передает их пользователю.

Параметры модулятора, демодулятора, кодеков модема могут быть изменены через смену программного обеспечения. Прошивки ПЛИС и процессора хранятся в постоянном запоминающем устройстве, которое может быть изменено во время работы. Внешнее по отношению к модему программное обеспечение подключаясь к процессору по FTP меняет функционал модема простой заменой файлов прошивок.

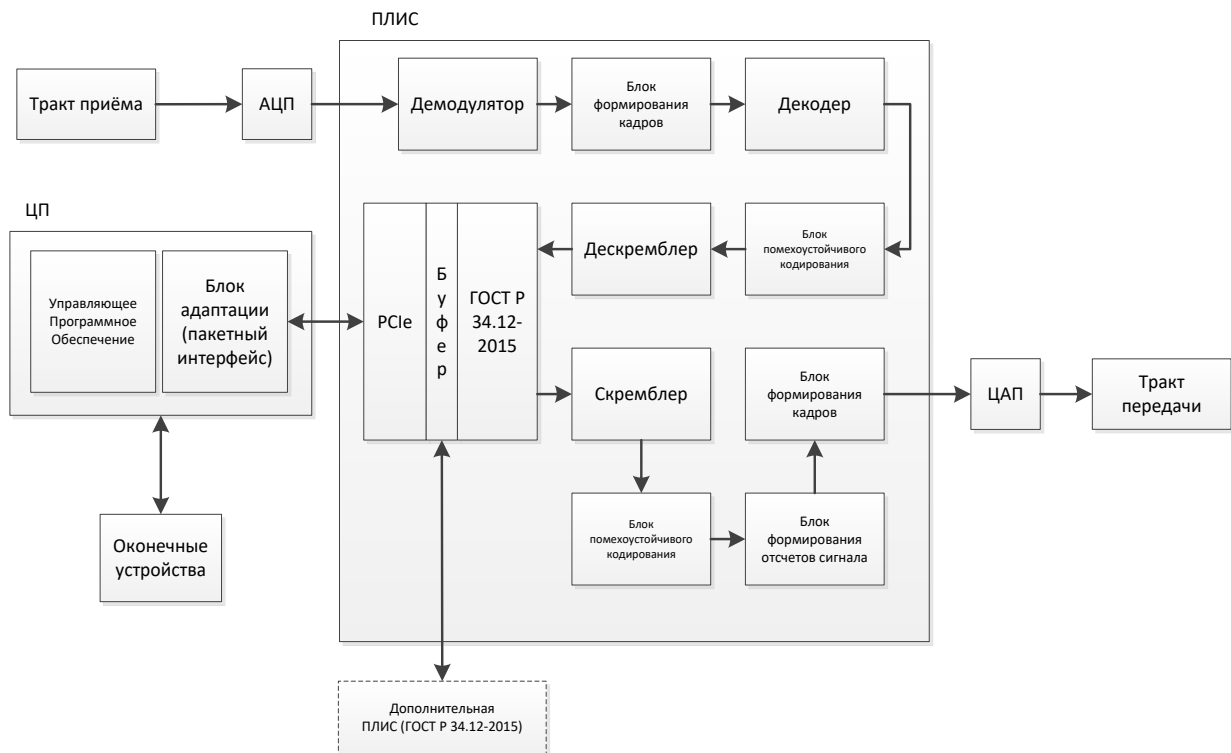


Рисунок 4.9 – Блок схема аппаратной платформы спутникового модема K_a/Q -диапазонов

Рисунок 4.9 содержит блок схему спутникового модема K_a/Q -диапазонов, выполненного с использованием SDR технологий [4]. Тип СКК будь то APSK, QPSK, PSK, $\pi/2$ BPSK, ШПС или ППРЧ определяются алгоритмами в ПЛИС и процессоре. АЦП и ЦАП являются широкополосными и работают с высокой тактовой частотой. Сформированный на промежуточной частоте в L диапазоне частот сигнал фильтруется и усиливается.

Высокочастотный сигнал формируется в модуляторе тракта передачи посредством преобразования частоты сигнала ПЧ «вверх». В приёмной части модема широкополосные АЦП преобразуют в цифровой вид множество узкополосных сигналов, попадающих в тракт приёма. В соответствии со встроенным программным обеспечением ПЛИС извлекает, преобразует частоту «вниз» и демодулирует сигналы каждого канала. Возможность изменения программного обеспечения ПЛИС обсуждалась выше.

4.3 Выбор и обоснование элементной базы ЦОС

Для реализации алгоритмов цифровой обработки сигнала применимы различные технологии:

- программная реализация;
- реализация на ПЛИС;
- реализация на заказной микросхеме.

Высокопроизводительные алгоритмы модуляции, демодуляции, кодирования и декодирования требуют много вычислительных ресурсов и должны работать в режиме жесткого реального времени с широким применением параллелизма, поэтому их программная реализация на встраиваемой системе в чипе (*SoC*) неэффективна с точки зрения быстродействия.

Реализация алгоритмов модема на заказной микросхеме возможна, но обладает недостатками, связанными с высокой ценой малотиражного производства, сложностью в верификации и разработке, поэтому для реализации лучше всего подходит ПЛИС. Современные ПЛИС также обладают преимуществами перед заказными микросхемами за счет возможности перезагрузки их содержимого в любой момент времени без износа памяти, что позволяет осуществлять частичную и полную реконфигурацию с целью обновления аппаратуры или смены режимов.

Значительные успехи как в технологии изготовления ПЛИС, так и в разработке инструментальных средств для проектирования цифровых устройств на ПЛИС, обусловили их бурное практическое использование. При этом увеличению числа эквивалентных логических элементов, размещаемых на одном кристалле, а также повышению рабочей частоты (до 640 МГц) соответствует одновременное снижение удельной стоимости.

Современные ПЛИС, сохраняя все преимущества однокристалльного решения, присущего заказным СБИС, позволяют быстро и с малыми затратами осуществлять модернизацию модемов, выполненных на основе ПЛИС.

Немаловажным обстоятельством являются и успехи в создании инструментальных средств разработки и выпуска модемов на ПЛИС. Реализация та-

ких средств осуществляется на основе специальных пакетов программ, обеспечивающих весь производственный цикл от разработки схем до выпуска моделей.

Следовательно, можно заключить, что при разработке модема спутниковой связи целесообразно использовать отладочные платформы с программируемыми логическими схемами.

В системе должен быть предусмотрен центральный процессор или *SoC*, организующий высокоскоростной стык с ПЛИС, для обмена информацией между модемом и оконечными устройствами, контроля за процессами модема и конфигурации аппаратуры.

Эмпирически установленное количество ресурсов, занимаемое проектом цифровой части приёмопередатчика стандарта *DVB-S2*, размещённого в ПЛИС *Xilinx Kintex-7 7K325TFFG900*, приведено в таблице 4.1 [50].

Таблица 4.1 – Оценочная утилизация ресурсов приёмопередатчика *DVB-S2*

Тип ресурса	Занято	Всего	Соотношение, %
Слайсы	34388	50950	67,49
<i>LUT</i> логика	87851	203800	43,11
<i>LUT</i> память	7144	64000	11,16
Пары <i>LUT</i> /триггер	119068	203800	58,42
Блоки ОЗУ	369	445	80,67
Блоки <i>DSP</i>	512	840	60,95

Предлагается *SoC* семейства *NXP i.MX6*, а ПЛИС – *Xilinx Kintex-7 7K325TFFG900*.

ПЛИС линейки *Kintex-7* содержат блок интерфейса *PCIe 2.0* до 8 линий, а процессор *i.MX6* содержит контроллер интерфейса *PCIe 2.0* на одну линию, что ограничивает пропускную способность стыка до 500 Мбайт/с. Данная ПЛИС содержит достаточное количество портов ввода-вывода для подключения всей необходимой периферии как ЦАП, АЦП, управляющие порты трактов и т.д.

i.MX6 также имеет интерфейс *Ethernet*, позволяющий организовать локальную вычислительную сеть с оконечными устройствами [51].

4.4 Станция автоматизированной помехозащищённой спутниковой связи

Особенности функционального построения станции спутниковой связи с использованием рассмотренных в п.п. 4.1–4.3 предложений проиллюстрируем на примере станции Р-446, разработанной при непосредственном участии автора.

Функциональная схема станции Р-446 приведена на рисунке 4.10.

Формирование сигналов в тракте передачи от промежуточной частоты 950... 2150 МГц до частоты радиосигнала осуществляется конвертерами К-ПРД-8 и К-ПРД-45, после чего сигналы поступают на входы усилителей мощности УМ8-25 и УМ44-20 (входящие в состав АМ С100АП-01 и С100АМД). Далее многочастотные сигналы заданного уровня мощности диапазонов передачи X и Q поступают на облучающие системы АМ С100АП-01, С100АМД и далее излучаются в эфир.

Сигналы двух диапазонов с выхода РТР, принятые антеннами, через селекторы облучающей системы поступают на конвертеры К-ПРМ-7НК, К-ПРМ-22 (входящие в состав антенных модулей).

Сигналы приема, усиленные и перенесенные на промежуточные частоты, через коммутатор СМДМ8-4 поступают на входы приборов С800. Таким образом осуществляется прием сигналов в каждом диапазоне частот приема.

Сигналы диапазона X с выхода РТР, принятые антенным модулем ЛА100Д-Л, через селекторы облучающей системы поступают на блок МШУ-ЛД-Х, далее сигналы поступают на вход фильтра ПФД-7ЛД1. Усиленные сигналы поступают на вход конвертера К-ПРМ-7НК, где сигнал формируется в промежуточную частоту.

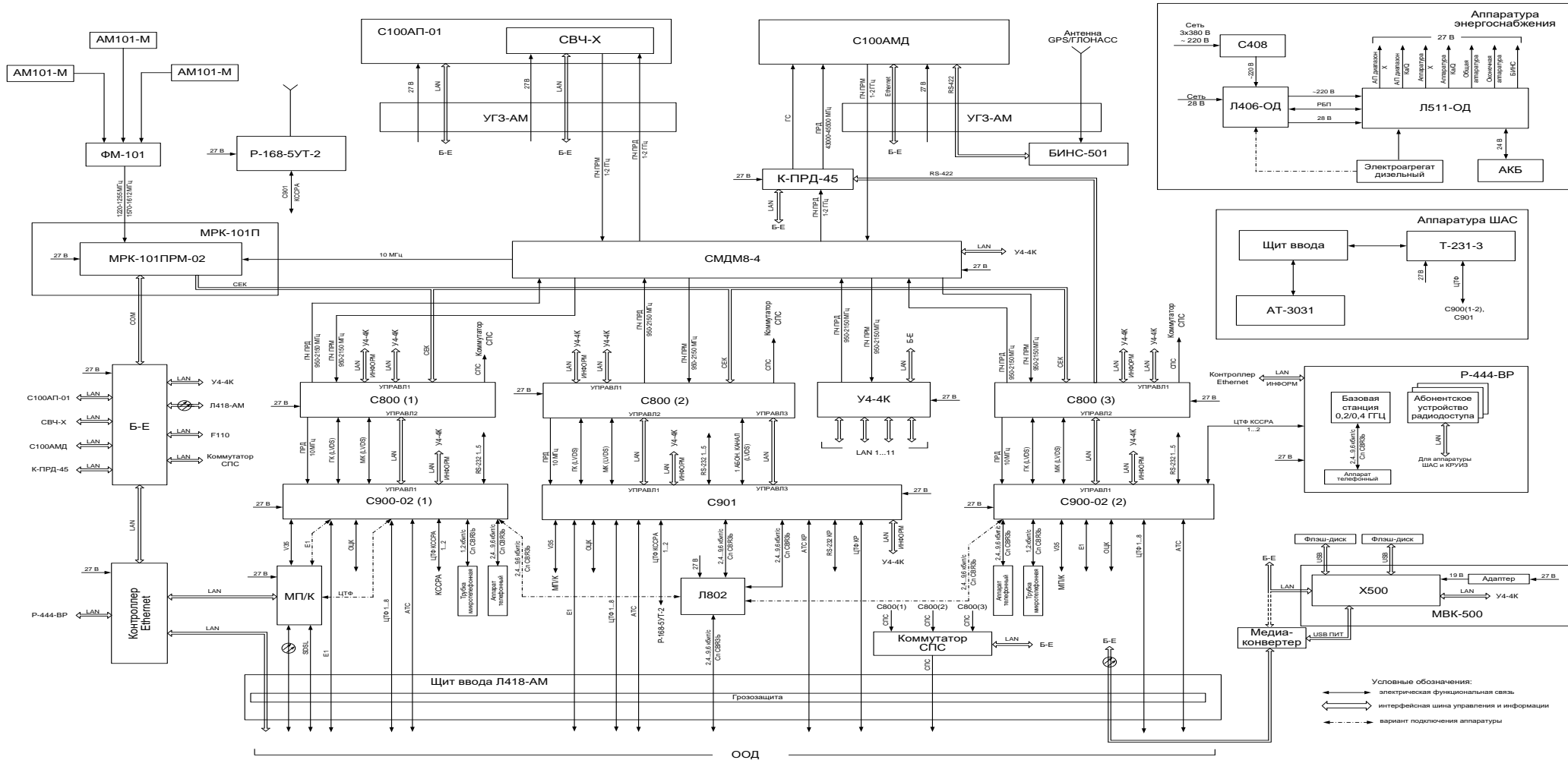


Рисунок 4.10 – Функциональная схема станции Р-446

Сигналы приема, усиленные и перенесенные на промежуточные частоты, через коммутатор СМДМ8-4, поступают на входы приборов С800. Таким образом осуществляется прием сигналов в диапазоне X .

В тракте передачи формирование сигналов промежуточной частоты 950...2050 МГц в режимах ОСБ, ПР осуществляется в приборах С800 совместно с приборами С900-02 диапазонов X и Q , в режиме радиально-узловых связей – в приборах С800 совместно с прибором С901.

Формирование сигналов промежуточной частоты от 950 до 2050 МГц на передачу дополнительных радиосигналов станции в режимах МНС и НЭС осуществляется соответственно в приборах С800 совместно с прибором С901.

Модем С800 – это унифицированный модулятор–демодулятор, предназначенный для работы в режимах с ОСБ через КА, расположенные на геостационарной и высокоэллиптической орбитах. Модем С800 обеспечивает модуляцию, кодирование и перемежение на передаче и демодуляцию, декодирование и деперемежение на приеме сигнала.

Блок У4–4К в станции спутниковой связи выполняет функцию модема с поддержкой функционала центральной станции. В состав модема входит двух канальный DVB-S2 демодулятор, многоканальный TDMA демодулятор, совмещенный тракт передачи работающий в режиме TDM/TDMA, производительный Ethernet маршрутизатор на 4 порта.

Технические характеристики блока У4–4К сведены в таблицу 4.2.

Таблица 4.2 – Основные технические характеристики прибора У4–4К

Параметр, характеристика	Значение	
1 Сеть:		
– Топологии	«точка–точка», «звезда», «иерархическая», «полно-связная».	
– Организация множественного доступа	<i>SCPC, TDM/TDMA, TDM/TDMA Mesh.</i>	
– Роль в сети	<i>SCPC</i> модем, <i>TDM/TDMA</i> абонентская станция или абонентская станция сети <i>Hubless</i>	
2 Модем:	<i>SCPC (TDM)</i>	<i>TDMA</i>
– Демодуляторы	Два демодулятора с отдельными <i>IF</i> входами	Четыре демодулятора с отдельными <i>IF</i> входами
– Модуляции	<i>QPSK, 8PSK</i>	<i>BPSK, QPSK, 8PSK</i>
– Кодовые скорости	1/3 – 1/9	2/3, 5/6
– Символьная скорость	300 <i>kSps</i> – 65 <i>MSps</i>	100 <i>kSps</i> – 8 <i>MSps</i>
– Информационная скорость	до 210 <i>Mbps</i>	до 20 <i>Mbps</i>
– <i>QoS</i>	4 уровня приоритетов, <i>CIR, MIR, group QoS, FAP, policie</i> s, иерархический <i>traffic shaper</i>	<i>CIR, MIR, group QoS</i> , иерархический менеджер <i>TDMA</i> полосы
– ПЧ на приеме	950–2150 МГц, (<i>LO</i> 10 МГц /+5 дБм, <i>LNB DC</i> – 13,5В/18В 0,75 А), <i>F-type</i>	
– ПЧ на передаче	950–1950 МГц, –30...–5 <i>dBm</i> , (<i>LO</i> 10 МГц /+5 дБм, <i>BUC DC</i> –24В/2 А), <i>F-type</i>	
3 Режимы маршрутизации:		
– Поддерживаемые технологии	<i>TCP Acceleration, DSCP, multiple IP/VLANs, NAT, proxy ARP, L2 Bridging</i>	
– Поддерживаемые протоколы	<i>SNMP, IGMP, RIP, SNTP, TFTP, RTP, DHCP</i>	
– Управление	<i>Веб интерфейс, SNMP, Telnet</i>	
– Пользовательские интерфейсы	<i>RJ-45, Gigabit Ethernet</i> – 2 шт.	
– Порт для конфигурации	<i>USB Type</i>	
4 Коммутатор:		
Число выходных портов	<i>Ethernet 10/100</i> – 12 шт.	
5 Условия эксплуатации		
– Питание	10...30 <i>V_{DC}</i> , 10 Вт	
– Климатические условия	– 40 ... + 50 °С, влажность до 90%	
– Габаритные размеры	19 × 1U	

4.4.1 Испытания опытного образца абонентской мобильной станции спутниковой связи Р-446-АМ

Испытания проводились на территории АО «НПП «Радиосвязь» в 2022 году в нормальных климатических условиях. Целью испытаний являлась проверка основных характеристик станции Р-446-АМ: обеспечения рабочих диапазонов частот на прием и передачу, заданных режимов работы, методов модуляции, скоростей и достоверности передачи информации.

Проверка обеспечения рабочих диапазонов частот на прием и передачу показала, что опытный образец станции Р-446-АМ обеспечивает прием и передачу в двух диапазонах частот с шагом перестройки 10 кГц без ручного поиска и подстройки:

- на прием – 7250...7750 МГц и 19170...21200 МГц;
- на передачу – 7900...8400 МГц и 43500...45500 МГц.

Испытания показали, что опытный образец станции Р-446-АМ обеспечивает работу при следующих методах модуляции и кодирования в режиме ПР:

- ФМ-2 и ФМ-4 при кодировании кодом *LDPC* ($R=1/3, 1/2, 3/5, 2/3, 3/4, 5/6, 8/9$); скорости передачи/приёма 64-34000 кбит/с;
- ФМ-2 и ФМ-4 при кодировании турбо-кодом ТК ($R = 1/2, K \geq 1024$). Скорости передачи/приёма 64-2048 кбит/с. Декодирование по критерию *MAP*;
- ФМ-2 при кодировании СК ($K = 5; R = 1/2$). Скорости передачи/приёма 1,5-480,0 кбит/с. Декодирование по Витерби;
- ФМ-2 при кодировании СК ($K = 7; R = 1/2$). Скорости передачи/приёма 1,2-480,0 кбит/с. Декодирование по Витерби;
- ФМ-4 при кодировании СК ($K = 7; R = 3/4$). Скорости передачи/приёма 64-2048 кбит/с. Декодирование по Витерби;
- МДЧР с ПКТ на информационных скоростях 1,2; 2,4; 4,8; 9,6 кбит/с (ФМ-2 при кодировании сверточным кодом $R = 1/2, K = 7$);

- МДКР с ПКТ на информационных скоростях 1,2; 2,4; 4,8; 9,6, 16 (19,2) кбит/с (ФМ ШПС с тактовой частотой 0,613 МГц, 4,8 МГц, методом ФМ-2 при кодировании сверточным кодом $R = 1/2$, $K = 7$);

- ФМ-ШПС с тактовой частотой 0,24, 0,48 МГц при кодировании СК ($R = 1/2$, $K = 7$). Скорости передачи/приёма 1,2; 2,4; 4,8; 9,6 кбит/с. Декодирование по Витерби.

Работа в режиме ЕССС-2 с ОСБ была проверена в реальной радиолинии через свободные на время проведения испытаний линейки ствола 1 КА «Меридиан» (КА № 18). Проведены сеансы связи с организацией вокодерного канала и оценкой качества образованных каналов измерителем достоверности А365. Вероятность ошибки в организованных каналах не превышала 10^{-5} .

Работа в движении была проверена в режиме ЕССС-2 с ОСБ через свободные на время испытания линейки ствола 1 КА «Меридиан» при движении станции по согласованному маршруту. В ходе проведенных контрольных сеансов связи ошибок в организованных каналах не зафиксировано. Оценка качества образованных каналов проводилась измерителем достоверности А365. Вероятность ошибки в организованных каналах не превышала 10^{-5} .

Работа в режимах *Eastar* (режимы *TDM/TDMA*, *TDM/SCPC*, *SCPC*) обеспечивается в модемном оборудовании на платформе UHP-200 (серийный номер 21135495) с версией программного обеспечения 3.5.2 из состава прибора У4-4К зав. № ЛИ0001.

Работа в режимах *Eastar* диапазона 20/44 ГГц была проверена в режиме на себя по большому шлейфу через КА 14Ф149 на геостационарной орбите (точка стояния 70° в.д.) в режиме *SCPC* – на частотах 44312 МГц (передача), 20988 МГц (прием) в режимах согласно таблице 4.3.

Таблица 4.3 – Параметры режимов работы станции Р-446-АМ

Скорость символьная, ксим/с	Средняя выходная мощность усилителя, Вт	Уровень приема сигнала на приеме, дБ	Вид сигнально кодовой конструкции
300	9	20	<i>QPSK 1/3</i>
30000	9	4,8	<i>QPSK 8/9</i>
30000	9	5	<i>QPSK 1/3</i>
40000	9	3,8	<i>QPSK 1/3</i>
60000	9	1,5	<i>QPSK 1/3</i>
40000	9	3,8	<i>QPSK 2/3</i>
300	9	17,5	<i>QPSK 2/3</i>
3000	9	14	<i>QPSK 1/3</i>

Контроль качества каналов осуществлялся встроенными средствами модема *UHP-200* (контроль прироста ошибок в поле *RX-errors*)

Проведена проверка на соответствие ТЗ в части обеспечения требуемых значений ЭИИМ и добротности (*G/T*) приемной системы. Результаты испытаний – измеренные значения ЭИИМ и добротности приведены в таблицах 4.4, 4.5.

Таблица 4.4 – Значения ЭИИМ станции Р-446-АМ

ЭИИМ			
7/8 ГГц		20/44 ГГц	
измеренное	ТЗ	измеренное	ТЗ
43,97 дБВт	42 дБВт	61,02 дБВт	61 дБВт

Таблица 4.5 – Значения добротности приемной системы станции Р-446-АМ

Добротность (G/T)			
ЛА100Д-Л (диапазон «Х»)		С100АП-02 (диапазон «К _а »)	
измеренное	ТЗ	измеренное	ТЗ
4,6 дБ/К	3,5 дБ/К	20,18 дБ/К	20 дБ/К

Также проводилась проверка на соответствие ТЗ в части обеспечения автоматической регулировки мощности в передающем тракте. Результаты проверки точности поддержания уровня мощности при непрерывной работе показали, что обеспечивается дистанционное изменение (средствами ПАУ) уровня мощности на выходе усилителей с шагом 0,5 дБ в диапазоне не менее 10 дБ от уровня насыщения.

Максимальное отклонение фазы передаваемых узкополосных сигналов за счёт паразитной фазовой (частотной) модуляции не превосходит 10 градусов в полосах модулирующих частот.

Глубина паразитной амплитудной модуляции передаваемых сигналов не превышает 5%.

Проверка данных параметров была проведена опытным путем при проверке обеспечения достоверности принимаемых сигналов на информационной скорости 9,6 кбит/с при модуляции ФТ-2 и кодировании $K=7; R=1/2$ в реальной линии через КА «Меридиан».

Подавление побочных составляющих в рабочем диапазоне частот и внеполосных излучений усилителя мощности для диапазонов 7/8 и 20/44 ГГц соответствует требованиям ТЗ.

При программной компенсации доплеровских уходов частоты время поиска сигнала составило: на скоростях до 3 кбит/с - менее 3 секунд (не более 5 с по ТЗ), на скоростях выше 3 кбит/с – 1,3 с (не более 2 с по ТЗ).

При работе в режиме ПКТ (МДКР) в сетях с центральной станцией, суммарное время синхронизации по частоте, временной задержке ПСП и тактовой синхронизации составляет не более 1 секунды. Данные требования обеспечиваются путем ручного изменения кодов подстройки опорных

генераторов (ПОГ) в передающем конвертере, приемном конвертере и модеме. Данные коды ПОГ запоминаются и хранятся в энергонезависимой памяти модема и конвертерах соответственно.

Суммарное время синхронизации по частоте, временной задержке ПСП и тактовой синхронизации в режиме работы «каждый с каждым» при ПР определяется временем приема сигнала от центральной станций абонентскими станциями и составляет не более 3 секунд.

Система синхронизации станции обеспечивает захват, удержание и слежение за сигналами при отношениях сигнал/шум не менее чем на 5 дБ меньше требуемой вероятности ошибки.

Проверка влияния немодулированного сигнала на вероятность ошибочного приема информационного сигнала (не более 10^{-5}) с разносом в 1 МГц производилась на скорости 1,2 кбит/с на трех разных частотах для каждого из диапазонов X и Ka. Результаты испытания приведены в таблице 4.5, где $Q_{ск} = P_{max} - P_0$; P_0 и P_{max} – соответственно мощность немодулированного сигнала, равная пороговому уровню сигнала модема, и уровню, при котором наблюдается срыв слежения.

Таблица 4.5– Влияние немодулированного сигнала на достоверность приема

Скорость, кбит/с	Частота, МГц	P_0 , дБм	P_{max} , дБм	$Q_{ск}$, дБ
1,2	7300	-83	-30	53
	7500	-84	-33	51
	7700	-82	-23	59
	19250	-82	-31,5	50,5
	20250	-81	-30	51
	21040	-80	-29	51

Проведены испытания в части энергетической эффективности. Станция обеспечивает прием дискретных сигналов с вероятностью ошибки по импульсам не более 10^{-5} при отношении энергии сигнала к спектральной плотности шумов в информационной полосе частот не более значений, указанных в таблице 4.6.

Таблица 4.6 – Энергетическая эффективность станции Р-446-АМ

Сигнально-кодовые конструкции	Информационная скорость передачи информации, кбит/с	Измеренное значение (E_b/N_0), дБ		
		«X»	«Ka»	T3
ОФТ	1,2; 2,4	12,6	13,7	15,0
	4,8 (6)...480,0 (600)	11,1	12,0	12,0
BPSK ШПС с $F_T=19,2$ МГц и НСК ($K=5, R=1/2$)	30 – 600	8,5	8,5	8,5
BPSK НСК ($K=5, R=1/2$)	30 – 600	6,6	7,2	7,5
BPSK с НСК ($K=7, R=1/2$)	1,2 – 256,0	5,2	6,5	7,0
QPSK с НСК ($K=7, R=3/4$)	16 – 2048	6,3	6,0	7,5
BPSK с ТСС ($R=1/2$)	64 – 2048	3,8	3,8	4,0
BPSK+NF с каскадным кодированием НПК+БЧХ ($R=1/3, 1/2, 3/5, 2/3, 3/4, 5/6, 8/9$)	32–20000	4,5	4,5	4,7 для наибольшей кодовой скорости
QPSK+NF с каскадным кодированием НПК+БЧХ ($R=1/3, 1/2, 3/5, 2/3, 3/4, 5/6, 8/9$)	32 – 34468	4,5	4,5	4,7 для наибольшей кодовой скорости

Проведена оценка помехозащищенности и электромагнитной совместимости станции Р-446-АМ. Для выполнения требований по помехозащищенности каналов спутниковой связи, организуемых в станции, были применены следующие методы:

- наличие режимов работы ППРЧ и ФМ-ШПС;
- применение на передачу высокоэффективных сверточных кодов и пакетного режима;
- применение на прием видов декодирования MAP, VID, Витерби и Рида-Соломона;
- оперативная смена частот в пределах рабочего диапазона, возможность независимой работы в двух диапазонах частот (K_a/Q), оперативная смена скоростей передачи информации;
- возможность оперативного переключения на различные КА-ретрансляторы;

- возможность позиционирования станции с целью закрытия направлений прихода помех (станция размещается на базе автомобиля и является мобильной);

- предусмотрена возможность наращивания в процессе работы энергетического потенциала радиосигнала от минимального значения необходимого для организации канала.

Относительный уровень сигнальной помехозащиты каналов связи при использовании широкополосных сигналов (ППРЧ, ФМ-ШПС) при вероятности ошибки в канале на один бит информации не более 10^{-3} соответствует значениям, принятым при построении сетей ЕССС-2.

Испытания показали, что опытный образец станции Р-446-АМ обеспечивает выполнение требований ТЗ. В Приложение А приведен внешний вид модема из состава станции. Приложение В содержит акт о внедрении результатов диссертационной работы на предприятие «АО НПП «Радиосвязь».

4.5 Выводы по главе 4

1. Для реализации приёмного и передающего трактов в K_a/Q -диапазонах наиболее целесообразна архитектура с прямым преобразованием. При этом на входе приёмного тракта устанавливается конвертор, переносящий спектр сигнала с K_a/Q -диапазонов в L -диапазон, а в передатчике после модулятора сигнала устанавливается конвертор, переносящий спектр сигнала из L -диапазона в K_a/Q -диапазоны.

2. Реализация аппаратуры спутникового модема ММДВ с использованием стандарта *DVB-S2* и *SDR*-технологии весьма перспективна. Такой подход обеспечивает возможность оперативного выбора СКК и информационной скорости в зависимости от условий распространения радиоволн.

3. Применение в спутниковых модемах ММДВ современных ПЛИС высокого быстродействия и большой ёмкости позволяет обеспечить требования

к станции спутниковой связи как по электрическим характеристикам приёма-передачи, так и массогабаритным характеристикам.

4. При разработке модемов спутниковой связи ММДВ целесообразно использовать отладочные платформы с программируемыми логическими схемами. Сохраняя все преимущества СБИС, и благодаря инструментальным средствам разработки на основе специальных пакетов программ, ПЛИС обеспечивают весь производственный цикл от разработки схем до выпуска модемов с возможностью их быстрой и с малыми затратами модернизации.

5. Результаты испытаний подтверждают перспективность использования адаптивных режимов по скорости передачи данных, типу СКК (видам модуляции и кодирования), а также мощности сигнала передачи – для ослабления зависимости качества связи от метеоусловий. Подобные решения гарантируют трансляцию наиболее важного трафика практически в любых метеорологических условиях.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Основные результаты диссертационной работы

1. На основе анализа существующих международных стандартов обмена данными в спутниковых сетях показана перспективность использования стандартов *DVB-S2* и *DVB-S2X* при разработке модемов отечественных спутниковых станций связи ММДВ.

2. Разработаны имитационные модели в среде *Matlab/simulink* для исследования спектральной и энергетической эффективности сигнально-кодовых конструкций на основе многопозиционных видов модуляции *PSK* и *APSK* и помехоустойчивого каскадного кодирования *BCH+LDPC* в унифицированных адаптивных модемах спутниковых станций связи ММДВ диапазона.

3. Разработаны предложения по обеспечению высокоскоростной передачи данных в Арктике в K_a/Q -диапазонах частот с использованием орбитальной группировки специализированных спутников связи на высоких эллиптических орбитах.

4. Обосновано применение квазистационарной модели спутникового канала ММДВ с использованием спутников связи на высоких эллиптических орбитах для анализа эффективности предложенных сигнально-кодовых конструкций и методов адаптации к условиям распространения радиоволн по виду СКК, мощности сигнала и информационной скорости.

5. Показана эффективность использования режима адаптивного кодирования и модуляции для высокоскоростной передачи данных в K_a/Q -диапазонах частот.

6. Выявлена зависимость увеличения энергетических потерь при повышении спектральной эффективности *APSK*-сигналов за счет снижения коэффициента «сглаживания» спектра формирующего фильтра.

7. Исследована эффективность алгоритма цифровых предискажений *APSK*-сигналов, позволяющего существенно ослабить требования к линейности усилителя мощности передатчика. Использование предложенного алго-

ритма в исследуемом нелинейном тракте дает уменьшение показателя *EVM* не менее чем на 10 дБ.

8. Исследована помехоустойчивость спутникового модема с учётом фазового шума гетеродина и разработаны рекомендации по допустимому уровню фазового шума.

9. Предложены алгоритмы построения и программная реализация модемов с гибкой архитектурой на основе *SDR*-технологий для станций спутниковой связи с адаптацией к помеховой обстановке по энергетике и информационной скорости, обеспечивающие высоконадёжную передачу дискретных сообщений с повышенными требованиями к помехоустойчивости.

10. Проведены натурные испытания разработанных модемов спутниковых станций связи, подтверждающие достоверность полученных в диссертационной работе результатов по оценке их энергетической эффективности и пропускной способности.

Сформулированные выше основные научные и практические результаты настоящей диссертационной работы, по мнению её автора можно квалифицировать как изложение новых научно обоснованных технических решений и разработок, имеющих существенное значение для развития спутниковых связных систем в Российской Федерации.

Основные рекомендации по использованию результатов диссертационной работы состоят в следующем. Результаты диссертационной работы могут быть использованы при разработке спутниковых связных систем следующего поколения в АО «НПП «Радиосвязь» (г. Красноярск), ОАО НПЦ «Вигстар» (г. Москва), АО «Информационные спутниковые системы им. акад. М.Ф. Решетнёва» (г. Железногорск).

Перспективы дальнейшего развития данного научного направления. По мнению автора диссертационной работы целесообразно продолжить работу по направлению, связанному с использованием многопозиционных видов фазовой и амплитудно-фазовой модуляции и помехоустойчивого кодирования

в спутниковых системах связи миллиметрового диапазона волн и оптимизацией сигнально-кодовых конструкций для унифицированных модемов с гибкой архитектурой и адаптацией по энергетике и скорости передачи данных.

Автор выражает признательность научному руководителю, доктору технических наук, Галееву Ринату Гайсеевичу за помощь на всех этапах выполнения диссертации, а также коллегам – Богатыреву Евгению Владимировичу, Бондаренко Валерию Николаевичу и другим работникам конструкторского бюро АО «НПП «Радиосвязь» за активное участие в выполнении экспериментов и в обсуждении результатов исследований.

ОСНОВНЫЕ СОКРАЩЕНИЯ

BER	– (bit error rate) частота ошибок по битам
BPSK	– (binary phase-shift keying) двоичная фазовая манипуляция
C/N	– несущая/шум
C/I	– несущая/интерференционная помеха
CRC	– (Cyclic Redundancy Check) циклический избыточный код
DAMA	– (Demand Assigned Multiple Access) множественный доступ, назначаемый по требованию
DVB-DSNG	– (Digital Video Broadcasting - Digital satellite news gathering) цифровое видеовещание - цифровой спутниковый сбор информации
DVB-S	– (digital video broadcasting-satellite) цифровое спутниковое видеовещание
DVB-SH	– (digital video broadcasting- satellite services for to Handhelds) стандарт спутникового цифрового телевидения для мобильных устройств
IP	– (Internet Protocol) протокол сетевого уровня
LDPC	– (Low Density Parity Check Codes) код с низкой плотностью проверок на четность
MODCOD	– МОДКОД, модуляция и кодирование
MPEG	– (Motion Pictures Expert Group) экспертная группа по движущемуся изображению
PARP	– (Pick/average ratio power) отношение пиковой мощности сигнала $P_{\text{пик}}$ к средней мощности $P_{\text{ср}}$ (пик-фактор отношений мощностей)
PCIe	– (Peripheral Component Interconnect Express) высокопроизводительное (локальное) межсоединение периферийных компонентов
QAM	– (Quadrature-amplitude modulation) квадратурная амплитудная модуляция
QPSK	– (Quadrature Phase Shift Keying) квадратурная фазовая модуляция
R_s	– Скорость передаваемых символов

RS	– Код Рида-Соломона
SAT	– (Satellite) спутник
SCPC	– (Single Channel per Carrier) один канал на несущую
SDR	– (Software Defined Radio) программно определяемая радиосистема
SoC	– (system-on-a-Chip) система на кристалле
TCC	– (Turbo Convolutional Codes) сверточный турбо-код
TDM	– (Time Division Multiplexing) временное мультиплексирование
TDMA	– (Time Division Multiple Access) многостанционный (множественный) доступ с временным разделением каналов
TPC	– (Turbo Product Codes) турбо-код-произведение
ULL	– (Ultra low latency) сверхнизкая задержка
VSAT	– (Very Small Aperture Terminal) терминал с очень малой апертурой, наземная станция спутниковой связи
VCM	– (Variable Coding and Modulation) переменное кодирование и модуляция
VersaFEC	– короткоблочное кодирование на основе LDPC
АЧХ	– амплитудно-частотная характеристика
ИСЗ	– искусственный спутник Земли
МДСН	– множественный доступ с совмещением несущих
НСК	– несистематический сверточный код
ОЗУ	– оперативное запоминающее устройство
ПЛИС	– программируемая логическая интегральная схема
ППРЧ	– псевдослучайная перестройка радиочастоты
ТЗ	– техническое задание
УМ	– усилитель мощности
ФК	– формирование кадров
ФМ	– фазовая модуляция
ФМ ШПС	– фазоманипулированный шумоподобный сигнал
ФНЧ	– фильтр нижних частот
ФТ	– фазовая телеграфия
ЦАП	– цифро-аналоговый преобразователь
ЭИИМ	– эквивалентная изотропно излучаемая мощность

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Богатырёв Е.В. Разработка и исследование модемов помехозащищённых станций спутниковой и тропосферной связи/Диссертация на соискание учёной степени кандидата технических наук. – СФУ, Красноярск, 2018.
2. Кокорич М. Г., Сергеева А. С., Дегтярев С. С. Оценка энергетической эффективности применения диапазона Ка для спутниковой связи // Инфосфера. – 2014. – № 62. – с. 17 – 21.
3. Дегтярев С. С., Носов В. И. Обзор характеристик стандартов спутникового телевизионного вещания // Инфосфера. – 2015. – № 66. – с. 19 – 21.
4. Научно-технический отчет о СЧ НИР «Спутник-А-СТ-ПР» «Разработка предложений по созданию отечественного стандарта на основе семейств *DVB-S* для применения в спутниковых сетях силовых структур» (шифр «Спутник-А-СТ-ПР»).
5. Федоров В. Общие принципы передачи и приема сигналов по системе *DVB-S* // Федоров В. // Radioradar // URL: https://www.radioradar.net/articles/audio_video/signal_system_dvb_s.html
6. ETSI TR 102 376 v1.1.1 (2005-02). Digital Video Broadcasting (DVB); User guidelines for the second generation system for broadcasting, interactive services, news gathering and other broadband satellite applications (DVB-S2).
7. ETSI EN 302 307. Digital Video Broadcasting (DVB); Second generation framing structure, channel coding and modulation systems for Broadcasting, Interactive services, News Gathering and other broadband satellite applications.
8. Библиотека телевещания // SVN TV: официальный сайт. – 2007-2024. – URL: <https://svn-tv.ru/dtv/library/dvb-s2x-rasshirenie-standarta-dvb-s2.html>.
9. Maral. G. VSAT Networks. – Wiley; 2nd edition. – 2003. – 294 p.
10. Анпилогов В.Р., Афонин А. А. Затухание в спутниковых каналах Ku- и Ka-диапазонов. Технологии и средства связи. Спец. вып. «Спутниковая связь и вещание»-2010. 2010 С. 82–85. URL: <http://lib.tsonline.ru/articles2/bypub/sputnik-0–2010>.

11. Илюхин А.А., Вдовин А. В. Математическое моделирование динамики ослабления радиосигнала в спутниковом канале Ku-диапазона с заданными статистическими свойствами. Электромагнитные волны и электронные системы. 2015;(3):4–10.

12. Рекомендация МСЭ-R Р. 618–12. Данные о распространении радиоволн и методы прогнозирования, необходимые для проектирования систем связи Земля — к осмос. Сектор радиосвязи МСЭ, 2015 URL: https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.618-12-201507-S!!PDF-R.pdf.

13. Рекомендация МСЭ-R Р. 838–3. Модель погонного ослабления в дожде, используемая в методах прогнозирования. Сектор радиосвязи МСЭ, 2005 URL: https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.838-3-200503-I!!PDF-R.pdf.

14. Бергер Х., Понтес М. (ред.) Справочник по радиометеорологии. Бюро радиосвязи, 2013 Швейц., Женева, 2014 248 с. URL: https://www.itu.int/dms_pub/itu-r/opb/hdb/R-HDB-26-2013-OAS-PDF-R.pdf.

15. Рекомендация МСЭ-R Р. 840–6. Ослабление из-за облачности и тумана. Сектор радиосвязи МСЭ, 2013 URL: https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.840-6-201309-S!!PDF-R.pdf.

16. Рекомендация МСЭ-R Р. 676–9. Затухание в атмосферных газах. Сектор радиосвязи МСЭ, 2012 URL: https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.676-9-201202-S!!PDF-R.pdf.

17. Луферчик А.В., Луферчик П.В., Галеев Р.Г., Богатырев Е.В. Анализ влияния атмосферных возмущений на энергетический потенциал спутникового радиоканала Ka-/Q-диапазонов. Ural Radio Engineering Journal. 2023;7(2):137–152.

18. ETSI EN 301 545-2. Digital Video Broadcasting (DVB). Second generation DVB Interactive Satellite system (DVB-RCS2). Part 2: Lower Layers for Satellite standard.

19. RF signal processing, June 2002, Output Back-Off Requirements For Root-Raised, Cosine-Filtered Digital Signals // <http://defenseelectronicsmag.com/sitefiles/defenseelectronicsmag.com/files/archive/rfdesign.com/images/archive/0602Seybold50.pdf>.
20. Seybold J. S. Crest Factors for QAM Signals // <http://mathscinotes.com/2012/11/crest-factors-forqam-signals>.
21. Chayratsami P., Thuaykaew S. The Optimum Ring Ratio of 16-APSK in LTE Uplink over Nonlinear System // http://www.icact.org/upload/2013/0554/20130554_Journal_B.pdf.
22. Луферчик А.В., Луферчик П.В., Галеев Р.Г., Богатырев Е.В., Коцан Д.Ю. Сравнительный анализ видов модуляции сигналов для спутниковых сетей связи // Успехи современной радиоэлектроники. 2023. Т. 77. № 9. С. 68–73.
23. Золотарев В.В., Овечкин Г.В. Обзор исследований и разработок методов помехоустойчивого кодирования. Москва, 2004. – 126 с.
24. Лихобабин Е.А. Упрощенные алгоритмы декодирования кодов с низкой плотностью проверок на четность, основанные на алгоритме распространения доверия.
25. Кравченко А.Н. Снижение сложности декодирования низкоплотного кода. «Цифровая обработка сигналов». 2010, №2, с.35-41
26. Fossorier M., M.Mihaljevich, H.Imai, «Reduced complexity iterative decoding of low density parity check codes based on belief propagation», IEEE Trans. on Comm. vol. 47. № 5. pp. 673-680. May 1999.
27. Richardson T., Shokrollahi M., Urbanke R. Design of capacity-approaching irregular low-density parity-check codes // IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 47, pp. 638–656, Feb. 2001.
28. Papaharalabos S., Papaleo M., Neri M., P. T. Mathiopoulos P. T., *DVB-S2 LDPC decoding using robust check node update approximations* // IEEE TRANSACTIONS ON BROADCASTING, VOL. 54, NO. 1, MARCH 2008.

29. Jordanova L., Laskov L., Dobrev D.. Jordanova et al.: Influence of BCH and LDPC Code Parameters on the BER Characteristic of Satellite DVB Channels // Engineering, Technology & Applied Science Research Vol. 4, No. 1, 2014, 591-595.

30. Луферчик А.В., Луферчик П.В., Галеев Р.Г., Богатырев Е.В. Анализ методов помехоустойчивого кодирования в модемах станций спутниковой связи нового поколения // Успехи современной радиоэлектроники. 2023. Т. 77. № 10. С. 41–46.

31. Gardikis, Georgios & Zotos, Nikos & Kourtis, Anastasios. (2009). Satellite Media Broadcasting with Adaptive Coding and Modulation. Int. J. Digital Multimedia Broadcasting. 2009. 10.1155/2009/879290.

32. Baldietal.: A comparison between APSK and QAM in Wireless Tactical Scenarios for Land Mobile Systems // EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking. – 2012. – Vol. 317. – p. 2 – 14.

33. Konstantinos P. Liolis, Riccardo De Gaudenzi, Nader Alagha, Alfonso Martinez, and Albert Guillén i Fàbregas (2010). Amplitude Phase Shift Keying Constellation Design and its Applications to Satellite Digital Video Broadcasting, Digital Video, Floriano De Rango (Ed.), ISBN: 978-953-7619-70-1.

34. Бондаренко В.Н., Луферчик А.В. Помехоустойчивость сигналов с фазовой и амплитудно-фазовой модуляцией с учетом фазового шума гетеродина // Успехи современной радиоэлектроники. 2023. Т. 77. № 12. С. 96–103.

35. Скляр Бернанд. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Изд. 2-е испр.: Пер. с англ. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2000. – 1104 с

36. De Gaudenzi R., Guillén i Fàbregas A. & Martinez A. Performance analysis of turbo-coded APSK modulations over nonlinear satellite channels // IEEE Transactions on Wireless Communications. 2006. V. 5, № 9. P. 2396–2407.

37. Дьяконов В.П., MATLAB и SIMULINK для радиоинженеров . –М.: ДМК Пресс, 2016. – 976с.:ил. ISBN 978-5-97060-345-1
38. Andraud, Martin. (2016). Solutions for the self-adaptation of wireless systems.
39. Lewis Davies, Paul Winter. OFCOM Study of current and future receiver performance Final Report 11th January 2010
40. Луферчик П.В. Разработка и исследование алгоритмов обработки сигналов в OFDM-модемах тропосферно-радиорелейных станции связи: Диссертация на соискание учёной степени кандидата технических наук. – СФУ, Красноярск 2022.
41. Sung W., Kang S., Kim P., D. Chang, D. Shin. Performance analysis of APSK modulation for *DVB-S2* transmission over nonlinear channels // International Journal of Satellite Communications. – 2009. – Vol. 27. – p. 295 – 311.
42. Боев С.А., Приоров А.Л., Демидова П.Г., Дубов М.А. и др. Анализ помехоустойчивости системы связи с QPSK-модуляцией при искажении сигнального созвездия и индексация типа искажения // Успехи современной радиоэлектронике. 2016. №10.
43. Брюханов Ю.А., Поелуев С.С., Созаев А.С. Влияние гармонической помехи на прием сигналов с фазовой манипуляцией // Успехи современной радиоэлектронике. 2022. Т. 76. № 5. С. 42–49.
44. Bogatyrev, E.V. Development and research of modems of noise-protected satellite and tropospheric communication stations/Dissertation for the degree of Candidate of Technical Sciences. – SFU, Krasnoyarsk, 2018.
45. Афанасьев А.А. Цифровая обработка сигналов. Учебное пособие для вузов – Телеком, 2019. – 356с.:ил. ISBN 978-5-9912-0611-2.
46. Shafik, Rishad & Rahman, Mohammad & Islam, Razib & Ashraf, Nabil. (2006). On the error vector magnitude as a performance metric and comparative analysis. 10.1109/ICET.2006.335992.
47. Овчинников Н.Н., Бондаренко В.Н., Луферчик А.В., Анализ влияния фазового шума гетеродина на помехоустойчивость приема сигналов с ам-

плитудно-фазовой модуляцией // Успехи современной радиоэлектроники. 2023. Т. 77. № 12. С. 124–130.

48. Ле Ван Ки. Алгоритмические методы компенсации нелинейности усилителя мощности // Цифровая обработка сигнала №1/2018

49. Testing and Troubleshooting Digital RF Communications Receiver Designs / Application Note 1314

50. Xilinx Series 7 FPGAs Data Sheet: Overview. // XILINX [электронный ресурс] – 2020 – URL: https://docs.xilinx.com/v/u/en-US/ds180_7Series_Overview

51. NXP iMX 6 Processor System on Module. // iMX6 SOM [электронный ресурс] – 2022 – URL: <https://www.solid-run.com/wp-content/uploads/2022/12/i.MX6-Datasheet2022.pdf>

52. W. Richard Middlestead. Digital communications with emphasis on data modems. Theory, Analysis, Design, Simulation, Testing, and Applications. // John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey. – 2017.

53. С.И. Баскаков. Радиотехнические цепи и сигналы. Издание третье дополненное. – М.: Высшая школа, 2000. – 462 с.

54. Прокис Джон. Цифровая связь. Пер. с англ. под ред. Д.Д. Кловского. – М.: Радио и связь. 2000. – 800 с.

55. Wang Q., Song T. and Kam P. Performance optimization of M-APSK in AWGN and oscillator phase noise with annular-sector detection // IEEE 83rd Vehicular Technology Conference (VTC Spring). – Nanjing, 2016. – p. 1 – 5.

56. Дегтярев С. С., Носов В. И. Обзор характеристик стандартов спутникового телевизионного вещания // Инфосфера. – 2015. – № 66. – с. 19 – 21.

57. Дегтярев С. С., Носов В. И. Манипуляция APSK и оптимизация параметров спутниковой линии с учётом нелинейности транспондера: Материалы Российской научно-технической конференции «Современные проблемы телекоммуникаций» / СибГУТИ. – Новосибирск, 2014. – с. 105.

58. Спутниковые сети связи: Учеб. пособие / В.Е. Камнев, В.В. Черкасов, Г.В. Чечин М.: «Альпина Паблишер», 2004. – 536 с.

59. Дегтярев С. С. Исследование влияния нелинейности усилителя мощности ретранслятора на помехоустойчивость спутниковых систем связи: Диссертация на соискание учёной степени кандидата технических наук. – СГУТИИ, Новосибирск, 2017.
60. Link Adaptation for Mitigating Earth-to-Space Propagation Effects on the NASA SCan Testbed Deirdre Kathleen Kilcoyne. – 2016. – 108 p.
61. EESA IRIS ANTARES Communication Standard Technical Specification, 2012. – 228 p.
62. Propagation Elements for the Link Budget of Broadband Satellite Systems in Ka and Q/V Band, Ventouras, Spiros; Crawford, Paul S. – 2018. 9 p.
63. Millimeter-Wave Communications: Physical Channel Models, Design Considerations, Antenna Constructions and Link-Budget. Ibrahim A. Hemadeh, Member, IEEE, Katla Satyanarayana, Student Member, IEEE, Mohammed El-Hajjar, Senior Member, IEEE, and Lajos Hanzo, Fellow, IEEE. 2017
64. Михайлов Р.Л. Описательные модели систем спутниковой связи как космического эшелона телекоммуникационных систем специального назначения. Монография. – СПб.: Научно-технологические технологии, 2019. – 150 с.
65. Чепурнов Павел Александрович, Яковлев Роман Сергеевич, Петриченко Александр Вячеславич, Мишуков Алексей Николаевич. Анализ развития систем спутниковой связи ведущих зарубежных стран с космическими аппаратами на геостационарной орбите на период до 2025 года. – ИНФОРМАЦИЯ и КОСМОС №3, 2020. – с. 34 – 41.
66. CCSDS protocols over *DVB-S2* – summary of definition, implementation, and performance. Green BOOK 2023. – p. 56.
67. Минолин Д. Инновации в технологиях спутниковой связи: учебное пособие / Минолин Д; Москва: Техносфера, 2019. – 446 с., ISBN 978-5-94836-545-9
68. Digital front-end in wireless communications and broadcasting : circuits and signal processing / edited by Fa-Long Luo.p. cm. ISBN 978-1-107-00213-5

69. Kenington, Peter B. RF and baseband techniques for software defined radio/Peter B. Kenington. p. cm. (Artech House mobile communications series) Includes bibliographical references and index. ISBN 1-58053-793-6 (alk. paper).
70. Smaini, Lydi, RF analog impairments modeling for communication systems simulation : application to OFDM-based transceivers / Lydi Smaini. p. cm. ISBN 978-1-119-99907-2
71. Oltjon Kodheli. Satellite Communications in the New Space Era: A Survey and Future Challenges. / Oltjon Kodheli , Eva Lagunas, Nicola Maturo, Shree Krishna Sharma, Bhavani Shankar and others // October 2020 IEEE Communications Surveys & Tutorials PP(99).
72. Ridhima Sawhney. Future Use of V- Band in Satellite Communication / Ridhima Sawhney, Rohit Singh // International Journal of Latest Trends in Engineering and Technology Vol.(7)Issue(3), pp. 205-210
73. K.C. Chang, M.J. Kozar, C.E. Rose. A Review of Satellite Communications and Complementary Approaches to Support Distributed Disaster Response / K.C. Chang, M.J. Kozar, C.E. Rose and others // Massachusetts Institute of Technology
74. Sharon Gannot, Vadim Avrin. A SIMULINK AND TEXAS INSTRUMENTS C6713 BASED DIGITAL SIGNAL PROCESSING LABORATORY. / Sharon Gannot, Vadim Avrin // 14th European Signal Processing Conference (EUSIPCO 2006), Florence, Italy, September 4-8, 2006, copyright by EURASIP.
75. A study of fade mitigation and resource management of satellite networks in rain conditions Noussi, E. (Author). Jun 2008
76. Engin Zeydan, Yekta Turk. On the Impact of Satellite Communications over Mobile Networks: An Experimental Analysis / Engin Zeydan, Yekta Turk. // August 2019 IEEE Transactions on Vehicular Technology PP(99):1-1
77. Athanasios D., Panagopoulos, Pantelis-Daniel M. Arapoglou. Satellite communications at KU, KA, and V bands: Propagation impairments and mitigation techniques / Athanasios D., Panagopoulos, Pantelis-Daniel M. Arapoglou. // January 2004 IEEE Communications Surveys & Tutorials 6(3):2 – 14

78. László Csurgai-Horváth. Radio Wave Satellite Propagation in Ka/Q Band / Bernard Adjei-Frimpong, Carlo Riva, Lorenzo Luini // Periodica Polytechnica Electrical Engineering and Computer Science, 62(2), pp. 38–46, 2018.

79. Маслаков П.А., Солнцев А.В. Влияние нелинейности усилителя мощности ретранслятора на помехоустойчивость спутниковых радиолиний с когерентной фазовой модуляцией. // Материалы, технологии и исследования.

80. Экспериментальное исследование модема станции тропосферной связи с энергетически эффективным режимом работы / А.В. Луферчик и [др.] // Радиотехника, 2022. № 4. С. 67–75.

81. Повышение энергетических характеристик модема тропосферной связи / А.В. Луферчик и [др.] // Успехи современной радиоэлектроники, 2022. № 5. С. 50–54.

Приложение А

Внешний вид модема ММДВ, разработанного с использованием результатов диссертационного исследования.



Рисунок П.1 – Внешний вид модема

Приложение Б

Патенты, полученные в ходе исследования.



Рисунок П.2 – Патент на промышленный образец

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



ПАТЕНТ

НА ПРОМЫШЛЕННЫЙ ОБРАЗЕЦ

№ 129645

ТРОПОСФЕРНЫЙ МОДЕМ

Патентообладатель(и): *Акционерное общество "Научно-производственное предприятие "Радиосвязь" (АО НПП "Радиосвязь") (RU)*

Автор(ы): *Галеев Ринат Гайсеевич (RU), Богатырев Евгений Владимирович (RU), Фролов Андрей Николаевич (RU), Непомнящих Григорий Александрович (RU), Аникьев Иван Владимирович (RU), Луферчик Антон Валерьевич (RU), Луферчик Павел Валерьевич (RU), Штро Павел Викторович (RU)*

Заявка № 2021503127

Приоритет(ы) промышленного образца 21 июня 2021 г.
Дата государственной регистрации в Государственном реестре промышленных образцов Российской Федерации 03 февраля 2022 г.
Срок действия исключительного права на промышленный образец истекает 21 июня 2026 г.

*Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности*

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ
Сертификат 0679699C00004E87856438D830F819A6C01
Владелец: Ильяев Григорий Петрович
Действителен с 24.12.2021 по 24.12.2022

Г.П. Ильяев



Рисунок П.3 – Патент на промышленный образец

Приложение В

Акт о внедрении результатов диссертационной работы.



**Акционерное общество
«Научно-производственное предприятие «Радиосвязь»
(АО «НПП «Радиосвязь»)**

ул. Декабристов, д.19, Красноярск, 660021
Тел. (391) 204-11-02, тел./факс (391) 204-12-38 E-mail: info@krtz.su
ОКПО 44589548, ОГРН 1122468072231, ИНН/КПП 2460243408/246001001

УТВЕРЖДАЮ

Заместитель Генерального директора

АО «НПП «Радиосвязь»



В.Н. Глухих

2023 г.

АКТ

о внедрении результатов диссертационной работы

Луферчика Антона Валерьевича,

представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук по специальности 2.2.13 – Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения

Комиссия в составе: председателя – заместителя генерального директора по научно-техническому развитию АО «НПП «Радиосвязь» Е.В.Богатырева; членов комиссии: первого заместителя технического директора – главного конструктора А.А.Казакова; начальника отдела разработки модемного оборудования П.В.Луферчика; начальника комплексного отдела А.С.Нуякшева, составили настоящий акт о том, что были использованы и внедрены следующие результаты диссертационной работы «Разработка и исследование адаптивных модемов спутниковой связи миллиметрового диапазона волн», представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук:

Рисунок П.4 – Акт о внедрении результатов диссертационной работы 1.

1. При выполнении СЧ ОКР «Сфера-ОСЗУ», «Сфера-ТЗУ», «Сфера-П», «Сфера-КАМ», «Сфера-КРС», «Сфера-НК», «Сфера-ПЛ», «Сфера-Р», требуемый запас на линейность радиотрактов станции спутниковой связи при использовании многопозиционных амплитудно-фазовых модуляций с позиционностью до 256.

2. При выполнении СЧ ОКР «Сфера-ОСЗУ», «Сфера-ТЗУ», «Сфера-П», «Сфера-КАМ», «Сфера-КРС», «Сфера-НК», «Сфера-ПЛ», «Сфера-Р», требуемый уровень фазовых шумов гетеродинов на соответствующих отстройках от несущей частоты, для работы с многопозиционными амплитудно-фазовыми типами модуляции.

3. При выполнении «Сфера-ОСЗУ», «Сфера-ТЗУ», «Сфера-П», «Сфера-КАМ», «Сфера-КРС», «Сфера-НК», «Сфера-ПЛ», «Сфера-Р», в части использования предложенного варианта построения модемного оборудования станций спутниковой связи с адаптивным выбором сигнально-кодовых конструкций в зависимости от условий распространения сигнала в радиоканале миллиметрового диапазона волн.

4. При выполнении модернизации серийно выпускаемых станций типа «Ливень» и «Лощина», в части предложенного варианта построения модемного оборудования станций спутниковой связи по технологии SDR.

Использование указанных результатов позволяет создавать перспективные образцы спутниковых станций связи, обеспечивающих высокую энергетическую эффективность при высокой скорости передачи данных в миллиметровом диапазоне волн.

Председатель комиссии:



Е.В. Богатырев

Члены комиссии:



А.А. Казаков



П.В. Луферчик



А.С. Нуякшев

Рисунок П.4 – Акт о внедрении результатов диссертационной работы 2.