

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

На правах рукописи



Рабин Алексей Владимирович

ОРТОГОНАЛЬНОЕ КОДИРОВАНИЕ И МНОГОПОЗИЦИОННАЯ
МОДУЛЯЦИЯ В ПОМЕХОЗАЩИЩЕННЫХ
СИСТЕМАХ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ

Специальность 2.2.15 – Системы, сети и устройства телекоммуникаций
(технические науки)

Диссертация на соискание ученой степени
доктора технических наук

Научный консультант:
доктор технических наук, профессор
Бестугин Александр Роальдович

Санкт-Петербург – 2021

СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	8
1 Модели и методы помехозащиты радиолиний телекоммуникационных систем	20
1.1 Обобщенная оценка эффективности воздействия на ресурсы радиолиний.....	21
1.2 Обобщенная модель помехозащищенной радиолинии	25
1.3 Структурная модель радиолинии в конфликтной ситуации	27
1.4 Обобщенная функциональная модель радиолинии в конфликтной ситуации.....	32
1.5 Метод помехозащиты радиолиний при простейшем потоке воздействия на ее ресурсы	36
1.6 Метод помехозащиты радиолинии в условиях неопределенности стратегии воздействия.....	39
1.7 Метод помехозащиты радиолинии в условиях неизменной стратегии воздействия.....	43
1.8 Оценка чувствительности и устойчивости функциональной модели радиолинии в конфликтной ситуации	45
1.9 Выводы по главе 1	52
2 Методы повышения помехозащищенности телекоммуникационных систем на основе помехоустойчивого и ортогонального кодирования	54
2.1 Фундаментальные понятия теории передачи информации.....	54
2.2 Ортогональное кодирование как метод повышения помехозащищенности при минимальном уменьшении скорости кодирования.....	55
2.3 Метод синтеза кодирующих и декодирующих матриц для реализации ортогонального кодирования.....	58
2.4 Основные свойства кодирующих и декодирующих матриц ортогональных кодов.....	62

2.5 Класс ортогональных кодов, обеспечивающих повышение помехозащищенности телекоммуникационных систем	66
2.6 Выводы по главе 2	76
3 Повышение помехозащищенности в каналах с белым гауссовским шумом и замираниями при использовании ортогонального кодирования	79
3.1 Использование фазовой модуляции	79
3.2 Канал с аддитивным белым гауссовским шумом и случайной фазой ..	83
3.3 Применение относительной фазовой модуляции в канале со случайной фазой	84
3.4 Повышение помехозащищенности телекоммуникационных систем с относительной фазовой модуляцией и ортогональным кодированием	88
3.5 Дискретная амплитудная модуляция и ортогональное кодирование .	101
3.6 Квадратурная амплитудная модуляция и ортогональное кодирование.....	107
3.7 Частотная модуляция и ортогональное кодирование	115
3.8 Сравнительная характеристика амплитудной, квадратурной амплитудной, фазовой и частотной модуляции	122
3.9 Оптимальный прием дискретных сигналов частотной модуляции в канале со случайной фазой	129
3.10 Сигналы с ортогональными огибающими. Оптимальный прием в канале со случайной фазой	133
3.11 Вероятность ошибки при оптимальном приеме в канале со случайной фазой	136
3.12 Основные характеристики многолучевых каналов с замираниями ..	142
3.13 Канал с замираниями. Модель с рассеивателями	142
3.14 Помехозащищенность при двоичной передаче в канале с аддитивным белым гауссовским шумом и неселективными по частоте и медленными замираниями	147

3.15 Применение ортогонального кодирования в канале с аддитивным белым гауссовским шумом и неселективными по частоте и медленными замираниями.....	148
3.16 Вероятность ошибки при передаче сигналов частотной модуляции по каналу с замираниями	153
3.17 Выводы по главе 3	163
4 Повышение помехозащищенности в канале с аддитивным белым гауссовским шумом при совместном использовании корректирующих и ортогональных кодов.....	166
4.1 Повышение помехозащищенности в канале с аддитивным белым гауссовским шумом при совместном использовании линейных блоковых и ортогональных кодов.....	166
4.2 Повышение помехозащищенности в канале с аддитивным белым гауссовским шумом при совместном использовании сверточных и ортогональных кодов.....	193
4.3 Выводы по главе 4	220
5 Научно-технические предложения по реализации технологии повышения помехозащищенности телекоммуникационных систем.....	223
5.1 Синхронизация передачи при использовании ортогонального кодирования.....	224
5.2 Повышение помехозащищенности при приеме информации в системах радиосвязи СВЧ- и КВЧ-диапазонов.....	231
5.3 Анализ научно-технических предложений по реализации технологии повышения помехозащищенности в сравнении с существующими решениями.....	239
5.3.1 Системы связи с применением ортогональных кодов на основе матриц Адамара.....	240
5.3.2 Системы связи с применением сигнально-кодовых конструкций Унгербоека.....	241

5.3.3 Системы связи с применением кодов с малой плотностью проверок на четность.....	244
5.4 Выводы по главе 5	246
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	250
СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ	253
СПИСОК ИЛЛЮСТРАТИВНОГО МАТЕРИАЛА	280
СПИСОК ТАБЛИЦ	287
Приложение А Акт об использовании от АО «Концерн «Гранит-Электрон»	292
Приложение Б Акт об использовании от АО «Научно-производственное предприятие «Пирамида».....	294
Приложение В Акт об использовании от ФГАНУ «Научно-исследовательский институт «Специализированные вычислительные устройства защиты и автоматика».....	296
Приложение Г Акт об использовании от ФГАОУ ВО «Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения»	298
Приложение Д Свидетельства о государственной регистрации программ для ЭВМ	300

Список сокращений

LDPC-код – код с малой плотностью проверок на четность, низкоплотностный код (от англ. Low-density parity-check)

АБГШ – аддитивный белый гауссовский шум

АМ – амплитудная модуляция (манипуляция)

АРЛ – адаптивная радиолиния

АС – абонентская станция

БС – базовая станция

БЧХ – Боуза-Чоудхури-Хоквингхема (код)

ВАК – высшая аттестационная комиссия

ЗПС – защитная подсистема

КАМ – квадратурная амплитудная модуляция (манипуляция)

КВЧ – крайне высокие частоты

НИОКР – научно-исследовательские и опытно-конструкторские работы

НИР – научно-исследовательская работа

НЧ – низкочастотный

ОПС – обеспечивающая подсистема

ОСП – отношение сигнал/помеха

ОФМ – относительная фазовая модуляция (манипуляция)

ПНИЭР – прикладные научные исследования и экспериментальные разработки

ППРЧ – программная (псевдослучайная) перестройка рабочей частоты

ПСП – псевдослучайная последовательность

ПЭВМ – персональная электронно-вычислительная машина

РЛ – радиолиния

СВЧ – сверхвысокие частоты

УВЧ – ультравысокие частоты

УКВ – ультракороткие волны

ФМ – фазовая модуляция (манипуляция)

ФМ ШПС – фазоманипулированные широкополосные сигналы

ЦПС – целевая подсистема

ЧМ – частотная модуляция (манипуляция)

ЭВМ – электронно-вычислительная машина

ЭМД – электромагнитная доступность

ВВЕДЕНИЕ

Радиосвязь является неотъемлемым элементом современной автоматизированной сети связи. Это обуславливает требования к простоте ее организации, высокой мобильности, простой восстанавливаемости и низкой стоимости каналов.

Анализ современных телекоммуникационных систем показывает, что они функционируют, в том числе, в условиях сложной помеховой обстановки. При этом, по оценкам специалистов, комплексное воздействие на выделенные ресурсы линий радиосвязи приводит к значительному снижению их помехозащищенности.

Проблема обеспечения требуемой помехозащищенности радиолиний (РЛ) телекоммуникационных систем, как одной из важнейших их характеристик, является достаточно актуальной. Современные решения базируются на применении сигналов с большой базой, основанных либо на программной перестройке рабочей частоты, либо на прямом расширении спектра сигнала псевдослучайными последовательностями (ПСП), технически реализуемыми, например, фазоманипулированными широкополосными сигналами (ФМ ШПС).

С учетом ограничений, накладываемых используемыми моделями каналов, в большинстве современных комплексов радиосвязи реализован режим программной псевдослучайной перестройки рабочей частоты (ППРЧ). Стратегия программной перестройки заключается в «уходе» радиосигнала от воздействия преднамеренных помех (ПП). Исследованию РЛ с ППРЧ посвящено большое количество работ [1-15].

Прямое расширение спектра сигнала проводится методом умножения информационной битовой последовательности на ПСП, которое приводит к уменьшению спектральной плотности мощности сигнала в единичной полосе частот. Подобные методы формирования и обработки сигнала обуславливают повышение помехозащищенности таких РЛ. Режимы прямого расширения спектра в силу специфических требований к характеристикам канала в

меньшей степени реализуются в комплексах радиосвязи по сравнению с режимами ППРЧ. Наиболее подробно методы прямого расширения спектра рассмотрены в работах [4, 6-8, 12, 16].

Значительное число исследований, связанных с применением методов теории помехоустойчивого кодирования, посвящено анализу систем связи со сравнительно малым значением спектральной эффективности и/или малом отношении сигнал/шум. *Вместе с тем для широкого класса приложений представляют особый интерес сценарии функционирования телекоммуникационных систем, позволяющих при больших отношениях сигнал/шум обеспечить как повышенную спектральную эффективность, так и высокую помехозащищенность.* Эта проблематика, однако, исследована недостаточно, в связи с чем существующие методы ориентированы, как правило, в большей степени на обеспечение энергетического выигрыша при введении помехоустойчивого кодирования и в существенно меньшей степени учитывают обменные соотношения между помехоустойчивостью, отношением сигнал/шум, спектральной эффективностью и сложностью реализации.

С учетом вышеизложенного целесообразно кратко охарактеризовать *степень разработанности темы исследования.* В частности, значительный вклад в развитие данной тематики внесли следующие российские и зарубежные ученые и исследователи.

Теоретические основы и вопросы практического применения цифровой связи представлены в работах Б. Скляра, Дж. Прокиса, В.И. Коржика, Л.М. Финка, И.С. Андропова, Д.Д. Кловского, Н.Н. Ключева, Д.Л. Бураченко, Б.Д. Кудряшова, З.М. Каневского.

Помехозащищенности и эффективности систем радиосвязи посвящены труды В.Ф. Комаровича, В.В. Игнатова, А.Г. Зюко, В.А. Липатникова, А.Ф. Крячко, С.Б. Макарова, С.В. Дворникова, А.В. Пшеничникова, М.А. Семисошенко, С.И. Макаренко, Е.В. Чучина, А.Р. Бестугина, С.Н. Агиевича, В.И. Комашинского, И.А. Кулешова.

Методы модуляции и расширения спектра рассмотрены в работах В.И. Борисова, В.М. Зинчука, А.Е. Лимарева, В.М. Вишневого, Ю.Б. Окунева, В.И. Слюсара, Л.Е. Варакина, К. Феера, Г. Унгербоека, А.Н. Трофимова.

Вопросы помехоустойчивого кодирования в системах цифровой связи отражены в трудах К. Шеннона, Е.Т. Мирончикова, В.Д. Колесника, Г.Ш. Полтырева, К.Ш. Зигангирова, В.А. Зиновьева, В.В. Зяблова, Ф.А. Таубина, Н.А. Шехуновой, Е.А. Крука, А.М. Тюрликова, С.В. Беззатеева, Дж. Возенкрафта, И. Джекобса, Д. Кларка, Д. Кейна, Э. Берлекэмпа, А.Д. Витерби, Д.К. Омуры, Р. Блейхута, Д. Форни, Ф. Мак-Вильямса, Н. Слоэна.

Кроме того, имеется множество технических публикаций, включая спецификации и руководящие документы по разработке радиоэлектронных комплексов и средств многоуровневой защиты телекоммуникационных систем.

В результате проведенного анализа применяемых технических решений можно сделать вывод о том, что существует *противоречие между требованиями к помехозащищенности современных телекоммуникационных систем, обусловленными, как правило, возможностями систем радиоподавления, и недостаточно разработанными методами повышения помехозащищенности при передаче с высокой спектральной эффективностью, включающими использование высокоскоростных модуляционных кодов.*

При применении блочного или сверточного кодирования помехозащищенность радиолиний телекоммуникационных систем при сохранении отношения сигнал/шум может быть повышена, как известно, благодаря расширению полосы частот и усложнению приемопередающей аппаратуры. Стандартный метод к обеспечению помехоустойчивой передачи с высокой спектральной эффективностью базируется на использовании решетчатой кодированной модуляции, предложенной в 1982 г.

Г. Унгербоеком [17]. При этом правила построения сигнально-кодовых конструкций (СКК) Унгербоека, хотя и снижают объем переборной задачи синтеза, не обеспечивают в полной мере гарантированное построение СКК с наилучшими частотно-энергетическими характеристиками. В то же время, основной целью работ в области синтеза систем сигналов и СКК является поиск таких способов их формирования и обработки, которые при заданных ограничениях на сложность устройств формирования и приема, а также временные задержки позволяли бы приблизиться к границе пропускной способности.

Один из таких подходов разработан в 2008 г. А.В. Рабиным в диссертации на соискание ученой степени кандидата технических наук «Использование ортогонального кодирования для повышения помехоустойчивости систем передачи информации» [18]. В ней предложено в системах передачи информации совместно с помехоустойчивым кодированием использовать дополнительное ортогональное кодирование, рассмотрено построение ортогональных кодов на основе многочленов первой степени, показано, что совместное использование обоих видов кодирования и относительной фазовой модуляции (ОФМ) при минимальном изменении скорости кодирования обеспечивает энергетический выигрыш по сравнению с применением только помехоустойчивых кодов, а также сформулированы задачи на дальнейшее исследование, в частности, изучение построения кодов на основе многочленов степени больше единицы, применения ортогональных кодов с другими видами модуляции, разработка метода синхронизации сигналов в сочетании с ортогональным кодированием. В данном диссертационном исследовании решены эти задачи и проведено сравнение с кодами Унгербоека и последующими результатами, полученными в данном направлении.

Определим ортогональное кодирование как процесс взаимно-однозначного отображения множества информационных

последовательностей во множество ортогональных кодовых последовательностей.

В проведенных ранее исследованиях положительный технический результат был получен при использовании ортогональных и квазиортогональных преобразований в дискретных каналах с памятью, при построении сигнально-кодовых конструкций и применении сверточных кодов, в распределенных системах реального времени и встроенных системах, а также при решении задач кодового разделения каналов и обработки изображений.

В соответствии с вышеизложенным, возникает важная научно-техническая проблема использования ортогонального кодирования для разработки помехозащищенных телекоммуникационных систем, обеспечивающих при высоком отношении сигнал/шум передачу с близкой к предельно возможной спектральной эффективности. Ее всестороннему решению и посвящена тема данной диссертационной работы, что определяет ее актуальность.

Исследование и разработка методов повышения помехозащищенности при минимальном изменении скорости кодирования посредством разработки математических методов являются основным направлением решения научно-технической проблемы.

Таким образом, *объектом исследования* являются телекоммуникационные системы с набором технологий повышения помехозащищенности каналов передачи информации, а *предмет исследования* составляют модели и методы обеспечения помехозащищенности каналов передачи информации телекоммуникационных систем.

Целью диссертации является повышение помехозащищенности каналов передачи информации телекоммуникационных систем.

Для достижения поставленной цели в диссертационной работе решаются следующие научные задачи:

1. Разработка метода синтеза декодирующих и кодирующих матриц для формирования кодовых последовательностей, обеспечивающих реализацию ортогонального кодирования.

2. Получение класса ортогональных кодов на основе синтезированных кодирующих матриц, обеспечивающих повышение помехозащищенности каналов передачи информации телекоммуникационных систем.

3. Разработка комплекса моделей каналов передачи информации телекоммуникационных систем, использующих предложенное ортогональное кодирование.

4. Разработка научно-технических предложений по реализации технологии повышения помехозащищенности телекоммуникационных систем.

Теоретическая значимость диссертационной работы обусловлена разработкой новой методологии повышения помехозащищенности телекоммуникационных систем посредством применения ортогональных кодов, формируемых сопряженными парами квадратных матриц.

Методология и методы исследования, применявшиеся в диссертационной работе для решения поставленных задач:

– развивают и объединяют методы теории систем передачи информации, теории вероятностей, теории моделирования систем передачи и теории помехоустойчивого кодирования, применяя их к современным системам связи;

– отличаются от известных как своим комплексным подходом, так и учетом основных особенностей текущего этапа развития систем связи.

В результате:

– разработан метод синтеза декодирующих и кодирующих матриц для формирования кодовых последовательностей, обеспечивающих реализацию ортогонального кодирования, позволяющий обеспечить вероятность ошибки благодаря выбору параметров матриц;

– предложены новые модели и методы обеспечения помехозащищенности сигналов, передаваемых по каналам телекоммуникационных систем.

Практическая значимость диссертации состоит в том, что в ней исследован и разработан метод ортогонального кодирования, применение которого предоставляет дополнительный энергетический выигрыш практически без внесения избыточности и значительного увеличения сложности аппаратуры. Результаты диссертации могут быть использованы для практической реализации в телекоммуникационных системах ортогонального кодирования, эффективность применения которого подтверждена количественными оценками и простыми процедурами кодирования и декодирования.

Тематика работы соответствует областям исследования пп. 2, 8, 10, 11, 14 паспорта специальности 2.2.15 – Системы, сети и устройства телекоммуникаций (технические науки).

На защиту выносятся следующие положения:

1. Метод синтеза декодирующих и кодирующих матриц на основе многочленов степени больше единицы для формирования кодовых последовательностей, обеспечивающих реализацию ортогонального кодирования, отличающийся свойством регулярности от случайного поиска отдельных пар матриц с применением комбинаторных методов.

2. Класс ортогональных кодов, построенных, в отличие от существующих, на основе синтезированных кодирующих матриц и обеспечивающих повышение помехозащищенности сигналов, передаваемых по каналам телекоммуникационных систем.

3. Комплекс моделей каналов передачи информации телекоммуникационных систем, использующих предложенное ортогональное кодирование.

4. Научно-технические предложения по реализации технологии повышения помехозащищенности телекоммуникационных систем при

высоком отношении сигнал/шум для достижения требуемой спектральной эффективности.

Научная новизна диссертации состоит в следующем:

1. Научная новизна разработанного метода синтеза декодирующих и кодирующих матриц состоит в том, что он рассматривает многочлены степени больше единицы, а с помощью синтезированных кодирующих матриц формируются кодовые последовательности, обеспечивающие реализацию ортогонального кодирования; при этом сам метод отличается свойством регулярности от случайного поиска отдельных пар матриц с применением комбинаторных методов и позволяет обеспечить вероятность ошибки благодаря выбору параметров матриц.

2. Научная новизна разработанного класса ортогональных кодов состоит в том, что они, в отличие от существующих, построены на основе синтезированных кодирующих матриц и обеспечивают повышение помехозащищенности сигналов, передаваемых по каналам телекоммуникационных систем, при большем количестве исправляемых ошибок по сравнению с существующими аналогичными решениями, что, в свою очередь, позволяет учесть обменные соотношения между помехоустойчивостью, спектральной эффективностью и сложностью реализации для широкого класса сценариев функционирования рассматриваемых телекоммуникационных систем.

3. Научная новизна разработанного комплекса моделей каналов передачи информации телекоммуникационных систем состоит в том, что он позволяет осуществлять комплексное исследование на основе комбинации основных видов цифровой модуляции: амплитудной, квадратурной амплитудной, относительной фазовой и частотной – и разработанного ортогонального кодирования, обеспечивающего в совокупности с помехоустойчивым кодированием эффективное использование энергии передаваемых сигналов.

4. Научная новизна разработанных научно-технических предложений по реализации технологии повышения помехозащищенности телекоммуникационных систем состоит в том, что в результате проведенного диссертационного исследования разработана методология повышения помехозащищенности телекоммуникационных систем посредством применения ортогональных кодов, обеспечивающих при высоком отношении сигнал/шум большие, по сравнению с известными, значения спектральной эффективности.

Степень достоверности результатов подтверждается корректным применением математического аппарата, соответствием результатов имитационного моделирования теоретическим предложениям и практической реализацией на предприятиях радиотехнической отрасли.

Апробация результатов. Основные положения диссертационной работы были представлены и обсуждены на следующих симпозиумах, конференциях и семинарах: V Всероссийской научно-технической конференции «Системы связи и радионавигации» и Выставке инновационных проектов, современных систем и комплексов в радиоэлектронной отрасли (г. Красноярск, АО «Научно-производственное предприятие «Радиосвязь», 2018 г.), XXXI Всероссийском симпозиуме «Радиолокационное исследование природных сред» (г. Санкт-Петербург, ВКА имени А.Ф. Можайского, 2019 г.), Международной конференции «Информационные технологии в бизнесе и производстве» (The International Conference «Information Technologies in Business and Industry», г. Новосибирск, Новосибирский государственный технический университет, 2019 г.), XXII международной научной конференции «Волновая электроника и инфокоммуникационные системы» (XXII International Conference on Wave Electronics and Infocommunication Systems, WECONF-2019, г. Санкт-Петербург, ФГАОУ ВО «Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения», 2019 г.), II и III Международных конференциях «Передовые технологии в аэрокосмической отрасли, машиностроении и

автоматизации» («International Conference on Advanced Technologies in Aerospace, Mechanical and Automation Engineering», MIST: Aerospace-2019, 2020, г. Красноярск, Красноярский краевой Дом науки и техники Российского Союза научных и инженерных общественных учреждений, 2019 г. и 2020 г.), Международной конференции «Метрологическое обеспечение инновационных технологий» (International Conference on Metrological Support of Innovative Technologies, ICMSIT-2020, г. Красноярск, Красноярский краевой Дом науки и техники Российского Союза научных и инженерных общественных учреждений, 2020 г.), II Международной конференции «Прикладная физика, информационные технологии и инжиниринг» (Conference on Applied Physics, Information Technologies and Engineering, APITECH-II-2020, г. Красноярск, Красноярский краевой Дом науки и техники Российского Союза научных и инженерных общественных учреждений, 2020 г.).

Публикации: Основные результаты диссертации изложены в 73 опубликованных работах, в том числе в 2 монографиях, 12 работах, опубликованных в журналах из перечня ВАК Министерства науки и высшего образования Российской Федерации, 10 работах, опубликованных в трудах, индексируемых реферативной базой «Scopus», 12 докладах в сборниках докладов конференций, 14 отчетах о выполнении 5 НИОКР. По теме исследования получено 23 свидетельства о государственной регистрации программ для ЭВМ.

Внедрение и реализация результатов исследования: основные исследования и результаты диссертационной работы использованы в акционерном обществе «Концерн «Гранит-Электрон» (г. Санкт-Петербург), акционерном обществе «Научно-производственное предприятие «Пирамида» (г. Санкт-Петербург), федеральном государственном автономном научном учреждении «Научно-исследовательский институт «Специализированные вычислительные устройства защиты и автоматика» (г. Ростов-на-Дону) и внедрены в образовательный процесс кафедры аэрокосмических

компьютерных и программных систем федерального государственного автономного образовательного учреждения высшего образования «Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения».

Структура диссертационной работы: диссертация состоит из введения, пяти глав, заключения, списка использованной литературы из 211 наименований. Текст диссертации изложен на 322 страницах, содержит 83 рисунка и 34 таблицы.

Первая глава диссертационной работы посвящена анализу существующих методов и моделей обеспечения помехозащищенности радиолиний телекоммуникационных систем, обоснованию научных задач и структурно-логической схемы исследований.

Во второй главе диссертации описано предложенное ортогональное кодирование как аналог сверточного кодирования над полем рациональных чисел и исследованы его характеристики. Разработаны метод синтеза декодирующих и кодирующих матриц для формирования кодовых последовательностей, обеспечивающих реализацию ортогонального кодирования, и класс ортогональных кодов, обеспечивающих повышение помехозащищенности сигналов, передаваемых по каналам телекоммуникационных систем, рассмотрены основные понятия, характеризующие операции кодирования и декодирования с помощью ортогональных кодов, и приведен пример схем устройств, осуществляющих реализацию операции ортогонального кодирования.

Третья и четвертая главы работы посвящены разработке и исследованию комплекса моделей каналов передачи информации телекоммуникационных систем, использующих предложенное ортогональное кодирование. Модели системы связи с применением ортогонального кодирования без помехоустойчивого рассмотрены *в третьей главе*, а модели, анализирующие совместное применение ортогональных и помехоустойчивых кодов, представлены *в четвертой главе* диссертационной работы.

В пятой главе сформулированы научно-технические предложения по реализации технологии повышения помехозащищенности телекоммуникационных систем при высоком отношении сигнал/шум для достижения требуемой спектральной эффективности. Данные предложения были разработаны в результате применения созданной в диссертационной работе технологии в процессе выполнения пяти научно-исследовательских и опытно-конструкторских работ: трех в рамках Федеральной целевой программы «Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технологического комплекса России на 2014-2020 годы» (№ 14.575.21.0021 от 17.06.2014, № 14.578.21.0022 от 05.06.2014, № 14.578.21.0214 от 03.10.2016), одной в рамках государственного задания Министерства науки и высшего образования в сфере научной деятельности в 2014-2016 гг. (№ 2.2716.2014/К от 17.07.2014) и гранта № 18-07-01298 Российского фонда фундаментальных исследований в 2018-2020 гг. В главе решены задачи обеспечения синхронизации сигналов в сочетании с ортогональными кодами, разработан метод изменения параметров адаптации радиосредств для уменьшения времени простоя канала радиосвязи и повышения помехозащищенности в системах радиосвязи УКВ-диапазона, а также проведен сравнительный анализ предложенного в работе ортогонального кодирования и существующих решений, использующих кодированную модуляцию, ортогональные и квазиортогональные сигналы.

В заключении диссертации приведена итоговая оценка проведенного исследования и представлены его основные результаты и их соотнесение с целью и задачами, теоретической и практической значимостью, а также положениями, выносимыми на защиту, поставленными и сформулированными во введении.

Все основные результаты диссертационной работы *получены автором самостоятельно*. Экспериментальные исследования проведены при его участии и под непосредственным научным руководством.

1 Модели и методы помехозащиты радиолиний

Телекоммуникационных систем

Важной задачей, связанной с обеспечением требуемой эффективности функционирования линий радиосвязи в сложных нестационарных условиях помеховой обстановки, является выполнение требований к их помехозащищенности. Решение может быть получено на основе синтеза алгоритмов, учитывающих особенности функционирования РЛ в условиях конфликтной ситуации, возникающей в результате преднамеренных воздействий.

В монографиях [2, 3, 16] показано, что единственный метод помехозащиты РЛ при динамически изменяющемся воздействии не является эффективным. Решение данной проблемы может быть получено за счет синтеза помехозащищенных алгоритмов функционирования РЛ. Причем современные направления развития комплексов радиосвязи, основанные на применении программных модулей, реализованных на основе технологии программно-определяемого радио, снимают ограничения на сложность разработанных моделей РЛ [19].

Решение выше обозначенной проблемы может быть декомпозировано на решение следующего класса задач:

- построение структурной и функциональной моделей радиолинии, функционирующих в конфликтной среде;
- определение модели конфликта;
- обоснование уравнение синтеза и системы его решений;
- получение частных решений при инвариантном воздействии;
- анализ потока воздействия и противодействия.

Разработка методов помехозащиты РЛ, основанных на управлении ее ресурсами, образует класс задач, решение которого предполагает формализацию процессов управления ресурсами РЛ при различных условиях ее функционирования, а также решение формализованных задач.

Аналитическому обзору существующих методов и моделей обеспечения помехозащищенности РЛ телекоммуникационных систем, обоснованию научных задач и структурно-логической схемы исследований посвящена данная глава диссертационной работы.

При этом анализ предложенных в работах [2, 3, 16, 20] решений показывает, что они носят частный характер, так как получены в условиях стационарного негативного воздействия на ресурсы РЛ. Обеспечиваемая в них результативность является частным случаем и не позволяет синтезировать эффективные алгоритмы функционирования РЛ в условиях нестационарного преднамеренного воздействия.

1.1 Обобщенная оценка эффективности воздействия на ресурсы радиолиний

С целью разработки аналитической модели оценки эффективности воздействия системы противодействия введем следующие допущения:

– *Относительно системы противодействия.* Предположим, что в информационной базе имеются данные об используемых в РЛ сигнальных конструкциях, а также расположении источников радиоизлучения. Постановка преднамеренных помех осуществляется одному корреспонденту при условии достаточного количества энергетического ресурса, а алгоритмы функционирования комплекса позволяют динамически изменять режимы его функционирования.

– *Относительно радиолинии.* Для функционирования РЛ выделено m рабочих частот. Энергетические ресурсы РЛ соизмеримы с ресурсами комплекса противодействия. В РЛ используется метод группового использования частот, реализованный режимами частотной адаптации или ППРЧ.

Таким образом, в условиях сделанных допущений и ограничений задачей системы противодействия является выявление факта излучения на рабочих частотах и оптимального распределения энергетического ресурса.

Задачи распределения ресурсов достаточно точно формализуются методами исследования операций [21, 22]. Будем полагать, что их решение является основой синтеза функциональных моделей системы противодействия, реализующего принципы динамического изменения воздействия.

Тогда наибольший интерес представляет расчет среднего времени реакции системы противодействия, под которым будем понимать временной интервал от начала функционирования РЛ до постановки преднамеренных помех [23]. Необходимо отметить, что система введенных допущений несколько обобщает функциональную модель преднамеренного воздействия. Вместе с тем, она позволяет провести оценку выбранного параметра.

В заданных ограничениях относительно системы противодействия среднее время реакции с достаточной точностью характеризуется временем реакции для рабочей частоты \bar{t}_{pi} , $i = 1, 2, \dots, m$. Для определения данного параметра будем полагать, что обнаружение рабочей частоты РЛ возможно при одновременном выполнении трех условий: наличия радиоизлучения, электромагнитной доступности (ЭМД) и временного контакта приемника поиска системы противодействия с радиоизлучением [23].

Наличие излучения на частоте и ЭМД являются случайными процессами. Представим данные случайные процессы в виде двух потоков импульсов со средним временем излучения $\bar{t}_{изл i}$, паузы $\bar{t}_{п i}$, средним временем электромагнитной доступности $\bar{t}_{ЭМД i}$ и временем неэлектромагнитной доступности $\bar{t}_{нЭМД i}$, $i = 1, 2, \dots, m$.

Предположим также, что для обнаружения факта излучения при условии излучения и ЭМД необходим интервал времени t_k . При этом $t_k \ll \bar{t}_{изл i}$.

На рисунке 1.1 приведена модель процесса поиска радиоизлучения на рабочей частоте.

Введем обозначения:

$$\bar{F}_{изл i} = \frac{1}{\bar{T}_{изл i}} = \frac{1}{\bar{t}_{изл i} + \bar{t}_{п i}}, \quad \gamma_{ti} = \frac{\bar{t}_{изл i}}{\bar{t}_{изл i} + \bar{t}_{п i}} = \bar{F}_{изл i} \cdot \bar{t}_{изл i}. \quad (1.1)$$

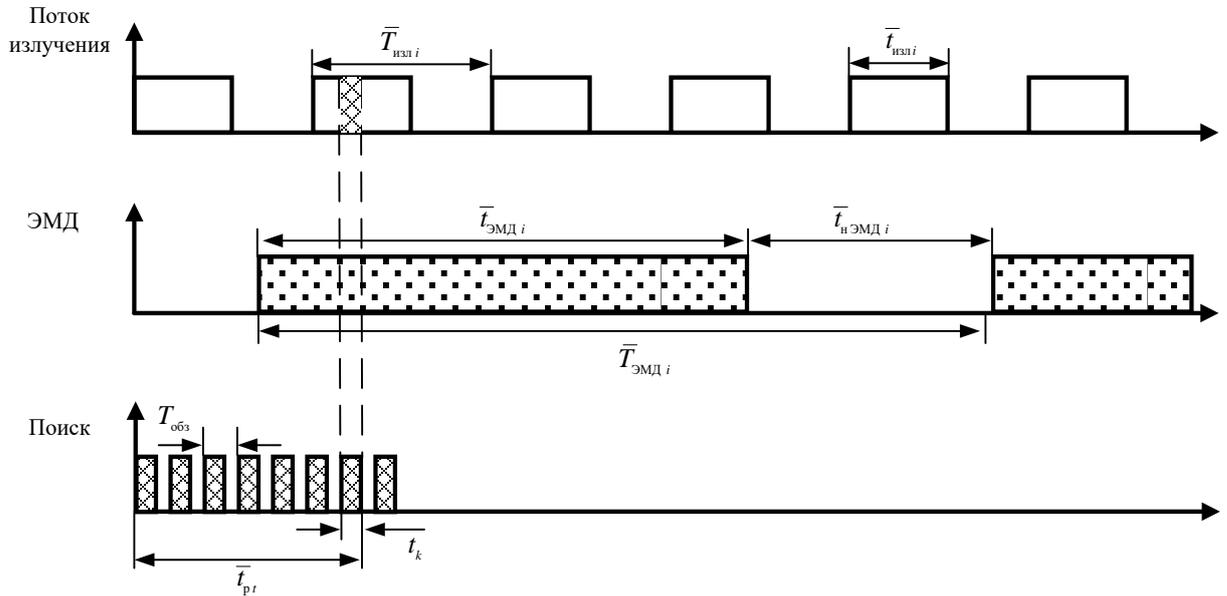


Рисунок 1.1 – Временная диаграмма процесса поиска радиоизлучения на рабочей частоте

Из определения вероятности случайного события следует

$$P_{ЭМД i} = \frac{\bar{t}_{ЭМД i}}{\bar{t}_{ЭМД i} + \bar{t}_{н ЭМД i}} = \bar{F}_{ЭМД i} \cdot \bar{t}_{ЭМД i}. \quad (1.2)$$

Среднее время реакции $\bar{t}_{п i}$ определим с использованием элементов теории случайных импульсных потоков:

$$\bar{t}_{совп} = \bar{t}_{п i} = \left(\sum_{i=1}^n \frac{1}{\bar{t}_i} \right)^{-1} \left(\frac{1}{\prod_{i=1}^n \bar{F}_i \cdot \bar{t}_i} - 1 \right), \quad (1.3)$$

где $\bar{t}_{совп i}$ – среднее время совпадения потоков, n – количество случайных потоков, \bar{F}_i , \bar{t}_i – средняя частота и средняя длительность i -го потока, $i = 1, 2, \dots, n$.

В данном случае $n = 2$:

$$\bar{t}_{совп} = \left(\frac{1}{\bar{t}_{изл i}} + \frac{1}{\bar{t}_{ЭМД i}} \right)^{-1} \left(\frac{1}{\bar{F}_{ЭМД i} \cdot \bar{t}_{ЭМД i} \cdot \bar{F}_{изл i} \cdot \bar{t}_{изл i}} - 1 \right). \quad (1.4)$$

С учетом третьего детерминированного потока (рисунок 1.1):

$$\bar{t}_{\text{совп}} = \bar{t}_{p i} = \left(\frac{1}{\bar{t}_{\text{изл} i}} + \frac{1}{\bar{t}_{\text{ЭМД} i}} \right)^{-1} \left(\frac{1}{\bar{F}_{\text{ЭМД} i} \cdot \bar{t}_{\text{ЭМД} i} \cdot \bar{F}_{\text{изл} i} \cdot \bar{t}_{\text{изл} i}} - 1 \right) + t_k. \quad (1.5)$$

С учетом выражения (1.1) преобразуем (1.5) к виду

$$\bar{t}_{p i} = \frac{\bar{t}_{\text{изл} i} \cdot \bar{t}_{\text{ЭМД} i}}{\bar{t}_{\text{изл} i} + \bar{t}_{\text{ЭМД} i}} \cdot \left(\frac{1}{P_{\text{ЭМД} i} \cdot \gamma_{t i}} \right) + t_k. \quad (1.6)$$

Для упрощения выражения (1.6) предположим, что время работы РЛ на одной частоте является фиксированным, то есть $\bar{t}_{\text{изл} i} = t_f$. Тогда с учетом значения $\gamma_{t i}$ (1.1) окончательно получим:

$$\bar{t}_{p i} = \frac{t_f \cdot \bar{t}_{\text{ЭМД} i}}{\bar{t}_{\text{ЭМД} i} + t_f} \left(\frac{T}{P_{\text{ЭМД} i} \cdot t_f} \right) + t_k. \quad (1.7)$$

Предположим, что РЛ функционирует в режиме ППРЧ. Скорость программной перестройки $V_{\text{ППРЧ}} = 50\text{с}^{-1}$ (ограничена дисперсионными свойствами радиоканала), $t_k = 2$ мс, $\bar{t}_{\text{ЭМД} i} = 180$ с.

Из анализа результатов вычислений по формуле (1.7) следует, что в режимах функционирования РЛ одной частоте $\left(\frac{t_f}{T} = 1 \right)$, аппроксимируемыми адаптивными режимами, преднамеренное воздействие на ее ресурсы будет оказано за время, не превышающее 0,1 с. При функционировании РЛ в режиме ППРЧ на 1000 частотах при произвольном законе использования частот, ограничиваемой величиной $\frac{t_f}{T} = 0,001$, время реакции системы противодействия растет до 10 с.

Проведенная оценка эффективности системы противодействия носит обобщенный характер. Однако полученные результаты показывают, что существующие алгоритмы функционирования РЛ в совокупности не обеспечивают их эффективное функционирование в условиях динамически изменяющейся конфликтной ситуации.

Следовательно, разработка модели функционирования РЛ в динамически изменяющейся конфликтной ситуации является достаточно актуальной проблемой. При этом будем полагать, что система противодействия обладает когнитивными свойствами. Для решения сформулированной проблематики формализуем процесс управления с позиций рассмотренной конфликтной ситуации.

1.2 Обобщенная модель помехозащищенной радиопередачи

Из анализа структурных связей обобщенной модели помехозащищенной радиопередачи на рисунке 1.2 следует, что модель реализована с использованием метода структурного управления [24]. Известны модели на основе метода бесструктурного управления. Однако их применение предполагает наличие специального информационного обеспечения объекта управления, а также возможность обучения структуры управления [25-28].

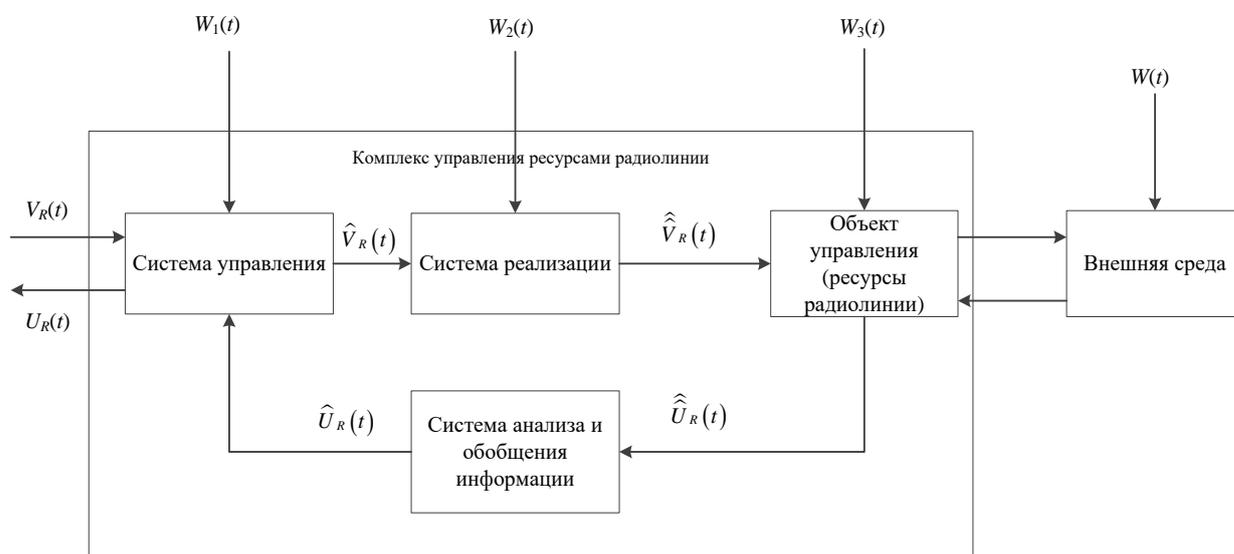


Рисунок 1.2 – Обобщенная модель радиопередачи

В обобщенной модели внешнее воздействие на систему управления представлено функцией $V_R(t)$. Эта функция зависит от времени и может быть нечетко формализована, однако она характеризует полную функцию управления.

Область значений функции $V_R(t)$ входит в область определения функции $\hat{V}_R(t)$. Решения на управление осуществляются системой реализации. Данная система уточняет функцию управления $V_R(t)$ с учетом среды воздействия. Воздействие системы реализации решений определяется функцией $\hat{\hat{V}}_R(t)$.

Поскольку функции $\hat{\hat{V}}_R(t), \hat{V}_R(t), V_R(t)$ описывают воздействие системы управления, то по своей природе они коррелированы. Их независимость свидетельствует либо о разрыве контура управления, либо об отсутствии управляющего воздействия.

Функции $\hat{U}_R(t), \hat{U}_R(t), U_R(t)$ замыкают контур управления и представляют собой отображение состояния объекта управления. Они реализуются системой анализа и обобщения информации.

В качестве объекта управления в модели на рисунке 1.2 выступают частотный, временной, энергетический и другие ресурсы РЛ, которые непосредственно определяют эффективность ее функционирования. Функции $W(t), W_1(t), W_2(t), W_3(t)$ характеризуют воздействие внешней среды на элементы модели.

Таким образом, модель на рисунке 1.2 реализует замкнутое управление РЛ телекоммуникационных систем. Очевидно, что при практической реализации необходимо формализовать функции воздействия, случайные к детерминированному воздействию среды, а также функции отображения (реакции системы). Строго математическая реализация этих функций в общем случае может быть не определена, поэтому для решения данной задачи могут быть использованы методы теории управления, которые позволяют преобразовать эти функции в вектор цели, вектор состояния и вектор ошибки.

Обобщенная модель РЛ, функционирующая с учетом воздействия (рисунок 1.3), получена на основе разработанной модели в результате преобразований с использованием методов теории систем и дуальности целей системы противодействия. Данная модель РЛ учитывает воздействие системы

радиоподавления, имеющего противоположные системе управления РЛ цели. В связи с этим функции $V_S(t)$ и $U_S(t)$, характеризующие процессы управления и отображения информации об объекте управления при воздействии системы радиоподавления, имеют противоположные друг другу целевые установки. Заметим, что функции $V_S(t)$ и $U_S(t)$ также являются противоположными. Целью системы противодействия является снижение эффективности функционирования радиолинии. Выигрыш одной системы управления является проигрышем другой и наоборот.

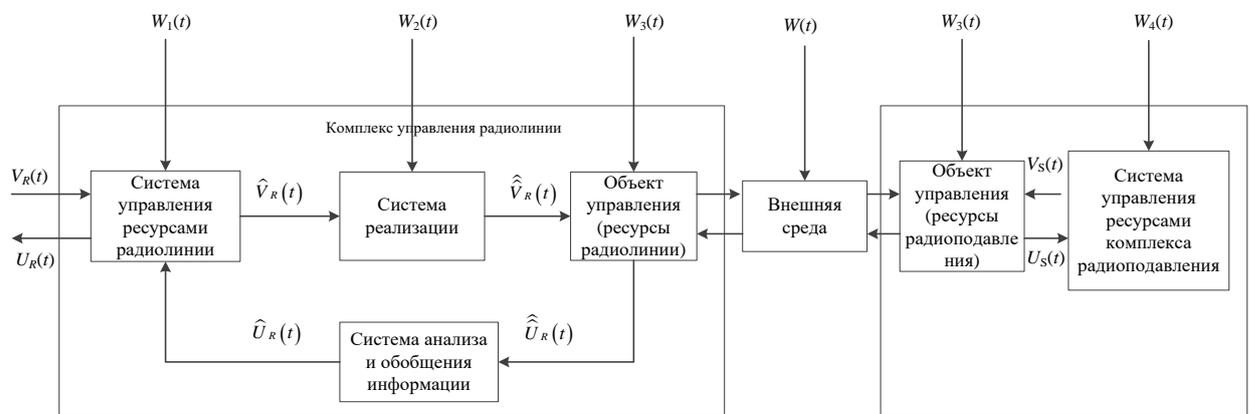


Рисунок 1.3 – Обобщенная модель радиолинии в конфликтной ситуации

Будем считать, что цели систем управления ресурсами РЛ и системы противодействия противоположны. Выполнение данного требования обеспечим введением корректирующей функции.

1.3 Структурная модель радиолинии в конфликтной ситуации

С учетом целевого назначения РЛ, функционирующей в конфликтной среде, представим ее модель в виде трех подсистем: целевой (ЦПС), обеспечивающей (ОПС), защитной (ЗПС) [29].

ЦПС предназначена для решения целевых задач радиолинии. ОПС реализует алгоритмы защиты ЦПС от воздействия системы противодействия. ЗПС минимизирует воздействие ЦПС системы противодействия.

С учетом обобщенной модели радиолинии в конфликтной ситуации (рисунок 1.3) получим структурную модель радиолинии, функционирующую в конфликтной ситуации (рисунок 1.4) [29].

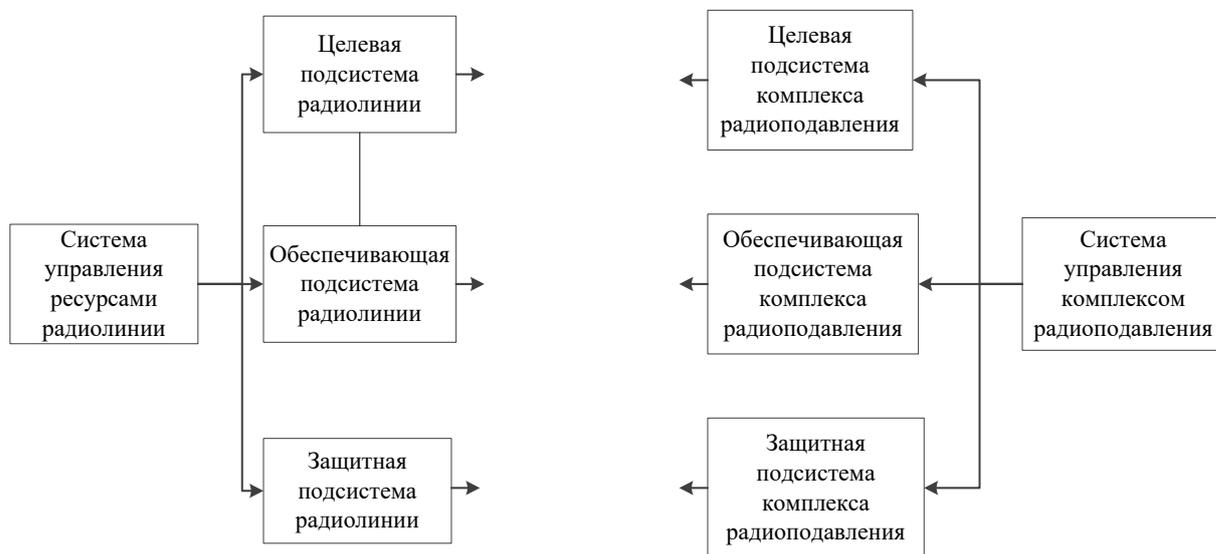


Рисунок 1.4 – Структурная модель радиолинии в конфликтной ситуации

Реализуем функциональные связи модели РЛ, представленной на рисунке 1.4. При этом будем полагать, что целевая задача состоит в разрешении конфликтной ситуации для получения гарантированной эффективности функционирования. Тогда реализуемую структурную схему модели функционирования РЛ представим в виде схемы разрешения конфликта, изображенной на рисунке 1.5.

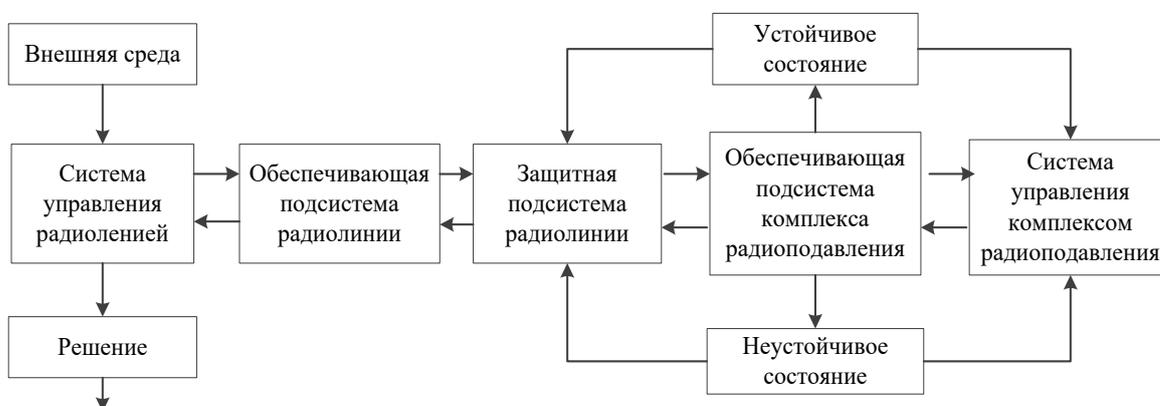


Рисунок 1.5 – Структурная схема модели функционирования радиолинии в конфликтной ситуации

Обобщенную структурно-функциональную модель РЛ без учета воздействия системы противодействия представим в виде, показанном на рисунке 1.6 [29].

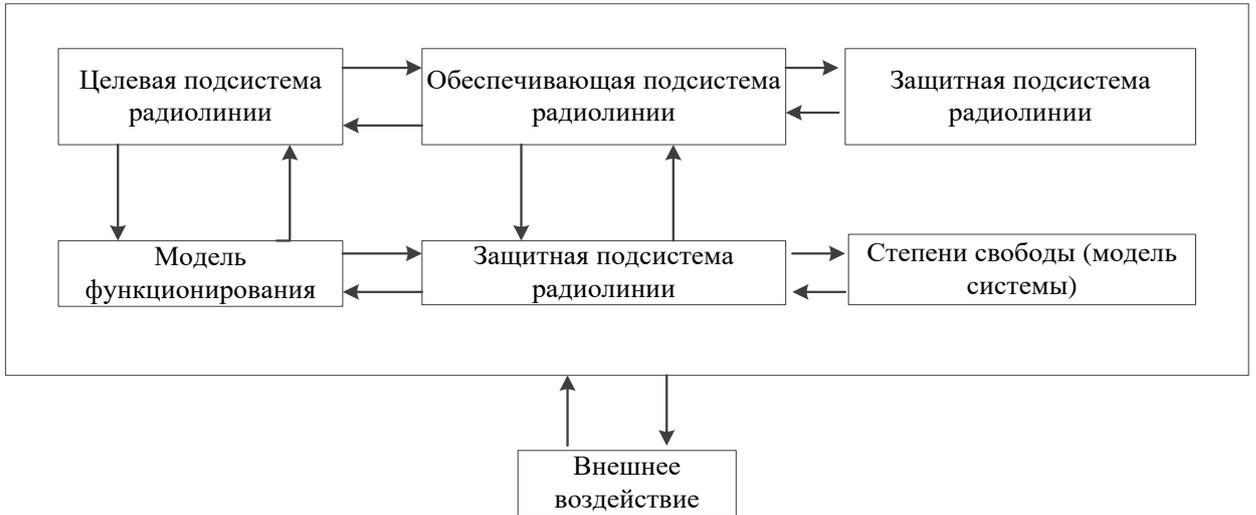


Рисунок 1.6 – Обобщенная структурно-функциональная модель радиолинии

С учетом особенностей воздействия системы противодействия окончательная модель получит вид, представленный на рисунке 1.7.

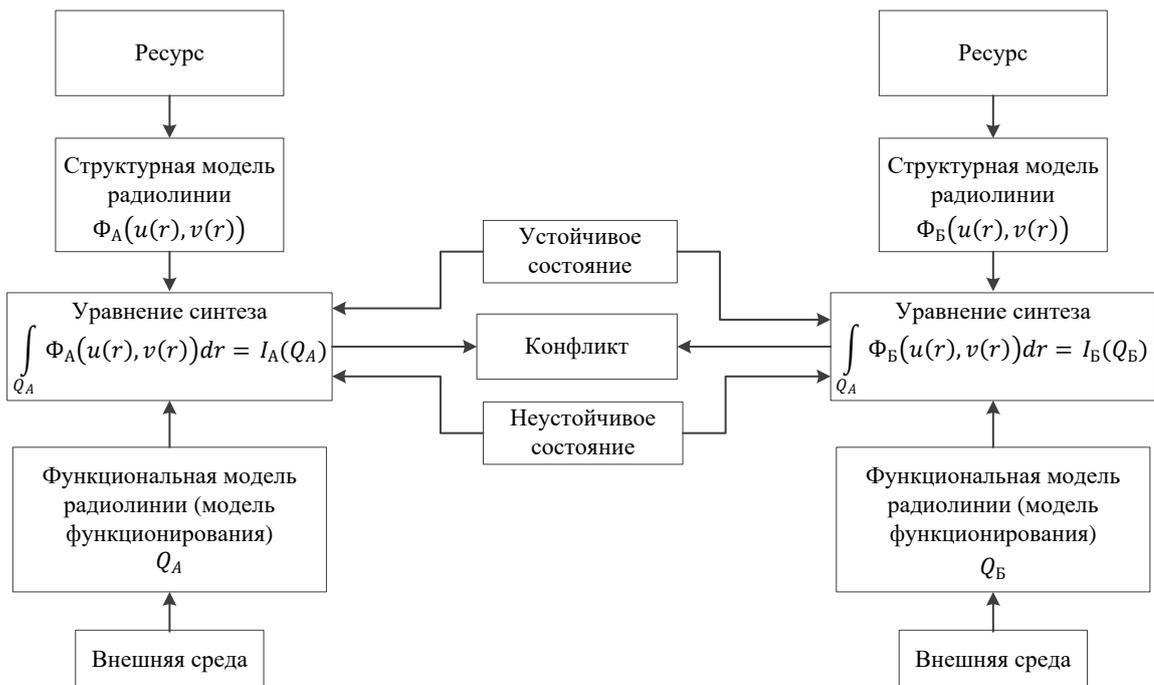


Рисунок 1.7 – Структурно-функциональная модель радиолинии в конфликтной ситуации

В модели на рисунке 1.7 функционал $\Phi_A(u(r),v(r))$ характеризует структуру РЛ и поле значений эффективности ее функционирования. Вектор $U(r)$ определяет управление ресурсами РЛ, то есть стратегию управления ее ресурсами. Вектор $V(r)$ характеризует возможности радиолинии. Если в качестве функционала $\Phi_A(u(r),v(r))$ использовать сумму векторов, то получим вектор состояния РЛ.

В общем виде функционал Φ_A определяет соотношение между векторами управления и возможности модели РЛ. Кроме того, при реализации вектора управления ресурсами РЛ необходимо учитывать вектор возможности системы управления (степеней свободы). В этом случае эффективность функционирования РЛ является гарантированной.

Множество r в модели является множеством допустимых (возможных) значений состояния РЛ. Данное множество фактически определяет множество допустимых значений.

Множество Q_A задает требуемые состояния РЛ, то есть определяет область сосредоточения основных действий системы управления. Множество Q_A принадлежит множеству R : $Q_A \in R$.

Степень достижения заданных целей на множестве Q_A при заданных векторах управления $U(r)$ и состояния $V(r)$ определяет значение эффективности функционирования РЛ $I_A(Q_A)$.

Эффективность функционирования РЛ, представленной на рисунке 1.7, определяется как условие синтеза [29]

$$\int_{Q_A} \Phi_A(u(r),v(r)) dr = I_A(Q_A). \quad (1.8)$$

Уравнение (1.8) связывает структурную и функциональную модели РЛ с достигаемым значением эффективности. Для обеспечения требуемой эффективности функционирования РЛ необходимо, чтобы структура модели соответствовала внешнему воздействию.

Уравнение синтеза (1.8) определяет совокупность произвольных режимов функционирования РЛ в заданных условиях с требуемой

эффективностью. На основе данного уравнения могут быть решены частные подзадачи, обеспечивающие оптимальные алгоритмы функционирования РЛ:

$$\left\{ \begin{array}{l} \int_{Q_A} \Phi_A(u(r), v(r)) dr_A \rightarrow \min_{u(r)} \max_{v(r)} [\Phi_A(u(r), v(r))] \\ \int_{Q_B} \Phi_B(u(r), v(r)) dr \rightarrow \min_{u(r)} \max_{v(r)} [\Phi_B(u(r), v(r))] \end{array} \right. \quad (1.9)$$

$$\int_{Q_A} \Phi_A(u(r), v(r)) dr_A \rightarrow \max_{u(r), v(r)} [\Phi_A(u(r), v(r))].$$

Кроме того, построение и функционирование модели РЛ зависят от располагаемых ресурсов и эффективности воздействия системы противодействия, модель которой имеет аналогичную структуру.

Таким образом, данная модель (рисунок 1.7) учитывает не только условия функционирования РЛ, но и характер деструктивного воздействия, определяемые когнитивными свойствами системы противодействия. Между тем, в [22, 30] обосновано, что помехозащищенность РЛ при всех равных условиях зависит от устойчивости используемых в них сигнальных конструкций. Очевидно, что повышение пропускной способности при ограниченности канальном ресурсе приводит к ухудшению помехозащищенности.

Следовательно, уже на уровне обобщенной модели РЛ следует использовать помехоустойчивые виды передач, например предложенные в работах [31-40]. Это объясняется тем, что стороне, осуществляющей деструктивное воздействие, потребуется в большей степени затрачивать свой ограниченный энергетический ресурс для достижения требуемых целей (рисунок 1.3). Кроме того, применение сигнальных конструкций, разработанных в [31-40], позволит повысить качество передачи управляющих команд, что также повышает устойчивость функционирования разработанных моделей РЛ.

1.4 Обобщенная функциональная модель радиолинии в конфликтной ситуации

Уравнения (1.8) и (1.9) определяют обобщенные структурно-функциональные модели РЛ в конфликтной ситуации. Для формализации функциональной модели РЛ необходимо решить уравнение (1.8) для обеспечивающих и защитных подсистем. На рисунке 1.8 представим модель обеспечивающей и защитной подсистем.

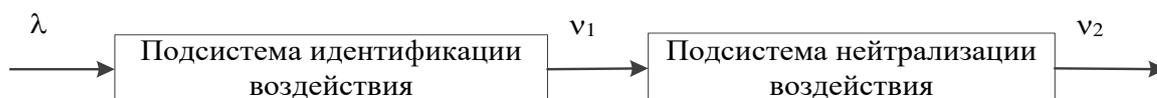


Рисунок 1.8 – Модель обеспечивающей и защитной подсистем

Величины λ , v_1 , v_2 характеризуют потоки воздействия, идентификации и нейтрализации соответственно, а именно: λ – интенсивность воздействия системы противодействия (частота смены элементарных методов управления), v_1 – интенсивность выявления стратегии воздействия подсистемой идентификации воздействия, v_2 – интенсивность нейтрализации воздействия подсистемой нейтрализации.

При дальнейших рассуждениях будем полагать данные потоки простейшими, то есть обладающими свойствами стационарности, однородности и отсутствия последствия.

Проанализируем возможные состояния модели на рисунке 1.8:

A_{00} – подсистема идентификации воздействия системы противодействия и подсистема нейтрализации свободны от обслуживания; вероятность такого состояния обозначим P_{00} ;

A_{10} – подсистема идентификации занята обработкой информации об изменении стратегии, подсистема нейтрализации свободна от обслуживания – P_{10} ;

A_{01} – подсистема идентификации свободна, подсистема нейтрализации занята обработкой информации о признаке и выработкой решения на применение стратегии противодействия (применение сил и средств) – P_{01} ;

A_{11} – обе системы заняты – P_{11} .

Рассмотрим систему уравнений, описывающих состояния модели:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} P_{00}(t) = -P_{00}(t)\lambda + P_{01}(t)v_2, \\ \frac{d}{dt} P_{01}(t) = -P_{01}(t)(\lambda + v_2) + P_{11}(t)v_1 + P_{10}(t)v_1, \\ \frac{d}{dt} P_{10}(t) = P_{00}(t)\lambda - P_{10}(t)v_1 + P_{11}(t)v_2, \\ \frac{d}{dt} P_{11}(t) = P_{01}(t)\lambda - P_{11}(t)(v_1 + v_2). \end{array} \right. \quad (1.10)$$

Система (1.10) является уравнениями синтеза модели и решением уравнения (1.8). Решение данной системы позволяет синтезировать помехозащищенные режимы функционирования РЛ при произвольной стратегии воздействия системы противодействия. Таким образом, искомое решение системы (1.10) учитывает условия динамического изменения воздействия на ресурсы РЛ при заданной эффективности ее функционирования.

Решим систему (1.10) в частном случае при неизменной стратегии воздействия системы противодействия, то есть условия квазистационарности воздействия на заданном интервале наблюдения. В заданных ограничениях система (1.10) преобразуется к виду

$$\left\{ \begin{array}{l} -P_{00}(t)\lambda + P_{01}(t)v_2 = 0, \\ -P_{01}(t)(\lambda + v_2) + P_{11}(t)v_1 + P_{10}(t)v_1 = 0, \\ P_{00}(t)\lambda - P_{10}(t)v_1 + P_{11}(t)v_2 = 0, \\ P_{01}(t)\lambda - P_{11}(t)(v_1 + v_2) = 0. \end{array} \right. \quad (1.11)$$

Решим данную систему относительно вероятностей состояния подсистем модели РЛ:

$$\left\{ \begin{array}{l} P_{00} = \frac{v_1 v_2}{\lambda(\lambda + v_1 + v_2) + v_1 v_2}, \\ P_{10} = \frac{\lambda v_2 (\lambda + v_1 + v_2)}{(v_1 + v_2) [\lambda(\lambda + v_1 + v_2) + v_1 v_2]}, \\ P_{01} = \frac{v_1 \lambda}{\lambda(\lambda + v_1 + v_2) + v_1 v_2}, \\ P_{11} = \frac{v_1 \lambda}{(v_1 + v_2) [\lambda(\lambda + v_1 + v_2) + v_1 v_2]}. \end{array} \right. \quad (1.12)$$

Состояния, определяемые вероятностями (1.12), образуют полную группу событий. Предположим, что изменение стратегии воздействия системы противодействия будет идентифицировано и нейтрализовано при нахождении модели в состояниях A_{00} или A_{01} . Фактически данное условие означает, что подсистемы идентификации и нейтрализации характеризуются как системы с отказами. Тогда вероятность обслуживания вычислим как

$$P_{\text{обсл}} = P_{00} + P_{01} = \frac{v_1 (v_2 + \lambda)}{\lambda(\lambda + v_1 + v_2) + v_1 v_2}. \quad (1.13)$$

Выражение (1.13) является частным решением уравнения синтеза (1.8), определяющим требования к подсистемам идентификации и нейтрализации внешнего воздействия на ресурсы РЛ. Из анализа выражения (1.13) следуют следующие выводы: гарантировать выполнение требований к заданной эффективности функционирования комплекса радиосвязи при отсутствии подсистемы идентификации потока воздействия невозможно даже при наличии помехозащищенных режимов работы. Действительно, при заданных условиях $v_1 \rightarrow 0$, следовательно $P_{\text{обсл}} \rightarrow 0$. Это означает, что модель РЛ в заданных условиях не является адекватной внешним воздействиям.

Если возможности потока воздействия системы противодействия превосходят возможности подсистемы нейтрализации, то эффективность функционирования РЛ в большей степени определяется внешним воздействием. В настоящее время в большинстве современных комплексов радиосвязи реализуется один метод помехозащиты, заключающийся в ППРЧ, что не позволяет обеспечить требуемую степень помехозащиты.

Если вероятность нейтрализации воздействия системы противодействия является неудовлетворительной, необходимо вводить дополнительные ресурсы, изменять функциональную модель системы РЛ.

Вероятность нейтрализации угроз можно повысить использованием модели функционирования с очередями, параллельным обслуживанием, модульным построением обеспечивающей и защитной подсистем.

Покажем это на примере модульного построения модели. Модульное построение предполагает использование двух и более идентичных модулей. При использовании двух одинаковых модулей модель обеспечивающей и защитной подсистем будет иметь вид, показанный на рисунке 1.9.

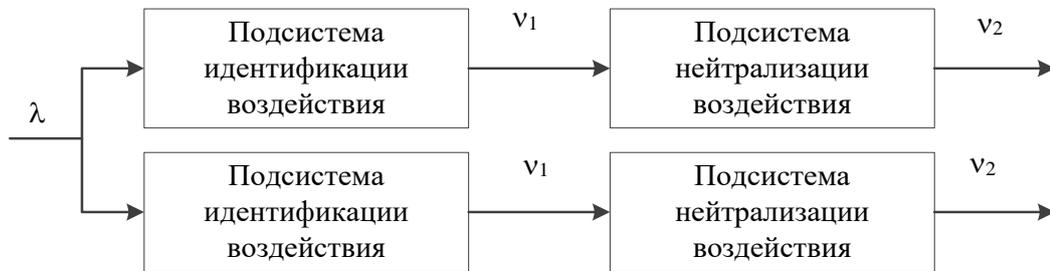


Рисунок 1.9 – Двухмодульная модель обеспечивающей и защитной подсистем

Для анализа функционирования модели на рисунке 1.9 предположим, что модули являются независимыми с параллельным обслуживанием. Тогда исходная модель преобразуется в модель на рисунке 1.9 при условии $\lambda = \lambda/2$. Выражение (1.13) будет иметь вид

$$P_{2\text{-х мод. обл}} = \frac{2v_1(2v_2 + \lambda)}{\lambda(\lambda + 2v_1 + 2v_2) + 4v_1v_2}. \quad (1.14)$$

В общем случае при наличии n модулей выражение (1.14) примет вид

$$P_{n \text{ мод. обл}} = \frac{nv_1(2v_2 + \lambda)}{\lambda(\lambda + nv_1 + nv_2) + n^2v_1v_2}. \quad (1.15)$$

Модульное построение модели РЛ обладает высокими потенциальными возможностями. При невозможности выполнения требований к нейтрализации угроз за счет увеличения количества модулей повышение

эффективности функционирования РЛ может быть достигнуто за счет других методов: усложнения алгоритма взаимодействия подсистем идентификации и нейтрализации воздействия, применения систем массового обслуживания, использования прогнозирования при нейтрализации угроз, комплексом вышеперечисленных мер.

Необходимо отметить, что система (1.11) может быть решена относительно значений интенсивности потоков. Полученные решения в данном случае определяют требования к вероятностям состояния модели РЛ.

1.5 Метод помехозащиты радиолиний при простейшем потоке воздействия на ее ресурсы

Определение стратегии управления ресурсами РЛ является нетривиальной задачей, требующей формализации для различных условий внешнего воздействия. Однако из анализа разработанных моделей РЛ в конфликтной ситуации следует важный вывод, основанный на том, что если совокупность элементарных методов системы противодействия образуют простейший поток, то и поток элементарных методов управления ресурсами РЛ также будет простейшим [41, 42].

При этом должны выполняться следующие условия:

- среднее число используемых элементарных методов управления за расчетный интервал времени не должно зависеть от конкретного временного интервала, а определяться только величиной данного временного интервала (свойство стационарности);

- в каждый текущий момент времени используется только один элементарный метод управления (свойство ординарности);

- количество элементарных методов управления за конкретный интервал времени не зависит от того, сколько элементарных методов используется на других интервалах (отсутствие последствия); на практике данное свойство означает отсутствие корреляционных связей между элементарными методами управления.

Для разработки стратегии управления ресурсами РЛ в данных условиях представим модель ее функционирования в виде непрерывной цепи Маркова. Тогда вероятности состояний определим с помощью коэффициентов использования элементарных методов управления. Представим их в виде

$$\alpha_i = \lim_{t \rightarrow \infty} \alpha_i(t), \quad (1.16)$$

где $i = 1, 2, \dots, m$.

Для выполнения условия (1.16) необходимо, чтобы все существенные состояния модели были связанными. Пример такого функционирования модели представлен на рисунке 1.10.

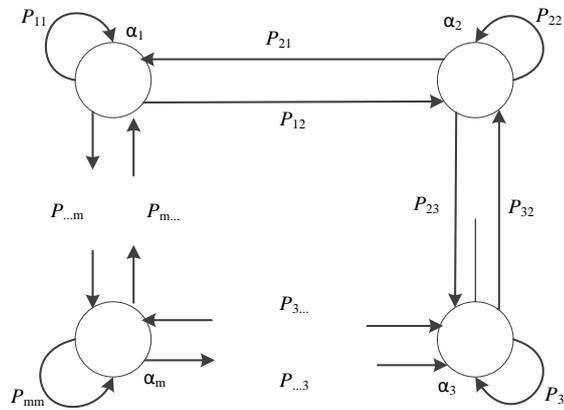


Рисунок 1.10 – Граф функционирования модели радиолинии для всех возможных состояний

Кружками на данном графе обозначены возможные (требуемые) состояния линии радиосвязи. Переходные вероятности $P_{11}, P_{12} \dots P_{mm}$ – вероятности перехода из одного состояния в другое ($i = 1 \dots m$).

Для описания функционирования системы на рисунке 1.10 воспользуемся уравнениями Колмогорова [41, 43].

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{da_1}{dt} = P_{11} \cdot a_1 + P_{12} \cdot a_2 + P_{m\dots} \cdot a_m - P_{21} \cdot a_1 - P_{\dots m} \cdot a_1 \\ \frac{da_2}{dt} = P_{22} \cdot a_2 + P_{21} \cdot a_1 + P_{32} \cdot a_3 - P_{12} \cdot a_2 - P_{23} \cdot a_2 \cdot \\ \dots \end{array} \right. \quad (1.17)$$

Для решения системы (1.17) необходимо задать переходные вероятности P_{ij} . При этом учтем, что при простейшем потоке воздействия

$$\begin{cases} \sum_{i=1}^m \alpha_i = 1 \\ \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^m P_{ij} = 1 \end{cases} . \quad (1.18)$$

В качестве примера рассмотрим функционирование модели РЛ при использовании трех элементарных методов управления. Граф функционирования РЛ представим в виде, показанном на рисунке 1.11.

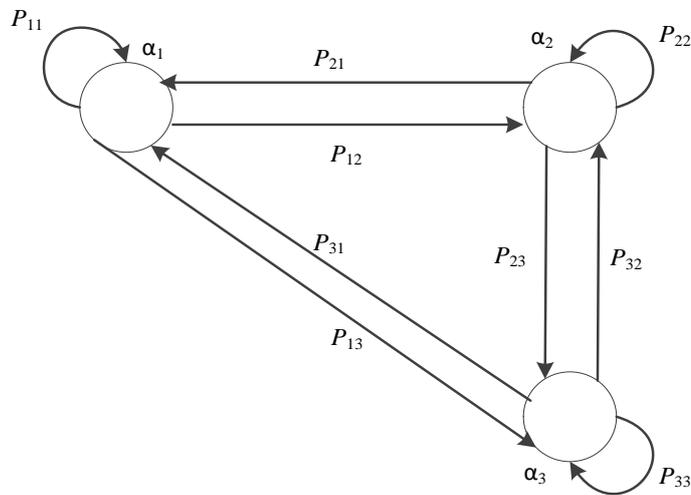


Рисунок 1.11 – Граф функционирования модели радиолинии для трех методов управления

Предположим, что $P_{11} = P_{12} = P_{21} = P_{22} = P_{23} = P_{32} = P_{33} = P_{31} = P_{13} = 1/9$. Результаты моделирования в [40] с использованием предложенной методики определяют, что любой из трех элементарных методов задается коэффициентом использования равным нулю, два других – $1/2$. Следовательно, один из методов может быть исключен из алгоритма функционирования РЛ.

При $P_{11} = P_{12} = P_{21} = P_{22} = P_{23} = P_{32} = P_{33} = P_{31} = P_{13} = 1/6$ получим аналогичный результат. Данный алгоритм исключает возможность перехода модели в одно и то же состояние за одну итерацию.

При $P_{11} = P_{22} = P_{33} = 0$; $P_{12} = 0,21$; $P_{21} = 0,34$; $P_{23} = 0,05$; $P_{32} = 0,05$; $P_{31} = 0,3$; $P_{13} = 0,051$, получаем $\alpha_1 = 0,55$; $\alpha_2 = 0,41$; $\alpha_3 = 0,04$.

Решение системы (1.18) может быть получено при заданных коэффициентах использования элементарных стратегий. При этом определяются переходные вероятности из одного состояния РЛ в другое.

Таким образом, на основе теории случайных процессов в [40] предложена модель помехозащиты РЛ при нестационарных параметрах внешнего воздействия, описываемого простейшим потоком. Достоинством данного метода является возможность управления функционированием модели РЛ на основе построения графа функционирования, недостатками – требование соблюдения ограничений по потоку воздействия элементарных методов управления и необходимости задания переходных вероятностей.

1.6 Метод помехозащиты радиолинии в условиях неопределенности стратегии воздействия

Предположим, что цели систем управления ресурсами РЛ и противодействия противоположны, причем выигрыш одной системы управления является проигрышем другой и наоборот.

Каждому элементарному методу управления РЛ соответствует элементарный метод управления системы противодействия, причем совокупность элементарных методов управления известна, а порядок ее применения неизвестен. Другими словами, неизвестна стратегия воздействия системы противодействия.

Будем полагать известными вектор эффективности функционирования РЛ в условиях непреднамеренного воздействия $P_{\text{нп}} = (P_{\text{нп} 1} \dots P_{\text{нп} m})$, а также вектор в условиях преднамеренного воздействия $P_{\text{пп}} = (P_{\text{пп} 1} \dots P_{\text{пп} m})$. Данные показатели могут быть определены на основе предложенных подходов к оценке показателей эффективности функционирования РЛ в конфликтной ситуации.

Тогда задачу управления ресурсами РЛ формализуем как определение значений вектора $A = (\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_m)$, при котором обеспечивается гарантированная эффективность функционирования РЛ. Аналогичную задачу можно решить относительно вектора $A = (\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_m)$ – вектора управления ресурсами системы противодействия.

С учетом введенных определений и ограничений эффективность функционирования РЛ при воздействии системы противодействия определим в виде

$$\Phi(P_{\text{пт}}, V_R', V_s) = \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^m \alpha_i \beta_j P_{ij}, \quad (1.19)$$

где P_{ij} – эффективность функционирования РЛ при применении i -го элементарного метода и воздействии j -го метода управления системой противодействия.

Формирование оптимальной стратегии управления функционированием РЛ определяется решением антагонистической матричной игры размером $m \times m$

$$\Gamma = \Phi(P_{\text{пт}}, V_R', V_s), \{V_R'\}, \{V_s\}, \quad (1.20)$$

в которой известны элементарные методы управления системы управления радиолинией V_R и системы противодействия V_s .

Оптимальная стратегия управления ресурсами РЛ определяется вектором коэффициентов $A = (\alpha_{1 \text{ опт}}, \alpha_{2 \text{ опт}}, \dots, \alpha_{m \text{ опт}})$, при котором достигается максимальное значение функционала:

$$V_{R \text{ опт}}' = (\alpha_{1 \text{ опт}}, \alpha_{2 \text{ опт}}, \dots, \alpha_{m \text{ опт}}) = \underset{\{V_R'\} \{V_s\}}{\text{Arg max min}} \Phi(P_{\text{пт}}, V_R', V_s). \quad (1.21)$$

Оптимальной стратегией воздействия системы противодействия V_s является формирование оптимальных значений вектора, которые минимизируют функционал:

$$V_{s \text{ опт}} = B_{\text{опт}} = (\beta_{1 \text{ опт}}, \beta_{2 \text{ опт}}, \dots, \beta_{m \text{ опт}}) = \underset{\{V_s\}\{V'_R\}}{\text{Arg min max}} (P_{\text{пп}}, V_s, V'_R). \quad (1.22)$$

Определим оптимальную стратегию комплекса противодействия – максимизировать функционал

$$F(\gamma) = \gamma_1 + \gamma_2 + \dots + \gamma_m \rightarrow \min_{\gamma} \quad (1.23)$$

при ограничениях

$$\begin{cases} \gamma_1 P_{1 \text{ пп}} + \gamma_2 P_{2 \text{ пп}} + \dots + \gamma_m P_{m \text{ пп}} \geq 1 \\ \gamma_1 P_{1 \text{ пп}} + \gamma_2 P_{2 \text{ пп}} + \dots + \gamma_m P_{m \text{ пп}} \geq 1, \\ \dots \\ \gamma_1 P_{1 \text{ пп}} + \gamma_2 P_{2 \text{ пп}} + \dots + \gamma_m P_{m \text{ пп}} \leq 1 \end{cases} \quad (1.24)$$

где $\gamma_1 = \beta_1/v$, $\gamma_2 = \beta_2/v$, ..., $\gamma_m = \beta_m/v$.

Решение игры вида (1.23) определяет гарантированное значение эффективности функционирования РЛ, а также вектор $A_{\text{опт}} = (\alpha_{1 \text{ опт}}, \alpha_{2 \text{ опт}}, \dots, \alpha_{m \text{ опт}})$ и вектор коэффициентов $B_{\text{опт}} = (\beta_{1 \text{ опт}}, \beta_{2 \text{ опт}}, \dots, \beta_{m \text{ опт}})$, характеризующие оптимальные стратегии управления противоборствующих сторон.

Если стратегия воздействия системы противодействия отличается от оптимальной, то эффективность функционирования радиолинией превышает гарантированное значение $Val(\Gamma)$ при оптимальной стратегии управления и наоборот, поэтому на практике важно строго реализовывать алгоритм управления ресурсами РЛ.

В качестве примера рассмотрим функционирование линии радиосвязи, эффективность функционирования определяется векторами:

$$P_{\text{пп}} = (0,71, 0,75, 0,69, 0,79, 0,81, 0,85, 0,82, 0,71, 0,92, 0,95) -$$

в условиях воздействия непреднамеренных помех и

$$P_{\text{пп}} = (0,41, 0,3, 0,34, 0,4, 0,65, 0,69, 0,67, 0,71, 0,73, 0,75) -$$

в условиях дополнительного воздействия системы противодействия.

Матрица игры имеет вид:

$V_{S_i} \backslash V_{R_i}$	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
1	0,41	0,71	0,71	0,71	0,71	0,71	0,71	0,71	0,71	0,71
2	0,75	0,3	0,75	0,75	0,75	0,75	0,75	0,75	0,75	0,75
3	0,69	0,69	0,34	0,69	0,69	0,69	0,69	0,69	0,69	0,69
4	0,79	0,79	0,79	0,4	0,79	0,79	0,79	0,79	0,79	0,79
5	0,81	0,81	0,81	0,81	0,65	0,81	0,81	0,81	0,81	0,81
6	0,85	0,85	0,85	0,85	0,85	0,69	0,85	0,85	0,85	0,85
7	0,82	0,82	0,82	0,82	0,82	0,82	0,82	0,82	0,82	0,82
8	0,87	0,87	0,87	0,87	0,87	0,87	0,87	0,71	0,87	0,87
9	0,92	0,92	0,92	0,92	0,92	0,92	0,92	0,92	0,73	0,92
10	0,95	0,95	0,95	0,95	0,95	0,95	0,95	0,95	0,95	0,75

Решением игры является $Val(\Gamma) = \Phi^*(P_{\text{пт}}, V_R', V_S) = 0,85$ при

$$A^* = A_{\text{пт}} = (0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 275, 0, 0, 275, 0, 231, 0, 22);$$

$$B^* = B_{\text{пт}} = (0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 08, 0, 0, 127, 0, 37, 0, 5).$$

При управлении частотно-временным ресурсом РЛ полученные решения характеризуют степень использования рабочих частот.

Предложенный метод является частным решением уравнения (1.8), полученным из обобщенной модели функционирования РЛ в конфликтной ситуации, в рамках заданных ограничений.

Достоинством метода является получение оптимального значения вектора управления ресурсами, определяющего максимальное значение эффективности функционирования РЛ, а недостатком – необходимость выполнения ограничений, связанных с использованием теории игр.

1.7 Метод помехозащиты радиолинии в условиях неизменной стратегии воздействия

Уточним функциональную модель РЛ в конфликтной ситуации следующими ограничениями. Допустим, радиолинии выделено m единиц ресурса, а в конкретный момент времени используется один элементарный метод управления ее ресурсами. На n единиц ресурса ($n = 1, 2, \dots, m$) осуществляется постоянное неизменное воздействие. Такая стратегия управления системой противодействия практически реализуется при невозможности точного определения параметров функционирования РЛ.

При этом будем считать заданным и известным противоборствующим сторонам вектор эффективности функционирования РЛ на m единицах ресурса с учетом воздействия преднамеренного воздействия (P_1^*, \dots, P_m^*) . Данные значения могут быть определены на основе предложенных в [40] подходов к оценке показателей эффективности функционирования РЛ в конфликтной ситуации.

Определим стратегию управления ресурсами радиолинии U_s , при которой обеспечивается оптимальное управление ее ресурсами.

В качестве критерия оптимизации при управлении радиолинией выберем обеспечение максимума показателя эффективности ее функционирования $\Phi(U_s) = P$. Тогда в условиях сделанных ограничений функционал $\Phi(U_s) = P$ представим в виде

$$\Phi(U_s) = P = a_1 \cdot P_1^* + a_2 \cdot P_2^* + \dots + a_m \cdot P_m^* (P_{\text{опт}} \leq P_{\text{опт доп}}). \quad (1.25)$$

Дополнительно введем ограничения (1.26) на значения коэффициентов вектора A , которые могут быть заданы исходя из требований к режимам РЛ в конфликтной ситуации. К таким ограничениям могут быть отнесены необходимость сохранения режима ППРЧ в РЛ, адаптивного режима функционирования и другие:

$$\begin{aligned} \alpha_i &\leq \alpha_{\max} \\ \alpha_i &\geq \alpha_{\min} \end{aligned} \quad (1.26)$$

Кроме того, в условиях введенных ограничений:

$$\sum_{i=1}^m \alpha_i = 1. \quad (1.27)$$

В качестве примера определим вектор управления ресурсами РЛ с управлением ее частотно-временным ресурсом. При этом вероятности радиосвязи на рабочих частотах составляют:

$$(0,41, 0,3, 0,34, 0,4, 0,81, 0,85, 0,82, 0,87, 0,92, 0,95)$$

на каждой частоте соответственно $\alpha_{\max} = 0,5$, $\alpha_{\min} = 0,01$.

Решением задачи управления частотно-временным ресурсом является вектор

$$A_{\text{опт}} = (0,01, 0,01, 0,01, 0,01, 0,01, 0,01, 0,01, 0,01, 0,01, 0,42, 0,5),$$

при котором $P^* = (P_{\text{ош}} \leq P_{\text{ош доп}}) = 0,91$.

При $\alpha_{\max} = 0,25$, $\alpha_{\min} = 0,01$ оптимальное значение вектора

$$A_{\text{опт}} = (0,01, 0,01, 0,01, 0,01, 0,01, 0,19, 0,01, 0,25, 0,25, 0,25),$$

а вероятность радиосвязи $P^* = (P_{\text{ош}} \leq P_{\text{ош доп}}) = 0,88$.

При $\alpha_{\max} = 0,5$, $\alpha_{\min} = 0,05$ –

$$A_{\text{опт}} = (0,05, 0,05, 0,05, 0,05, 0,05, 0,05, 0,05, 0,05, 0,01, 0,05),$$

$$P^* = (P_{\text{ош}} \leq P_{\text{ош доп}}) = 0,81.$$

Таким образом, введение ограничений на значения вектора A определяет эффективность функционирования РЛ.

Аналогичные результаты могут быть получены для РЛ с управлением частотно-временным ресурсом. Предложенный метод является частным решением уравнения (1.8), характеризующим модель функционирования РЛ в конфликтной ситуации.

Достоинством метода является получение оптимального значения вектора управления ресурсами, определяющего максимальное значение эффективности функционирования радиолинии, а недостатком – необходимость выполнения ограничений, связанных с использованием метода линейного программирования.

1.8 Оценка чувствительности и устойчивости функциональной модели радиолинии в конфликтной ситуации

Использование методов оптимального управления при разработке функциональных моделей РЛ, определяющих методы помехозащиты, предполагает получение экстремальных значений заданных параметров эффективности ее функционирования. Вместе с тем, неточность задания исходных данных, внешние воздействия с неопределенными параметрами могут привести к существенному нивелированию полученных результатов [44, 45]. Причем, чем больше отклонение вектора управления от оптимального значения, тем меньше значение показателей эффективности функционирования РЛ.

Для оценки эффективности методов помехозащиты, основанных на оптимальном управлении, в заданных ограничениях воспользуемся методами исследования операций. В этих целях проведем оценку их чувствительности и устойчивости. При этом под чувствительностью управления ресурсами РЛ будем понимать степень изменения эффективности ее функционирования при изменении параметров среды воздействия или неоднозначности исходных данных.

Вышеуказанные условия функционирования РЛ снижают достоинство функциональной модели РЛ; однако, исходя из критерия минимизации задействованных ресурсов, значение эффективности ее функционирования в этом случае может оказаться допустимым, поэтому добиваться экстремального значения показателя эффективности функционирования модели является нецелесообразным.

Оценку чувствительности проведем на основе подхода, основанного на определении интервала оптимальности критериального функционала [46]. Другими словами, оценим чувствительность критериального функционала $\Phi(P_{\text{нп}}, V_{R_i}')$ к недетерминированности исходных данных. В этом случае эффективность функционирования РЛ в условиях ограничений на применение оптимальных методов управления может быть определена в виде

$$\Phi(P_{\text{уп}}, V'_R) = \sum_{i=1}^m \alpha_i P_i, \quad (1.28)$$

где $P_{\text{уп}}$ – вектор эффективности элементарных методов управления; V'_R – функция управления; P_i – эффективность i -го метода управления ($i = 1, 2, \dots, m$), где m – количество элементарных методов); α_i – коэффициент использования i -го метода управления.

Тогда задача оценки чувствительности формализуется как оценка степени изменения критериального функционала $\Phi(P_{\text{уп}}, V'_{Ri})$ при изменении значений эффективностей элементарных методов управления $\Delta P_i = |P_{\text{заданное } i} - P_{\text{реальное } i}|$.

Для решения данной задачи из значений эффективности элементарных методов управления ресурсами РЛ построим вариационный ряд

$$P_1 = P_{\min} \leq \dots \leq P_{\max} = P_m. \quad (1.29)$$

При формировании оптимального значения вектора управления использовались методы линейного программирования. Исходя из анализа решения задачи линейного программирования, значение коэффициента использования элементарного метода управления радиолинией определяется эффективностью данного метода. Таким образом, чем выше эффективность элементарного метода управления ресурсами РЛ, тем выше значение коэффициента его использования (рисунок 1.12).

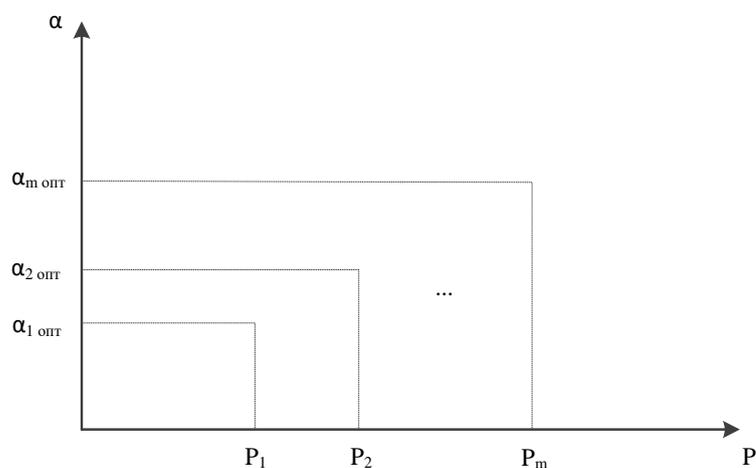


Рисунок 1.12 – Зависимость коэффициента использования метода элементарного управления от показателя эффективности его применения

Из анализа рисунка 1.12 следует, что стратегия управления ресурсами РЛ не будет отличаться от оптимальной, определяемой вектором использования элементарных методов управления радиолинией $A_{\text{опт}} = (\alpha_1^*, \alpha_2^*, \dots, \alpha_m^*)$, при условии, если отклонение реального значения его эффективности отличается от заданного не более чем на величину

$$\min \left\{ \Delta P_k = \frac{P_i - P_j}{2} \right\}, \quad (1.30)$$

где $i \neq j, i = 1, 2, \dots, m; j = 1, 2, \dots, m; k = 1, 2, \dots, k^*$, где k^* – число сочетаний из m элементов по 2: $k^* = C_m^2$.

Причем, чем больше значение P_i отличается от истинного при превышении $\min \left\{ \Delta P_k = \frac{P_i - P_j}{2} \right\}$, тем менее оптимальна стратегия управления ресурсами РЛ.

Для определения значения (1.30) составим вариационный ряд

$$\Delta P^{(1)} \leq \Delta P^{(2)} \leq \dots \leq \Delta P^{(k)}. \quad (1.31)$$

Далее построим гистограмму $\frac{\Phi(P_{\text{нп}}, V_R')}{\Phi_{\text{опт}}(P_{\text{нп}}, V_R')}$ для каждой градации

изменения значений ΔP_i . Полученная гистограмма будет характеризовать чувствительность функциональной модели радиолинии к изменению эффективности (неточности определения) элементарных методов управления.

В качестве примера оценки чувствительности функциональной модели РЛ предположим, что для формирования стратегии используются три элементарных метода управления. Реальные значения эффективности функционирования РЛ составляют $P_1 = 0,4, P_2 = 0,7, P_3 = 0,9$. Ограничения на значения коэффициентов использования элементарных методов: $\alpha_{\text{max}} = 0,5, \alpha_{\text{min}} = 0,1$. В этом случае оптимальное управление радиолинией определяется вектором $A^* = (0,1 \ 0,4 \ 0,5)$, при котором $\Phi(P_{\text{нп}}, V_R') = 0,77$.

Вариационный ряд вида (1.31) представим как

$$\Delta P^{(1)} = 1 \leq \Delta P^{(2)} = 1,5 \leq \Delta P^{(3)} = 2,5. \quad (1.32)$$

При значении $\Delta P \leq 0,1$ изменение оптимального вектора коэффициентов использования элементарных методов и значения функционала $\Phi(P_{\text{шт}}, V'_R)$ не происходит: $A = A_{\text{опт}} = (0,1, 0,4, 0,5)$, $\Phi(P_{\text{шт}}, V'_R) = 0,77$.

При $1 < \Delta P \leq 0,15$ вектор коэффициентов использования элементарных методов имеет вид $A = (0,1, 0,5, 0,4)$, $\Phi(P_{\text{шт}}, V'_R) = 0,75$. При $0,15 < \Delta P \leq 0,25$ $A = (0,4, 0,1, 0,5)$, $\Phi(P_{\text{шт}}, V'_R) = 0,65$. При $\Delta P > 0,25$ $A = (0,5, 0,1, 0,4)$, $\Phi(P_{\text{шт}}, V'_R) = 0,63$.

На рисунке 1.13 приведены результаты моделирования чувствительности функциональной модели РЛ для рассмотренных исходных данных.

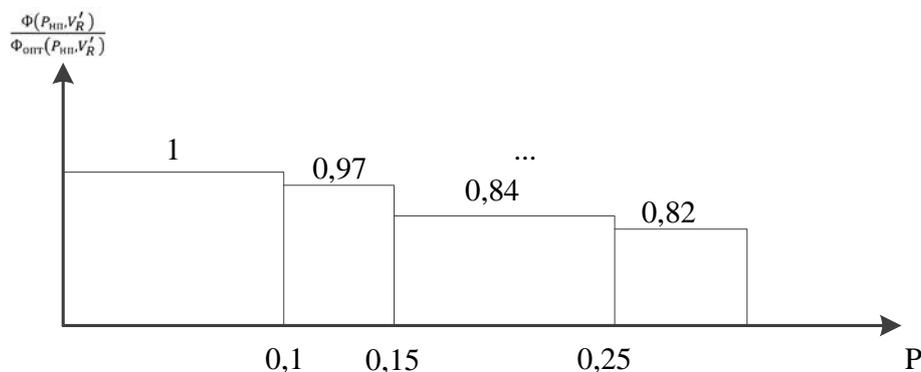


Рисунок 1.13 – Оценка чувствительности модели радиолинии

Из анализа результатов, представленных на рисунке 1.13, следует, что существует интервал ΔP , на котором стратегия управления РЛ не отличается от оптимальной. Чем больше величина абсолютной погрешности ΔP , тем меньше значение эффективности управления радиолинией.

Применение оптимальных методов управления ресурсами РЛ обуславливает необходимость учета сложности ее структурной модели, оцениваемой временем на реализацию принятия решения. Это, в первую

очередь, связано с тем, что эффективность управления определяется не только значениями вектора $A(t)$, но и временем, затрачиваемым на цикл управления.

Для учета данного фактора проведем оценку устойчивости модели РЛ. Под устойчивостью модели РЛ будем понимать зависимость эффективности ее функционирования (Φ) от времени реализации принятых решений. Обозначим длительность цикла управления ресурсами радиолинии – $\tau_{\text{ц}}^{(\text{РЛ})}$, а системы противодействия – $\tau_{\text{ц}}^{(\text{СП})}$. Будем полагать, что длительности циклов управления ресурсами РЛ и системы противодействия являются неизменными при реализации принятых решений.

В соответствии с подходом, предложенным в [40], устойчивость функциональных моделей РЛ определим как зависимость критериального функционала $\Phi(P_{\text{пп}}, V_R', V_s)$ от величины отношения

длительностей циклов управления $\frac{\tau_{\text{ц}}^{(\text{РЛ})}}{\tau_{\text{ц}}^{(\text{СП})}}$.

Для решения данной задачи предположим, что первоначально РЛ функционирует в условиях воздействия непреднамеренных помех, и проводится оценка стратегии управления ресурсами РЛ. При этом показатель эффективности функциональной модели РЛ составляет величину Φ_1 , которая определяется максимизацией функционала:

$$\Phi(P_{\text{пп}}, V_R') = \sum_{i=1}^m \alpha_i P_i \quad (1.33)$$

Система противодействия в течение длительности $\tau_{\text{ц}}^{(\text{СП})}$ на основе полученной информации формирует оптимальную стратегию управления $V_{s \text{ опт}}$, направленную на минимизацию представленного функционала. При этом эффективность функционирования РЛ снижается до величины

$$\Phi_2 = \text{Arg min max} (P_{\text{пп}}, V_s, V_R').$$

$$\{V_s\} \{V_R'\}$$

Система управления РЛ на основе имеющейся информации о воздействии $V_{s \text{ опт}}$ в течение длительности $\tau_{\text{ц}}^{(\text{РЛ})}$ формирует решение на управление, направленное на максимизацию выбранного функционала. При этом показатель эффективности функционирования РЛ принимает значение

$$\Phi_3 = \text{Arg max min} (P_{\text{пт}}, V_s, V_R').$$

$$\{V_R'\} \{V_s\}$$

Формируемое решение на функционирование радиолинии $V_{R \text{ опт}}$ получено в предположении использования оптимального решения противодействия $V_{s \text{ опт}}$. Любое изменение оптимального воздействия системы противодействия от $V_{s \text{ опт}}$ приведет к увеличению эффективности функционирования модели РЛ, поэтому будем полагать, что воздействие системы противодействия на интервале $\tau > \tau_{\text{ц}}^{(\text{РЛ})} + \tau_{\text{ц}}^{(\text{СП})}$ остается неизменным. Таким образом, оценку устойчивости функциональной модели РЛ проведем на интервале времени $T = \tau_{\text{ц}}^{(\text{РЛ})} + 2\tau_{\text{ц}}^{(\text{СП})}$. На рисунке 1.14 приведена гистограмма изменения эффективности функционирования РЛ.

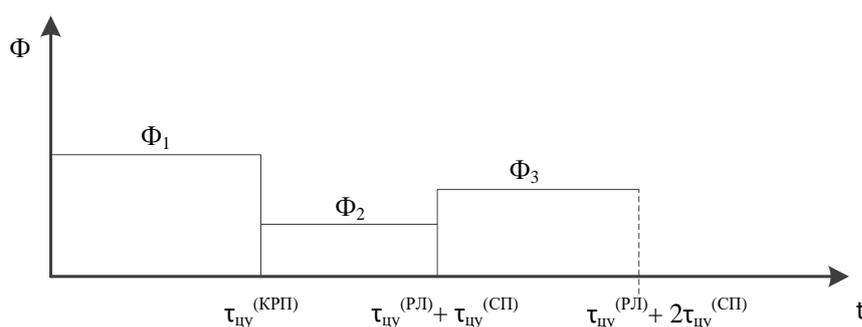


Рисунок 1.14 – Гистограмма изменения эффективности функционирования радиолинии

Эффективность функционирования РЛ на интервале T определим выражением

$$\Phi = \frac{\Phi_1 \tau_{\text{цy}}^{(\text{СП})} + \Phi_2 \tau_{\text{цy}}^{(\text{РЛ})} + \Phi_3 \tau_{\text{цy}}^{(\text{СП})}}{T}. \quad (1.34)$$

Окончательно выражение (1.34) представим в виде

$$\Phi = \frac{\Phi_1 + \Phi_2 \frac{\tau_{\text{цy}}^{(\text{РЛ})}}{\tau_{\text{цy}}^{(\text{СП})}} + \Phi_3}{2 + \frac{\tau_{\text{цy}}^{(\text{РЛ})}}{\tau_{\text{цy}}^{(\text{СП})}}}. \quad (1.35)$$

В качестве примера проанализируем устойчивость управления РЛ, эффективность функционирования которой в условиях воздействия непреднамеренных помех характеризуется вектором

$$P_{\text{нп}} = (0,71, 0,75, 0,69, 0,79, 0,81, 0,85, 0,82, 0,7, 0,92, 0,95),$$

а в условиях воздействия системы противодействия – вектором

$$P_{\text{п}} = (0,41, 0,3, 0,34, 0,4, 0,65, 0,69, 0,67, 0,71, 0,73, 0,75).$$

При отсутствии ограничений на значение вектора использования элементарных методов управления максимизация функционала

$\Phi(P_{\text{нп}}, V_R) = \sum_{i=1}^m \alpha_i P_i$, определим использование только десятого элементарного

метода управления. При этом $\Phi_1 = 0,95$. При дополнительном воздействии системы противодействия значение эффективности составит $\Phi_2 = 0,75$. При решении антагонистической матричной игры получим $\Phi_3 = 0,85$.

При значительном превышении цикла управления ресурсами РЛ времени цикла управления системы противодействия значение критериального функционала Φ незначительно зависит от стратегии управления радиолинией и определяется эффективностью воздействия системы противодействия: $\Phi \rightarrow \Phi_2 = 0,75$.

При отношении $\frac{\tau_{\text{цy}}^{(\text{РЛ})}}{\tau_{\text{цy}}^{(\text{СП})}} \leq 0,1$ эффективность функционирования модели РЛ

практически не зависит от стратегии системы противодействия.

Предложенный подход может быть использован для оценки устойчивости управления на различных этапах функционирования модели РЛ в конфликтной ситуации.

Таким образом, проведен анализ методов помехозащиты линий радиосвязи, определяющих максимальное требуемое значение показателей эффективности ее функционирования. Анализ предложенных подходов показывает, что для корректного использования аналитических методов, положенных в основу разработки, введены ограничения на функциональную модель РЛ.

Если данные ограничения неадекватны внешнему воздействию, то использование предложенных подходов приведет к уменьшению эффективности ее функционирования, особенно при оптимальном управлении ресурсами РЛ. В этом случае функциональные модели РЛ, определяющие методы ее помехозащиты, могут быть получены на основе решения уравнения синтеза (1.8) и системы уравнений (1.10).

В заключение отметим, что все решения, определяющие функциональную модель РЛ, должны удовлетворять критерию технической реализации. В противном случае они имеют теоретическую направленность и не являются моделью РЛ.

1.9 Выводы по главе 1

В главе представлены вероятностно-энергетические характеристики радиолинии при управлении ее ресурсами и выполнены оценка параметров рабочих частот для модели радиолинии в конфликтной ситуации и оценка чувствительности и устойчивости функциональной модели радиолинии в конфликтной ситуации. Также в главе проведен анализ существующих методов помехозащиты РЛ: при простейшем потоке воздействия на ее ресурсы, в условиях неопределенности стратегии воздействия системы противодействия, а также в условиях неизменной стратегии воздействия на ее ресурсы.

В результате проведенного анализа можно сделать вывод, что в настоящее время отсутствует продуктивный методический аппарат, позволяющий обеспечить требуемый уровень помехозащищенности РЛ в условиях динамической конфликтной среды.

2 Методы повышения помехозащищенности телекоммуникационных систем на основе помехоустойчивого и ортогонального кодирования

Рассмотрим основные методы повышения помехозащищенности телекоммуникационных систем за счет использования помехоустойчивых и предлагаемых в работе ортогональных кодов.

2.1 Фундаментальные понятия теории передачи информации

Клод Шеннон в работе 1948 г. «Математическая теория связи» [47] показал результаты исследований в области передачи информации, которые развились в два современных научных направления – теорию информации и теорию передачи информации. При этом теория информации определяет фундаментальные понятия, например, «количество информации», и применяется для решения разнообразных проблем различных разделов науки. Теория передачи информации отражает практическую сферу применения. С развитием теории передачи информации появилась задача поиска надежных методов кодирования и декодирования. Это привело к появлению нового раздела теории передачи информации – теории кодирования. В этой же работе К. Шеннона [47] были определены свойства количества информации и доказаны важные теоремы канального кодирования [48], в которых были представлены точные верхние границы скорости, с которой информация может быть надежно передана по каналам связи [18, 49].

До работы К. Шеннона [47] представление о том, что шум накладывает неизбежные ограничения на верность связи, было общепринятым [50]. Эти представления опровергло утверждение К. Шеннона о том, что наличие шума при передаче по каналу с заданной шириной полосы частот и конечной мощностью сигнала не ограничивает помехозащищенность, а ограничивает только скорость передачи. Скорость передачи информации должна быть меньше единственного параметра C , называемого пропускной способностью канала [47].

Пропускная способность канала определяется следующим образом: если число сообщений M как функция от длительности сигнала T возрастает достаточно медленно, так что $M < 2^{CT}$, то, выбирая T достаточно большим, можно получить сколь угодно высокую верность передачи. Другими словами, высокой верности передачи при этом неравенстве можно добиться, используя достаточно длинные помехоустойчивые коды [51]. Справедливо и обратное: К. Шеннон доказал, что надежная связь невозможна независимо от того, какие способы преобразования сигналов используются в передатчике и приемнике, если $M > 2^{CT}$.

В [50] показано, что пропускная способность C ограниченного по полосе канала с аддитивным белым гауссовским шумом (АБГШ) и шириной полосы пропускания W может быть выражена как

$$C = W \log_2 \left(1 + \frac{E}{N_0} \right) \text{ бит/сек}, \quad (2.1)$$

где E – средняя энергия сигнала над полосой пропускания на интервале $T = 1/W$, N_0 – полная энергия шума над полосой пропускания.

Начиная с работы Р. Хэмминга [52], было разработано множество схем для различных применений с целью достичь при приемлемой сложности реализации характеристик, близких к обещанным К. Шенноном.

С более подробными обзорами основных методов повышения помехозащищенности в космических и спутниковых системах связи можно ознакомиться в работах [18, 53-83].

2.2 Ортогональное кодирование как метод повышения помехозащищенности при минимальном уменьшении скорости кодирования

Недостатком известных методов повышения помехоустойчивости является то, что канал связи, как правило, заранее фиксирован. Таким образом, переходные вероятности выходных сигналов при заданных входных сигналах не менялись. Следовательно, кратность модуляции, применявшейся при

передаче сообщений, так же, как правило, не изменялась. Значит, характеристики канала не зависели от используемого способа помехоустойчивого кодирования.

В данном диссертационном исследовании предлагается в цифровых системах передачи сообщений наряду с помехоустойчивым кодированием использовать дополнительное ортогональное кодирование. Совместное использование обоих видов кодирования обеспечивает значительный энергетический выигрыш по сравнению с использованием только помехоустойчивых или только ортогональных кодов.

Уменьшение вероятности ошибки осуществляется за счет использования ортогонального кодирования. Оно является аналогом сверточного кодирования над полем рациональных чисел и практически не изменяет фиксированную скорость кодирования для различных случаев использования ортогональных кодов.

При этом применение ортогонального кодирования как дополнительного уровня обработки неизбежно приводит к увеличению числа позиций модуляции в системе передачи. Тем самым, по сути, изменяются параметры канала, и за счет этого получается энергетический выигрыш.

Ранее положительный технический результат был получен при использовании подобных преобразований в дискретных каналах с памятью [84], в частности, в марковских каналах [85], при построении сигнально-кодовых конструкций и применении сверточных кодов [17, 86, 87], в распределенных системах реального времени и встроенных системах [88-93], а также при решении задач кодового разделения каналов [94-99] и обработки изображений [99-104].

Для реализации ортогонального кодирования необходимо синтезировать квадратные матрицы специального вида, такие, чтобы их произведение давало единичную матрицу, умноженную на одночлен, определяющий корректирующие свойства ортогонального кода. Поиск таких пар кодирующей и декодирующей матриц раньше велся с использованием

комбинаторных методов, что позволило найти всего несколько примеров ортогональных кодов, которые использовались для оценки увеличения помехозащищенности телекоммуникационных систем [18, 98].

Поэтому появилась задача найти регулярный метод построения пар матриц для синтеза ортогональных кодов [18]. Кроме того, прежде в работах Е.Т. Мирончикова [105-107], А.А. Корниенко [106], А.В. Рабина [18, 105], М.В. Гофмана [106, 108] считалось, что разработка ортогонального кодирования на основе полиномиальных матриц с элементами степени больше единицы приводит к существенному увеличению количества выполняемых операций и, как следствие, сложности технической реализации. Результаты, полученные в данном диссертационном исследовании, опровергают указанную гипотезу.

Метод применения ортогонального кодирования основан на том, что сигналы передающей стороны могут быть выбраны произвольно. Рассмотрим различные виды двоичных сигналов и выберем из них такие, которые обеспечивают максимальный энергетический выигрыш. Удовлетворяющими данному требованию являются противоположные сигналы $\{+1, -1\}$ [49].

При использовании противоположных сигналов и ортогонального кодирования совместно с различными видами модуляции возникает задача согласования символов ортогональных кодов с соответствующим видом модуляции. Число позиций модуляции зависит от вида кодирующей матрицы, используемой для построения ортогонального кода. Процедура согласования символов ортогональных кодов на примере ОФМ высокой кратности представлена в параграфе 3.3 диссертации.

Под входной (информационной) последовательностью сверточного кодера со скоростью $r = k/n$ (скорость $r = 1$ называется максимально возможной скоростью кодирования) будем понимать $u = \dots u_{-1}, u_0, u_1, u_2, \dots$, где $u_i = u_i^{(1)}, u_i^{(2)}, \dots, u_i^{(k)}$ [109]. Под выходной (кодовой) последовательностью

сверточного кодера будем понимать $v = \dots v_{-1}, v_0, v_1, v_2, \dots$, где $v_i = v_i^{(1)}, v_i^{(2)}, \dots, v_i^{(n)}$ [109].

Каждая из этих последовательностей может начинаться в определенный момент времени. Информационную и кодовую последовательности часто удобно выражать в терминах оператора задержки D (D -преобразования):

$$\begin{aligned} u(D) &= \dots u_{-1}D^{-1} + u_0 + u_1D + u_2D^2 + \dots \\ v(D) &= \dots v_{-1}D^{-1} + v_0 + v_1D + v_2D^2 + \dots \end{aligned}$$

В дальнейшем не будем различать последовательность и ее D -преобразование [110].

2.3 Метод синтеза кодирующих и декодирующих матриц для реализации ортогонального кодирования

Ортогональное кодирование как частный случай сверточного кодирования задается матрицами, элементами которых являются полиномы от формальной переменной задержки D с целыми коэффициентами. Кодовые слова получаются умножением входного информационного вектора на кодирующую матрицу. Обозначим ее как $G(D)$. На приемной стороне системы связи осуществляется декодирование, которое сводится к умножению на декодирующую матрицу. Обозначим ее как $H(D)$.

Требуется, чтобы эти матрицы удовлетворяли условию

$$G(D) \cdot H(D) = \rho \cdot D^i \cdot I, \quad (2.2)$$

где I – единичная матрица. Такой вид правой части равенства (2.2) важен для реализации ортогонального кодирования. Множитель $\rho \cdot D^i$ определяет корректирующие свойства ортогонального кода и показывает, что амплитуда входного сигнала увеличивается в ρ раз, а задержка в получении символов на приемной стороне составляет i тактов. D^0 соответствует текущему моменту времени, D соответствует задержке на один такт, D^2 соответствует задержке на два такта и так далее.

Предложим следующий метод синтеза декодирующих и кодирующих матриц для формирования кодовых последовательностей, обеспечивающих реализацию ортогонального кодирования.

Вначале выберем декодирующую матрицу $H(D)$, которая используется для определения кодирующей матрицы $G(D)$ и числа ρ , входящих в равенство (2.2). Коэффициенты в элементах-полиномах матрицы $H(D)$ равны 0 и ± 1 . В этом случае значения ошибок, имеющих на выходе демодулятора, при декодировании не увеличиваются по абсолютной величине. Затем находим матрицу $H^{-1}(D)$. Кодирующая матрица $G(D)$ получается умножением матрицы $H^{-1}(D)$ на наименьшее общее кратное знаменателей элементов матрицы $H^{-1}(D)$.

В данной работе предлагается декодирующая матрица $H(D)$ специальной структуры. Синтез матрицы $H(D)$ порядка ξ выполняется следующим образом:

Шаг 1. Присвоим первым $z = 2\xi$ элементам главной диагонали значения $1+D^i$, $z \leq \xi$. Четное число z назовем глубиной матрицы;

Шаг 2. Остальным элементам на главной диагонали присвоим значения 1;

Шаг 3. Вне главной диагонали элементы принимают следующие значения: элементы нечетных строк справа и нечетных столбцов вниз от главной диагонали равны $1-D^i$; элементы четных строк справа и четных столбцов вниз от главной диагонали равны $1+D^i$.

Таким образом, декодирующая матрица $H(D)$ порядка ξ при четном ξ имеет вид

$$H(D) = \begin{pmatrix} 1+D^i & 1-D^i & \dots & 1-D^i & 1-D^i & 1-D^i & 1-D^i & 1-D^i & 1-D^i & \dots & 1-D^i & 1-D^i & 1-D^i & 1-D^i \\ 1-D^i & 1+D^i & \dots & 1+D^i & 1+D^i & 1+D^i & 1+D^i & 1+D^i & 1+D^i & \dots & 1+D^i & 1+D^i & 1+D^i & 1+D^i \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1-D^i & 1+D^i & \dots & 1+D^i & 1-D^i & 1-D^i & 1-D^i & 1-D^i & 1-D^i & \dots & 1-D^i & 1-D^i & 1-D^i & 1-D^i \\ 1-D^i & 1+D^i & \dots & 1-D^i & 1+D^i & 1+D^i & 1+D^i & 1+D^i & 1+D^i & \dots & 1+D^i & 1+D^i & 1+D^i & 1+D^i \\ 1-D^i & 1+D^i & \dots & 1-D^i & 1+D^i & 1 & 1-D^i & 1-D^i & 1-D^i & \dots & 1-D^i & 1-D^i & 1-D^i & 1-D^i \\ 1-D^i & 1+D^i & \dots & 1-D^i & 1+D^i & 1-D^i & 1 & 1+D^i & \dots & 1+D^i & 1+D^i & 1+D^i & 1+D^i & 1+D^i \\ 1-D^i & 1+D^i & \dots & 1-D^i & 1+D^i & 1-D^i & 1+D^i & 1 & \dots & 1-D^i & 1-D^i & 1-D^i & 1-D^i & 1-D^i \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1-D^i & 1+D^i & \dots & 1-D^i & 1+D^i & 1-D^i & 1+D^i & 1-D^i & \dots & 1 & 1-D^i & 1-D^i & 1-D^i & 1-D^i \\ 1-D^i & 1+D^i & \dots & 1-D^i & 1+D^i & 1-D^i & 1+D^i & 1-D^i & \dots & 1-D^i & 1 & 1+D^i & 1+D^i & 1+D^i \\ 1-D^i & 1+D^i & \dots & 1-D^i & 1+D^i & 1-D^i & 1+D^i & 1-D^i & \dots & 1-D^i & 1+D^i & 1 & 1-D^i & 1-D^i \\ 1-D^i & 1+D^i & \dots & 1-D^i & 1+D^i & 1-D^i & 1+D^i & 1-D^i & \dots & 1-D^i & 1+D^i & 1-D^i & 1-D^i & 1 \end{pmatrix}. \quad (2.3)$$

Если ξ – нечетное, то матрица $H(D)$ имеет вид

$$H(D) = \begin{pmatrix} 1+D^i & 1-D^i & \dots & 1-D^i & 1-D^i & 1-D^i & 1-D^i & 1-D^i & 1-D^i & \dots & 1-D^i & 1-D^i & 1-D^i & 1-D^i \\ 1-D^i & 1+D^i & \dots & 1+D^i & 1+D^i & 1+D^i & 1+D^i & 1+D^i & 1+D^i & \dots & 1+D^i & 1+D^i & 1+D^i & 1+D^i \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1-D^i & 1+D^i & \dots & 1+D^i & 1-D^i & 1-D^i & 1-D^i & 1-D^i & 1-D^i & \dots & 1-D^i & 1-D^i & 1-D^i & 1-D^i \\ 1-D^i & 1+D^i & \dots & 1-D^i & 1+D^i & 1+D^i & 1+D^i & 1+D^i & 1+D^i & \dots & 1+D^i & 1+D^i & 1+D^i & 1+D^i \\ 1-D^i & 1+D^i & \dots & 1-D^i & 1+D^i & 1 & 1-D^i & 1-D^i & 1-D^i & \dots & 1-D^i & 1-D^i & 1-D^i & 1-D^i \\ 1-D^i & 1+D^i & \dots & 1-D^i & 1+D^i & 1-D^i & 1 & 1+D^i & \dots & 1+D^i & 1+D^i & 1+D^i & 1+D^i & 1+D^i \\ 1-D^i & 1+D^i & \dots & 1-D^i & 1+D^i & 1-D^i & 1+D^i & 1 & \dots & 1-D^i & 1-D^i & 1-D^i & 1-D^i & 1-D^i \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1-D^i & 1+D^i & \dots & 1-D^i & 1+D^i & 1-D^i & 1+D^i & 1-D^i & \dots & 1 & 1+D^i & 1+D^i & 1+D^i & 1+D^i \\ 1-D^i & 1+D^i & \dots & 1-D^i & 1+D^i & 1-D^i & 1+D^i & 1-D^i & \dots & 1+D^i & 1 & 1-D^i & 1-D^i & 1-D^i \\ 1-D^i & 1+D^i & \dots & 1-D^i & 1+D^i & 1-D^i & 1+D^i & 1-D^i & \dots & 1+D^i & 1-D^i & 1 & 1+D^i & 1+D^i \\ 1-D^i & 1+D^i & \dots & 1-D^i & 1+D^i & 1-D^i & 1+D^i & 1-D^i & \dots & 1+D^i & 1-D^i & 1+D^i & 1+D^i & 1 \end{pmatrix}. \quad (2.4)$$

Например, декодирующая матрица порядка 4 глубины 2 на основе многочленов второй степени выглядит следующим образом:

$$H(D) = \begin{pmatrix} 1+D^2 & 1-D^2 & 1-D^2 & 1-D^2 \\ 1-D^2 & 1+D^2 & 1+D^2 & 1+D^2 \\ 1-D^2 & 1+D^2 & 1 & 1-D^2 \\ 1-D^2 & 1+D^2 & 1-D^2 & 1 \end{pmatrix}.$$

Найдем обратную ей матрицу $H^{-1}(D)$:

$$H^{-1}(D) = \begin{pmatrix} \frac{1+D^2}{4D^2} & \frac{-1+D^2}{4D^2} & 0 & 0 \\ \frac{-1+D^2}{4D^2} & \frac{-5+3D^2}{12D^2} & \frac{1}{3D^2} & \frac{1}{3D^2} \\ 0 & \frac{1}{3D^2} & \frac{1}{3D^2} & \frac{-2}{3D^2} \\ 0 & \frac{1}{3D^2} & \frac{-2}{3D^2} & \frac{1}{3D^2} \end{pmatrix}.$$

Умножим каждый элемент матрицы $H^{-1}(D)$ на наименьшее общее кратное знаменателей элементов матрицы – на $12D^2$. Получим кодирующую матрицу $G(D)$

$$G(D) = \begin{pmatrix} 3+3D^2 & -3+3D^2 & 0 & 0 \\ -3+3D^2 & -5+3D^2 & 4 & 4 \\ 0 & 4 & 4 & -8 \\ 0 & 4 & -8 & 4 \end{pmatrix}.$$

При умножении кодирующей матрицы $G(D)$ на декодирующую матрицу $H(D)$ получим

$$G(D) \cdot H(D) = \begin{pmatrix} 12D^2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 12D^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 12D^2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 12D^2 \end{pmatrix}.$$

В таблице 2.1 приведены основные параметры некоторых матриц, построенных описанным способом [111-114].

Таблица 2.1 – Основные параметры кодирующих и декодирующих матриц

$H[\xi, z]$	$G(D) \cdot H(D)$	$H[\xi, z]$	$G(D) \cdot H(D)$	$H[\xi, z]$	$G(D) \cdot H(D)$
2, 2	$4D^i$	7, 2	$164D^i$	12, 6	$396D^i$
3, 2	$4D^i$	7, 4	$28D^i$	12, 8	$68D^i$
4, 2	$12D^i$	7, 6	$4D^i$	12, 10	$12D^i$
4, 4	$4D^i$	8, 2	$396D^i$	12, 12	$4D^i$
5, 2	$28D^i$	8, 4	$68D^i$	16, 2	$456972D^i$
5, 4	$4D^i$	8, 6	$12D^i$	16, 4	$78404D^i$
6, 2	$68D^i$	8, 8	$4D^i$	16, 8	$2308D^i$
6, 4	$12D^i$	12, 2	$13452D^i$	16, 12	$68D^i$
6, 6	$4D^i$	12, 4	$2308D^i$	16, 16	$4D^i$

В данной таблице в первом, третьем и пятом столбцах первый элемент – порядок матрицы $H(D)$, второй элемент – глубина матрицы $H(D)$. Во втором, четвертом и шестом столбцах приведены элементы, которые стоят на главной диагонали в матрице, полученной в результате умножения $G(D)$ на $H(D)$.

2.4 Основные свойства кодирующих и декодирующих матриц ортогональных кодов

Рассмотрим свойства кодирующих и декодирующих матриц ортогональных кодов.

В [18, 115] приводится доказательство теоремы о том, что всякая полиномиальная матрица эквивалентна некоторой канонической матрице.

Докажем следующую теорему.

Теорема 2.1. Пусть $H(D)$ – ненулевая полиномиальная матрица вида (2.3) порядка ξ , ξ – четное, $\xi \geq 2$. Тогда матрица $H(D)$ эквивалентна канонической матрице $H_{\text{кан}}(D)$ вида

$$H_{\text{кан}}(D) = \begin{pmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & D^i & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & D^i & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & D^i \end{pmatrix}.$$

Доказательство. Матрица $H(D)$ порядка ξ имеет вид

$$H(D) = \begin{pmatrix} 1+D^i & 1-D^i & \dots & 1-D^i & 1-D^i & 1-D^i & 1-D^i & 1-D^i & \dots & 1-D^i & 1-D^i & 1-D^i & 1-D^i \\ 1-D^i & 1+D^i & \dots & 1+D^i & 1+D^i & 1+D^i & 1+D^i & 1+D^i & \dots & 1+D^i & 1+D^i & 1+D^i & 1+D^i \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1-D^i & 1+D^i & \dots & 1+D^i & 1-D^i & 1-D^i & 1-D^i & 1-D^i & \dots & 1-D^i & 1-D^i & 1-D^i & 1-D^i \\ 1-D^i & 1+D^i & \dots & 1-D^i & 1+D^i & 1+D^i & 1+D^i & 1+D^i & \dots & 1+D^i & 1+D^i & 1+D^i & 1+D^i \\ 1-D^i & 1+D^i & \dots & 1-D^i & 1+D^i & 1 & 1-D^i & 1-D^i & \dots & 1-D^i & 1-D^i & 1-D^i & 1-D^i \\ 1-D^i & 1+D^i & \dots & 1-D^i & 1+D^i & 1-D^i & 1 & 1+D^i & \dots & 1+D^i & 1+D^i & 1+D^i & 1+D^i \\ 1-D^i & 1+D^i & \dots & 1-D^i & 1+D^i & 1-D^i & 1+D^i & 1 & \dots & 1-D^i & 1-D^i & 1-D^i & 1-D^i \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1-D^i & 1+D^i & \dots & 1-D^i & 1+D^i & 1-D^i & 1+D^i & 1-D^i & \dots & 1 & 1+D^i & 1+D^i & 1+D^i \\ 1-D^i & 1+D^i & \dots & 1-D^i & 1+D^i & 1-D^i & 1+D^i & 1-D^i & \dots & 1+D^i & 1 & 1-D^i & 1-D^i \\ 1-D^i & 1+D^i & \dots & 1-D^i & 1+D^i & 1-D^i & 1+D^i & 1-D^i & \dots & 1+D^i & 1-D^i & 1 & 1+D^i \\ 1-D^i & 1+D^i & \dots & 1-D^i & 1+D^i & 1-D^i & 1+D^i & 1-D^i & \dots & 1+D^i & 1-D^i & 1+D^i & 1 \end{pmatrix}.$$

Согласно (2.3), первые $z = 2\xi$ элементов главной диагонали имеют значения $1+D^i$, $z \leq \xi$. Четное число z называется глубиной матрицы $H(D)$ [110].

Вычтем из ξ -го столбца матрицы $H(D)$ $(\xi-1)$ -ый столбец, а затем из ξ -ой строки матрицы $H(D)$ $(\xi-1)$ -ую строку. Получим матрицу $H'(D)$, эквивалентную матрице $H(D)$. Матрица $H'(D)$ будет иметь вид

$$H'(D) = \begin{pmatrix} 1+D^i & 1-D^i & \dots & 1-D^i & 1-D^i & 1-D^i & 1-D^i & 1-D^i & 1-D^i & \dots & 1-D^i & 1-D^i & 1-D^i & 0 \\ 1-D^i & 1+D^i & \dots & 1+D^i & 1+D^i & 1+D^i & 1+D^i & 1+D^i & 1+D^i & \dots & 1+D^i & 1+D^i & 1+D^i & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1-D^i & 1+D^i & \dots & 1+D^i & 1-D^i & 1-D^i & 1-D^i & 1-D^i & 1-D^i & \dots & 1-D^i & 1-D^i & 1-D^i & 0 \\ 1-D^i & 1+D^i & \dots & 1-D^i & 1+D^i & 1+D^i & 1+D^i & 1+D^i & 1+D^i & \dots & 1+D^i & 1+D^i & 1+D^i & 0 \\ 1-D^i & 1+D^i & \dots & 1-D^i & 1+D^i & 1 & 1-D^i & 1-D^i & 1-D^i & \dots & 1-D^i & 1-D^i & 1-D^i & 0 \\ 1-D^i & 1+D^i & \dots & 1-D^i & 1+D^i & 1-D^i & 1 & 1+D^i & 1+D^i & \dots & 1+D^i & 1+D^i & 1+D^i & 0 \\ 1-D^i & 1+D^i & \dots & 1-D^i & 1+D^i & 1-D^i & 1+D^i & 1 & 1+D^i & \dots & 1-D^i & 1-D^i & 1-D^i & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1-D^i & 1+D^i & \dots & 1-D^i & 1+D^i & 1-D^i & 1+D^i & 1-D^i & 1-D^i & \dots & 1 & 1-D^i & 1-D^i & 0 \\ 1-D^i & 1+D^i & \dots & 1-D^i & 1+D^i & 1-D^i & 1+D^i & 1-D^i & 1-D^i & \dots & 1-D^i & 1 & 1+D^i & 0 \\ 1-D^i & 1+D^i & \dots & 1-D^i & 1+D^i & 1-D^i & 1+D^i & 1-D^i & 1-D^i & \dots & 1-D^i & 1+D^i & 1 & -D^i \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & -D^i & 2D \end{pmatrix}.$$

Теперь вычтем из $(\xi-1)$ -го столбца матрицы $H'(D)$ $(\xi-2)$ -ый столбец, а затем из $(\xi-1)$ -ой строки матрицы $H'(D)$ $(\xi-2)$ -ую строку. Получим матрицу $H''(D)$, эквивалентную матрице $H'(D)$. Матрица $H''(D)$ будет иметь вид

$$H''(D) = \begin{pmatrix} 1+D^i & 1-D^i & \dots & 1-D^i & 1-D^i & 1-D^i & 1-D^i & 1-D^i & 1-D^i & \dots & 1-D^i & 1-D^i & 0 & 0 \\ 1-D^i & 1+D^i & \dots & 1+D^i & 1+D^i & 1+D^i & 1+D^i & 1+D^i & 1+D^i & \dots & 1+D^i & 1+D^i & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1-D^i & 1+D^i & \dots & 1+D^i & 1-D^i & 1-D^i & 1-D^i & 1-D^i & 1-D^i & \dots & 1-D^i & 1-D^i & 0 & 0 \\ 1-D^i & 1+D^i & \dots & 1-D^i & 1+D^i & 1+D^i & 1+D^i & 1+D^i & 1+D^i & \dots & 1+D^i & 1+D^i & 0 & 0 \\ 1-D^i & 1+D^i & \dots & 1-D^i & 1+D^i & 1 & 1-D^i & 1-D^i & 1-D^i & \dots & 1-D^i & 1-D^i & 0 & 0 \\ 1-D^i & 1+D^i & \dots & 1-D^i & 1+D^i & 1-D^i & 1 & 1+D^i & 1+D^i & \dots & 1+D^i & 1+D^i & 0 & 0 \\ 1-D^i & 1+D^i & \dots & 1-D^i & 1+D^i & 1-D^i & 1+D^i & 1 & 1+D^i & \dots & 1-D^i & 1-D^i & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1-D^i & 1+D^i & \dots & 1-D^i & 1+D^i & 1-D^i & 1+D^i & 1-D^i & 1-D^i & \dots & 1 & 1-D^i & 0 & 0 \\ 1-D^i & 1+D^i & \dots & 1-D^i & 1+D^i & 1-D^i & 1+D^i & 1-D^i & 1-D^i & \dots & 1-D^i & 1 & D^i & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & D^i & -2D^i & -D^i \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & -D^i & 2D \end{pmatrix}.$$

Исходя из структуры исходной матрицы $H(D)$, выполнив указанную выше пару элементарных преобразований $(\xi-z-1)$ раз, получим матрицу $H^{(\xi-z-1)}(D)$, эквивалентную матрице $H(D)$. Матрица $H^{(\xi-z-1)}(D)$ будет иметь вид

$$H^{(\xi-z-1)}(D) = \begin{pmatrix} 1+D^i & 1-D^i & \dots & 1-D^i & 1-D^i & 1-D^i & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1-D^i & 1+D^i & \dots & 1+D^i & 1+D^i & 1+D^i & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1-D^i & 1+D^i & \dots & 1+D^i & 1-D^i & 1-D^i & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1-D^i & 1+D^i & \dots & 1-D^i & 1+D^i & 1+D^i & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1-D^i & 1+D^i & \dots & 1-D^i & 1+D^i & 1 & -D^i & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & -D^i & -2D^i & D^i & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & D^i & -2D^i & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & -2D^i & -D^i & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & -D^i & 2D^i & D^i & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & D^i & -2D^i & -D^i \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & -D^i & 2D^i \end{pmatrix}.$$

Выполнив еще раз указанную выше пару элементарных преобразований, получим матрицу $H^{(\xi-z)}(D)$, эквивалентную матрице $H^{(\xi-z-1)}(D)$ и, следовательно, эквивалентную матрице $H(D)$. Матрица $H^{(\xi-z)}(D)$ будет иметь вид

$$H^{(\xi-z)}(D) = \begin{pmatrix} 1+D^i & 1-D^i & \dots & 1-D^i & 1-D^i & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1-D^i & 1+D^i & \dots & 1+D^i & 1+D^i & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1-D^i & 1+D^i & \dots & 1+D^i & 1-D^i & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1-D^i & 1+D^i & \dots & 1-D^i & 1+D^i & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & -D^i & -D^i & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & -D^i & 2D^i & D^i & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & D^i & -2D^i & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & -2D^i & -D^i & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & -D^i & 2D^i & D^i & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & D^i & -2D^i & -D^i \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & -D^i & 2D^i \end{pmatrix}.$$

В матрице $H^{(\xi-z)}(D)$ можно выделить матрицу в левом верхнем углу порядка z и матрицу в правом нижнем углу порядка $(\xi-z)$. Обозначим матрицу в левом верхнем углу матрицы $H^{(\xi-z)}(D)$ как $H_1(D)$, а матрицу в правом нижнем углу матрицы $H^{(\xi-z)}(D)$ как $H_2(D)$. Приведем каждую из них к каноническому виду.

После проведения над строками и столбцами матрицы $H_1(D)$ элементарных преобразований увидим, что матрица $H_1(D)$ будет эквивалентна канонической матрице $H_1^{\text{кан}}(D)$ вида

$$H_1^{\text{кан}}(D) = \begin{pmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & D^i & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & D^i & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & D^i \end{pmatrix}.$$

Рассмотрим матрицу $H_2(D)$. Вынесем множитель D^i за знак матрицы. Получим:

$$H_2(D) = D \cdot H'(D).$$

Матрица $H'(D)$ будет иметь вид

$$H'(D) = \begin{pmatrix} -1 & -1 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 2 & 1 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -2 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & -2 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & -1 & 2 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 1 & -2 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & -1 & 2 \end{pmatrix}.$$

Матрица $H_2(D)$ эквивалентна канонической матрице $H_2^{\text{кан}}(D)$ вида

$$H_2^{\text{кан}}(D) = \begin{pmatrix} D^i & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & D^i & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & D^i & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & D^i \end{pmatrix}.$$

Следовательно, исходная матрица $H(D)$ эквивалентна канонической матрице $H_{\text{кан}}(D)$ вида

$$H_{\text{кан}}(D) = \begin{pmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & D^i & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & D^i & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & D^i \end{pmatrix}.$$

Теорема доказана.

Следствие. Пусть $H(D)$ – ненулевая полиномиальная матрица вида (2.4) порядка ξ , ξ – нечетное, $\xi > 2$. Тогда матрица $H(D)$ эквивалентна канонической матрице $H_{\text{кан}}(D)$ вида

$$H_{\text{кан}}(D) = \begin{pmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & D^i & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & D^i & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & D^i \end{pmatrix}.$$

Доказательство аналогично доказательству теоремы 2.1.

Именно выявленная структура матрицы $H(D)$ позволяет относительно просто реализовать обращение матриц, объясняя конструктивность метода синтеза.

2.5 Класс ортогональных кодов, обеспечивающих повышение помехозащищенности телекоммуникационных систем

На основе синтезированных кодирующих матриц построен *класс ортогональных кодов, обеспечивающих повышение помехозащищенности сигналов, передаваемых по каналам телекоммуникационных систем.*

В таблице 2.2 приведены основные характеристики ортогональных кодов на основе матриц, синтезированных по методу, описанному в параграфе 2.3. Как правило, для реализации ортогонального кодирования приходится использовать виды модуляции с большим числом позиций, определяемым как удвоенная максимальная сумма абсолютных значений одного столбца кодирующей матрицы $G(D)$ плюс 1. По сравнению с таблицей 2.1 в таблице

2.2 не рассматриваются коды с очень большим числом позиций модуляции (превышающим 2^6), техническая реализация которых затруднительна.

Таблица 2.2 – Основные характеристики некоторых ортогональных кодов на основе синтезированных матриц

$H[\xi, z]$	$G(D) \times H(D)$	Число позиций модуляции	Макс. число ошибок на $(i+1)\xi$ бит	$H[\xi, z]$	$G(D) \times H(D)$	Число позиций модуляции	Макс. число ошибок на $(i+1)\xi$ бит
2, 2	$4D^i$	9	1	6, 6	$4D^i$	25	1
3, 2	$4D^i$	21	1	7, 6	$4D^i$	25	1
4, 2	$12D^i$	45	5	8, 8	$4D^i$	25	1
4, 4	$4D^i$	21	1	12, 12	$4D^i$	25	1
5, 4	$4D^i$	25	1	16, 16	$4D^i$	25	1

В п. 2.3 показано, что кодирующая матрица $G(D)$ получается умножением матрицы $H^{-1}(D)$ на наименьшее общее кратное знаменателей элементов матрицы $H^{-1}(D)$. Исходя из значений коэффициентов элементов синтезируемых матриц $H(D)$, $0, \pm 1$, значения коэффициентов элементов матриц $G(D)$ будут такими, что их сумма по строкам или столбцам всегда четна. В п. 2.2 выбор противоположных сигналов $\{+1, -1\}$ обусловлен задачей обеспечения максимального энергетического выигрыша. Таким образом, при передаче по цифровым каналам связи противоположных сигналов и умножении входного информационного вектора на кодирующую матрицу $G(D)$ получим кодовый вектор, все элементы которого четны. Следовательно, будут использованы только четные позиции модуляции и позиция модуляции с номером 0. Данная особенность позволяет расширить множество технически реализуемых ортогональных кодов и повысить число исправляемых ошибок.

Основные характеристики технически реализуемых ортогональных кодов представлены в таблице 2.3.

При применении ортогональных кодов операции кодирования и декодирования характеризуются небольшой вычислительной сложностью. Сведения о количестве операций сложения и умножения при осуществлении

операций кодирования и декодирования также приведены в таблице 2.3. Причем для декодирующих матриц $H(D)$ количество операций умножения может быть определено как $N_{\text{умн}} = 2\xi^2 - \xi + z$, количество операций сложения – как $N_{\text{сл}} = N_{\text{умн}} - 2\xi = 2\xi^2 - 3\xi + z$, где ξ – порядок матрицы, z – глубина матрицы.

Таблица 2.3 – Основные характеристики технически реализуемых ортогональных кодов

$H[\xi, z]$	$G(D) \cdot H(D)$	Число позиций модуляции		Макс. число ошибок на $(i+1)\xi$ бит	Число операций			
					$G(D)$		$H(D)$	
		Номин.	Использ.		Слож.	Умн.	Слож.	Умн.
2, 2	$4D^i$	9	5	1	6	8	4	8
3, 2	$4D^i$	21	11	1	8	11	11	17
4, 2	$12D^i$	45	23	5	12	16	22	30
4, 4	$4D^i$	21	11	1	10	14	24	32
5, 2	$28D^i$	109	55	13	18	23	37	47
5, 4	$4D^i$	25	13	1	14	19	39	49
6, 4	$12D^i$	61	31	5	17	23	58	70
6, 6	$4D^i$	25	13	1	15	21	60	72
7, 6	$4D^i$	25	13	1	18	25	85	97
8, 6	$12D^i$	73	37	5	22	30	110	126
8, 8	$4D^i$	25	13	1	20	28	112	128
12, 10	$12D^i$	73	37	5	32	44	262	286
12, 12	$4D^i$	25	13	1	30	42	264	288
16, 16	$4D^i$	25	13	1	41	57	480	512

Рассмотрим техническую реализацию операций ортогонального кодирования и ортогонального декодирования. Как указано выше, декодирующая матрица $H(D)$ порядка 4 глубины 2 на основе многочленов второй степени имеет вид

$$H(D) = \begin{pmatrix} 1+D^2 & 1-D^2 & 1-D^2 & 1-D^2 \\ 1-D^2 & 1+D^2 & 1+D^2 & 1+D^2 \\ 1-D^2 & 1+D^2 & 1 & 1-D^2 \\ 1-D^2 & 1+D^2 & 1-D^2 & 1 \end{pmatrix}, \quad (2.5)$$

а соответствующая ей кодирующая матрица $G(D)$ –

$$G(D) = \begin{pmatrix} 3+3D^2 & -3+3D^2 & 0 & 0 \\ -3+3D^2 & -5+3D^2 & 4 & 4 \\ 0 & 4 & 4 & -8 \\ 0 & 4 & -8 & 4 \end{pmatrix}. \quad (2.6)$$

При умножении матрицы $G(D)$ на матрицу $H(D)$ получим

$$G(D) \cdot H(D) = \begin{pmatrix} 12D^2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 12D^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 12D^2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 12D^2 \end{pmatrix}. \quad (2.7)$$

Покажем формально возможность восстановления входной информационной последовательности $u(D)$ из кодового вектора $v(D)$ на приемной стороне. Для этого после умножения кодового вектора на декодирующую матрицу необходимо разделить полученную последовательность на $12D^2$:

$$\frac{v(D) \cdot H(D)}{12D^2} = \frac{u(D) \cdot G(D) \cdot H(D)}{12D^2} = \frac{1}{12D^2} \cdot u(D) \cdot 12D^2 \cdot I = u(D) \cdot I = u(D),$$

где I – единичная матрица размера (4 x 4).

Рассмотрим пример исправления ошибки. Пусть входная кодовая последовательность –

$$u(D) = (1 - D^2, -1 + D^2, D^2, -1)$$

Тогда выходная кодовая последовательность –

$$u(D) \cdot G(D) = (-6D^2 + 6, -2 + 2D^2, 4 + 8D^2, -4D^2 - 8).$$

После умножения на декодирующую матрицу получим:

$$\begin{aligned} v(D) \cdot H(D) &= (-12D^4 + 12D^2, 12D^4 - 12D^2, 12D^4, -12D^2) = \\ &= (-12D^2(D^2 - 1), 12D^2(D^2 - 1), 12D^4, -12D^2). \end{aligned}$$

После деления полученной последовательности на $12D^2$ получим передаваемую информационную последовательность:

$$\hat{u} = (D^2 - 1, D^2 - 1, D^2, -1).$$

Допустим, что в кодовой последовательности произошли ошибки, и кодовый вектор с ошибками имеет следующий вид:

$$v'(D) = (6 - 6D^2, 2D^2, 4 + 6D^2, -7 - 4D^2),$$

то есть суммарная кратность ошибки равна 5. Тогда при декодировании получим:

$$v'(D) \cdot H(D) = (-10^4 + 7D^2 + 3, 10D^4 - 11D^2 + 3, 12D^4 - D^2 + 3, 2D^4 - 12D^2 + 3).$$

При исправлении ошибок для коэффициента каждого слагаемого каждого элемента вектора $v'(D) \cdot H(D)$ находим ближайшее число, кратное 12:

$$\begin{aligned} \hat{u}(D) &= (0 + 12D^2 - 12D^4, 0 - 12D^2 + 12D^4, 0 + 0 + 12D^4, 0 - 12D^2 + 0) = \\ &= (12D^2(1 - D^2), 12D^2(-1 + D^2), 12D^4, -12D^2). \end{aligned}$$

Таким образом, удалось исправить все произошедшие ошибки.

Кодирующее устройство строится по кодирующей матрице $G(D)$ [109]. На рисунке 2.1 приведена схема кодера для рассматриваемого примера [116, 117].

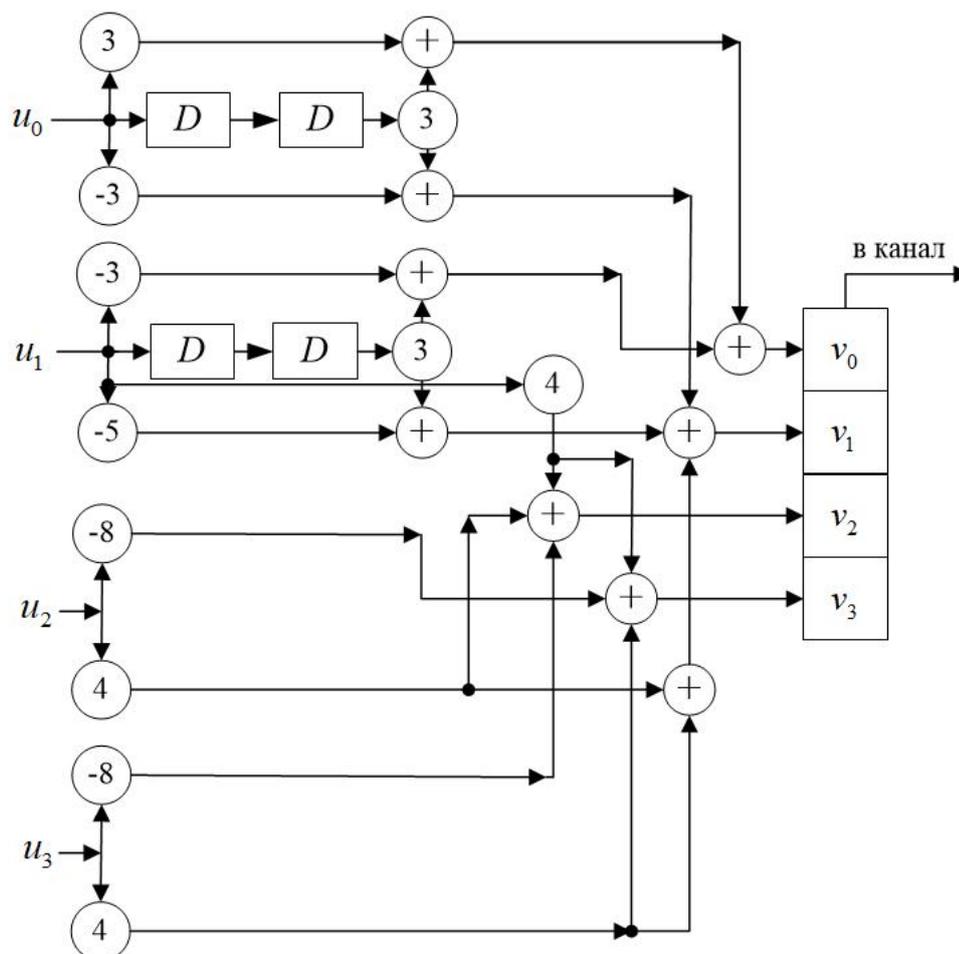


Рисунок 2.1 – Кодирование устройство ортогонального кода на основе матриц порядка 4 глубины 2 (многочлены второй степени)

Матрица $G(D)$ порождает сверточный код. По кодирующей матрице $G(D)$ можно построить порождающую матрицу сверточного кода, которая имеет следующий вид:

$$G(D) = \left(\begin{array}{cccc|cccc|cccc|cccc|cccc|c}
0 & 1 & 2 & 3 & 0 & 1 & 2 & 3 & 0 & 1 & 2 & 3 & 0 & 1 & 2 & 3 & 0 & 1 & 2 & 3 & 0 & 1 & 2 & 3 & 0 & 1 & 2 & 3 & 0 \\
3 & -3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 3 & 3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdot \\
-3 & -5 & 4 & 4 & 0 & 0 & 0 & 0 & 3 & 3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdot \\
0 & 4 & 4 & -8 & 0 & \cdot \\
0 & 4 & -8 & 4 & 0 & \cdot \\
\hline
0 & 0 & 0 & 0 & 3 & -3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 3 & 3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdot \\
0 & 0 & 0 & 0 & -3 & -5 & 4 & 4 & 0 & 0 & 0 & 0 & 3 & 3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdot \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 4 & 4 & -8 & 0 & \cdot \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 4 & -8 & 4 & 0 & \cdot \\
\hline
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 3 & -3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 3 & 3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 3 & 3 & 0 & 0 & \cdot \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -3 & -5 & 4 & 4 & 0 & 0 & 0 & 0 & 3 & 3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 3 & 3 & 0 & 0 & \cdot \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 4 & 4 & -8 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdot \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 4 & -8 & 4 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdot \\
\hline
\cdot & \cdot
\end{array} \right)$$

В таком случае декодирующая матрица $H(D)$ имеет вид

$$H(D) = \left(\begin{array}{cccc|cccc|cccc|c}
0 & 1 & 2 & 3 & 0 & 1 & 2 & 3 & 0 & 1 & 2 & 3 & 0 \\
1 & -1 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & . \\
-1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & . \\
-1 & 1 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & . \\
-1 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & . \\
\hline
0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & . \\
0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & . \\
0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & . \\
0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & . \\
\hline
1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & -1 & -1 & . \\
1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 & 1 & 1 & . \\
1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 & 0 & -1 & . \\
1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 & -1 & 0 & . \\
\hline
0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & . \\
0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & . \\
0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & . \\
0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & . \\
\hline
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & . \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & . \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & . \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & . \\
\hline
. & . & . & . & . & . & . & . & . & . & . & . & .
\end{array} \right)$$

Отметим, что и кодирующая матрица $G(D)$, и декодирующая матрица $H(D)$ могут продолжаться вправо и вниз сколь угодно долго.

На главной диагонали произведения матриц $G(D)$ и $H(D)$ (2.7) стоит $12D^2$, то есть показатель степени переменной задержки D равен 2. Это соответствует задержке на два такта, а для матриц $G(D)$ и $H(D)$ порядка 4 задержке на 8 символов, что мы и видим при умножении матрицы $G(D)$ на матрицу $H(D)$.

Входная последовательность на декодер поступает слева направо, поэтому порядок нумерации элементов матрицы $G(D)$ фактически имеет показанный ниже вид:

$$G(D) = \left(\begin{array}{c|c|c|c|c} 0 & 3 & 2 & 1 & 0 \\ \hline \cdot & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \cdot & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \cdot & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \cdot & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \hline \cdot & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \cdot & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \cdot & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \cdot & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \hline \cdot & 0 & 0 & 3 & 3 \\ \cdot & 0 & 0 & 3 & 3 \\ \cdot & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \cdot & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \hline \cdot & 0 & 0 & 3 & 3 \\ \cdot & 0 & 0 & 3 & 3 \\ \cdot & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \cdot & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \hline \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \end{array} \right) \cdot$$

Так как порядок расположения символов в порождающей матрице $G(D)$ изменился, то необходимо изменить порядок символов в декодирующей матрице $H(D)$ [118-121]:

$$H(D) = \left(\begin{array}{c|c|c} 0 & 3 & 2 & 1 & 0 \\ \hline \cdot & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \cdot & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \cdot & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \cdot & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \hline \cdot & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \cdot & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \cdot & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \cdot & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \hline \cdot & -1 & -1 & -1 & 1 \\ \cdot & 1 & 1 & 1 & -1 \\ \cdot & -1 & 0 & 1 & -1 \\ \cdot & 0 & -1 & 1 & -1 \\ \hline \cdot & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \cdot & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \cdot & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \cdot & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \hline \cdot & 1 & 1 & 1 & 1 \\ \cdot & 1 & 1 & 1 & 1 \\ \cdot & 1 & 1 & 1 & 1 \\ \cdot & 1 & 1 & 1 & 1 \\ \hline \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \end{array} \right) \cdot$$

На рисунке 2.2 показано декодирующее устройство [116, 117].

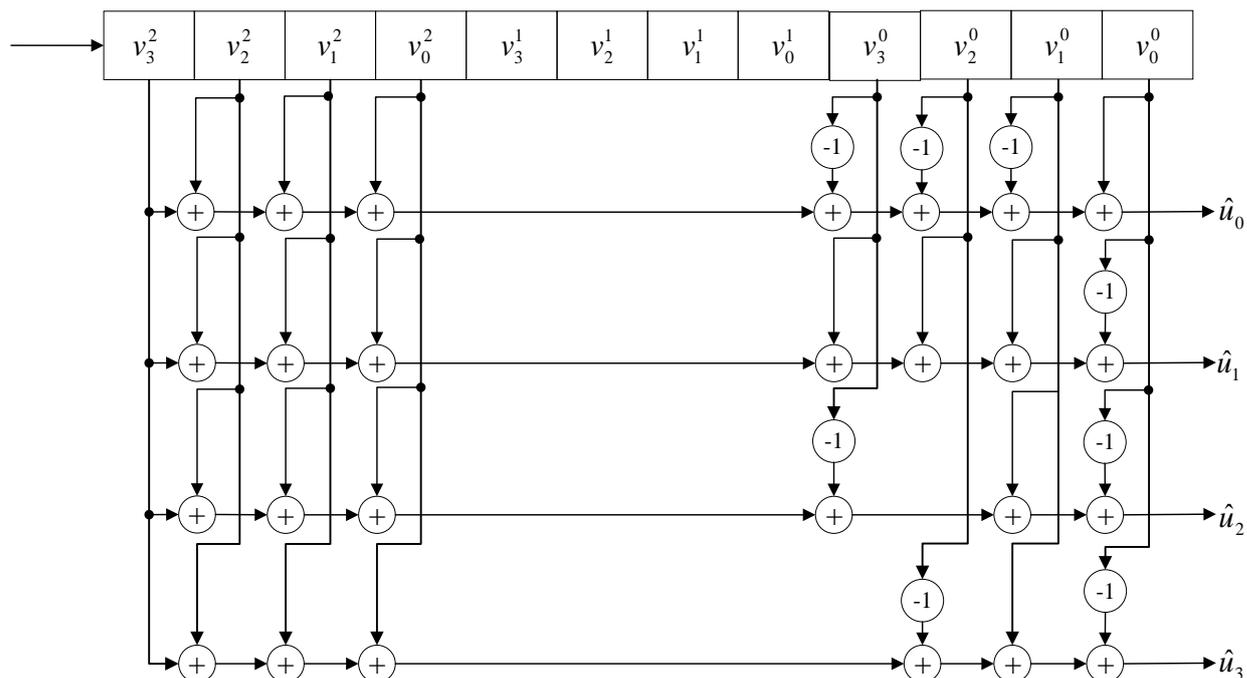


Рисунок 2.2 – Декодирующее устройство ортогонального кода на основе матриц порядка 4 глубины 2 (многочлены второй степени)

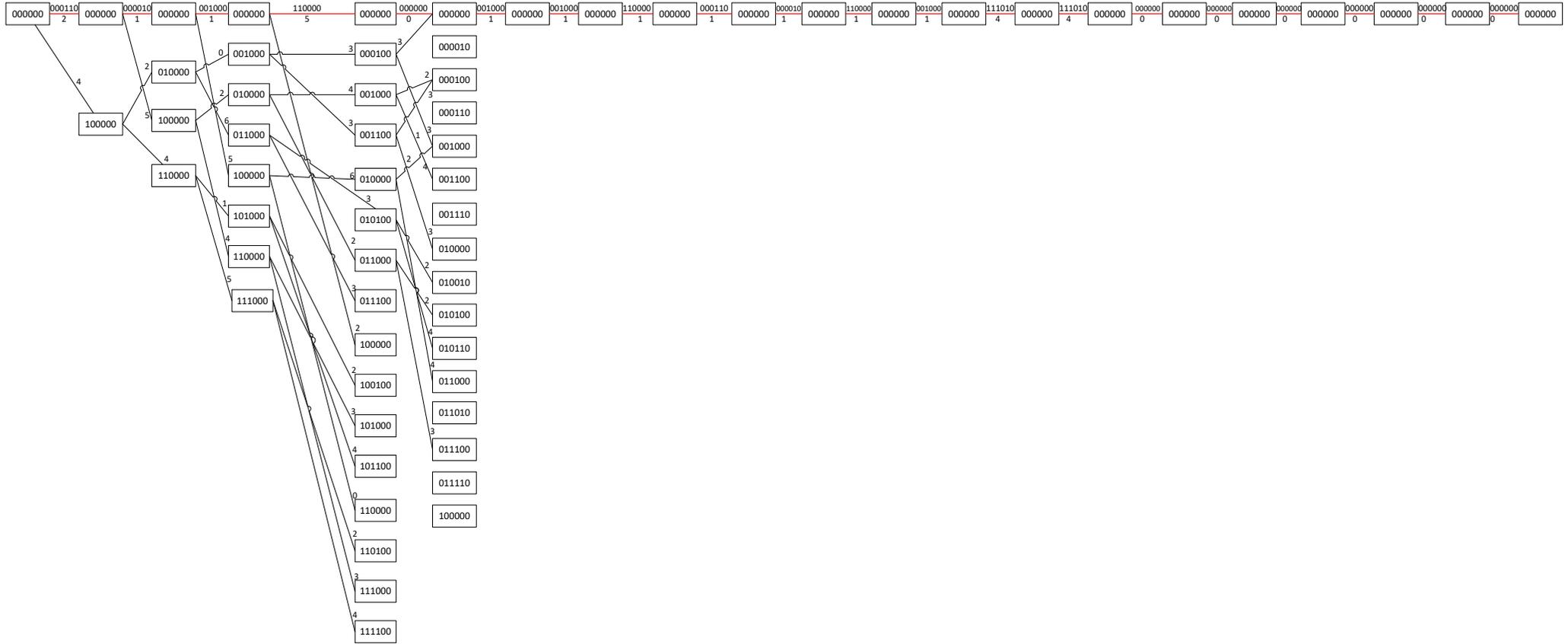


Рисунок 2.3 – Решетчатая диаграмма ортогонального кода на основе матриц порядка 4 глубины 2 (многочлены второй степени)

На рисунке 2.3 представлен фрагмент решетчатой диаграммы ортогонального кода на основе матриц порядка 4 глубины 2 и многочленов второй степени. Определим по данной диаграмме свободное расстояние кода как минимальное расстояние между различными путями, начинающимися и заканчивающимися в нулевом состоянии:

$$d_{CB} = \min_{v \neq v'} \{d_H(v, v')\}, \quad (2.8)$$

где d_H – расстояние Хэмминга между кодовыми словами v и v' .

Из рисунка 2.3 следует, что свободное расстояние ортогонального кода на основе матриц порядка 4 глубины 2 и многочленов второй степени равно 24, поскольку вес самого короткого пути с переходами из состояния 000000 в состояние 000000 равен 24. Исходя из метода построения ортогональных кодов, значение свободного расстояния не изменится при использовании полиномиальных матриц с элементами другой степени.

Максимально возможный энергетический выигрыш систем с кодированием относительно систем без кодирования при $E/N_0 \rightarrow \infty$ может быть найден как

$$G_\infty = 10 \lg(d_{CB} r), \quad (2.9)$$

где r – скорость кодирования.

Для кода на основе матриц порядка 4 глубины 2 и многочленов второй степени $G_\infty \approx 13,8$ дБ при $r \approx 1$. Результаты имитационного моделирования, приведенные ниже в главах 3 и 4, подтверждают истинность данного теоретического предположения.

2.6 Выводы по главе 2

Вторая глава диссертационной работы посвящена описанию основных методов повышения помехозащищенности телекоммуникационных систем, использующих помехоустойчивое кодирование, а также предлагаемого в работе ортогонального кодирования как аналога сверточного кодирования над полем рациональных чисел и исследованию его характеристик.

В главе приведены основные положения, лежащие в основе построения систем передачи информации, представлены некоторые результаты, связанные с использованием предлагаемого в исследовании ортогонального кодирования, рассмотрен метод задания ортогональных кодов и разработан *метод синтеза декодирующих и кодирующих матриц для формирования кодовых последовательностей, обеспечивающих реализацию ортогонального кодирования*, проанализированы свойства кодирующих и декодирующих матриц, а также доказана теорема об эквивалентности полиномиальных кодирующей и декодирующей матриц и канонических матриц диагонального вида.

С учетом вышеизложенного, *научная новизна разработанного метода синтеза декодирующих и кодирующих матриц* состоит в том, что он рассматривает многочлены степени больше единицы, а с помощью синтезированных кодирующих матриц формируются кодовые последовательности, обеспечивающие реализацию ортогонального кодирования; при этом сам метод отличается свойством регулярности от случайного поиска отдельных пар матриц с применением комбинаторных методов и позволяет обеспечить вероятность ошибки благодаря выбору параметров матриц.

Практическая значимость предложенного метода состоит в том, что он позволяет сформировать кодовые последовательности и построить класс ортогональных кодов для повышения помехозащищенности телекоммуникационных систем.

На основе синтезированных в соответствии с разработанным методом кодирующих матриц построен *класс ортогональных кодов, обеспечивающих повышение помехозащищенности сигналов, передаваемых по каналам телекоммуникационных систем*.

Научная новизна разработанного класса ортогональных кодов состоит в том, что они, в отличие от существующих, построены на основе синтезированных кодирующих матриц и обеспечивают повышение

помехозащищенности сигналов, передаваемых по каналам телекоммуникационных систем, при большем количестве исправляемых ошибок по сравнению с существующими аналогичными решениями, что, в свою очередь, позволяет учесть обменные соотношения между помехоустойчивостью, спектральной эффективностью и сложностью реализации для широкого класса сценариев функционирования рассматриваемых телекоммуникационных систем.

Практическая значимость полученного класса ортогональных кодов состоит в том, что они обеспечивают существенный энергетический выигрыш практически без внесения избыточности и без существенного увеличения сложности аппаратуры. В соответствии с разработанным классом кодов, был предложен способ построения устройств ортогонального кодирования/декодирования и модуляции/демодуляции, отличающихся использованием ортогонального кодирования в помехозащищенных каналах передачи информации телекоммуникационных систем.

Показано, что при использовании полученных ортогональных кодов в различных видах многопозиционной модуляции используются только четные позиции модуляции и позиция модуляции с номером 0. Данная особенность позволила расширить множество технически реализуемых ортогональных кодов и повысить число исправляемых ошибок. Построена решетчатая диаграмма ортогонального кода на основе матриц порядка 4 глубины 2 и многочленов второй степени. Для этого кода определено свободное расстояние, равное 24, и, следовательно, максимально возможный энергетический выигрыш, равный 13,8 дБ. Результаты имитационного моделирования подтвердили истинность данного теоретического предположения.

3 Повышение помехозащищенности в каналах с белым гауссовским шумом и замираниями при использовании ортогонального кодирования

В системах передачи данных имеется много эффективных схем модуляции, которые нашли широкое применение. В свою очередь, ортогональное кодирование технически должно быть согласовано с этими видами модуляции.

В диссертации создан *комплекс моделей каналов передачи информации телекоммуникационных систем, использующих предложенное ортогональное кодирование*. Модели системы связи с применением ортогонального кодирования без помехоустойчивого рассмотрены в третьей главе работы.

При когерентной передаче сигналов применяют следующие виды модуляции/демодуляции: фазовую модуляцию (ФМ), частотную модуляцию (ЧМ), амплитудную модуляцию (АМ), модуляцию без разрыва фазы и смешанные комбинации этих модуляций [122].

Некогерентная демодуляция относится к системам, использующим демодуляторы, спроектированные для работы без знания точной величины фазы входного сигнала. Следовательно, определение фазы в этом случае не требуется. Таким образом, преимуществом некогерентных систем перед когерентными является простота, а недостатком – бóльшая вероятность ошибки [123]. При некогерентной передаче сигналов используют ЧМ, АМ, модуляцию без разрыва фазы, а также ОФМ [124].

3.1 Использование фазовой модуляции

Сигнальное множество ФМ показано на рисунке 3.1 [18, 115, 125].

Минимальное расстояние между сигналами равно $\Delta = 2\sqrt{E} \sin(\pi / q)$.

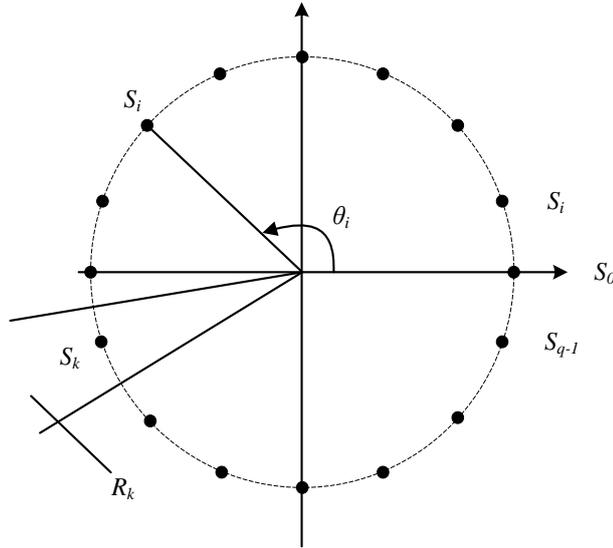


Рисунок 3.1 – Сигнальное множество ФМ

Как показано в [18, 115, 125], решающая область R_k для k -го ФМ-сигнала является углом величины $2\pi/q$ с вершиной в начале координат, биссектриса которого проходит через точку S_k (рисунок 3.1).

Оценим вероятность ошибки для ФМ-сигналов. Вероятность ошибки вычисляется как

$$P_e = \sum_{i=0}^{q-1} P_e(i) P_i = \frac{1}{q} \sum_{i=0}^{q-1} P_e(i), \quad (3.1)$$

где $P_e(i)$ – вероятность ошибки при передаче i -го сигнала, P_i – вероятность передачи i -го сигнала, $P_i = 1/q$ [148].

В [125] приведено вычисление вероятности $P_e(i)$. По определению, $P_e(i) = \Pr[r \in R_i \mid i]$, где R_i – i -ая решающая область, $r = s_i + n$ – точка в сигнальном пространстве, соответствующая принятому сигналу. Тогда

$$P_e < 2Q \left(\sqrt{\frac{2E}{N_0}} \sin \frac{\pi}{q} \right). \quad (3.2)$$

Отметим, что для случая $q = 2$ формула (3.2) дает завышенную оценку. В этом случае вероятность ошибки вычисляется точно: $P_e = Q \left(\sqrt{2E / N_0} \right)$, а граница (3.8) дает оценку $P_e < 2Q \left(\sqrt{2E / N_0} \right)$.

Для сигналов ФМ номера сигналов обычно отображаются в сигнальные точки с использованием кода Грея [4, 6]. При этом блоки двоичных данных, соответствующие соседним сигнальным точкам, отличаются только в одной позиции (на рисунке 3.2 – пример для ФМ-8 [125]).

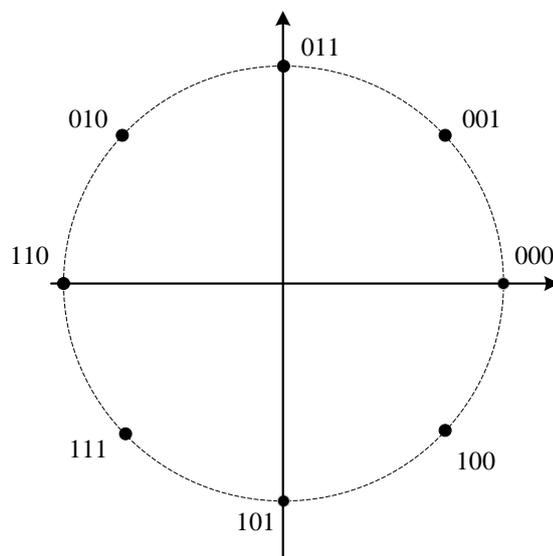
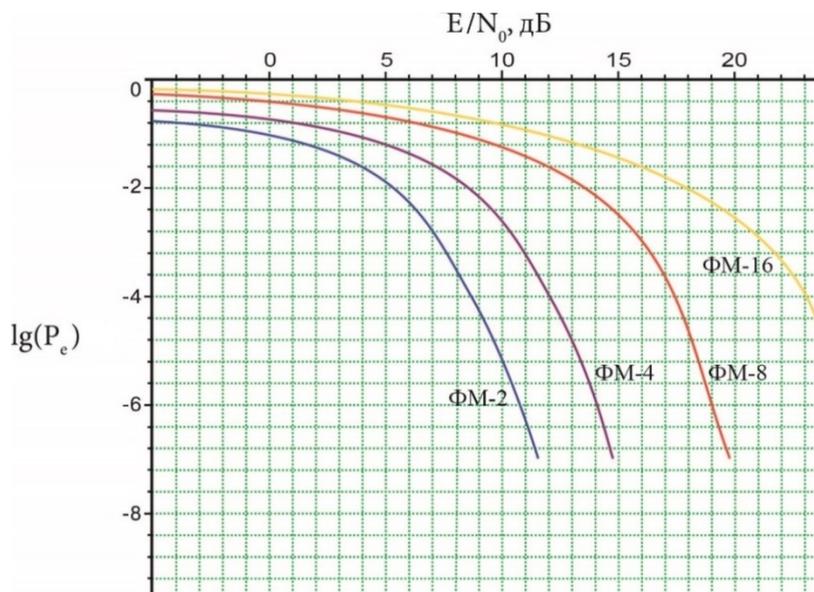


Рисунок 3.2 – Сигнальное множество ФМ-8 (отображение в соответствии с кодом Грея)

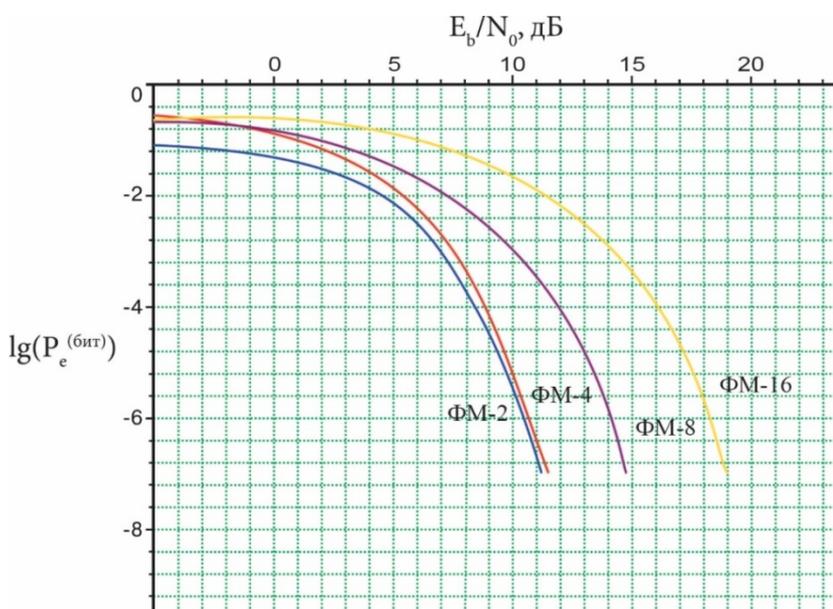
Согласно [125], доля ошибочных двоичных разрядов при ошибочном решении почти всегда равна $1/\log_2 q = 1/m$. Отсюда следует, что вероятность ошибки на бит как функция от отношения сигнал/шум на бит задается выражением

$$P_b \approx \frac{1}{\log_2 q} P_e < \frac{2}{\log_2 q} Q \left(\sqrt{2 \frac{E_b}{N_0} \log_2 q \sin \frac{\pi}{q}} \right), q > 4. \quad (3.3)$$

На рисунке 3.3 показаны графики границ для вероятности ошибки.



а)



б)

Рисунок 3.3 – Вероятности ошибки (P_e , а) и ошибки на бит (P_b , б) для ФМ-сигналов

Применение ФМ в канале со случайной фазой не только не дает выигрыш, но и делает передачу невозможной [18, 115, 125]. Тем не менее, при некоторых условиях в канале с АБГШ и случайной фазой можно получить зависимость вероятности ошибки от отношения сигнал/шум, определяемую равенством

$$P_e = \frac{1}{2} e^{-\frac{E}{N_0}}, \quad (3.4)$$

что соответствует такому же выигрышу в 3 дБ по сравнению с сигналами ЧМ [18, 115, 125]. Такую вероятность ошибки обеспечивает применение ОФМ [4, 6, 126].

3.2 Канал с аддитивным белым гауссовским шумом и случайной фазой

В модели канала с АБГШ сигнал на выходе канала имеет вид $r(t) = s(t) + n(t)$, где $s(t)$ – переданный сигнал, принимающий значения из конечного сигнального множества $s(t) \in \{s_i(t)\}_{i=0}^{q-1}$, $n(t)$ – белый гауссовский шум [4, 6, 125].

Более сложный класс моделей каналов образуют каналы со случайными параметрами. В канале со случайными параметрами сигнал на выходе канала имеет вид $r(t) = s(t, \mathbf{a}) + n(t)$, где \mathbf{a} – вектор параметров сигнала, случайно изменяемых при передаче по каналу, $\mathbf{a} = (a_1, \dots, a_L)$, L – число случайных параметров, $n(t)$ – белый гауссовский шум. Обычно случайные параметры и шум статистически независимы. При некотором значении вектора случайных параметров, скажем, при $\mathbf{a} = \mathbf{a}_0$, имеет место равенство $s(t) = s(t, \mathbf{a}_0)$, где $s(t) \in \{s_i(t)\}_{i=0}^{q-1}$ [125]. Иначе говоря, если значения параметров сигнала не меняются и равны \mathbf{a}_0 , то имеет место канал с АБГШ. Канал со случайными параметрами задан, если задано распределение вектора случайных параметров \mathbf{a} . Обычно предполагается, что значение вектора случайных параметров неизвестно или не точно известно в точке приема, и приемник должен быть построен с учетом этого обстоятельства. Модель канала со случайными параметрами приведена на рисунке 3.4 [125].

В модели канала со случайной фазой рассматривается только один случайный параметр – фазовый сдвиг входящего сигнала [6]. При рассмотрении канала со случайной фазой используется сигнал, передаваемый на одной несущей частоте или на одной из нескольких несущих [4].

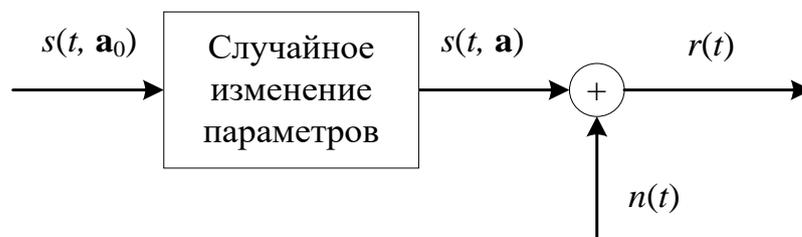


Рисунок 3.4 – Общая модель канала со случайными параметрами

Рассмотрим для примера передачу с использованием ЧМ, то есть

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos 2\pi f_1 t, \quad 0 < t < T, \quad i = 0, 1, \dots, q - 1.$$

Сигнал на выходе канала со случайной фазой имеет вид

$$r(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos(2\pi f_1 t - \theta) + n(t),$$

где θ – случайный фазовый сдвиг. Наиболее простым и распространенным является предположение о равномерном распределении фазового сдвига [125].

В этом случае функция плотности вероятности величины θ задается как

$$w(\theta) = \begin{cases} \frac{1}{2\pi}, & 0 \leq \theta < 2\pi \\ 0, & \text{иначе.} \end{cases}$$

Причины случайного фазового сдвига могут различны. В частности, он может возникать из-за условий распространения сигнала или нестабильного формирования сигнала в передатчике [6].

3.3 Применение относительной фазовой модуляции в канале со случайной фазой

При использовании двоичной ОФМ и передаче символа «0» фаза текущего сигнала совпадает с фазой предыдущего сигнала, а при передаче «1» фаза текущего сигнала меняется на противоположную по сравнению с предыдущим [18, 115, 125].

Пара возможных сигналов ОФМ, соответствующих одному значению фазы предыдущего сигнала, может рассматриваться как пара сигналов с

ортогональными огибающими длительности $2T$. Энергия сигнала двойной длительности равна $2E$, где E – энергия одиночного сигнала. Следовательно, прием сигналов ОФМ может быть реализован как прием двоичных сигналов с ортогональными огибающими на интервале $2T$ [125].

Поскольку в случае ОФМ решение принимается на основе анализа сигнала двойной длительности, то есть на основе анализа сигнала, имеющего двойную энергию, что дает в итоге выражение (3.4) [127, 128].

При ОФМ информация вкладывается в последовательность разностей фаз несущего колебания, которые могут принимать конечное число значений: $\Delta\varphi_1, \Delta\varphi_2, \dots, \Delta\varphi_q$. Соответствующая система передачи дискретной информации называется q -позиционной системой с ОФМ. Как правило, в современных системах передачи дискретной информации число q равно целой степени числа два, то есть $q = 2^t$. Такие системы называют системами с t -кратной ОФМ [53].

В соответствии с общими алгоритмами демодуляции, переданные двоичные символы определяются при ОФМ через косинусы и синусы разностей фаз принятого сигнала [53].

В [18] предложена и в [129, 130] адаптирована для решения поставленных в диссертации задач процедура согласования символов ортогонального кода с ОФМ и цифровой обработки этих сигналов на приемной стороне для получения оценки вероятности ошибки в канале с АБГШ.

Произведем равномерную дискретизацию в N точках каждого сигнала $s_i(t)$. Таким образом, при ОФМ символ с индексом i определяется двумя векторами

$$X^{(i-1)} = (x_1^{(i-1)}, x_2^{(i-1)}, \dots, x_N^{(i-1)}), \quad X^{(i)} = (x_1^{(i)}, x_2^{(i)}, \dots, x_N^{(i)}).$$

Определим величину угла между принятыми векторами. Для оценки величины угла вычислим значения синуса и косинуса разностей фаз между принятыми

векторами. Косинус и синус угла определяются формулами (3.5) и (3.6) соответственно [18, 115]:

$$\cos \Delta_i \varphi = \cos(\widehat{X^{(i)}, X^{(i-1)}}) = (X^{(i)} \cdot X^{(i-1)}) / (\|X^{(i)}\| \|X^{(i-1)}\|), \quad (3.5)$$

$$\sin \Delta_i \varphi = \sin(\widehat{X^{(i)}, X^{(i-1)}}) = ([X^{(i)}]^* \cdot X^{(i-1)}) / (\|X^{(i)}\| \|X^{(i-1)}\|), \quad (3.6)$$

где $(X^{(i)} \cdot X^{(i-1)})$, $([X^{(i)}]^* \cdot X^{(i-1)})$, $\|X^{(i)}\|$, $\|X^{(i-1)}\|$ – скалярные произведения и нормы соответствующих векторов, $[X^{(i)}]^*$ – вектор, полученный из сигнала $s_i(t)$ с помощью преобразования Гилберта [53]. Вектор, соответствующий сигналу, преобразованному по Гилберту, получается из вектора $X^{(i)}$ циклическим сдвигом на количество отсчетов, соответствующее $\pi/2$ [131, 132]. По полученным оценкам значений синуса и косинуса вычислим значение угла между векторами $X^{(i-1)}$ и $X^{(i)}$ и находим тем самым номер решающей области [133, 134].

В соответствии с выражениями (3.5) и (3.6), процедура демодуляции определяется способом вычисления скалярных произведений векторов $X^{(i)}$, $[X^{(i)}]^*$ и $X^{(i-1)}$, которые могут быть представлены в виде интегральных сверток [129, 133, 134]:

$$(X^{(i)} \cdot X^{(i-1)}) \cong \int_{(i-1)T}^{iT} s(t) s(t-T) dt, \quad (3.7)$$

$$([X^{(i)}]^* \cdot X^{(i-1)}) \cong \int_{(i-1)T}^{iT} s^*(t) s(t-T) dt. \quad (3.8)$$

Рассмотрим канал с АБГШ. Пусть пространство принимаемых сигналов двумерно, и демодулятором принят некий сигнал. В общем случае условная плотность вероятности выходного сигнала $u = (x, y)$ при передаче сигнала с фазой φ имеет вид [18, 115, 124]

$$\frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} e^{-\frac{(x - \sqrt{E} \cos \varphi)^2}{N_0}} \cdot \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} e^{-\frac{(y - \sqrt{E} \sin \varphi)^2}{N_0}}. \quad (3.9)$$

В силу симметричного расположения сигнальных точек на окружности будем считать, что принят сигнал с номером $i = 0$. Тогда условная плотность вероятностей выходного сигнала имеет вид [18, 115, 124]

$$\frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} e^{-\frac{(x-\sqrt{E})^2}{N_0}} \cdot \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} e^{-\frac{y^2}{N_0}}. \quad (3.10)$$

В таком случае вероятность попадания принятого сигнала в i -ую решающую область для $i \in \left[0, \frac{q-1}{4}\right)$, где q нечетно, или для $i \in \left[0, \frac{q}{4}\right)$, где q четно, можно оценить как [129, 133, 134]

$$P(i) = \int_0^{\infty} \int_{x-tg\left(\frac{(2i+1)\pi}{q}\right)}^{x-tg\left(\frac{(2i+1)\pi}{q}\right)} \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} e^{-\frac{y^2}{N_0}} dy \cdot \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} e^{-\frac{(x-\sqrt{E})^2}{N_0}} dx. \quad (3.11)$$

Вероятность попадания принятого сигнала в i -ую решающую область для $i \in \left(\frac{q-1}{4}, \frac{q-1}{2}\right]$, где q нечетно, или для $i \in \left(\frac{q}{4}, \frac{q}{2}\right]$, где q четно, можно оценить как [129, 133, 134]

$$P(i) = \int_{-\infty}^0 \int_{x-tg\left(\frac{(2i+1)\pi}{q}\right)}^{x-tg\left(\frac{(2i-1)\pi}{q}\right)} \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} e^{-\frac{y^2}{N_0}} dy \cdot \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} e^{-\frac{(x-\sqrt{E})^2}{N_0}} dx. \quad (3.12)$$

Вероятность попадания принятого сигнала в i -ую решающую область для $i = \frac{q-1}{4}$, где q нечетно, или для $i = q/4$, где q четно, можно оценить как [129, 133, 134]

$$P(i) = \int_0^{\infty} \int_{x-tg\left(\frac{(2i-1)\pi}{q}\right)}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} e^{-\frac{y^2}{N_0}} dy \cdot \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} e^{-\frac{(x-\sqrt{E})^2}{N_0}} dx + \\ + \int_{-\infty}^0 \int_{x-tg\left(\frac{(2i+1)\pi}{q}\right)}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} e^{-\frac{y^2}{N_0}} dy \cdot \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} e^{-\frac{(x-\sqrt{E})^2}{N_0}} dx, \quad (3.13)$$

что, в свою очередь, позволяет оценить вероятность ошибки как $1-P(i)$.

На рисунке 3.5 представлен пример, иллюстрирующий применение формулы (3.11) для попадания принятого сигнала в решающую область с номером $i = 2$ при $q = 16$ [18, 115, 129, 133, 134].

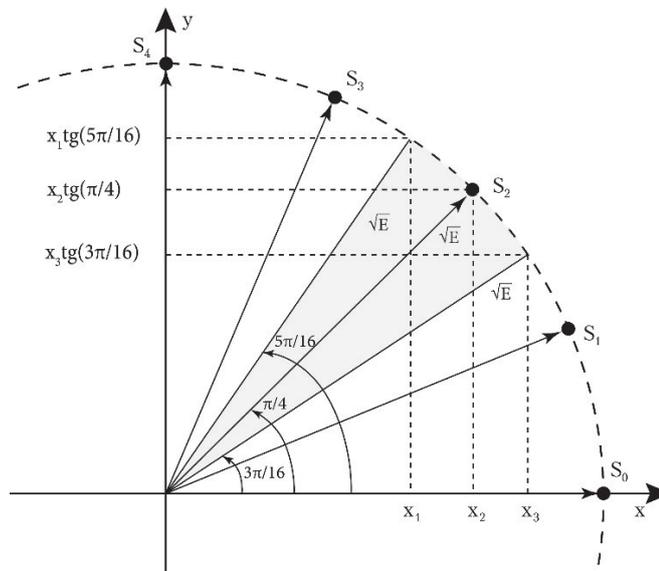


Рисунок 3.5 – Попадание принятого сигнала в решающую область с номером $i = 2$ при $q = 16$

3.4 Повышение помехозащищенности телекоммуникационных систем с относительной фазовой модуляцией и ортогональным кодированием

Рассмотрим применение ортогонального кодирования в системах с ОФМ и оценим уменьшение вероятности ошибки за счет использования ортогонального кодирования.

Структурная схема системы связи для моделей с применением только ортогонального кодирования (без помехоустойчивого) представлена на рисунке 3.6. В соответствии с данной схемой, в систему передачи предложено добавить ортогональный кодек, состоящий из кодера ортогонального кода, расположенного в схеме после источника дискретных сообщений перед модулятором, и ортогонального декодера, расположенного после демодулятора до получателя.

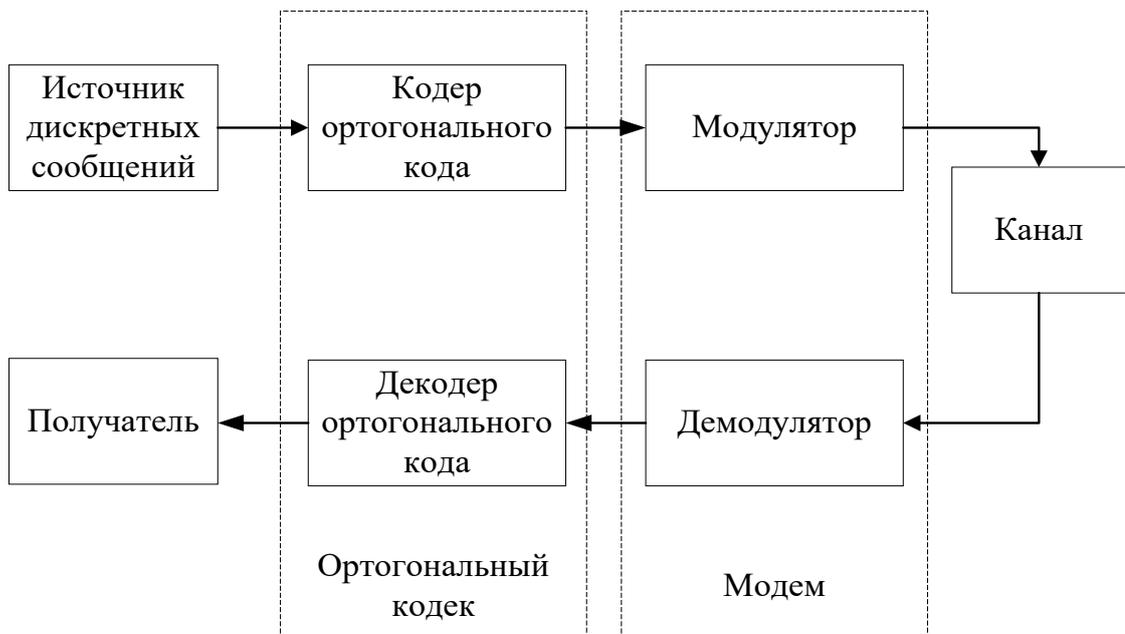


Рисунок 3.6 – Схема системы передачи с использованием ортогонального кодирования

В ходе проведенного исследования установлено, что согласование ортогонального кодирования с различными видами модуляции приводит к увеличению кратности модуляции.

Простой пример схемы ортогонального кодирования на основе матриц порядка 4 глубины 2 и многочленов второй степени представлен кодирующей (2.6) и декодирующей (2.5) матрицами. Пусть кодирующая матрица $G(D)$ и декодирующая матрица $H(D)$ имеют вид

$$G(D) = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 2 & 3 & 0 & 1 & 2 & 3 & 0 & 1 & 2 & 3 & 0 & 1 & 1 & 3 & 0 \\ 3 & -3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 3 & 3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -3 & -5 & 4 & 4 & 0 & 0 & 0 & 0 & 3 & 3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 4 & 4 & -8 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 4 & -8 & 4 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \hline 0 & 0 & 0 & 0 & 3 & -3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 3 & 3 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -3 & -5 & 4 & 4 & 0 & 0 & 0 & 0 & 3 & 3 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 4 & 4 & -8 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 4 & -8 & 4 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \hline 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 3 & -3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -3 & -5 & 4 & 4 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 4 & 4 & -8 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 4 & -8 & 4 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \hline \dots & \dots \end{pmatrix} \quad (3.14)$$

$$H(D) = \left(\begin{array}{cccc|cccc|cccc|c}
0 & 1 & 2 & 3 & 0 & 1 & 2 & 3 & 0 & 1 & 2 & 3 & 0 \\
1 & -1 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & . \\
-1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & . \\
-1 & 1 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & . \\
-1 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & . \\
\hline
0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & . \\
0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & . \\
0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & . \\
0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & . \\
\hline
1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & -1 & -1 & . \\
1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 & 1 & 1 & . \\
1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 & 0 & -1 & . \\
1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 & -1 & 0 & . \\
\hline
0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & . \\
0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & . \\
0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & . \\
0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & . \\
\hline
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & . \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & . \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & . \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & . \\
\hline
. & . & . & . & . & . & . & . & . & . & . & . & .
\end{array} \right) \cdot \tag{3.15}$$

Отметим, что *каждая строка декодирующей матрицы ортогональна всем строкам кодирующей матрицы, кроме одной*. По этой причине операция декодирования сводится к вычислению скалярных произведений принятого сообщения, представленного в виде вектора, и строк декодирующей матрицы [135, 136]. Действительно, произведение кодирующей и декодирующей матриц для данного примера имеет вид

$$G(D) \cdot H(D) = \begin{pmatrix} 0 & \dots \\ 0 & \dots \\ 0 & \dots \\ 0 & \dots \\ 0 & \dots \\ 0 & \dots \\ 0 & \dots \\ 0 & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 12 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 12 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 12 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 12 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 12 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 12 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 12 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 12 & 0 & 0 & 0 & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 12 & 0 & 0 & \dots \\ \dots & \dots \end{pmatrix}$$

Полученная в результате произведения матрица показывает, что при декодировании уровень входного сигнала в данном случае увеличивается в 12 раз [135].

В рассматриваемом примере для реализации ортогонального кодирования придется использовать ОФМ весьма высокой кратности. Так, в рассматриваемом примере возможное число сдвигов фаз равно 45 (таблица 2.3).

Операция кодирования представляет собой перемножение информационной последовательности из ± 1 неограниченной длины и полубесконечной кодирующей матрицы. В результате получим полубесконечное кодовое слово, каждый символ которого принимает значение из множества $\{-22, -21, \dots, 0, \dots, 21, 22\}$, где 22 – максимальная сумма абсолютных значений одного столбца кодирующей матрицы $G(D)$. Эта последовательность поступает на модулятор, в котором реализуется ОФМ с $22 \cdot 2 + 1 = 45$ позициями, из которых, правда, используется 23 (четные и 0). На приемной стороне оценивается величина сдвига фаз между соседними

символами принятого сообщения. На выходе демодулятора получаем также последовательность чисел из того же множества $\{-22, -21, \dots, 0, \dots, 21, 22\}$. Далее декодер вычисляет скалярное произведение полученной последовательности и декодирующей матрицы. В результате получим оценки передаваемых символов, которые при отсутствии шума должны иметь значения ± 12 . Решения о передаваемых символах принимаем на основании сравнения с нулевым порогом [135, 136].

Рассмотрим пример конечного сообщения. Пусть оно содержит двенадцать символов и имеет вид

$$(1, -1, 1, -1, -1, -1, 1, -1, 1, -1, -1, 1).$$

Тогда кодовое слово, подаваемое на модулятор, представляется следующим вектором:

$$(6, 2, 8, -16, 0, 8, 8, -16, 6, 2, -16, 8, -6, -6, 0, 0, 0, 0, 0, 0).$$

Из вида кодирующей матрицы следует, что возможные значения фаз на выходе модулятора есть $0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm 22$, умноженные на $\frac{2\pi}{45}$. В нашем примере в модуляторе будут получены фазы со следующими номерами:

$$(6, 8, 16, 0, 0, 8, 16, 0, 6, 8, -8, 0, -6, -12, -12, -12, -12, -12, -12, -12).$$

Таким образом, в модуляторе формируется следующая последовательность фаз:

$$\left(\frac{12\pi}{45}, \frac{16\pi}{45}, \frac{32\pi}{45}, 0, 0, \frac{16\pi}{45}, \frac{32\pi}{45}, 0, \frac{12\pi}{45}, \frac{16\pi}{45}, -\frac{16\pi}{45}, 0, -\frac{24\pi}{45}, -\frac{24\pi}{45}, -\frac{24\pi}{45}, -\frac{24\pi}{45}, -\frac{24\pi}{45}, -\frac{24\pi}{45}, -\frac{24\pi}{45}, -\frac{24\pi}{45} \right).$$

Последовательность сигналов с такими фазами передается по каналу. На приемной стороне оцениваются разности фаз принятых колебаний, и по их значениям определяется принятый вектор, компоненты которого при отсутствии шума в канале также принимают значения из множества $\{-22, -21, \dots, 0, \dots, 21, 22\}$:

$$(6, 2, 8, -16, 0, 8, 8, -16, 6, 2, -16, 8, -6, -6, 0, 0, 0, 0, 0, 0).$$

Далее, умножая на декодирующую матрицу, получим оценки передаваемых символов, которые принимают значения ± 12 :

$$(12, -12, 12, -12, -12, -12, 12, -12, 12, -12, -12, 12).$$

Решения о передаваемых символах принимаем на основании сравнения с нулевым порогом. Заметим, что все кодовые символы на выходе декодера должны делиться на 12:

$$(1, -1, 1, -1, -1, -1, 1, -1, 1, -1, -1, 1).$$

Как указано в параграфе 2.5, для данного примера свойство исправления ошибок можно применить для исправления ошибок кратности до 5 на 12 бит передаваемой информации. В данной системе при суммарном изменении кодового вектора не более чем на 5 единиц можно установить истинный кодовый вектор, элементы которого будут кратны 12 и к которому кодовый вектор с ошибкой будет ближе по евклидову расстоянию. При кратности ошибки, равной 6, не удастся однозначно определить истинный кодовый вектор. При кратности ошибки больше 6 данный способ исправления ошибки приведет к получению неверного кодового вектора. Управление кодированием осуществляется посредством выбора ортогонального кода (таблица 2.3) в соответствии с его корректирующими способностями и требованиями к телекоммуникационной системе по количеству обнаруживаемых и исправляемых ошибок.

Ранее считалось [18, 105-108, 115], что ортогональные коды на основе многочленов степени больше единицы обеспечивают больший выигрыш в отношении сигнал/шум, чем коды на основе многочленов первой степени. Результаты, полученные в данной работе, опровергают эту гипотезу: коды на основе многочленов $1 \pm D^i$ обеспечивают такой же энергетический выигрыш, как и коды на основе многочленов $1 \pm D$, причем обладают большей задержкой на $i-1$ такт; коды на основе многочленов, состоящих из более двух членов, теоретически способны обеспечить больший энергетический выигрыш, не позволяя однозначно восстановить истинный кодовый вектор.

Для подтверждения последнего утверждения рассмотрим пример декодирующей матрицы $H^*(D)$ порядка 4 глубины 2 на основе трехчленов второй степени

$$H^*(D) = \begin{pmatrix} 1+D+D^2 & 1-D-D^2 & 1-D-D^2 & 1-D-D^2 \\ 1-D-D^2 & 1+D+D^2 & 1+D+D^2 & 1+D+D^2 \\ 1-D-D^2 & 1+D+D^2 & 1 & 1-D-D^2 \\ 1-D-D^2 & 1+D+D^2 & 1-D-D^2 & 1 \end{pmatrix}$$

и соответствующую ей кодирующую матрицу $G^*(D)$

$$G^*(D) = \begin{pmatrix} 3+3D+3D^2 & -3+3D+3D^2 & 0 & 0 \\ -3+3D+3D^2 & -5+3D+3D^2 & 4 & 4 \\ 0 & 4 & 4 & -8 \\ 0 & 4 & -8 & 4 \end{pmatrix}.$$

При умножении матрицы $G^*(D)$ на матрицу $H^*(D)$ получим

$$G^*(D) \cdot H^*(D) = \begin{pmatrix} 12D+12D^2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 12D+12D^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 12D+12D^2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 12D+12D^2 \end{pmatrix}.$$

Данная матрица $G^*(D)$ также порождает сверточный код. Ее можно представить в виде

$$G^*(D) = \left(\begin{array}{cccc|cccc|cccc|cccc|cccc|c} 0 & 1 & 2 & 3 & 0 & 1 & 2 & 3 & 0 & 1 & 2 & 3 & 0 & 1 & 2 & 3 & 0 & 1 & 1 & 3 & 0 \\ 3 & -3 & 0 & 0 & 3 & 3 & 0 & 0 & 3 & 3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -3 & -5 & 4 & 4 & 3 & 3 & 0 & 0 & 3 & 3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 4 & 4 & -8 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 4 & -8 & 4 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \hline 0 & 0 & 0 & 0 & 3 & -3 & 0 & 0 & 3 & 3 & 0 & 0 & 3 & 3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -3 & -5 & 4 & 4 & 3 & 3 & 0 & 0 & 3 & 3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 4 & 4 & -8 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 4 & -8 & 4 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \hline 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 3 & -3 & 0 & 0 & 3 & 3 & 0 & 0 & 3 & 3 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -3 & -5 & 4 & 4 & 3 & 3 & 0 & 0 & 3 & 3 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 4 & 4 & -8 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 4 & -8 & 4 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \hline \cdot & \cdot \end{array} \right).$$

В свою очередь, декодирующая матрица $H^*(D)$ может быть представлена как

$$H^*(D) = \left(\begin{array}{cccc|cccc|cccc|c}
0 & 1 & 2 & 3 & 0 & 1 & 2 & 3 & 0 & 1 & 2 & 3 & 0 \\
1 & -1 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & . \\
-1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & . \\
-1 & 1 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & . \\
-1 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & . \\
\hline
1 & -1 & -1 & -1 & 1 & -1 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & . \\
-1 & 1 & 1 & 1 & -1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & . \\
-1 & 1 & 0 & -1 & -1 & 1 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & . \\
-1 & 1 & -1 & 0 & -1 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & . \\
\hline
1 & 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & 1 & -1 & -1 & -1 & . \\
1 & 1 & 1 & 1 & -1 & 1 & 1 & 1 & -1 & 1 & 1 & 1 & . \\
1 & 1 & 1 & 1 & -1 & 1 & 0 & -1 & -1 & 1 & 0 & -1 & . \\
1 & 1 & 1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 0 & -1 & 1 & -1 & 0 & . \\
\hline
0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & . \\
0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & 1 & 1 & 1 & . \\
0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & 1 & 0 & -1 & . \\
0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 0 & . \\
\hline
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & . \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & . \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & . \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & . \\
\hline
. & . & . & . & . & . & . & . & . & . & . & . & .
\end{array} \right)$$

После умножения информационной последовательности из ± 1 неограниченной длины на кодирующую матрицу $G^*(D)$ полубесконечной длины получим полубесконечное кодовое слово, каждый символ которого принимает значение из множества $\{-28, -27, \dots, 0, \dots, 27, 28\}$, где 28 – максимальная сумма абсолютных значений одного столбца кодирующей матрицы $G^*(D)$. В модуляторе осуществляется ОФМ с 57 позициями. Переданные символы будут однозначно определены, если по итогам их оценки в отсутствие шума получим значения ± 12 .

Пусть конечное сообщение также содержит двенадцать символов:

$$(1, -1, 1, -1, -1, -1, 1, -1, 1, -1, -1, 1).$$

Получим кодовое слово

$$(6, 2, 8, -16, 0, 8, 8, -16, 0, -4, -16, 8, -6, -6, 0, 0, 0, 0, 0, 0).$$

Возможные значения фаз на выходе модулятора: $0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm 28$, умноженные на $\frac{2\pi}{57}$. Для передаваемого сообщения –

$$(6, 8, 16, 0, 0, 8, 16, 0, 0, -4, -20, -12, -18, -24, -24, -24, -24, -24, -24).$$

Тогда в модуляторе будет сформирована последовательность фаз

$$\left(\frac{12\pi}{57}, \frac{16\pi}{57}, \frac{32\pi}{57}, 0, 0, \frac{16\pi}{57}, \frac{32\pi}{57}, 0, 0, -\frac{8\pi}{57}, -\frac{40\pi}{57}, -\frac{24\pi}{57}, -\frac{36\pi}{57}, -\frac{48\pi}{57}, -\frac{48\pi}{57}, -\frac{48\pi}{57}, -\frac{48\pi}{57}, -\frac{48\pi}{57}, -\frac{48\pi}{57}, -\frac{48\pi}{57} \right).$$

По значениям разности фаз принятых колебаний определим принятый вектор, компоненты которого при отсутствии шума также примут значения из множества $\{-28, -27, \dots, 0, \dots, 27, 28\}$. Получим:

$$(6, 2, 8, -16, 0, 8, 8, -16, 0, -4, -16, 8, -6, -6, 0, 0, 0, 0, 0, 0).$$

После умножения на декодирующую матрицу получим оценки передаваемых символов:

$$(0, -24, 24, -24, 0, -24, 0, 0, 12, -12, -12, 12).$$

Как видим, не все значения равны ± 12 . Из-за взаимного влияния значений элементов декодирующей матрицы $H^*(D)$ в некоторых позициях произошло удвоение (± 24) или устранение (0) искомым значений. Таким образом, однозначно восстановить истинный кодовый вектор не представляется возможным из-за структуры и значений матриц $G^*(D)$ и $H^*(D)$, содержащих трехчлены второй степени.

По указанной причине в исследовании помехозащищенности сигналов, передаваемых по каналам телекоммуникационных систем, целесообразно использовать ортогональные коды на основе многочленов первой степени.

На рисунке 3.7 представлены три графика: ОФМ-2_{АБГШ} – график зависимости вероятности ошибки от отношения сигнал/шум в канале с двоичной ОФМ [137], ОК-4_{аналит} – аналитический график зависимости вероятности ошибки от отношения сигнал/шум для схемы обработки с ОФМ и ортогональным кодированием на основе матриц порядка 4 глубины 2 и многочленов первой степени, полученный по формулам (3.11)-(3.13) [18, 115, 138, 139], ОК-4_{модел} – полученный в результате имитационного

моделирования график зависимости вероятности ошибки от отношения сигнал/шум для схемы обработки с ортогональным кодированием и ОФМ [18, 115, 138, 139].

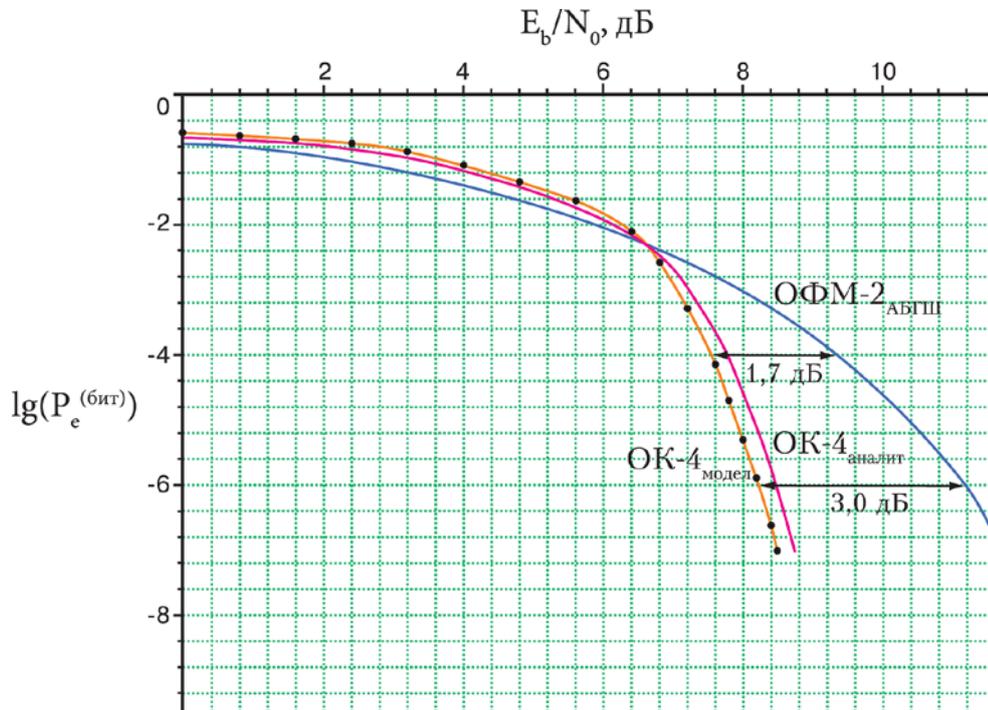


Рисунок 3.7 – Вероятности ошибки на бит в канале с АБГШ для двоичной ОФМ и для схемы с ортогональным кодированием на основе матриц порядка 4 глубины 2

В таблице 3.1 приведены числовые значения вероятностей ошибки от отношения сигнал/шум для двоичной ОФМ и для ОК-4_{аналит} и ОК-4_{модел} в канале с АБГШ [138, 139].

Таблица 3.1 – Числовые значения вероятностей ошибки на бит для двоичной ОФМ и ортогонального кодирования ОК-4 в канале с АБГШ

$\lg(P_e^{(\text{бит})})$	E_b/N_0 , для ОФМ-2 _{АБГШ} , дБ	E_b/N_0 , для ОК-4 _{аналит} , дБ	E_b/N_0 , для ОК-4 _{модел} , дБ
-0,58	—	—	0
-0,64	—	0	1,22
-0,74	0	1,69	2,47
-1,00	2,18	3,28	3,64

Продолжение таблицы 3.1

-1,50	4,36	5,01	5,22
-2,00	5,87	6,14	6,27
-2,50	7,03	6,83	6,76
-3,00	7,97	7,23	7,06
-3,50	8,69	7,52	7,31
-4,00	9,24	7,77	7,54
-4,50	9,84	7,98	7,73
-5,00	10,39	8,14	7,89
-5,50	10,81	8,32	8,06
-6,00	11,21	8,47	8,21
-6,50	11,47	8,60	8,36

Энергетический выигрыш от кодирования определяется для некоторого фиксированного уровня вероятности ошибки на бит как разница в отношении сигнал/шум, требуемом для достижения этого значения вероятности ошибки при передаче с кодированием и без кодирования [140].

Можно видеть, что для рассматриваемого примера на уровне вероятности ошибки на бит 10^{-4} выигрыш в отношении сигнал/шум по сравнению с двоичной ОФМ без кодирования составляет 1,7 дБ, а на уровне вероятности ошибки на бит 10^{-6} – 3,0 дБ.

С точки зрения теории передачи информации выигрыш объясняется тем, что при использовании противоположных сигналов $\{+1, -1\}$ и, для рассмотренного примера, ОФМ с 45 позициями 4 передаваемые за один такт бита информации кодируется $\log_2(45) = 5,492$ битами. Таким образом, имеет место избыточность в $5,492 - 4 = 1,492$ бита. *Для обозначения данного превышения количества информации, используемой при передаче сообщения посредством кодово-модуляционной схемы ортогонального кодирования, над количеством информации на символ передаваемого сообщения в*

диссертационной работе применяется термин «кодово-модуляционной избыточность».

На рисунке 3.8 представлены графики зависимости вероятности ошибки от отношения сигнал/шум в канале с АБГШ для двоичной ОФМ и полученные в результате имитационного моделирования графики зависимости вероятности ошибки от отношения сигнал/шум для ОК-4, ОК-8, ОК-16, ОК-32 и ОФМ [139, 141]. Для каждого случая по таблице 2.3 выбиралась декодирующая матрица глубины, равной половине порядка матрицы.

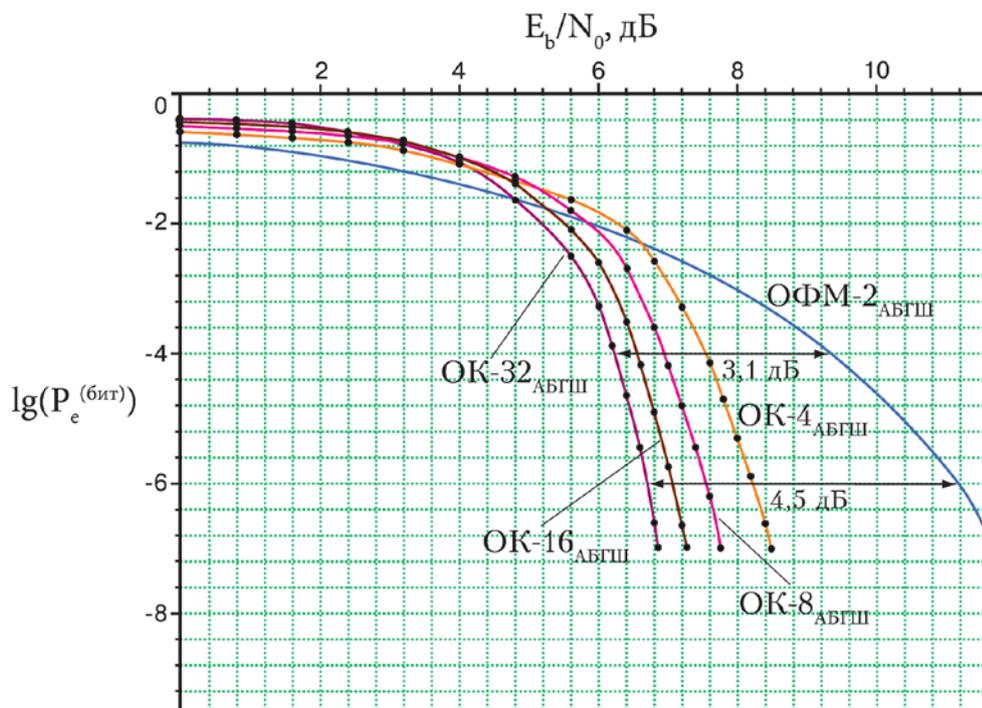


Рисунок 3.8 – Вероятности ошибки на бит в канале с АБГШ для двоичной ОФМ и для схем с ортогональным кодированием на основе матриц порядка 4, 8, 16 и 32

В таблице 3.2 приведены числовые значения вероятностей ошибки на бит от отношения сигнал/шум двоичной ОФМ и ОК-4, ОК-8, ОК-16, ОК-32 и ОФМ в канале с АБГШ.

Таблица 3.2 – Числовые значения вероятностей ошибки на бит от отношения сигнал/шум для двоичной ОФМ и ОК-4, ОК-8, ОК-16, ОК-32 и ОФМ в канале с АБГШ

$\lg(P_e^{(\text{бит})})$	E_b/N_0 , ОФМ-2 _{АБГШ} , дБ	E_b/N_0 , ОК-4 _{АБГШ} , дБ	E_b/N_0 , ОК-8 _{АБГШ} , дБ	E_b/N_0 , ОК-16 _{АБГШ} , дБ	E_b/N_0 , ОК-32 _{АБГШ} , дБ
-0,39	–	–	–	–	0
-0,44	–	–	–	0	1,23
-0,50	–	–	0	1,42	1,91
-0,58	–	0	1,68	2,40	2,39
-0,74	0	2,47	3,18	3,28	3,08
-1,00	2,18	3,64	4,05	4,02	3,83
-1,50	4,36	5,22	5,19	4,94	4,65
-2,00	5,87	6,27	5,85	5,51	5,18
-2,50	7,03	6,76	6,30	5,94	5,60
-3,00	7,97	7,06	6,54	6,20	5,89
-3,50	8,69	7,31	6,76	6,40	6,08
-4,00	9,24	7,54	6,95	6,55	6,14
-4,50	9,84	7,73	7,11	6,68	6,36
-5,00	10,39	7,89	7,25	6,82	6,49
-5,50	10,81	8,06	7,41	6,95	6,60
-6,00	11,21	8,21	7,54	7,06	6,71
-6,50	11,47	8,36	7,66	7,17	6,78

Отметим, что в данной работе рассматриваются только ортогональные коды, которые практически не содержат избыточности. Предлагаемые ортогональные коды для формирования кодового слова используют двоичные входные сигналы. Картина существенно не изменится, если эти двоичные символы образуют кодовое слово какого-либо кода с исправлением ошибок.

3.5 Дискретная амплитудная модуляция и ортогональное кодирование

Сигналы дискретной АМ имеют вид $s_i(t) = A_i\varphi(t)$, где $\varphi(t)$ – некоторая нормированная функция, заданная на интервале $[0, T]$ и определяющая форму сигнала, A_i – амплитуда i -го сигнала, $i = 0, 1, \dots, q-1$ [4, 6, 125]. Определим амплитуду i -го сигнала как

$$A_i = \sqrt{E} \sqrt{\left(1 - \frac{2i}{q-1}\right)}.$$

Тогда $A_0 = \sqrt{E}$, $A_{q-1} = -\sqrt{E}$, а все промежуточные значения амплитуды расположены с равномерным шагом в интервале $[-\sqrt{E}, \sqrt{E}]$. Сигнальное множество АМ показано на рисунке 3.9 [125].

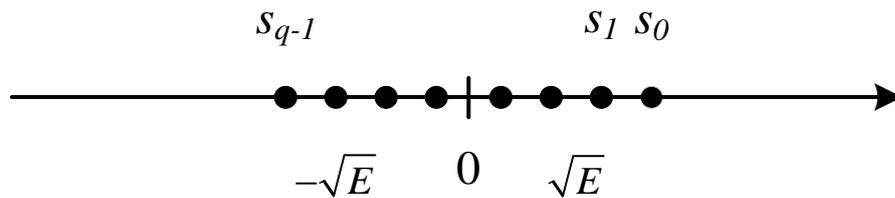


Рисунок 3.9 – Сигнальное множество АМ-сигналов

Минимальное расстояние между сигналами, как видно из рисунка 3.9, составляет $\Delta = 2\sqrt{E} / (q-1)$ [125]. Определим энергию каждого сигнала. Энергия i -го сигнала равна $E_i = A_i^2 = E \left(1 - \frac{2i}{q-1}\right)^2$, то есть энергия сигналов принимает различные значения, и E соответствует значению максимальной энергии. Будем полагать, что сигналы передаются равновероятно. Тогда значение средней энергии:

$$\bar{E} = \sum_{i=0}^{q-1} E_i P_i = \frac{E}{q} \sum_{i=0}^{q-1} \left(1 - \frac{2i}{q-1}\right)^2 = \frac{E}{q} \left(\sum_{i=0}^{q-1} 1 - \frac{4}{(q-1)} \sum_{i=0}^{q-1} i + \frac{4}{(q-1)^2} \sum_{i=0}^{q-1} i^2 \right).$$

Согласно [125], используя тождества $\sum_{i=0}^k i = k(k+1)/2$ и

$\sum_{i=0}^k i^2 = k(k+1)(2k+1)/6$, получим, что

$$\begin{aligned} \frac{1}{q} \sum_{i=0}^{q-1} \left(1 - \frac{2i}{q-1}\right)^2 &= \frac{1}{q} \left(\sum_{i=0}^{q-1} 1 - \frac{4}{(q-1)} \sum_{i=0}^{q-1} i + \frac{4}{(q-1)^2} \sum_{i=0}^{q-1} i^2 \right) = \\ &= \frac{1}{q} \left(q - \frac{4}{(q-1)} \frac{q(q-1)}{2} + \frac{4}{(q-1)^2} \frac{(q-1)q(2q-1)}{6} \right) = \frac{1}{3} \frac{q+1}{q-1}. \end{aligned}$$

Поэтому

$$\bar{E} = \frac{E}{3} \frac{q+1}{q-1}. \quad (3.16)$$

Решающие области для $i = 1, 2, \dots, q-2$ представляют собой отрезки длины Δ с центрами в сигнальных точках s_1, s_2, \dots, s_{q-2} , то есть $R_i = [A_i - \Delta/2, A_i + \Delta/2)$. Решающие области для крайних точек s_0 и s_{q-1} представляют собой бесконечные полупрямые $R_0 = [A_0 - \Delta/2, \infty)$ и $R_{q-1} = (-\infty, A_{q-1} + \Delta/2)$.

Сигнал на выходе канала имеет вид $r(t) = s(t) + n(t)$, где $s(t) \in \{s_i(t)\}$, $n(t)$ – АБГШ со спектральной плотностью мощности $N_0/2$. В силу того, что сигнальное множество АМ-сигналов одномерно, получим следующее конечномерное представление $r = A + n$, где $A \in \{A_i\}$, n – гауссовская случайная величина с параметрами $\bar{n} = 0$, $\bar{n}^2 = N_0 / 2$.

В [125, 142-144] рассмотрено нахождение значения

$$P_e = \frac{2q-2}{q} Q \left(\sqrt{\frac{2E}{N_0}} \frac{1}{q-1} \right), \quad (3.17)$$

определяющего зависимость вероятности ошибки от максимального отношения сигнал/шум E/N_0 .

С использованием равенства (3.16) получим выражение зависимости вероятности ошибки от среднего значения отношения сигнал/шум \bar{E} / N_0 :

$$P_e = \frac{2q-2}{q} Q \left(\sqrt{\frac{6\bar{E}}{N_0}} \frac{1}{q^2-1} \right). \quad (3.18)$$

При $q = 2$ получим формулу вероятности ошибки для противоположных сигналов $\{+1, -1\}$: $P_e = Q(\sqrt{2E/N_0})$. При этом также имеет место равенство $E = \bar{E}$.

В [125, 142-144] также приведен вывод выражения для вероятности ошибки на бит для сигналов АМ. Среднее значения отношения сигнал/шум на бит равно

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{1}{\log_2 q} \frac{\bar{E}}{N_0}.$$

Как показано в [4, 6, 125], вероятность ошибки на бит зависит от отображения сообщений (номеров сигналов) в сигнальные точки. Предпочтительным будет отображение, при котором близко расположенные сигнальные точки соответствуют сообщениям, различающимся в малом числе двоичных разрядов. Такое отображение для сигналов АМ достигается с использованием кода Грея. В этом случае блоки двоичных данных, соответствующие соседним сигнальным точкам, будут отличаться только в одной позиции. На рисунке 3.10 представлен пример для АМ-8 [125].

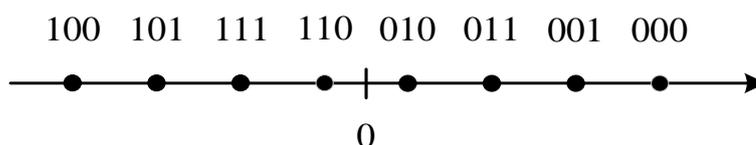
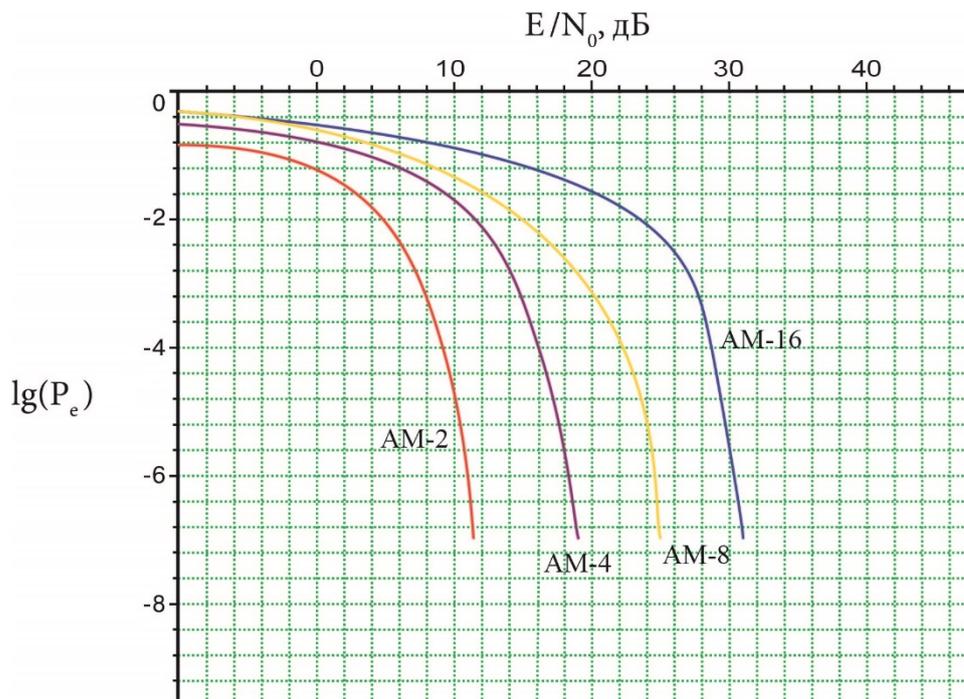


Рисунок 3.10 – Сигнальное множество сигналов АМ-8 (отображение в соответствии с кодом Грея)

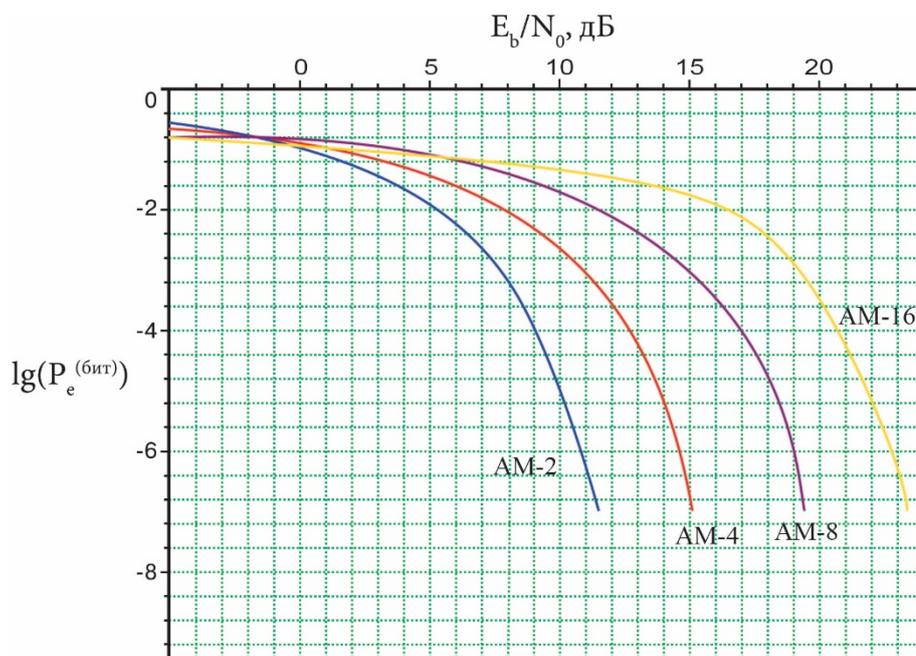
Поскольку ошибочное решение относительно переданного сигнала наиболее вероятно в пользу соседних сигналов, то оно будет приводить к ошибке только в одном бите. Это значит, что в большинстве случаев доля ошибочных двоичных разрядов при ошибочном решении равна $1/\log_2 q = 1/m$. Отсюда следует вероятность ошибки на бит как функции от отношения сигнал/шум на бит задается выражением

$$P_b \approx \frac{1}{\log_2 q} P_e = \frac{1}{\log_2 q} \frac{2q-2}{q} Q \left(\sqrt{6 \frac{E_b \log_2 q}{N_0 q^2 - 1}} \right). \quad (3.19)$$

Графики, показанные на рисунке 3.11, дают представление о зависимости вероятности ошибки от среднего значения отношения сигнал/шум и вероятности ошибки на бит от отношения сигнал/шум на бит. Важно отметить, что вероятность ошибки P_e резко возрастает с увеличением объема сигнального алфавита.



a)



б)

Рисунок 3.11 – Вероятности ошибки (P_e , а) и ошибки на бит (P_b , б) для АМ-сигналов

На рисунке 3.12 представлены графики зависимости вероятности ошибки от отношения сигнал/шум в канале с АБГШ для двоичной АМ и полученные в результате имитационного моделирования графики зависимости вероятности ошибки от отношения сигнал/шум для ОК-4, ОК-8, ОК-16, ОК-32 и АМ [142-147]. Для каждого случая по таблице 2.3 выбиралась декодирующая матрица глубины, равной половине порядка матрицы.

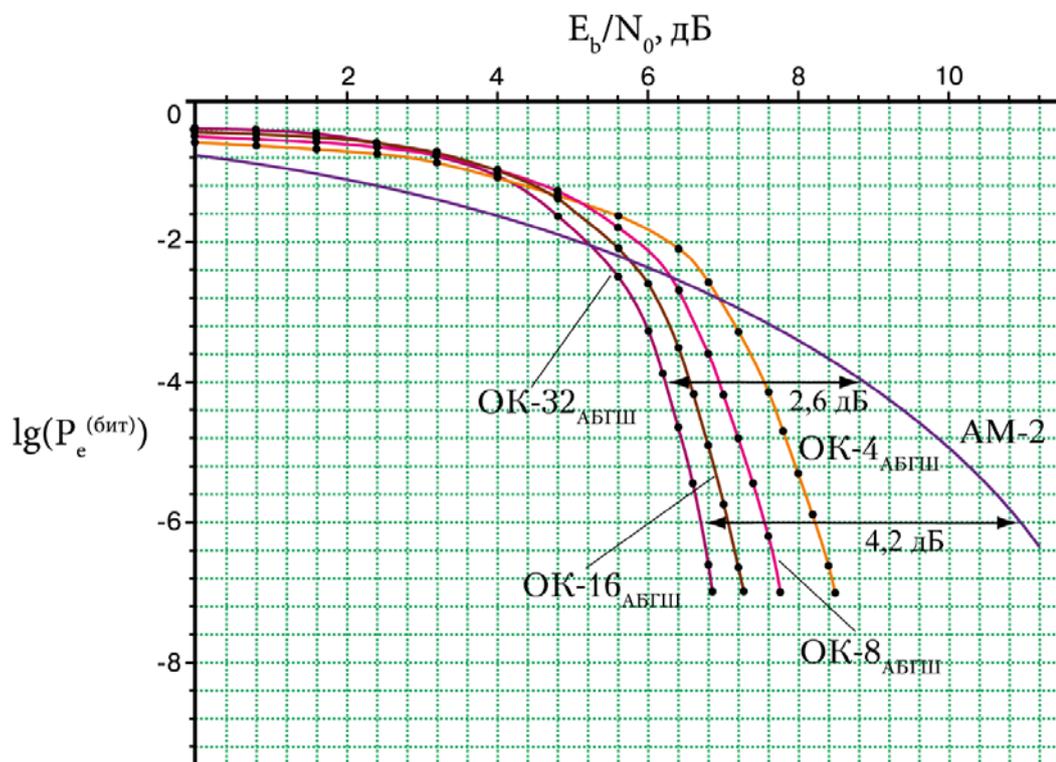


Рисунок 3.12 – Вероятности ошибки на бит в канале с АБГШ для двоичной АМ и для схем с ортогональным кодированием на основе матриц порядка 4, 8, 16 и 32

В таблице 3.3 приведены числовые значения вероятностей ошибки на бит от отношения сигнал/шум двоичной АМ и ОК-4, ОК-8, ОК-16, ОК-32 и АМ в канале с АБГШ.

Таблица 3.3 – Числовые значения вероятностей ошибки на бит от отношения сигнал/шум для двоичной АМ и ОК-4, ОК-8, ОК-16, ОК-32 и АМ в канале с АБГШ

$\lg(P_e^{(\text{бит})})$	E_b/N_0 , АМ-2 _{АБГШ} , дБ	E_b/N_0 , ОК-4 _{АБГШ} , дБ	E_b/N_0 , ОК-8 _{АБГШ} , дБ	E_b/N_0 , ОК-16 _{АБГШ} , дБ	E_b/N_0 , ОК-32 _{АБГШ} , дБ
-0,39	—	—	—	—	0
-0,44	—	—	—	0	1,23
-0,50	—	—	0	1,42	1,91
-0,58	—	0	1,68	2,40	2,39
-0,74	0	2,47	3,18	3,28	3,08

Продолжение таблицы 3.3

-1,00	1,60	3,64	4,05	4,02	3,83
-1,50	3,61	5,22	5,19	4,94	4,65
-2,00	5,00	6,27	5,85	5,51	5,18
-2,50	6,40	6,76	6,30	5,94	5,60
-3,00	7,36	7,06	6,54	6,20	5,89
-3,50	8,16	7,31	6,76	6,40	6,08
-4,00	8,74	7,54	6,95	6,55	6,14
-4,50	9,54	7,73	7,11	6,68	6,36
-5,00	10,16	7,89	7,25	6,82	6,49
-5,50	10,60	8,06	7,41	6,95	6,60
-6,00	10,91	8,21	7,54	7,06	6,71
-6,50	11,30	8,36	7,66	7,17	6,78

Как видно из рисунка 3.12 и таблицы 3.3, при использовании с АМ ортогонального кодирования при увеличении отношения сигнал/шум уменьшается результирующая вероятность ошибки на бит. Так, на уровне вероятности ошибки на бит 10^{-4} при использовании ортогонального кодирования ОК-32 и АМ выигрыш в отношении сигнал/шум по сравнению с двоичной АМ без кодирования составляет 2,6 дБ, а на уровне вероятности ошибки на бит 10^{-6} – 4,2 дБ.

3.6 Квадратурная амплитудная модуляция и ортогональное кодирование

Сигналы КАМ имеют вид $s_i(t) = s_{i1}\varphi_1(t) + s_{i2}\varphi_2(t)$, где $\varphi_1(t)$, $\varphi_2(t)$ – две ортонормированные функции, заданные на интервале $[0, T]$ и определяющие форму сигнала $i = 0, 1, \dots, q-1$. Величины s_{i1} , s_{i2} для сигналов КАМ принимают дискретные значения, равномерно расположенные в некотором конечном интервале. Они могут рассматриваться как амплитудные множители при

функциях $\varphi_1(t)$ и $\varphi_2(t)$, поэтому сигнал КАМ представляет собой сумму двух ортогональных АМ-сигналов $s_{i1}\varphi_1(t)$ и $s_{i2}\varphi_2(t)$ [4, 6, 125].

Будем считать, что $q = 2^m$, где m – целое; число m может рассматриваться как число бит, переносимых сигналом (при отсутствии кодирования). Если $m = 2k$, k – целое, $\sqrt{q} = 2^k$ – тоже целое. Поставим в соответствие номеру сигнала i , $i = 0, 1, \dots, q-1$, пару целых i_1, i_2 , где $i_1, i_2 = 0, 1, \dots, \sqrt{q} - 1$, по правилу $i = i_1\sqrt{q} + i_2$. Иначе говоря, i_1, i_2 – это цифры в \sqrt{q} -ичном представлении числа i . Пусть

$$s_{i1} = A \left(1 - \frac{2i_1}{\sqrt{q} - 1} \right), \quad s_{i2} = A \left(1 - \frac{2i_2}{\sqrt{q} - 1} \right),$$

где A – максимальное абсолютное значение величин s_{i1} и s_{i2} . Тогда значения величин s_{i1} и s_{i2} расположены с равномерным шагом в интервале $[-A, A]$. Сигнальное множество КАМ показано на рисунке 3.13 [125].

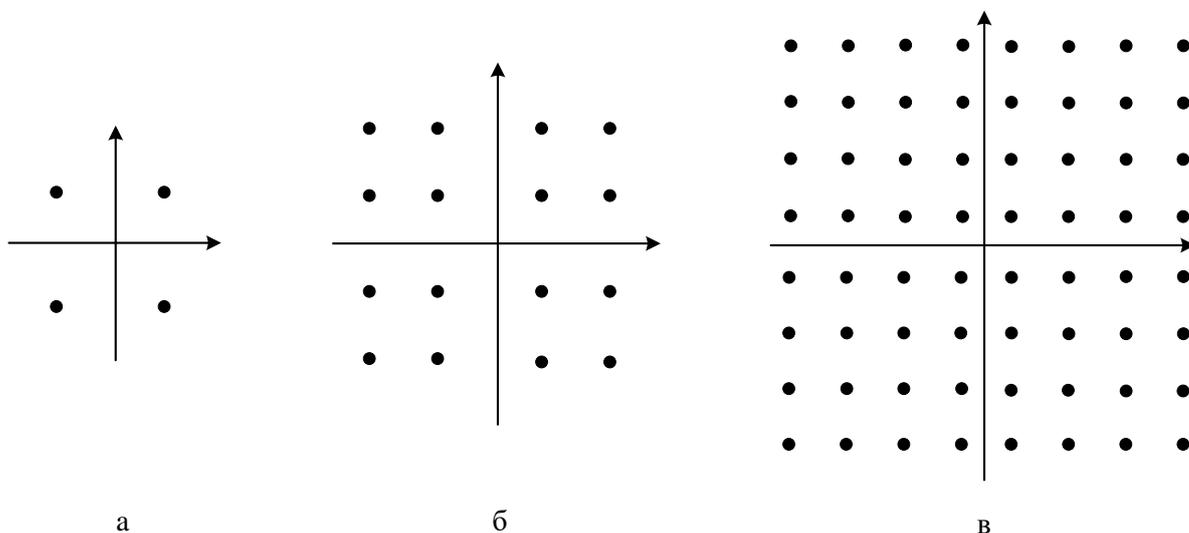


Рисунок 3.13 – Сигнальное множество КАМ
а) $q = 4$, б) $q = 16$, в) $q = 64$

При $q = 2^m$, где $m = 2k-1$, сигнальное множество строится путем «прореживания» сигнального множества для $q = 2^{2k}$. Примеры приведены на рисунке 3.14: множество для КАМ-8 построено из множества КАМ-16,

множество для КАМ-32 – из множества для КАМ-64 путем выбрасывания половины точек [125].

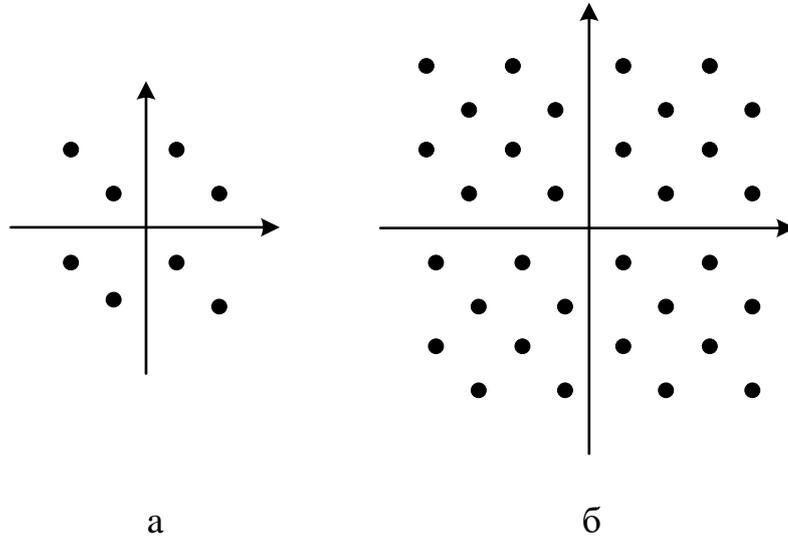


Рисунок 3.14 – Сигнальное множество КАМ а) $q = 8$, б) $q = 32$

Минимальное расстояние между сигналами, как видно из рисунка 3.14, составляет

$$\Delta = 2A / (\sqrt{q} - 1). \quad (3.20)$$

Определим энергию каждого сигнала. Энергия i -го сигнала равна

$$E_i = s_{i1}^2 + s_{i2}^2 = A^2 \left(1 - \frac{2i_1}{\sqrt{q} - 1} \right)^2 + A^2 \left(1 - \frac{2i_2}{\sqrt{q} - 1} \right)^2,$$

то есть энергия сигналов принимает различные значения [125].

Будем полагать, что сигналы передаются равновероятно. Найдем значение средней энергии

$$\begin{aligned} \bar{E} &= \frac{1}{q} \sum_{i=0}^{q-1} E_i = \frac{A^2}{q} \sum_{i_1=0}^{\sqrt{q}-1} \sum_{i_2=0}^{\sqrt{q}-1} \left(\left(1 - \frac{2i_1}{\sqrt{q} - 1} \right)^2 + \left(1 - \frac{2i_2}{\sqrt{q} - 1} \right)^2 \right) = \\ &= \frac{A^2}{q} \left(\sum_{i_1=0}^{\sqrt{q}-1} \sqrt{q} \left(1 - \frac{2i_1}{\sqrt{q} - 1} \right)^2 + \sum_{i_2=0}^{\sqrt{q}-1} \sqrt{q} \left(1 - \frac{2i_2}{\sqrt{q} - 1} \right)^2 \right) = \frac{2A^2}{\sqrt{q}} \sum_{i_1=0}^{\sqrt{q}-1} \left(1 - \frac{2i_1}{\sqrt{q} - 1} \right)^2. \end{aligned}$$

В [125] показано, что с учетом равенства $\frac{1}{q} \sum_{i=0}^{q-1} \left(1 - \frac{2i}{q-1}\right)^2 = \frac{1}{3} \frac{q+1}{q-1}$:

$$\frac{1}{\sqrt{q}} \sum_{i=0}^{\sqrt{q}-1} \left(1 - \frac{2i_1}{\sqrt{q}-1}\right)^2 = \frac{1}{3} \frac{\sqrt{q}+1}{\sqrt{q}-1}.$$

Тогда с учетом (3.20) имеем соотношение между средней энергией сигналов КАМ и минимальным расстоянием между ними

$$\bar{E} = \frac{2A^2}{3} \frac{\sqrt{q}+1}{\sqrt{q}-1} = \frac{\Delta^2}{6} (q-1). \quad (3.21)$$

Решающие области для сигнальных точек, находящихся в середине сигнального созвездия, представляют собой квадраты. Для точек на краях сигнального созвездия они бесконечны (рисунок 3.15) [125].

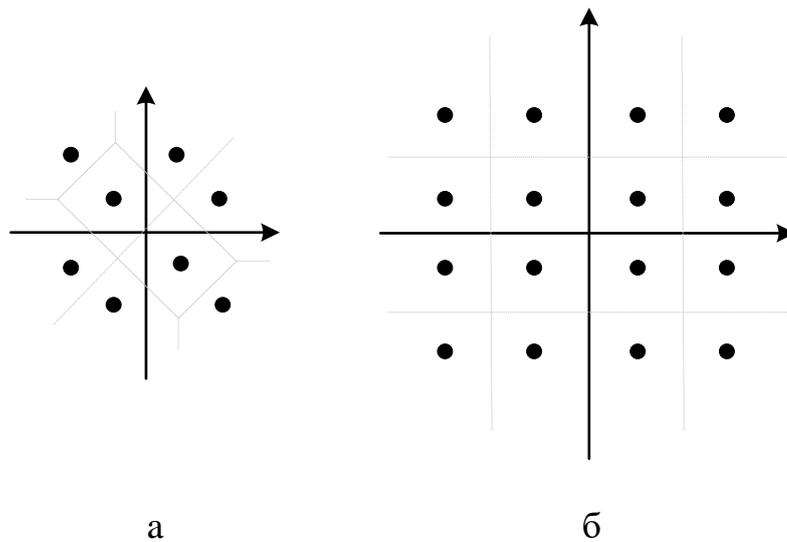


Рисунок 3.15 – Решающие области КАМ а) $q = 8$, б) $q = 16$

Оценим вероятность ошибки для КАМ-сигналов. Вероятность ошибки вычисляется как

$$P_e = \sum_{i=0}^{q-1} P_e(i) P_i = \frac{1}{q} \sum_{i=0}^{q-1} P_e(i), \quad (3.22)$$

где $P_e(i)$ – вероятность ошибки при передаче i -го сигнала, P_i – вероятность передачи i -го сигнала, $P_i = 1/q$.

В [125, 148-150] представлено вычисление $P_e(i)$. По определению, $P_e(i) = \Pr[r \notin R_i/i]$, где R_i – i -ая решающая область, $r = s_i + n$ – точка в сигнальном пространстве, соответствующая принятому сигналу. Обозначим квадрат с длиной стороны Δ и центром в некоторой точке $z = (z_1, z_2)$ как $S(z)$. Он может быть описан как $S(z) = [z_1 - \Delta/2, z_1 + \Delta/2] \times [z_2 - \Delta/2, z_2 + \Delta/2]$. Тогда $S(s_i)$ – это квадрат с центром в i -й сигнальной точке и $S(s_i) \subseteq R_i$. В итоге

$$P_e \leq 1 - \left(1 - 2Q \left(\sqrt{\frac{3\bar{E}}{N_0} \frac{1}{q-1}} \right) \right)^2. \quad (3.23)$$

В [125, 148-150] также рассмотрено нахождение выражения для вероятности ошибки на бит для сигналов КАМ. Среднее значение отношения сигнал/шум на бит равно

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{1}{\log_2 q} \frac{\bar{E}}{N_0}. \quad (3.24)$$

Для отображения сообщений в сигнальные точки КАМ может использоваться код Грея [4, 6, 125]. Для нумерации строк и столбцов в сигнальном созвездии применяются два кода Грея длины $m/2$, $m = \log_2 q$. Сообщение строится как конкатенация слов кода Грея для номеров строки и столбца, соответствующих сигнальной точке. Пример для КАМ-16 показан на рисунке 3.16 [125].

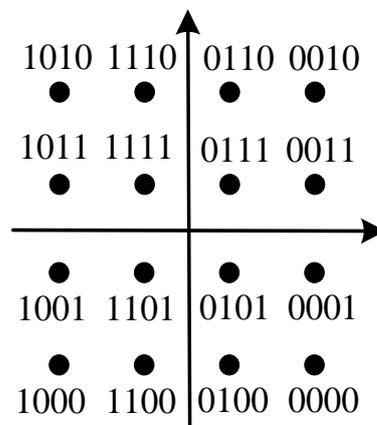
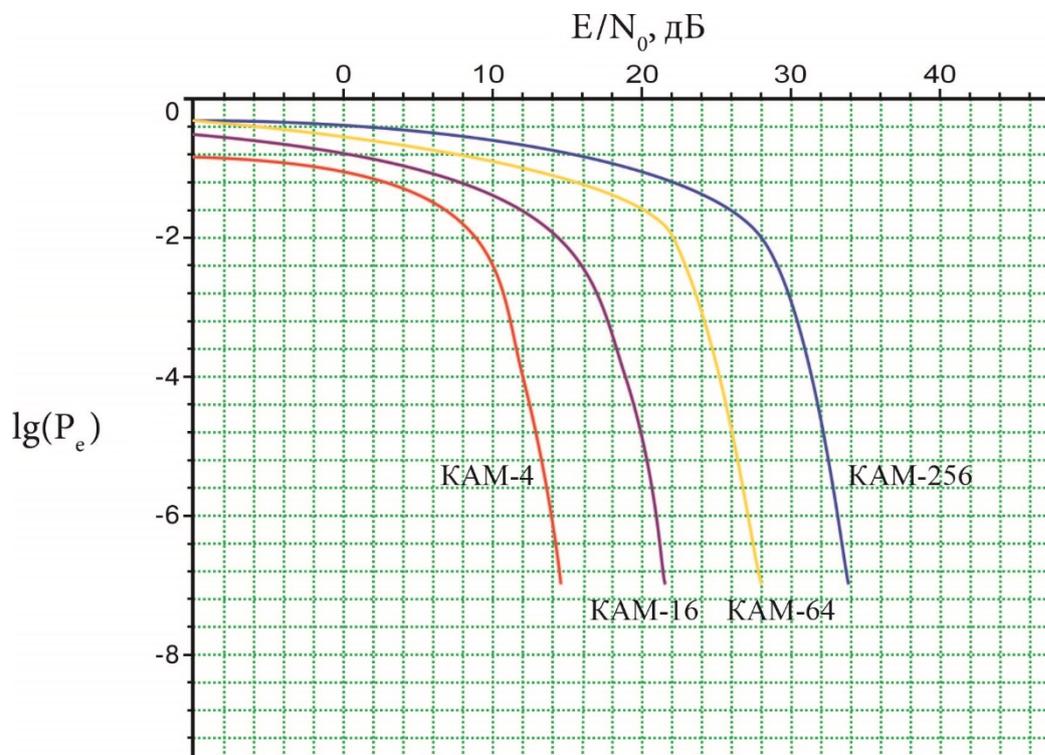


Рисунок 3.16 – Сигнальное множество КАМ-16 (отображение в соответствии с кодом Грея для строк и столбцов)

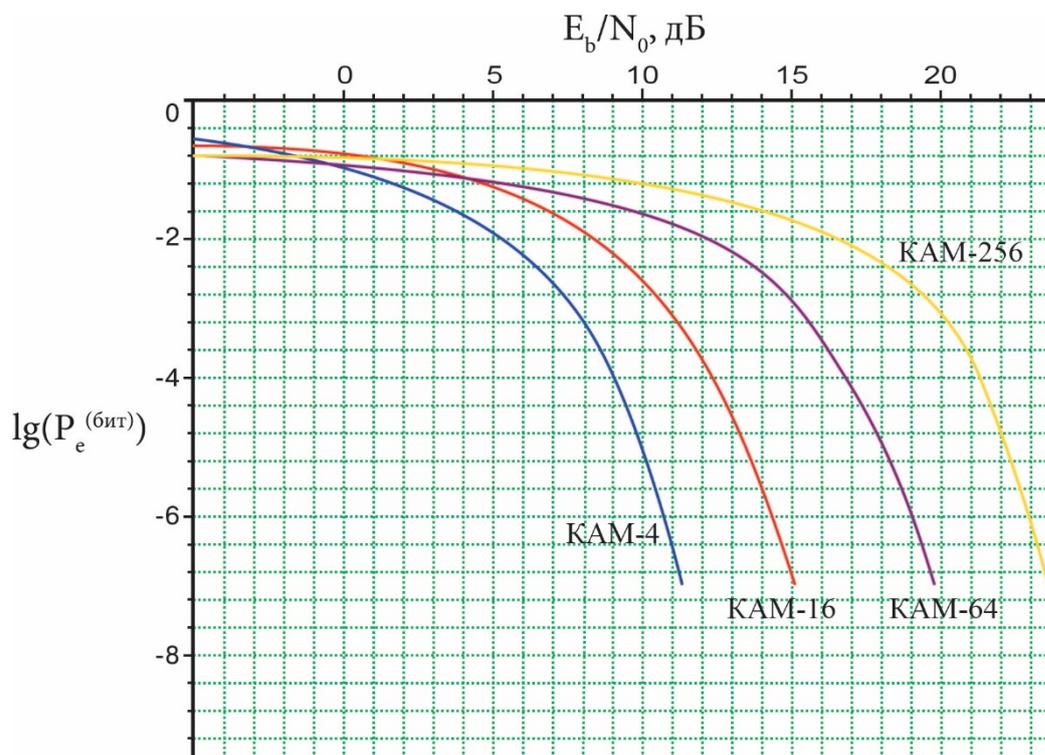
Отметим, что в этом случае соседним точкам соответствуют сообщения, отличающиеся в одном двоичном разряде. Поэтому формула для вероятности ошибки на бит может быть получена с помощью (3.24) как

$$P_b \approx \frac{1}{\log_2 q} P_e \approx \frac{1}{\log_2 q} \left(1 - \left(1 - 2Q \left(\sqrt{3 \frac{E_b \log_2 q}{N_0 (q-1)}} \right) \right)^2 \right). \quad (3.25)$$

На рисунке 3.17 показаны графики границ для вероятности ошибки, вычисленных по формулам (3.23) и (3.25).



а)



б)

Рисунок 3.17 – Вероятности ошибки (P_e , а) и ошибки на бит (P_b , б) для QAM-сигналов

На рисунке 3.18 представлены графики зависимости вероятности ошибки от отношения сигнал/шум в канале с АБГШ для QAM-4 и полученные в результате имитационного моделирования графики зависимости вероятности ошибки от отношения сигнал/шум для ОК-4, ОК-8, ОК-16, ОК-32 и АМ [148-153]. Для каждого случая по таблице 2.3 выбиралась декодирующая матрица глубины, равной половине порядка матрицы.

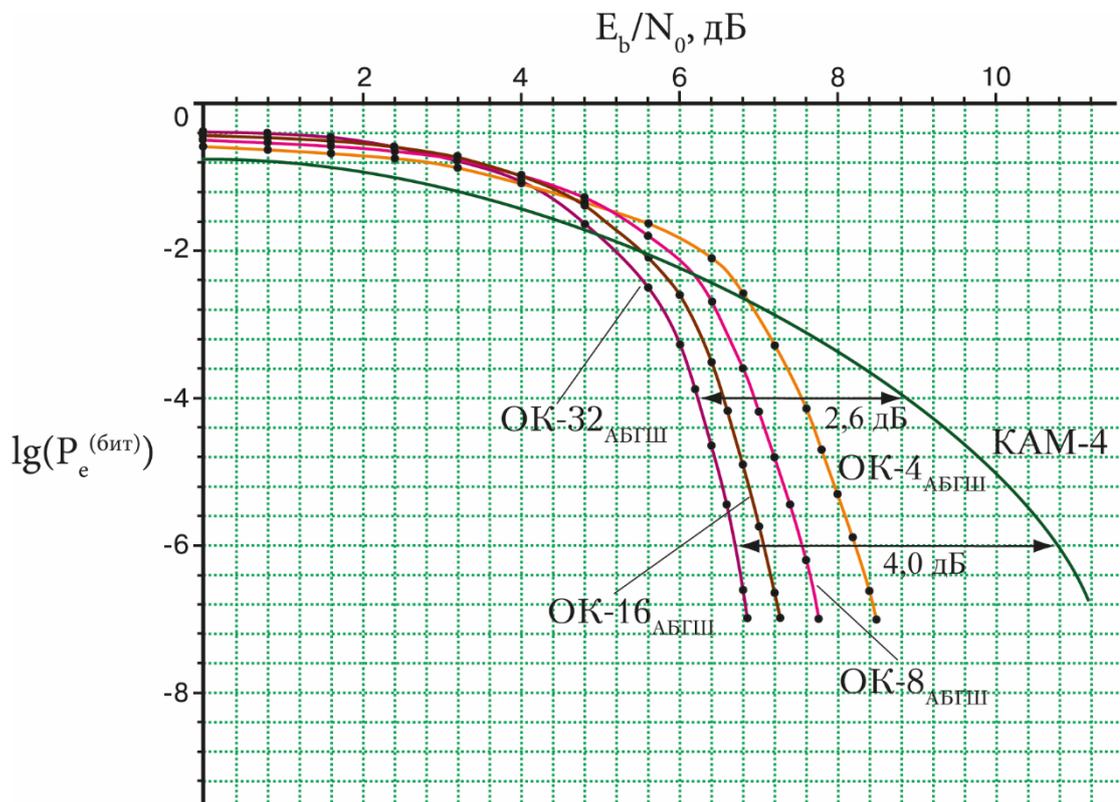


Рисунок 3.18 – Вероятности ошибки на бит в канале с АБГШ для КАМ-4 и для схем с ортогональным кодированием на основе матриц порядка 4, 8, 16 и 32

В таблице 3.4 приведены числовые значения вероятностей ошибки на бит от отношения сигнал/шум КАМ-4 и ОК-4, ОК-8, ОК-16, ОК-32 и КАМ в канале с АБГШ.

Таблица 3.4 – Числовые значения вероятностей ошибки на бит от отношения сигнал/шум для КАМ-4 и ОК-4, ОК-8, ОК-16, ОК-32 и КАМ в канале с АБГШ

$\lg(P_e^{(\text{бит})})$	E_b/N_0 , КАМ-4 _{АБГШ} , дБ	E_b/N_0 , ОК-4 _{АБГШ} , дБ	E_b/N_0 , ОК-8 _{АБГШ} , дБ	E_b/N_0 , ОК-16 _{АБГШ} , дБ	E_b/N_0 , ОК-32 _{АБГШ} , дБ
-0,39	–	–	–	–	0
-0,44	–	–	–	0	1,23
-0,50	–	–	0	1,42	1,91
-0,58	–	0	1,68	2,40	2,39
-0,74	0	2,47	3,18	3,28	3,08

Продолжение таблицы 3.4

-1,00	2,51	3,64	4,05	4,02	3,83
-1,50	4,28	5,22	5,19	4,94	4,65
-2,00	5,48	6,27	5,85	5,51	5,18
-2,50	6,56	6,76	6,30	5,94	5,60
-3,00	7,45	7,06	6,54	6,20	5,89
-3,50	8,26	7,31	6,76	6,40	6,08
-4,00	8,74	7,54	6,95	6,55	6,14
-4,50	9,52	7,73	7,11	6,68	6,36
-5,00	9,96	7,89	7,25	6,82	6,49
-5,50	10,43	8,06	7,41	6,95	6,60
-6,00	10,71	8,21	7,54	7,06	6,71
-6,50	11,05	8,36	7,66	7,17	6,78

Как видно из рисунка 3.18 и таблицы 3.4, при использовании с КАМ ортогонального кодирования при увеличении отношения сигнал/шум уменьшается результирующая вероятность ошибки на бит. Так, на уровне вероятности ошибки на бит 10^{-4} при использовании ортогонального кодирования ОК-32 и КАМ выигрыш в отношении сигнал/шум по сравнению с КАМ-4 без кодирования составляет 2,6 дБ, а на уровне вероятности ошибки на бит 10^{-6} – 4,04 дБ.

3.7 Частотная модуляция и ортогональное кодирование

Сигналы ЧМ имеют вид

$$s_i(t) = \sqrt{2E/T} \cos 2\pi f_i t, \quad 0 < t < T,$$

где E – энергия сигнала, T – период следования сигналов, f_i – центральная частота i -го сигнала, $f_i = l_i/T$, l_i – целое, $i = 0, 1, \dots, q-1$. Величины l_i должны быть различны при различных i . При таком выборе центральных частот сигналы ЧМ будут ортогональными [4, 6, 125].

Естественно выбрать в качестве базиса функции вида $\varphi_i(t) = \sqrt{2/T} \cos 2\pi f_i t$, $i = 0, 1, \dots, q-1$. Можно проверить, что

$$(\varphi_i, \varphi_k) = \frac{\sin 2\pi(l_i + l_k)}{2\pi(l_i + l_k)} + \frac{\sin 2\pi(l_i - l_k)}{2\pi(l_i - l_k)} = \begin{cases} 1, & i = k \\ 0, & i \neq k \end{cases}. \quad (3.26)$$

Число базисных функций совпадает в этом случае с числом сигналов.

Тогда можно записать, что $s_i(t) = \sqrt{E}\varphi_i(t)$, а сигнальные точки тогда будут иметь вид $s_0 = (\sqrt{E}, 0, 0, \dots, 0)$, $s_1 = (0, \sqrt{E}, 0, \dots, 0)$, $s_{q-1} = (0, 0, 0, \dots, \sqrt{E})$.

Сигнальное созвездие может быть изображено только в случаях $q = 2$ и $q = 3$. Наглядное описание решающих областей также возможно только в этих случаях [125].

Оценим вероятность ошибки для ЧМ-сигналов. Вероятность ошибки вычисляется как

$$P_e = \sum_{i=0}^{q-1} P_e(i) P_i = \frac{1}{q} \sum_{i=0}^{q-1} P_e(i), \quad (3.27)$$

где $P_e(i)$ – вероятность ошибки при передаче i -го сигнала, P_i – вероятность передачи i -го сигнала, $P_i = 1/q$ [125].

В [125, 154, 155] рассмотрено вычисление вероятности $P_e(i)$. Условная вероятность ошибки может быть записана как

$$P_e(i) = 1 - P_c(i), \quad (3.28)$$

где $P_c(i)$ – вероятность правильного решения при передаче i -го сигнала. В итоге

$$P_e = 1 - \int_{-\infty}^{\infty} (1 - Q(z))^{q-1} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-(z - \sqrt{2E/N_0})^2/2} dz. \quad (3.29)$$

Формула (3.29) дает точное значение вероятности ошибки, но его вычисление требует численного интегрирования. Для этой вероятности можно легко получить просто вычисляемую верхнюю границу. Ее вывод основан на использовании аддитивного неравенства [125]. Условная вероятность ошибки может быть найдена как

$$P_e(i) = \Pr \left[\bigcup_{\substack{k=0 \\ k \neq i}}^{q-1} \{d^2(r, s_i) > d^2(r, s_k)\} \mid i \right].$$

Применяя аддитивную границу, имеем

$$\begin{aligned} P_e(i) &\leq \sum_{\substack{k=0 \\ k \neq i}}^{q-1} \Pr \left[\{d^2(r, s_i) > d^2(r, s_k)\} \mid i \right] = \sum_{\substack{k=0 \\ k \neq i}}^{q-1} \Pr[r_i < r_k \mid i] = \sum_{\substack{k=0 \\ k \neq i}}^{q-1} \Pr[\sqrt{E} + n_i < n_k] = \\ &= \sum_{\substack{k=0 \\ k \neq i}}^{q-1} \Pr[\sqrt{2E/N_0} + \eta_i < \eta_k] = \sum_{\substack{k=0 \\ k \neq i}}^{q-1} Q(\sqrt{E/N_0}) = (q-1)Q(\sqrt{E/N_0}). \end{aligned}$$

И, окончательно,

$$P_e \leq (q-1)Q(\sqrt{E/N_0}). \quad (3.30)$$

Аддитивная граница (3.31) вычисляется гораздо проще, чем точное значение (3.29). Точность оценки (3.30) во многих случаях оказывается вполне приемлемой. Заметим также, что при $q = 2$ граница и точное значение совпадают.

В [125, 154, 155] также представлен вывод выражения для вероятности ошибки на бит. Вероятность ошибки на бит может быть вычислена как

$$P_b = \frac{1}{m} \sum_{i=0}^{q-1} \sum_{\substack{i'=0 \\ i' \neq i}}^{q-1} P_e(i, i') n(i, i'), \quad (3.31)$$

где $P_e(i, i')$ – вероятность принятия решения в пользу сигнала с номером i' при условии, что был передан сигнал с номером i , $i' \neq i$, $n(i, i')$ – число разрядов, в которых различаются двоичные представления номеров сигналов i и i' . При использовании ортогональных сигналов и, в частности, сигналов ЧМ –

$$P_e(i, i') = P_e(i) / (q-1)$$

для всех $i' \neq i$.

Принимая во внимание, что $m = q^2$, для ортогональных сигналов получаем, что

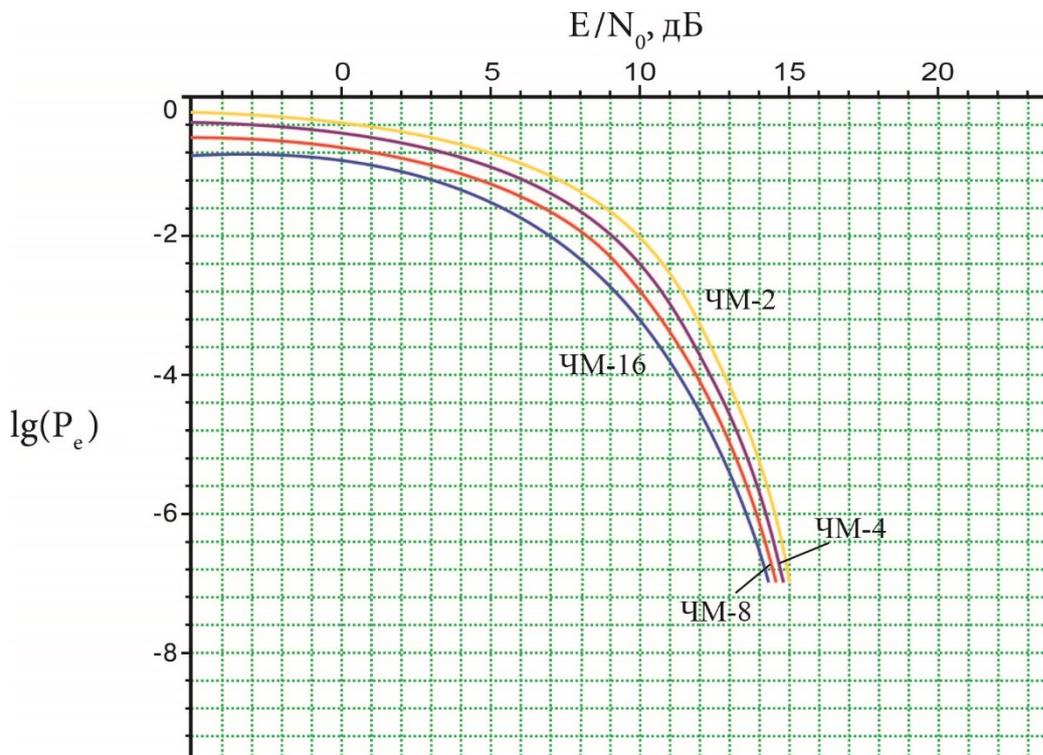
$$P_b = \frac{2^{m-1}}{2^m - 1} P_e.$$

Заметим, что для двоичных сигналов, то есть, когда $q = 2$ и $m = 1$, $P_b = P_e$, а при $q \gg 1$ $P_b \approx P_e/2$.

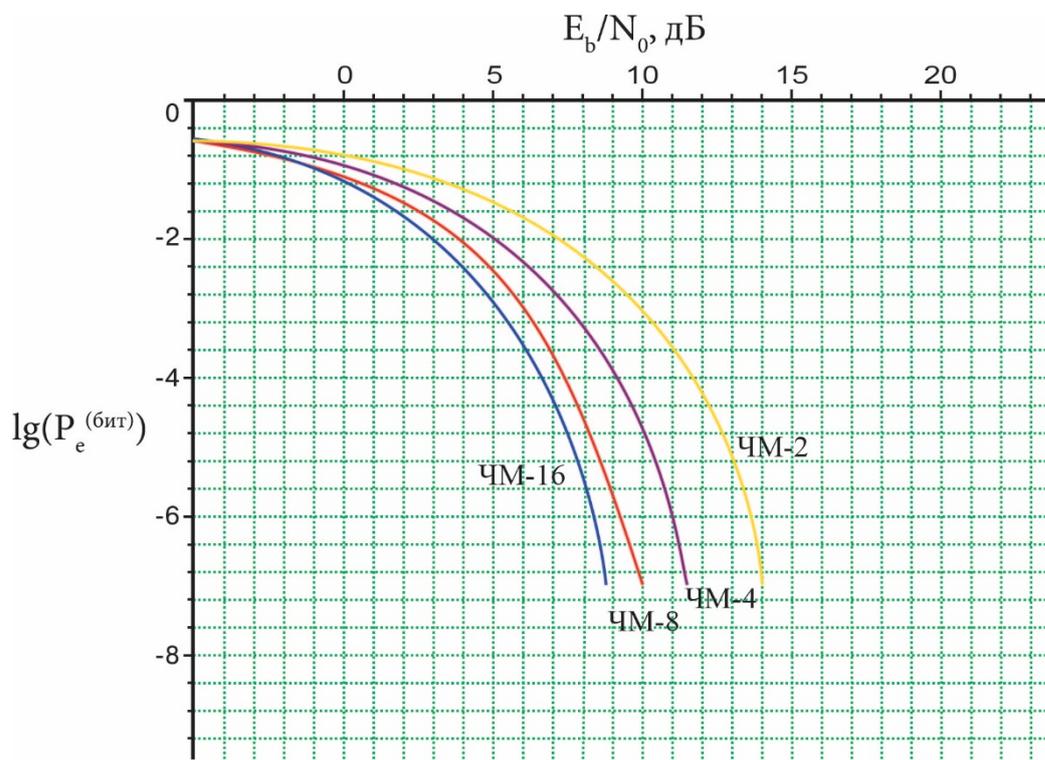
Отношение сигнал/шум на бит равно $E_b/N_0 = (1/m)E/N_0$, поэтому, согласно [125], окончательное выражение для вероятности ошибки на бит, как следует из формулы (3.32), имеет вид

$$P_b = \frac{2^{m-1}}{2^m - 1} \left(1 - \int_{-\infty}^{\infty} (1 - Q(z))^{q-1} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-(z - \sqrt{2m(E/N_0)_{bit}})^2/2} dz \right). \quad (3.32)$$

На рисунке 3.19 показаны графики значений вероятности ошибки, вычисленных по формулам (3.29) и (3.32).



a)



б)

Рисунок 3.19 – Вероятности ошибки (P_e , а) и ошибки на бит (P_b , б) для ЧМ-сигналов

На рисунке 3.20 представлены графики зависимости вероятности ошибки на бит от отношения сигнал/шум в канале с АБГШ для ЧМ-4, ЧМ-8, ЧМ-16 и полученные в результате имитационного моделирования графики зависимости вероятности ошибки от отношения сигнал/шум для ОК-4, ОК-8, ОК-16, ОК-32 и ЧМ [154-158]. Для каждого случая по таблице 2.3 выбиралась декодирующая матрица глубины, равной половине порядка матрицы.

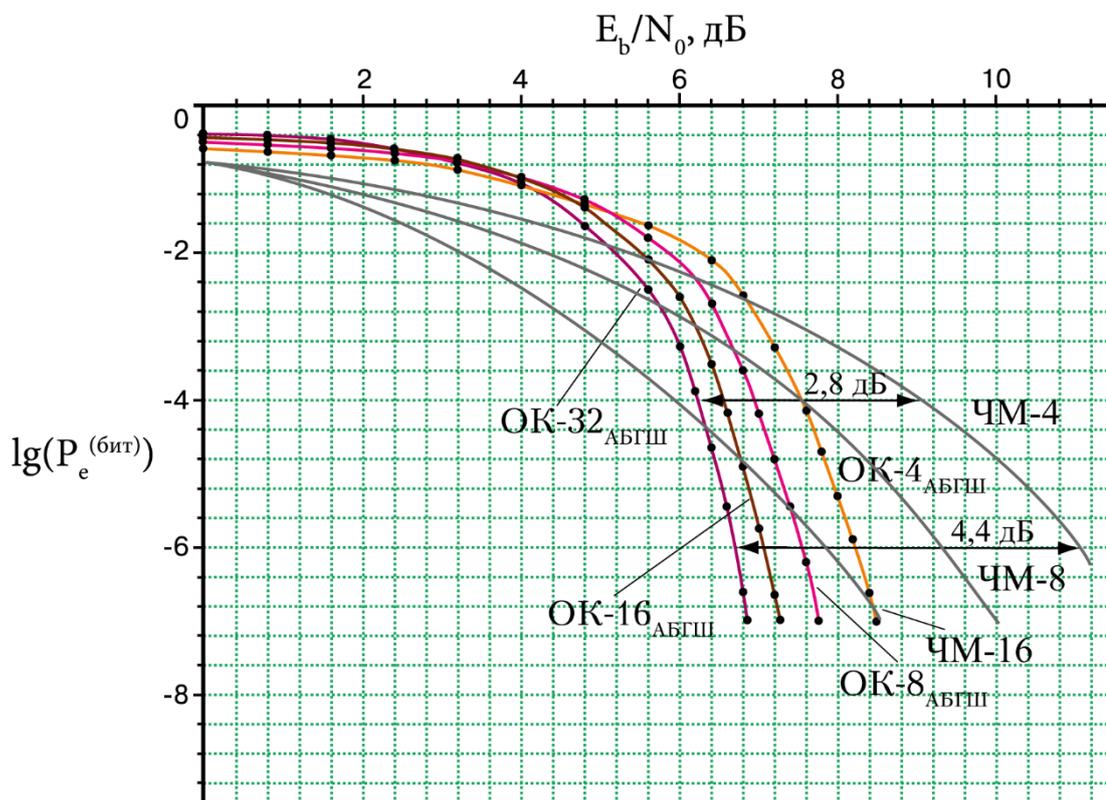


Рисунок 3.20 – Вероятности ошибки на бит в канале с АБГШ для ЧМ-4, ЧМ-8, ЧМ-16 и для схем с ортогональным кодированием на основе матриц порядка 4, 8, 16 и 32

В таблице 3.5 приведены числовые значения вероятностей ошибки на бит от отношения сигнал/шум для ЧМ-4, ЧМ-8, ЧМ-16 и ОК-4, ОК-8, ОК-16, ОК-32 и ЧМ в канале с АБГШ.

Таблица 3.5 – Числовые значения вероятностей ошибки на бит от отношения сигнал/шум для ЧМ-4, ЧМ-8, ЧМ-16 и ОК-4, ОК-8, ОК-16, ОК-32 и ЧМ в канале с АБГШ

$\lg(P_e^{(\text{бит})})$	$E_b/N_0,$ ЧМ-4 _{АБГШ} , дБ	$E_b/N_0,$ ЧМ-8 _{АБГШ} , дБ	$E_b/N_0,$ ЧМ-16 _{АБГШ} , дБ	$E_b/N_0,$ ОК-32 _{АБГШ} , дБ
-0,39	—	—	—	0
-0,44	—	—	—	1,23
-0,50	—	—	—	1,91
-0,58	—	—	—	2,39
-0,74	0	0	0	3,08

Продолжение таблицы 3.5

-1,00	1,85	1,25	1,00	3,83
-1,50	4,00	3,08	2,31	4,65
-2,00	5,37	4,35	3,23	5,18
-2,50	6,50	5,30	4,00	5,60
-3,00	7,49	6,22	4,77	5,89
-3,50	8,37	6,98	5,40	6,08
-4,00	8,94	7,51	5,90	6,14
-4,50	9,67	8,06	6,48	6,36
-5,00	10,25	8,53	6,98	6,49
-5,50	10,72	8,96	7,41	6,60
-6,00	11,11	9,29	7,82	6,71
-6,50	11,25	9,65	8,25	6,78

Продолжение таблицы 3.5

$\lg(P_e^{(\text{бит})})$	$E_b/N_0,$ ОК-4 _{АБГШ} , дБ	$E_b/N_0,$ ОК-8 _{АБГШ} , дБ	$E_b/N_0,$ ОК-16 _{АБГШ} , дБ
-0,39	–	–	–
-0,44	–	–	0
-0,50	–	0	1,42
-0,58	0	1,68	2,40
-0,74	2,47	3,18	3,28
-1,00	3,64	4,05	4,02
-1,50	5,22	5,19	4,94
-2,00	6,27	5,85	5,51
-2,50	6,76	6,30	5,94
-3,00	7,06	6,54	6,20
-3,50	7,31	6,76	6,40
-4,00	7,54	6,95	6,55

Продолжение таблицы 3.5

-4,50	7,73	7,11	6,68
-5,00	7,89	7,25	6,82
-5,50	8,06	7,41	6,95
-6,00	8,21	7,54	7,06
-6,50	8,36	7,66	7,17

3.8 Сравнительная характеристика амплитудной, квадратурной амплитудной, фазовой и частотной модуляции

Сигналы АМ имеют вид

$$s_i(t) = A_i \varphi(t),$$

где $A_i = \sqrt{E}(1 - 2i / (q - 1))$, $i = 0, 1, \dots, q-1$, E – максимальная энергия сигналов [4, 6, 125].

Сигналы КАМ могут быть представлены в виде

$$s_i(t) = s_{i1} \varphi_1(t) + s_{i2} \varphi_2(t),$$

где $s_{i1} = A(1 - 2i_1 / (\sqrt{q} - 1))$, $s_{i2} = A(1 - 2i_2 / (\sqrt{q} - 1))$, $i_1, i_2 = 0, 1, \dots, \sqrt{q} - 1$ [4, 6, 125].

Сигналы ФМ имеют вид

$$s_i(t) = \sqrt{2E/T} \cos(2\pi f_0 t - 2\pi i / q),$$

где $i = 0, 1, \dots, q-1$; E – энергия сигналов [4, 6, 125].

И, наконец, выражение для ЧМ-сигналов –

$$s_i(t) = \sqrt{2E/T} \cos 2\pi f_i t,$$

где E – энергия сигнала, f_i – несущая (центральная) частота i -го сигнала, $f_i = f_{0+i\Delta_f}$, f_0 – частота сигнала с номером 0, $f_0 = l/T$, где l – целое число, а Δ_f – частотный интервал, разделяющий соседние несущие. Величины Δ_f и f_0 должны быть выбраны так, чтобы сигналы были ортогональными [4, 6, 125].

Вид сигналов АМ и КАМ во временной области зависит от вида базисных функций, используемых для их представления. Предположим, что в качестве базисных функций выбраны отрезки гармоник: для АМ – отрезок

синусоиды длительности T с частотой f_0 , а для КАМ – отрезки синусоиды и косинусоиды длительности T с частотой f_0 [125].

Тогда во всех рассматриваемых в данной работе видах модуляции используются сигналы, представляющие собой отрезки гармонического колебания длительности T . На рисунке 3.21 показаны примеры q -ичных, $q = 16$, сигнальных последовательностей длины 8, соответствующих передаче одной и той же последовательности сообщений [125].

Отметим некоторые особенности представленных сигнальных последовательностей. Сигналы ФМ и ЧМ имеют постоянную амплитуду и, следовательно, постоянную энергию. Сигналы АМ, КАМ и ФМ передаются с использованием одной несущей частоты, а для передачи ЧМ требуется несколько частот. Поэтому АМ, КАМ и ФМ относятся к узкополосным методам модуляции, а ЧМ – к широкополосным. По внешнему виду сигналы АМ и КАМ близки; для АМ существует два варианта изменения фазы в момент смены сигналов: изменение на противоположную и сохранение предыдущего значения. Для КАМ это изменение возможно в более широких пределах. Последнее утверждение справедливо и для ФМ [4, 6, 125].

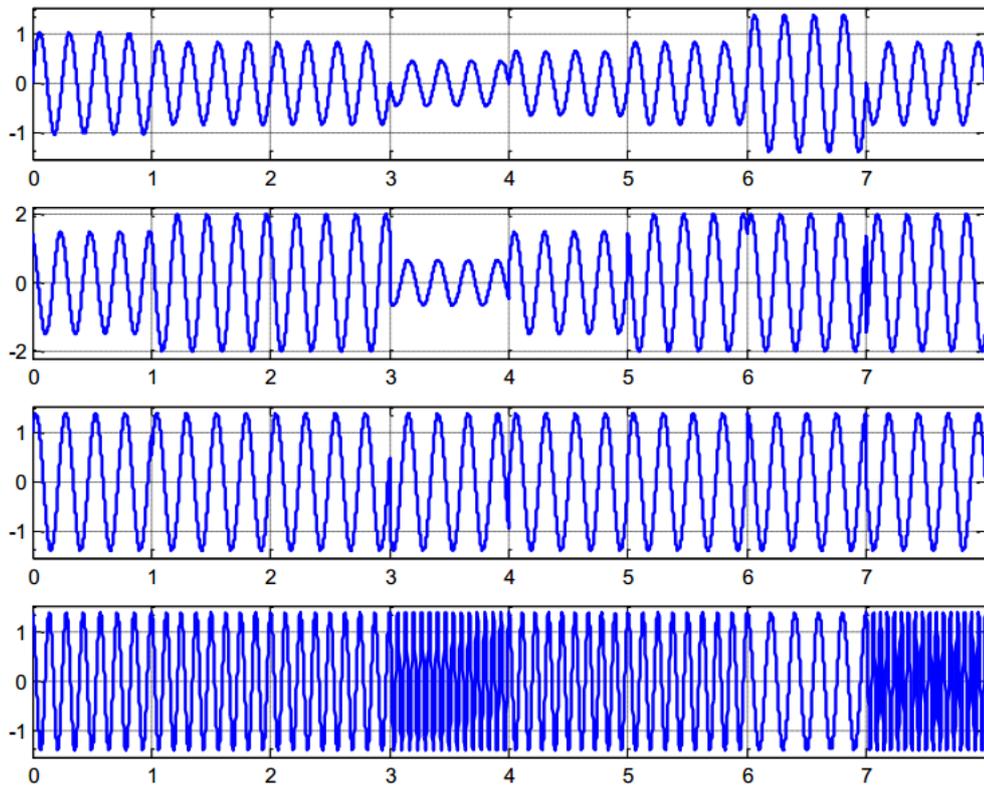


Рисунок 3.21 – Примеры сигнальных последовательностей АМ, КАМ, ФМ и ЧМ (сверху вниз)

Важным является сравнение видов модуляции по их энергетической эффективности. Рассмотрим значение отношения сигнал/шум, требуемое для достижения фиксированного значения вероятности ошибки P_e , скажем, $P_e = 10^{-5}$, и исследуем изменение этого значения с увеличением числа сигналов q и связанного с ним значения числа бит, переносимых одним сигналом, $m = \log_2 q$. Эти данные представлены в таблице 3.6 [125].

Таблица 3.6 – Отношение сигнал/шум, требуемое для достижения значения вероятности ошибки $P_e = 10^{-5}$, дБ

	$q = 4$ $m = 2$	$q = 8$ $m = 3$	$q = 16$ $m = 4$	$q = 32$ $m = 5$	$q = 64$ $m = 6$	$q = 128$ $m = 7$
ЧМ	13	13,4	13,7	14,0	14,2	14,4
АМ	16,8	23,1	29,2	35,2	41,2	47,3
ФМ	13,2	18,2	24,1	30,1	36,1	42,1
КАМ	13,2	16,9	20,2	23,3	26,4	29,5

Из приведенных в таблице 3.6 данных следует, что для увеличения m на 1 при сохранении значения вероятности ошибки требуется увеличить отношение сигнал/шум для АМ примерно на 6 дБ, для ФМ также примерно на 6 дБ, для КАМ – примерно на 3 дБ. Для ЧМ это увеличение измеряется долями дБ. На рисунке 3.22 приведены эти зависимости [125]. Из приведенных данных следует, что наибольшей энергетической эффективностью обладает ЧМ, потом идут КАМ, ФМ и АМ.

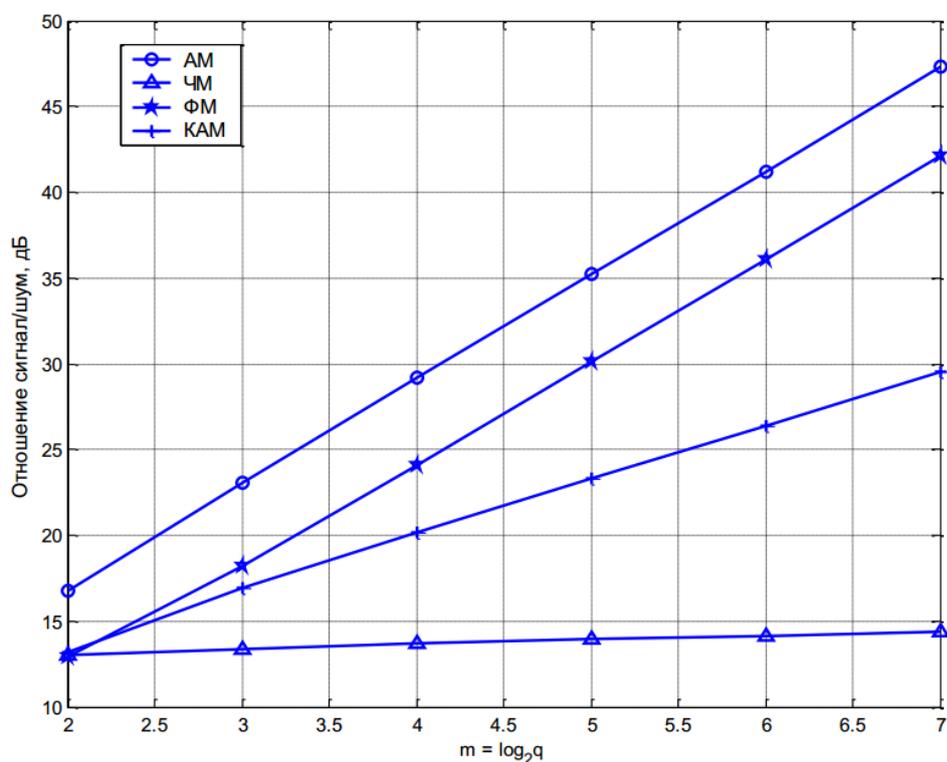


Рисунок 3.22 – Энергетическая эффективность различных видов модуляции (отношение сигнал/шум, требуемое для достижения $P_e = 10^{-5}$)

В таблице 3.7 представлены значения отношения сигнал/шум на бит, требуемые для обеспечения вероятности ошибки на бит $P_b = 10^{-5}$. При вычислении этих данных предполагалось, что модуляционное отображение построено с использованием кода Грея [125].

Таблица 3.7 – Отношение сигнал/шум на бит, требуемое для достижения вероятности ошибки на бит $P_b = 10^{-5}$, дБ

	$q = 4$ $m = 2$	$q = 8$ $m = 3$	$q = 16$ $m = 4$	$q = 32$ $m = 5$	$q = 64$ $m = 6$	$q = 128$ $m = 7$
ЧМ	9,9	8,4	7,5	6,7	6,2	5,8
АМ	13,4	17,8	22,5	27,5	32,6	37,9
ФМ	10,0	13,0	17,4	22,3	27,5	32,7
КАМ	10,0	11,6	13,6	15,7	17,9	20,2

В графической форме эти данные представлены на рисунке 3.23 [125].

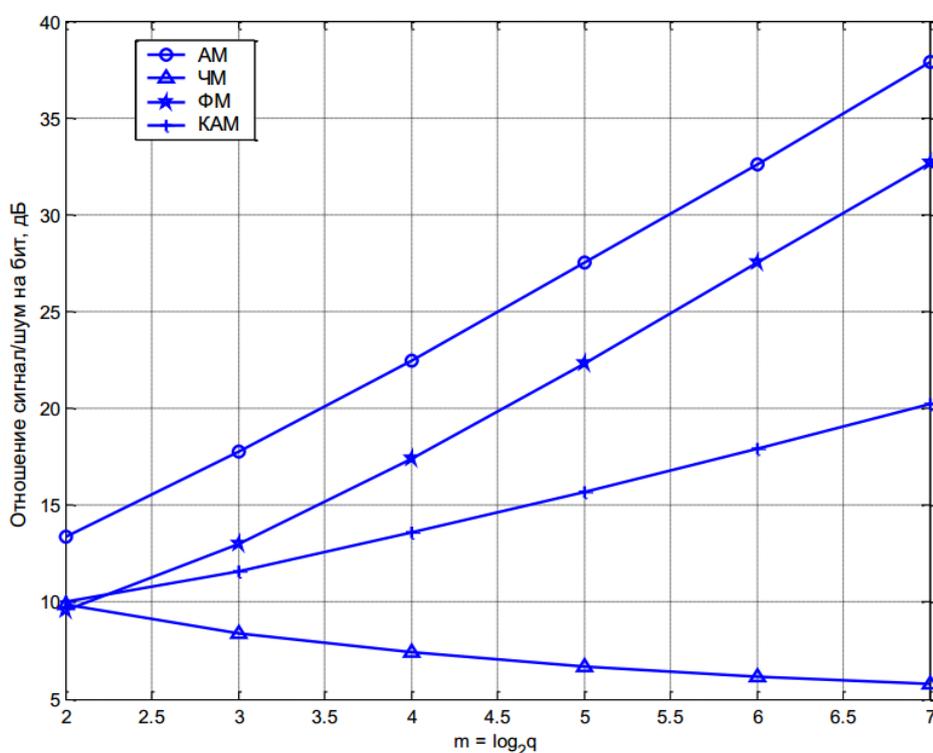


Рисунок 3.23 – Энергетическая эффективность различных видов модуляции (отношение сигнал/шум на бит, требуемое для достижения $P_b = 10^{-5}$)

Видно, что ЧМ обладает наибольшей энергетической эффективностью. Для этого вида модуляции значение отношения сигнал/шум на бит, требуемое для обеспечения заданного уровня вероятности ошибки на бит, уменьшается при увеличении числа сигналов. Следующей по энергетической эффективности идет КАМ, а АМ занимает последнее место.

Рассмотрим теперь спектральную эффективность, или удельную скорость передачи. Эта величина определяется как $V_{уд} = V/W$, где $V = \log_2 q/T = m/T$ – скорость передачи, бит/с, а W – ширина полосы частот. Для сигналов КАМ, АМ, ФМ, полученных на основе отрезков гармоник с прямоугольными огибающими $W \approx 2/T$ [4, 6, 125].

Заметим, что ширина полосы в этом случае не зависит от объема сигнального алфавита. Для ЧМ-сигналов с прямоугольными огибающими и несущими, выбранными с постоянным шагом по частоте, $W = 2/T + (q-1)\Delta_f$, где Δ_f – частотный интервал между соседними несущими. Известно, что минимальное значение $\Delta_f = 1/(2T)$ (в общем случае для обеспечения ортогональности сигналов ЧМ нужно чтобы выполнялось условие $\Delta_f = l/(2T)$, где l – целое). Тогда для полосы частот, занимаемой ЧМ-сигналами, имеем выражение

$$W = \frac{2}{T} + \frac{q-1}{2T} = \frac{q+3}{2T} = \frac{2^m+3}{2T}.$$

В итоге

$$V_{уд} = \begin{cases} \frac{2}{m}, & \text{для КАМ, АМ, ФМ} \\ \frac{2m}{2^m+3}, & \text{для ЧМ} \end{cases}.$$

Графики для спектральной эффективности (удельной скорости передачи) для этих видов модуляции показаны на рисунке 3.24 [125].

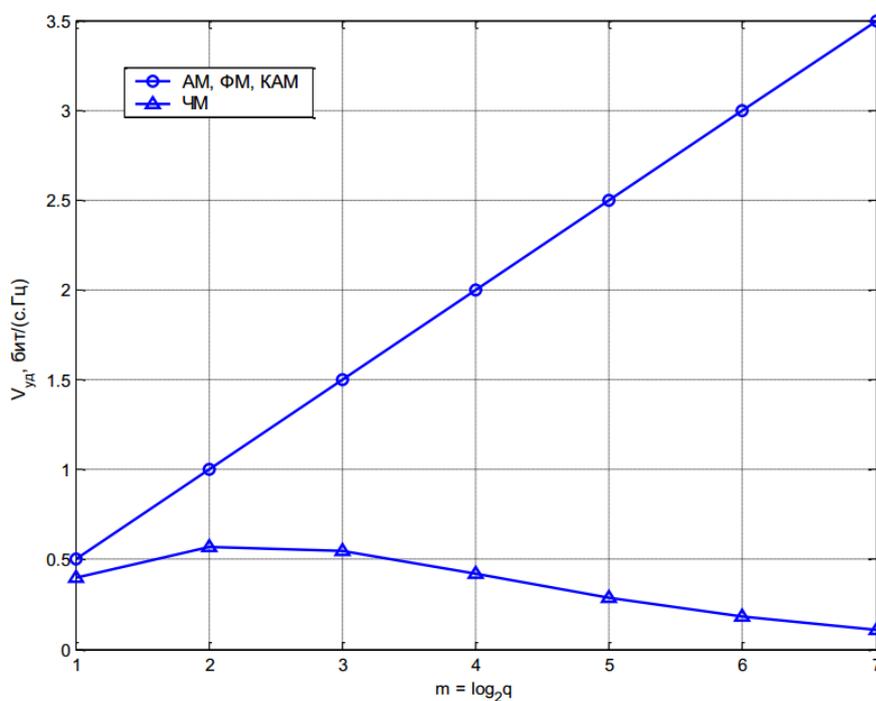


Рисунок 3.24 – Спектральная эффективность различных видов модуляции

Из приведенного графика видно, что наименьшей спектральной эффективностью (удельной скоростью передачи) обладает ЧМ, а КАМ, АМ и ФМ по этому показателю эквивалентны. Таблица 3.8 содержит основные параметры сигналов рассмотренных видов модуляции [125].

Таблица 3.8 – Основные параметры сигналов АМ, КАМ, ФМ и ЧМ

Вид	Ско- рость V , бит/с	Постоянная амплитуда	Полоса W , Гц	$V_{уд}$ бит/(с.Гц)	Место по энергетич. эффект.	Место по спектр. эффект.	Размер- ность
ЧМ	$\log_2 q/T$	–	$2/T$	$m/2$	4	1-3	1
АМ	$\log_2 q/T$	–	$2/T$	$m/2$	2	1-3	2
ФМ	$\log_2 q/T$	+	$2/T$	$m/2$	3	1-3	2
КАМ	$\log_2 q/T$	+	$\frac{q+3}{2T}$	$\frac{2m}{2^m+3}$	1	4	q

3.9 Оптимальный прием дискретных сигналов частотной модуляции в канале со случайной фазой

Рассмотрим равновероятную передачу ЧМ-сигналов по каналу со случайной фазой. Сигналы ЧМ имеют вид $s_i(t) = \sqrt{2E/T} \cos 2\pi f_i t$, $0 < i < T$, $i = 0, 1, 2, \dots, q-1$. Частоты сигналов f_i выбираются так, чтобы сигналы были ортогональны в усиленном смысле [4, 6, 125]. Ортогональность в усиленном смысле означает выполнение следующих условий

$$\int_0^T \sqrt{2/T} \cos 2\pi f_i t \sqrt{2/T} \cos 2\pi f_k t dt = \int_0^T \sqrt{2/T} \sin 2\pi f_i t \sqrt{2/T} \sin 2\pi f_k t dt = \begin{cases} 1, & i = k \\ 0, & i \neq k \end{cases}$$

и

$$\int_0^T \sqrt{2/T} \sin 2\pi f_i t \sqrt{2/T} \sin 2\pi f_k t dt = 0.$$

Это условие достигается, если $f_i = f_0 + i\Delta_f$, где $f_0 = l_0/T$, l_0 – целое, и $\Delta_f = l/T$, l – целое. Минимальный шаг по частоте, при котором достигается ортогональность в усиленном смысле, равен $1/T$. Заметим, что ортогональность в обычном смысле означает лишь, что

$$\int_0^T \sqrt{2/T} \cos 2\pi f_i t \sqrt{2/T} \cos 2\pi f_k t dt = \begin{cases} 1, & i = k \\ 0, & i \neq k \end{cases},$$

и достигается при $\Delta_f = l/2T$, l – целое [4, 6, 125].

Сигнал на выходе канала со случайной фазой имеет вид

$$r(t) = \sqrt{2E/T} \cos(2\pi f_i t - \theta) + n(t), \quad (3.33)$$

где θ – случайный фазовый сдвиг, $n(t)$ – белый гауссовский шум.

С использованием тождества $\cos(x-y) = \cos x \cos y + \sin x \sin y$ равенство (3.39) можно представить в виде

$$r(t) = (\sqrt{E} \cos \theta) \sqrt{2/T} \cos 2\pi f_i t + (\sqrt{E} \sin \theta) \sqrt{2/T} \sin 2\pi f_i t + n(t). \quad (3.40)$$

В [125] показано, что функции $\sqrt{2/T} \cos 2\pi f_i t$ и $\sqrt{2/T} \sin 2\pi f_i t$, $i = 0, 1, 2, \dots, q-1$, образуют ортонормированный базис, состоящий из $2q$ функций. Обозначим скалярные произведения принятого сигнала и косинуса и синуса i -й частоты, $i = 0, 1, \dots, q-1$, как r_{ci} и r_{si} , то есть

$$r_{ci} = \int_0^T r(t) \sqrt{2/T} \cos 2\pi f_i t dt, \quad r_{si} = \int_0^T r(t) \sqrt{2/T} \sin 2\pi f_i t dt. \quad \text{Аналогично, скалярные}$$

произведения шума и косинуса и синуса i -й частоты обозначим как n_{ci} и n_{si} .

Далее введем векторы $r_c = (r_{c0}, \dots, r_{cq-1})$, $r_s = (r_{s0}, \dots, r_{sq-1})$, $n_c = (n_{c0}, \dots, n_{cq-1})$, $n_s = (n_{s0}, \dots, n_{sq-1})$, а также $r = (r_c, r_s)$, $n = (n_c, n_s)$. Тогда для принятого сигнала (3.40) можно получить векторное представление

$$r = s_i(\theta) + n, \quad (3.34)$$

где все векторы имеют размерность $2q$, а $s_i(\theta) = (s_i \cos \theta, s_i \sin \theta)$ и $s_i = (s_{i0}, \dots, s_{iq-1})$, причем

$$s_{ki} = \begin{cases} \sqrt{E}, & k = i \\ 0, & k \neq i \end{cases}.$$

При получении представления (3.34) использовано свойство усиленной ортогональности сигналов.

Обозначим условную плотность вероятности вектора r при условии передачи i -го сигнала как $w(r|i)$. Оптимальный приемник принимает решение по правилу $\hat{i} = \arg \max_{0 \leq i \leq q-1} w(r|i)$. В [125] рассмотрено выражение для плотности

$w(r|i)$:

$$w(r|i) = \int_0^{2\pi} w(r|i, \theta) w(\theta) d(\theta) = (2\pi)^{-1} \int_0^{2\pi} w(r|i, \theta) d(\theta), \quad (3.35)$$

где $w(r|i, \theta)$ – условная функция плотности вероятности при фиксированном значении случайной фазы, $w(\theta)$ – функция плотности вероятности случайной фазы, $w(\theta)=(2\pi)^{-1}$, $0 < \theta < 2\pi$.

Для условной плотности вероятности $w(r|i, \theta)$ можно записать, что

$$w(r|i, \theta) = w(r_c|i, \theta)w(r_s|i, \theta), \quad (3.36)$$

где

$$w(r_c|i, \theta) = \left(\frac{1}{\pi N_0}\right)^{q/2} \exp\left(-\frac{\|r_c - s_i \cos \theta\|^2}{N_0}\right), \quad (3.37 \text{ а})$$

$$w(r_s|i, \theta) = \left(\frac{1}{\pi N_0}\right)^{q/2} \exp\left(-\frac{\|r_s - s_i \sin \theta\|^2}{N_0}\right). \quad (3.37 \text{ б})$$

Согласно [125], после подстановки равенств (3.37 а) и (3.37 б) в (3.36) имеем

$$w(r|i, \theta) = K(r) \exp\left(\frac{2(r_c, s_i) \cos \theta + 2(r_s, s_i) \sin \theta}{N_0}\right), \quad (3.38)$$

где $K(r) = (\pi N_0)^{-q} \exp(-(\|r_c\|^2 + \|r_s\|^2 + E)/N_0)$ – величина, не зависящая от i и θ .

В [125] также рассмотрены скалярные произведения в показателе экспоненты в (3.38). Они равны $(r_c, s_i) = \sum_{k=0}^{q-1} r_{ck} r_{ik} = r_{ci} \sqrt{E}$ и $(r_s, s_i) = \sum_{k=0}^{q-1} r_{sk} r_{ik} = r_{si} \sqrt{E}$. Поэтому показатель экспоненты в (3.38) может быть записан в виде

$$\frac{2\sqrt{E}}{N_0} (r_{ci} \cos \theta + r_{si} \sin \theta) m,$$

или с использованием тождества $a \cos x + b \sin x = \sqrt{a^2 + b^2} \cos(x - \arctan(b/a))$

преобразован к виду

$$\frac{2\sqrt{E}}{N_0} \sqrt{(r_{ci})^2 + (r_{si})^2} \cos(\theta - \phi_1),$$

где $\phi_1 = \arctg(r_{si}/r_{ci})$. Тогда для плотности $w(r|i, \theta)$ имеем выражение

$$w(r|i, \theta) = K(r) \exp\left(\frac{2\sqrt{E}}{N_0} \sqrt{(r_{ci})^2 + (r_{si})^2} \cos(\theta - \phi_i)\right).$$

Подставив это выражение в (3.35), получим

$$w(r|i) = K(r) \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \exp\left(\frac{2\sqrt{E}}{N_0} \sqrt{(r_{ci})^2 + (r_{si})^2} \cos(\theta - \phi_i)\right) d\theta.$$

Выражение вида

$$I_0(x) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \exp(x \cos(\alpha - \beta)) d\alpha,$$

где β – любое, известно как функция Бесселя первого рода нулевого порядка.

График функции $I_0(x)$ показан на рисунке 3.25 [125].

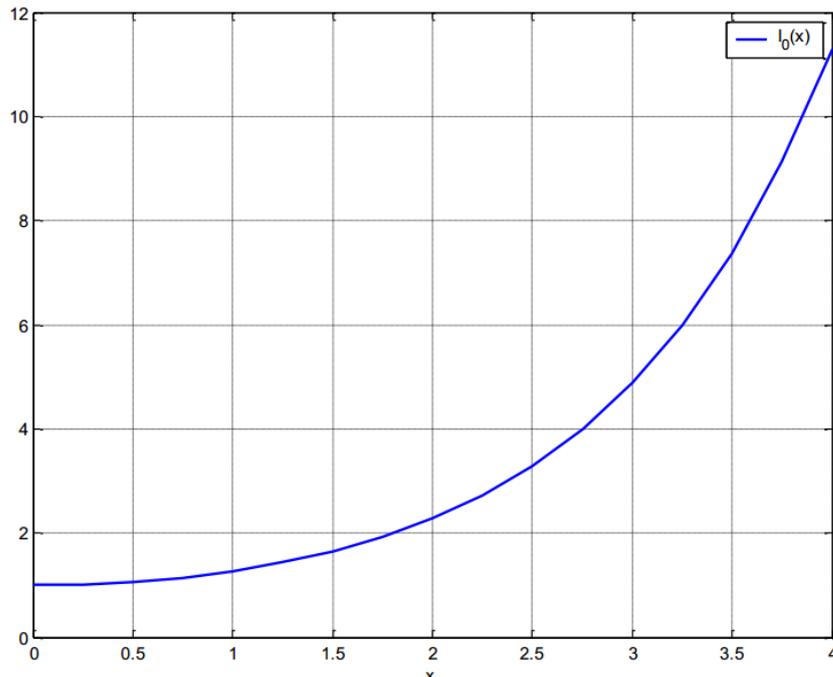


Рисунок 3.25 – График функции Бесселя первого рода нулевого порядка

С использованием определения функции Бесселя $I_0(x)$ имеем

$$w(r|i) = K(r) I_0\left(\left(\frac{2\sqrt{E}}{N_0}\right) \sqrt{(r_{ci})^2 + (r_{si})^2}\right).$$

Оптимальное решение строится по правилу $\hat{i} = \arg \max_{0 \leq i \leq q-1} w(r|i)$.

Поскольку функция квадратного корня и функция Бесселя монотонно возрастают, то эквивалентное правило принятия решения имеет вид

$$\hat{i} = \arg \max_{0 \leq i \leq q-1} \left((r_{ci})^2 + (r_{si})^2 \right).$$

Схема, реализующая это правило, показана на рисунке 3.26 [125].

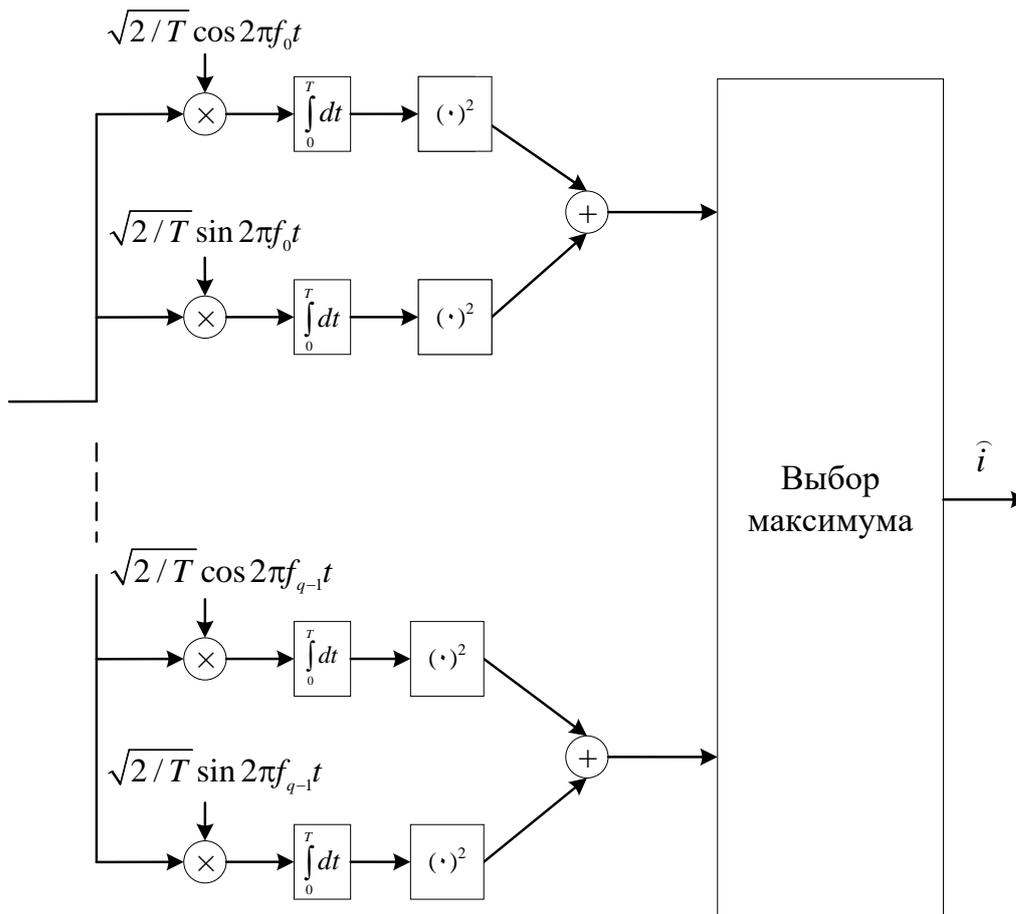


Рисунок 3.26 – Схема оптимального приемника ЧМ-сигналов в канале со случайной фазой

3.10 Сигналы с ортогональными огибающими. Оптимальный прием в канале со случайной фазой

Рассмотрим также другой метод передачи сигналов по каналу со случайной фазой – передачу с использованием сигналов с ортогональными огибающими.

В этом случае сигналы передаются на одной несущей частоте и имеют вид $s_i(t) = m_i(t)\sqrt{2E} \cos 2\pi f_0 t$, где $m_i(t)$ – ортонормированные на интервале

$[0, T]$ огибающие, $i = 0, 1, \dots, q-1$. В качестве огибающих могут быть использованы любые ортонормированные функции. Важно только, чтобы они были низкочастотными по сравнению со значением несущей частоты f_0 [4, 6, 125]. Часто в качестве огибающих используются кусочно-постоянные функции, полученные с использованием кода Адамара¹ соответствующего порядка. Например, для $q = 8$ огибающие показаны на рисунке 3.27 [125].

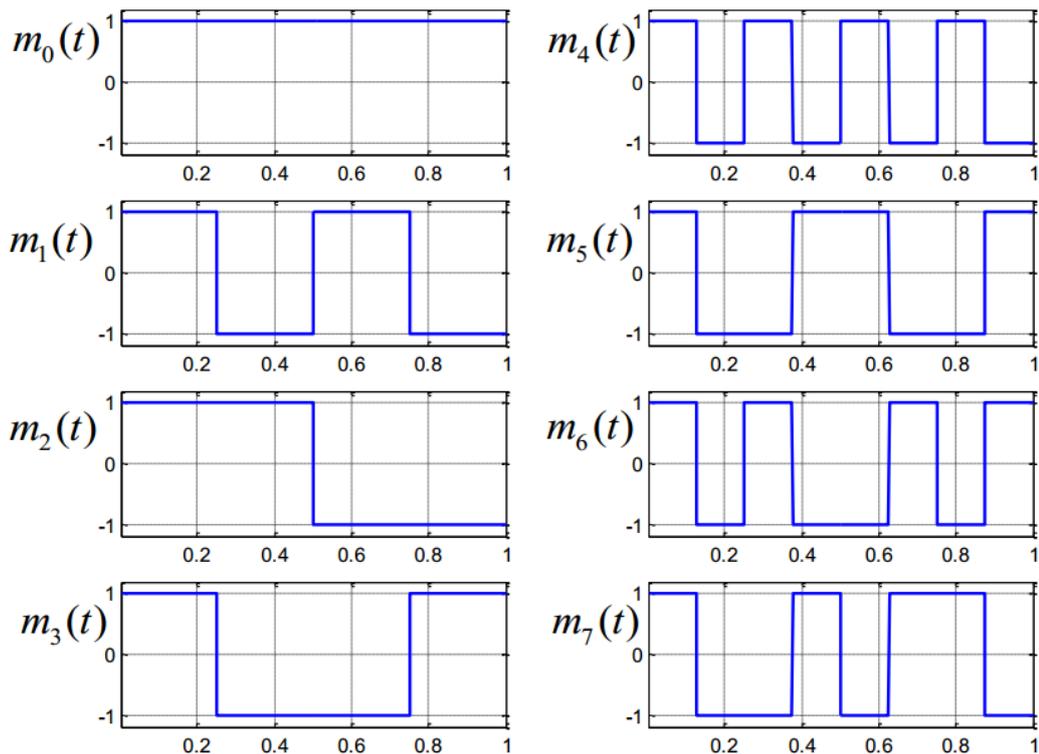


Рисунок 3.27 – Ортогональные огибающие, построенные на основе кода Адамара, $q = 8$, $T = 1$

Огибающие, построенные с использованием кода Адамара, состоят из q элементов сигнала, или чипов, длительности $T_c = T/q$.

¹ Код Адамара определяется как набор векторов, совпадающих со строками матрицы Адамара. Матрица Адамара порядка $n = 2^k$ может быть определена рекурсивно как

$$Hd_n = \begin{pmatrix} Hd_{n/2} & Hd_{n/2} \\ Hd_{n/2} & -Hd_{n/2} \end{pmatrix}, \text{ и } Hd_2 = \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{pmatrix} [87].$$

Упомянутое выше условие низкочастотности огибающей состоит в данном случае в том, что $f_0 \gg 1/T$, то есть на длительности чипа должно помещаться много периодов несущей.

Принятый сигнал в отсутствие шума имеет вид

$$r(t) = m_i(t)\sqrt{2E} \cos(2\pi f_0 t - \theta) = m_i(t)\sqrt{2E} (\cos \theta \cos 2\pi f_0 t + \sin \theta \sin 2\pi f_0 t).$$

В [125] показано, что в приемнике сначала выполняется низкочастотная демодуляция – перенос спектра в низкочастотную область. Эта операция осуществляется следующим образом. Сначала принятый сигнал умножается на $\sqrt{2} \cos 2\pi f_0 t$ и $\sqrt{2} \sin 2\pi f_0 t$, потом он пропускается через фильтр низких частот, то есть вычисляются $r_c(t) = \left(r(t)\sqrt{2} \cos 2\pi f_0 t \right)_{\text{НЧ}}$ и $r_s(t) = \left(r(t)\sqrt{2} \sin 2\pi f_0 t \right)_{\text{НЧ}}$. Здесь через $(\cdot)_{\text{НЧ}}$ обозначена операция низкочастотной фильтрации выражения, стоящего в скобках.

Рассмотрим вычисление $r_c(t)$:

$$\begin{aligned} r_c(t) &= \left(r(t)\sqrt{2} \cos 2\pi f_0 t \right)_{\text{НЧ}} = \sqrt{2E} \sqrt{2} \left(m_i(t) \cos(2\pi f_0 t - \theta) \cos 2\pi f_0 t \right)_{\text{НЧ}} = \\ &= 2\sqrt{E} \left(m_i(t) \cos \theta \cos 2\pi f_0 t \cos 2\pi f_0 t + \sin \theta \sin 2\pi f_0 t \cos 2\pi f_0 t \right)_{\text{НЧ}} = \\ &= \sqrt{E} \left(m_i(t) (\cos \theta (1 + \cos 4\pi f_0 t) + \sin \theta \sin 4\pi f_0 t) \right)_{\text{НЧ}} = \sqrt{E} m_i(t) \cos \theta. \end{aligned}$$

При переходе к последнему выражению учтено, что НЧ-фильтр полностью подавляет составляющие удвоенной частоты. Также при выводе выражения для $r_c(t)$ использованы тождества $\cos^2 x = (1 + \cos 2x)/2$ и $\cos x \sin x = \sin 2x/2$. Аналогично можно показать, что $r_s(t) = \sqrt{E} m_i(t) \sin \theta$.

Далее в приемнике вычисляются скалярные произведения функций $r_c(t)$ и $r_s(t)$ и ортогональных огибающих, выполняются возведение в квадрат, сложение и принятие окончательного решения. Схема некогерентного приемника для сигналов с ортогональными огибающими показана на рисунке 3.28 [125].

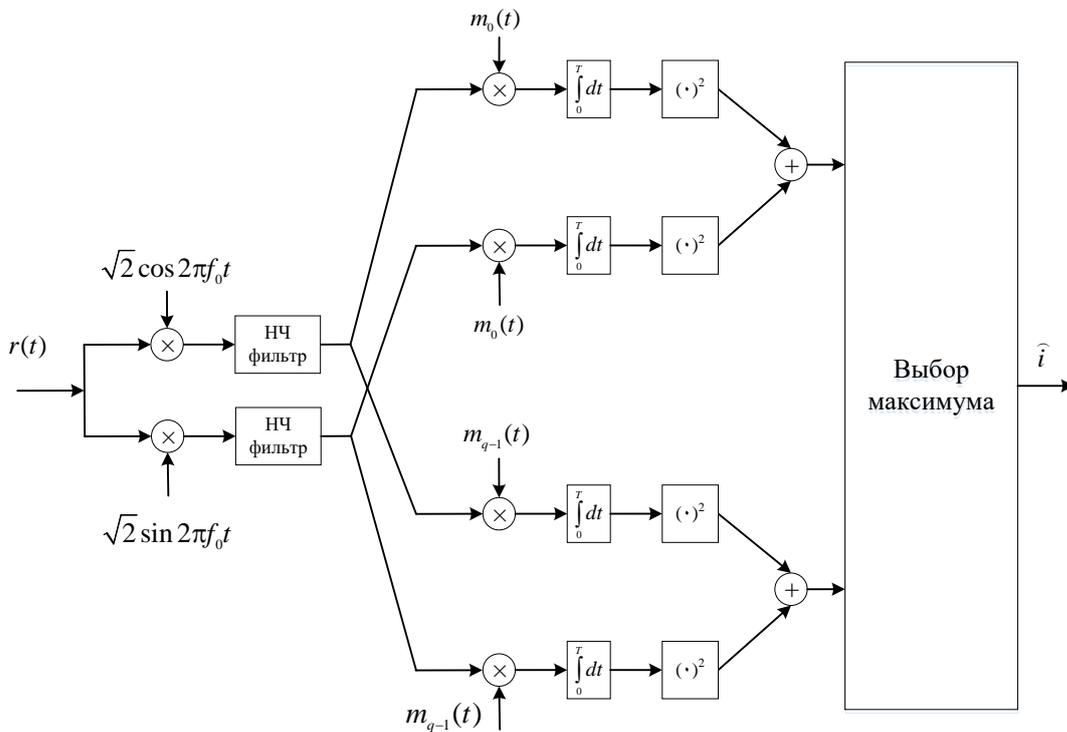


Рисунок 3.28 – Схема некогерентного приемника для сигналов с ортогональными огибающими

3.11 Вероятность ошибки при оптимальном приеме в канале со случайной фазой

Рассмотрим равновероятную передачу ЧМ-сигналов по каналу со случайной фазой. Вероятность ошибки в этом случае вычисляется как

$$P_e = \frac{1}{q} \sum_{i=0}^{q-1} P_e(i),$$

где $P_e(i)$ – вероятность ошибки при передаче i -го сигнала. Справедливо равенство $P_e(i) = 1 - P_c(i)$, где $P_c(i)$ – вероятность правильного приема при передаче i -го сигнала [4, 6, 125]. Оптимальное правило принятия решения имеет вид: $\hat{i} = \arg \max_{0 \leq i \leq q-1} \xi_i^2$, где $(r_{ci})^2 + (r_{si})^2$. Следовательно,

$$P_c(i) = \Pr \left[\bigcap_{\substack{k=0 \\ k \neq i}}^{q-1} (\xi_i^2 > \xi_k^2) \mid i \right].$$

При передаче i -го сигнала $\xi_i^2 = \left(\sqrt{E} \cos \theta + n_{ci} \right)^2 + \left(\sqrt{E} \sin \theta + n_{si} \right)^2$ и $\xi_k^2 = \left(n_{ck} \right)^2 + \left(n_{sk} \right)^2$, где θ – случайный фазовый сдвиг, n_{ci} , n_{si} , n_{ck} , n_{sk} –

независимые гауссовские случайные величины, распределенные с параметрами $(0, N_0/2)$ [4, 6, 125].

В [125] приведено вычисление величины $P_c(i)$. Поскольку величины ξ_k , $k = 0, 1, \dots, q-1$, $k \neq i$, и ξ_i независимы, можно фиксировать значение ξ_i , найти значение условной вероятности при фиксированном ξ_i , то есть $P_e(i, \xi_i)$, а потом усреднить полученное выражение по ξ_i .

$$P_c(i) = \sum_{l=0}^{q-1} C_{q-1}^l (-1)^l \overline{\exp\left(-\frac{\xi_i^2}{N_0}\right)} = \sum_{l=0}^{q-1} C_{q-1}^l (-1)^l \overline{\exp\left(-\frac{l\left(\left(\sqrt{E} \cos \theta + n_{ci}\right)^2 + \left(\sqrt{E} \sin \theta + n_{si}\right)^2\right)}{N_0}\right)}. \quad (3.39)$$

При усреднении в правой части (3.39) полезной оказывается следующая лемма.

Лемма 3.1 [125]. Пусть x – гауссовская случайная величина, распределенная с параметрами (m, σ^2) , α – постоянная, такая, что $\alpha < 1/(2\sigma^2)$. Тогда

$$\overline{\exp(\alpha x^2)} = \frac{1}{\sqrt{1 - 2\alpha\sigma^2}} \exp\left(\frac{\alpha m^2}{1 - 2\alpha\sigma^2}\right). \quad (3.40)$$

Применяя эту лемму к усреднению правой части (3.39), получим

$$P_c(i) = \sum_{l=0}^{q-1} C_{q-1}^l (-1)^l \frac{1}{1+l} \overline{\exp\left(-\frac{l}{l+1} \frac{E}{N_0}\right)}.$$

Как показано в [125], правая часть этого равенства не зависит от номера переданного сигнала; это значит, что и безусловная вероятность правильного приема с P вычисляется по этой же формуле. Поскольку $P_e = 1 - P_c$, то имеем окончательное выражение для вероятности ошибки

$$P_e = \sum_{l=0}^{q-1} C_{q-1}^l (-1)^{l+1} \frac{1}{1+l} \overline{\exp\left(-\frac{l}{l+1} \frac{E}{N_0}\right)}. \quad (3.41)$$

Выражение (3.41) дает точное значение вероятности ошибки. Простая верхняя оценка может быть получена на основе аддитивной границы. Она имеет вид

$$P_e \leq \frac{q-1}{2} \exp(-E / 2N_0). \quad (3.42)$$

При $q = 2$, то есть для двоичных сигналов, из (3.41) следует, что

$$P_e = \frac{1}{2} \exp(-E / 2N_0). \quad (3.43)$$

Заметим, что выражение (3.43) следует из равенств (3.42) и (3.41), то есть аддитивная граница (3.42) при $q = 2$ дает точное значение.

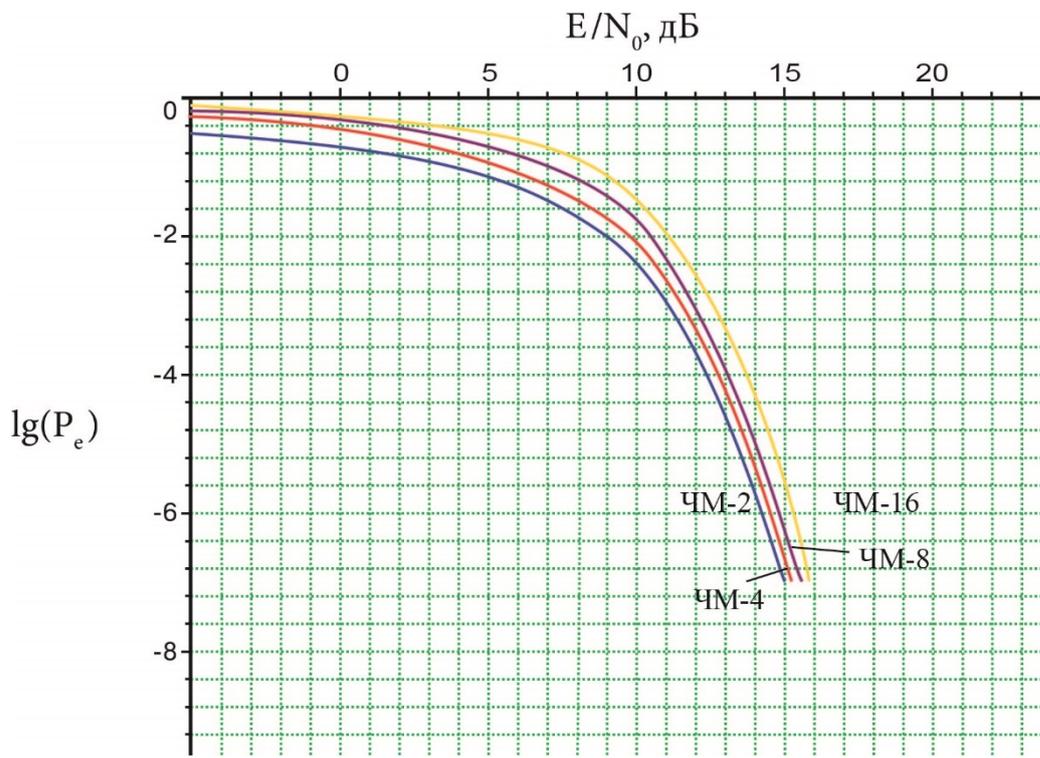
В [125] также показано, что вероятность ошибки на бит может быть вычислена как

$$P_b = \frac{2^{m-1}}{2^m - 1} P_e.$$

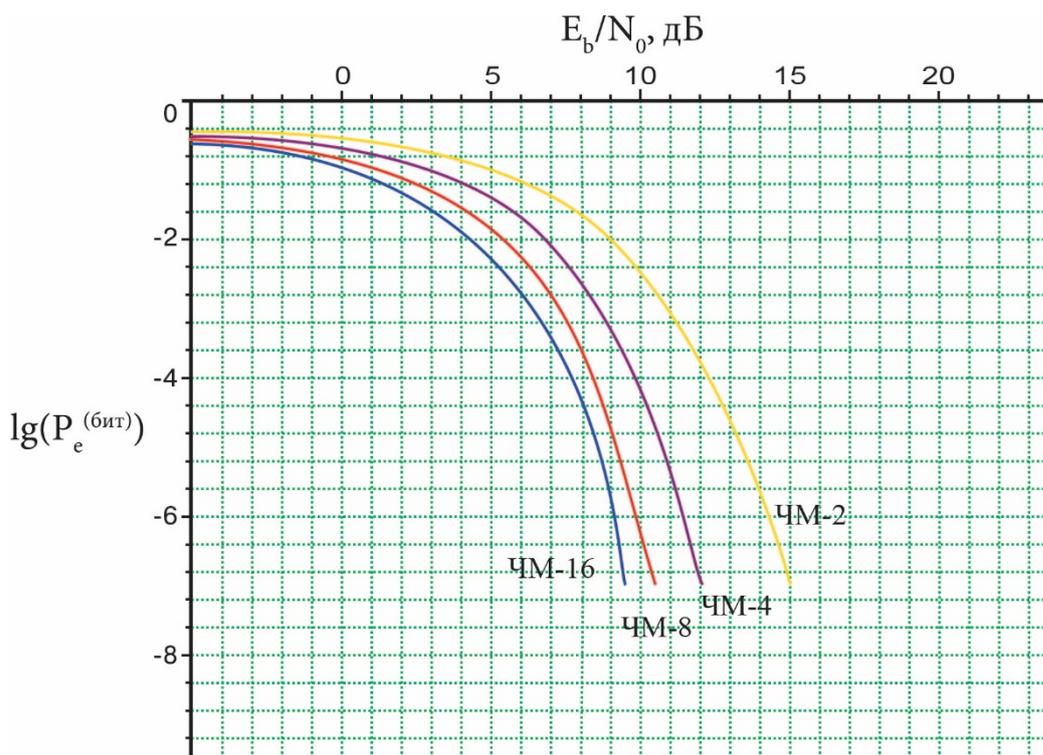
Заметим, что для двоичных сигналов, то есть, когда $q = 2$ и $m = 1$, $P_b = P_e$, а при $q \gg 1$ $P_b \approx P_e$. Отношение сигнал/шум на бит равно $E_b/N_0 = (1/m)E/N_0$, поэтому окончательное выражение для вероятности ошибки на бит имеет вид

$$P_b = \frac{2^{m-1}}{2^m - 1} \sum_{l=1}^{q-1} C_{q-1}^l (-1)^{l+1} \frac{1}{1+l} \exp\left(-\frac{l}{l+1} \frac{mE_b}{N_0}\right). \quad (3.44)$$

На рисунке 3.29 показаны графики значений вероятности ошибки, вычисленных по формулам (3.43) и (3.44).



а)



б)

Рисунок 3.29 – Вероятности ошибки для ЧМ-сигналов P_e (а) и P_b (б) в канале со случайной фазой при некогерентном приеме

В заключение отметим, что выражения (3.41), (3.42) и (3.43) справедливы для передачи по каналу с АБГШ и случайной фазой при

использовании не только ЧМ-сигналов, но и сигналов с ортогональными огибающими.

На рисунке 3.30 представлены графики зависимости вероятности ошибки от отношения сигнал/шум в канале с АБГШ и случайной фазой для ЧМ-8 и ЧМ-16 и полученные в результате имитационного моделирования графики зависимости вероятности ошибки от отношения сигнал/шум для ОК-4, ОК-8, ОК-16, ОК-32 и ЧМ [159-164]. Для каждого случая по таблице 2.3 выбиралась декодирующая матрица глубины, равной половине порядка матрицы.

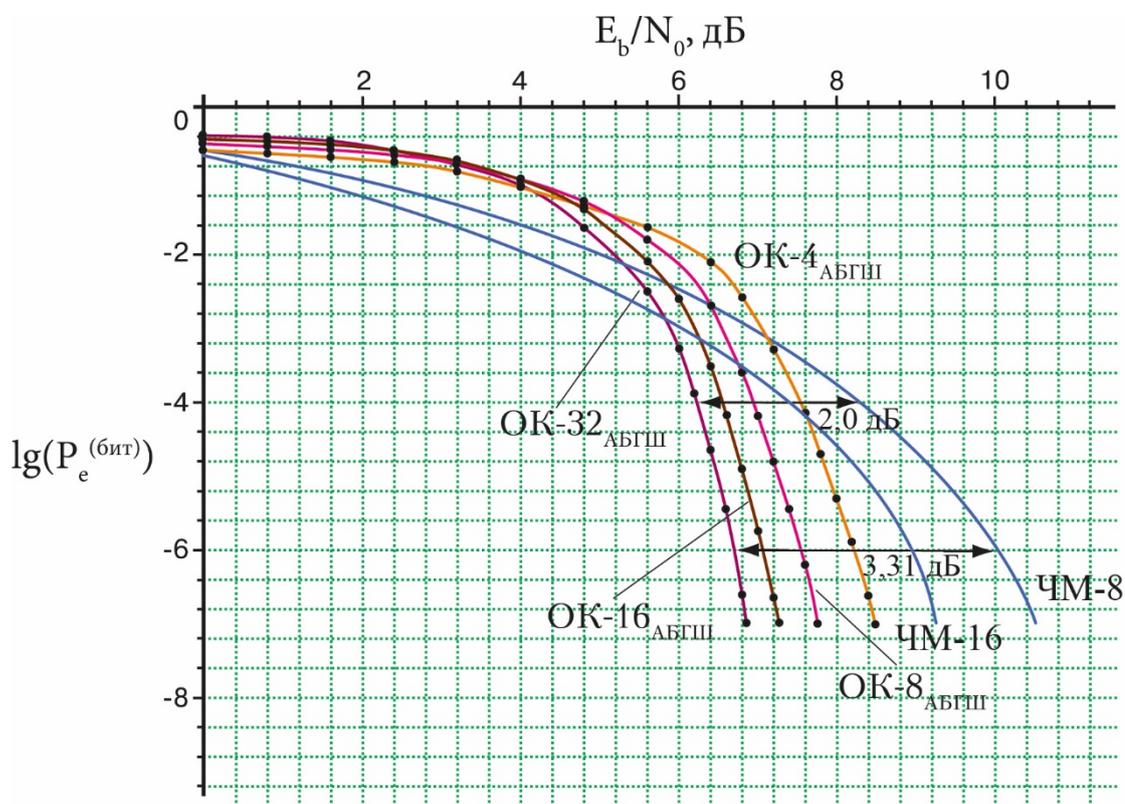


Рисунок 3.30 – Вероятности ошибки на бит в канале с АБГШ и случайной фазой для ЧМ-8, ЧМ-16 и для схем с ортогональным кодированием на основе матриц порядка 4, 8, 16 и 32

В таблице 3.9 приведены числовые значения вероятностей ошибки на бит от отношения сигнал/шум ЧМ-8, ЧМ-16 и ОК-4, ОК-8, ОК-16, ОК-32 и ЧМ в канале с АБГШ и случайной фазой.

Таблица 3.9 – Числовые значения вероятностей ошибки на бит от отношения сигнал/шум для ЧМ-8, ЧМ-16 и ОК-4, ОК-8, ОК-16, ОК-32 и ЧМ в канале с АБГШ и случайной фазой

$\lg(P_e^{(\text{бит})})$	E_b/N_0 , ЧМ-8, дБ	E_b/N_0 , ЧМ-16, дБ	E_b/N_0 , ОК-4 _{АБГШ} , дБ	E_b/N_0 , ОК- 8 _{АБГШ} , дБ	E_b/N_0 , ОК- 16 _{АБГШ} , дБ	E_b/N_0 , ОК- 32 _{АБГШ} , дБ
-0,39	–	–	–	–	–	0
-0,44	–	–	–	–	0	1,23
-0,50	–	–	–	0	1,42	1,91
-0,58	0	–	0	1,68	2,40	2,39
-0,74	0,4	0	2,47	3,18	3,28	3,08
-1,00	2,10	1,40	3,64	4,05	4,02	3,83
-1,50	3,84	2,90	5,22	5,19	4,94	4,65
-2,00	5,02	4,13	6,27	5,85	5,51	5,18
-2,50	6,15	5,20	6,76	6,30	5,94	5,60
-3,00	6,94	6,15	7,06	6,54	6,20	5,89
-3,50	7,64	6,77	7,31	6,76	6,40	6,08
-4,00	8,14	7,42	7,54	6,95	6,55	6,14
-4,50	8,81	7,93	7,73	7,11	6,68	6,36
-5,00	9,23	8,38	7,89	7,25	6,82	6,49
-5,50	9,68	8,70	8,06	7,41	6,95	6,60
-6,00	10,02	8,92	8,21	7,54	7,06	6,71
-6,50	10,28	9,15	8,36	7,66	7,17	6,78

Как видно из рисунка 3.30 и таблицы 3.9, при использовании с ЧМ ортогонального кодирования при увеличении отношения сигнал/шум уменьшается результирующая вероятность ошибки на бит. Так, на уровне вероятности ошибки на бит 10^{-4} при использовании ортогонального кодирования ОК-32_{АБГШ} и ЧМ выигрыш в отношении сигнал/шум по

сравнению с ЧМ-8 без кодирования составляет 2,0 дБ, а на уровне вероятности ошибки на бит 10^{-6} – 3,31 дБ.

3.12 Основные характеристики многолучевых каналов с замираниями

Обычно выделяют два типа эффектов замирания, характерных для систем связи – крупномасштабное и мелкомасштабное замирания [4, 6, 125, 165].

Крупномасштабное замирание отражает среднее ослабление мощности сигнала или потери в тракте вследствие распространения на большое расстояние [4, 6, 125, 165]. В данной работе крупномасштабные замирания не рассматриваются.

Мелкомасштабное замирание – это значительные изменения амплитуды и фазы сигнала, которые на практике могут быть результатом небольших изменений (порядка половины длины волны) расстояния между передатчиком и приемником. Основным объектом исследования в рамках данной работы будут являться именно мелкомасштабные замирания.

В мобильной радиосвязи параметры каналов изменяются во времени, поскольку движение передатчика и/или приемника приводит в результате к изменению пути распространения. Мелкомасштабное замирание называется рэлеевским, если имеется большое число многократно отражающихся путей и нет компонента сигнала вдоль луча обзора [4, 6, 125, 166]. Если преобладает незамирающий компонент сигнала, такой, как путь распространения вдоль луча обзора, огибающая мелкомасштабного замирания описывается функцией плотности вероятности Райса [4, 6, 125, 166].

3.13 Канал с замираниями. Модель с рассеивателями

Рассмотрим равновероятную передачу ЧМ-сигналов $s_i(t) = \sqrt{2E/T} \cos 2\pi f_i t$, $0 < t < T$, $i = 0, 1, 2, \dots, q-1$. Частоты сигналов f_i выбраны так, чтобы сигналы были ортогональны в усиленном смысле [4, 6, 125]. Пусть

был передан i -ый сигнал, на выходе канала с замираниями сигнал описывается как

$$r(t) = \mu \sqrt{2E/T} \cos(2\pi f_i t - \theta) + n(t), \quad (3.45)$$

где μ – случайный коэффициент передачи канала, $\mu > 0$, θ – случайный фазовый сдвиг, $0 \leq \theta < 2\pi$, $n(t)$ – белый гауссовский шум. Модель канала с замираниями относится к классу каналов со случайными параметрами, которыми в данном случае являются величины μ и θ . Величины μ и θ статистически независимы друг от друга и от шума [125]. Случайный фазовый сдвиг распределен равномерно в интервале $[0, 2\pi]$, а коэффициент передачи канала распределен по закону Рэлея или Райса.

В [125] рассмотрена достаточно простая модель, которая приводит к описанию (3.45).

Пусть сигнал распространяется через передающую среду, которая может быть описана как множество рассеивателей (отражателей) (рисунок 3.31).

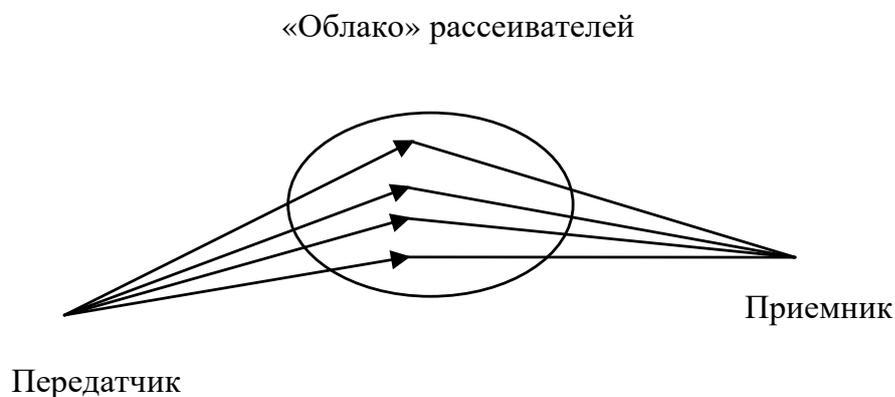


Рисунок 3.31 – Модель канала с рассеивателями

Тогда в отсутствие шума сигнал на выходе канала с рассеивателями может быть описан как

$$r(t) = \sum_k c_k s_i(t - \tau_k), \quad (3.46)$$

где c_k – коэффициент отражения k -го рассеивателя, τ_k – задержка, вносимая k -м рассеивателем [125].

Подставив в (3.46) выражение для сигнала, получим, что

$$r(t) = \sum_k c_k \sqrt{2E/T} \cos 2\pi f_i (t - \tau_k) = \sum_k c_k \sqrt{2E/T} \cos(2\pi f_i t - \phi_{ik}), \quad (3.47)$$

где $\phi_{ik} = 2\pi f_i \tau_k$ – фазовый сдвиг, возникающий из-за задержки, связанной с распространением сигнала до и от k -го рассеивателя [125].

Из (3.47) следует, что

$$\begin{aligned} r(t) &= \left(\sum_k c_k \cos \phi_{ik} \right) \sqrt{2E/T} \cos 2\pi f_i t + \left(\sum_k c_k \sin \phi_{ik} \right) \sqrt{2E/T} \sin 2\pi f_i t = \\ &= x \sqrt{2E/T} \cos 2\pi f_i t + y \sqrt{2E/T} \sin 2\pi f_i t, \end{aligned} \quad (3.48)$$

где использованы обозначения

$$x = \sum_k c_k \cos \phi_{ik}, \quad (3.49)$$

$$y = \sum_k c_k \sin \phi_{ik}. \quad (3.50)$$

Равенство (3.48) тогда можно переписать в виде

$$r(t) = \mu \sqrt{2E/T} \cos(2\pi f_i t - \theta), \quad (3.51)$$

где $\mu = \sqrt{x^2 + y^2}$, $\theta = \text{arctg}(y/x)$. Случайные величины x и y называются квадратурными компонентами коэффициента передачи. Заметим, что амплитуда и энергия принятого сигнала даже в отсутствие шума случайны, в этом, собственно, и состоит смысл явления, называемого замираниями сигнала. Поэтому можно говорить о средней энергии принятого сигнала и среднем отношении сигнал/шум. Средняя энергия принятого сигнала определяется как

$$\begin{aligned} \bar{E} &= \overline{\int_0^T r^2(t) dt} = \int_0^T \overline{r^2(t)} dt = \int_0^T \overline{\mu^2 \left(\sqrt{2E/T} \cos(2\pi f_i t - \theta) \right)^2} dt = \\ &= \overline{\mu^2} \int_0^T \left(\sqrt{2E/T} \cos(2\pi f_i t - \theta) \right)^2 dt = \overline{\mu^2} E = (\overline{x^2} + \overline{y^2}) E. \end{aligned} \quad (3.52)$$

Правая часть равенства (3.51) при прибавлении всегда присутствующего шума совпадает с правой частью (3.45). Таким образом, модель с рассеивателями приводит к описанию (3.45) [125].

Для завершения рассмотрения модели с рассеивателями осталось дать статистическое описание случайных параметров канала и показать, что при некоторых разумных предположениях это распределение будет задаваться распределениями Рэлея и Райса.

Для этого в [125] приведены предположения, что а) рассеивателей много, б) они статистически независимы, и в) вклад каждого рассеивателя в суммы (3.49), (3.50) невелик. При этих предположениях можно считать распределения величин x и y примерно гауссовскими независимо от того, как были распределены образующие их слагаемые. Это следует из центральной предельной теоремы теории вероятностей. Поскольку x и y – гауссовские случайные величины, то для завершения их описания надо определить параметры их совместного распределения. Для гауссовских величин необходимо и достаточно определить только первые и вторые моменты. Для математических ожиданий имеем

$$\begin{aligned}\bar{x} &= \overline{\sum_k c_k \cos \phi_{ik}} = \sum_k \overline{c_k \cos \phi_{ik}} = 0, \\ \bar{y} &= \overline{\sum_k c_k \sin \phi_{ik}} = \sum_k \overline{c_k \sin \phi_{ik}} = 0,\end{aligned}$$

так как $\overline{\sin \alpha} = \overline{\cos \alpha} = 0$ при равномерно распределенном аргументе α , $0 \leq \alpha < 2\pi$.

Далее

$$\begin{aligned}\overline{xy} &= \overline{\sum_k c_k \cos \phi_{ik} \sum_l c_l \sin \phi_{il}} = \sum_k \sum_l \overline{c_k \cos \phi_{ik} c_l \sin \phi_{il}} = \\ &= \sum_k \overline{c_k^2 \cos \phi_{ik} \sin \phi_{ik}} + \sum_k \sum_{l \neq k} \overline{c_k c_l \cos \phi_{ik} \sin \phi_{il}} = 0,\end{aligned}$$

так как $\overline{\sin \alpha} = \overline{\cos \alpha} = \overline{\sin \alpha \cos \alpha} = 0$ при равномерно распределенном аргументе α , $0 \leq \alpha < 2\pi$. И, наконец,

$$\begin{aligned}\overline{x^2} &= \overline{\left(\sum_k c_k \cos \phi_{ik} \right)^2} = \overline{\left(\sum_k c_k \cos \phi_{ik} \right) \left(\sum_l c_l \sin \phi_{il} \right)} = \overline{\sum_k \sum_l c_k \cos \phi_{ik} c_l \sin \phi_{il}} = \\ &= \sum_k \overline{c_k^2 \cos^2 \phi_{ik}} + \sum_k \sum_{l \neq k} \overline{c_k c_l \cos \phi_{ik} \sin \phi_{il}} = \frac{1}{2} \sum_k \overline{c_k^2},\end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \overline{y^2} &= \overline{\left(\sum_k c_k \sin \phi_{ik} \right)^2} = \overline{\left(\sum_k c_k \sin \phi_{ik} \right) \left(\sum_l c_l \sin \phi_{il} \right)} = \overline{\sum_k \sum_l c_k \sin \phi_{ik} c_l \sin \phi_{il}} = \\ &= \sum_k \overline{c_k^2 \sin^2 \phi_{ik}} + \sum_k \sum_{l \neq k} \overline{c_k \cos \phi_{ik} c_l \sin \phi_{il}} = \frac{1}{2} \sum_k \overline{c_k^2}, \end{aligned}$$

так как $\overline{\sin^2 \alpha} = \overline{\cos^2 \alpha} = 1/2$ при равномерно распределенном аргументе α , $0 \leq \alpha < 2\pi$. Введем нормировку $\sum_k \overline{c_k^2} = 1$. При такой нормировке средняя принятая энергия равна энергии E (см. равенство (3.52)) [125].

Итак, получено, что x и y – гауссовские случайные величины, и $\overline{x} = \overline{y} = \overline{xy} = 0$, $\overline{x^2} = \overline{y^2} = 1/2$. Это значит, что они независимы и одинаково распределены с параметрами $(0, 1/2)$. Отсюда следует, случайный коэффициент передачи канала $\mu = \sqrt{x^2 + y^2}$ распределен по закону Рэлея.

Более общий случай, приводящий в итоге к замираниям, распределенным по закону Райса, возникает, когда x и y распределены по гауссовскому закону, независимы, имеют одинаковые дисперсии, но ненулевые математические ожидания [4, 6, 125]. В этом случае можно положить, что, как и прежде, $\overline{x^2} + \overline{y^2} = 1$, но $\overline{x} = \overline{y} = \sqrt{\varepsilon/2}$, $\overline{(x - \overline{x})^2} = \overline{(y - \overline{y})^2} = (1 - \varepsilon)/2$, где величина имеет смысл доли энергии сигнала, переданной по не рассеянному (регулярному) компоненту, $0 \leq \varepsilon \leq 1$, (рисунок 3.32). При $\varepsilon = 0$ имеет место канал с рэлеевскими замираниями (нет регулярного компонента), а при $\varepsilon = 1$ – канал с АБГШ и случайной фазой (нет рассеянного компонента, то есть в канале нет замираний).

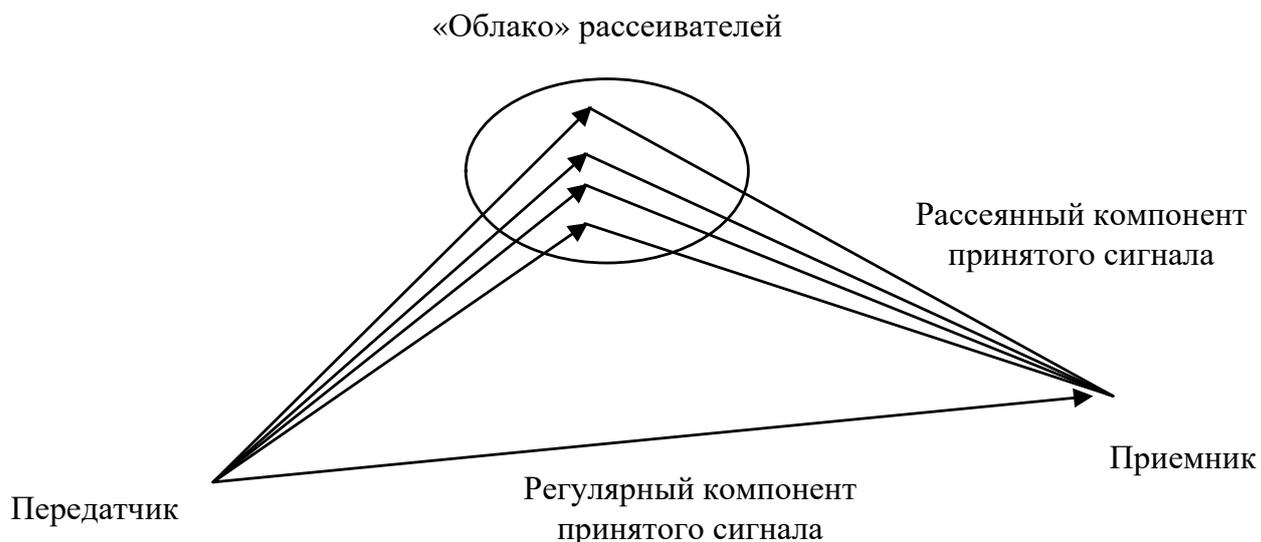


Рисунок 3.32 – Модель канала с рассеянным и регулярным компонентами

3.14 Помехозащищенность при двоичной передаче в канале с аддитивным белым гауссовским шумом и неселективными по частоте и медленными замираниями

В [18, 115] рассмотрено нахождение вероятности ошибки двоичных ФМ и ОФМ при передаче сигналов по каналу с АБГШ и неселективными по частоте и медленными замираниями.

Для фиксированного ослабления вероятность ошибки двоичной ФМ можно выразить как функцию от отношения сигнал/шум γ_b принимаемого сигнала:

$$P_e(\gamma_b) = Q(\sqrt{2\gamma_b}), \quad (3.53)$$

где $\gamma_b = \alpha^2 E_b / N_0$ [28].

Вероятность ошибки для канала без замирания равна

$$P_e(\gamma_b) = \frac{1}{2} e^{-\gamma_b}. \quad (3.54)$$

Средняя вероятность ошибки для двоичной ОФМ представляется в виде [25]

$$P_e = \frac{1}{2(1 + \gamma_b)}. \quad (3.55)$$

Определение вероятности ошибки для замираний со статистикой Райса можно найти, например, в работах [167-170].

3.15 Применение ортогонального кодирования в канале с аддитивным белым гауссовским шумом и неселективными по частоте и медленными замираниями

Рассмотрим использование только ортогонального кодирования в канале с АБГШ и неселективными по частоте и медленными рэлеевскими замираниями.

Простой пример схемы ортогонального кодирования на основе матриц порядка 4 глубины 2 и многочленов первой степени представлен кодирующей матрицей

$$G(D) = \begin{pmatrix} 3 & -3 & 0 & 0 & 3 & 3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdot \\ -3 & -5 & 4 & 4 & 3 & 3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdot \\ 0 & 4 & 4 & -4 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdot \\ 0 & 4 & -8 & 4 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdot \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 3 & -3 & 0 & 0 & 3 & 3 & 0 & 0 & \cdot \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -3 & -5 & 4 & 4 & 3 & 3 & 0 & 0 & \cdot \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 4 & 4 & -4 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdot \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 4 & -8 & 4 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdot \\ \cdot & \cdot \end{pmatrix} \quad (3.56)$$

и декодирующей матрицей

$$H(D) = \begin{pmatrix} 1 & -1 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdot \\ -1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdot \\ -1 & 1 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdot \\ -1 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdot \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & \cdot \\ 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & 1 & 1 & 1 & \cdot \\ 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & 1 & 0 & -1 & \cdot \\ 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 0 & \cdot \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & \cdot \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & \cdot \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & \cdot \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & \cdot \\ \cdot & \cdot \end{pmatrix} \quad (3.57)$$

Проведем имитационное моделирование системы передачи [171], в которой будем использовать кодирующее и декодирующие устройства,

построенные на основе кодирующей и декодирующей матриц порядка 4 глубины 2 (таблица 2.3).

Если на вход кодирующего устройства подаются только двоичные символы из множества $\{+1, -1\}$, то в нашем случае на его выходе будут появляться сигналы из множества $\{-22, -21, \dots, 0, \dots, 21, 22\}$.

На рисунке 3.33 представлены графики зависимости вероятности ошибки на бит от отношения сигнал/шум в канале с АБГШ и неселективными по частоте и медленными замираниями при использовании двоичных ФМ и ОФМ и полученный в результате моделирования график зависимости вероятности ошибки на бит от отношения сигнал/шум для схемы обработки с использованием ОФМ совместно с ортогональным кодированием на основе кодирующей и декодирующей матриц порядка 4 глубины 2.

В таблице 3.10 приведены числовые значения вероятностей ошибки на бит для двоичных ФМ и ОФМ и для схемы с ортогональным кодированием ОК-4 в канале с АБГШ и неселективными по частоте и медленными замираниями.

На рисунке 3.33 видно, что применение ортогонального кодирования ОК-4 в канале с АБГШ и неселективными по частоте и медленными замираниями обеспечивает энергетический выигрыш по сравнению с использованием двоичных ФМ и ОФМ без кодирования. Например, при использовании ортогонального кодирования ОК-4 вероятность ошибки на бит 10^{-3} обеспечивается при отношении сигнал/шум $E_b/N_0 = 16,62$ дБ, что на 7,63 дБ меньше, чем в случае двоичной ФМ без кодирования и на 10,62 дБ меньше, чем в случае двоичной ОФМ без кодирования [18, 115].

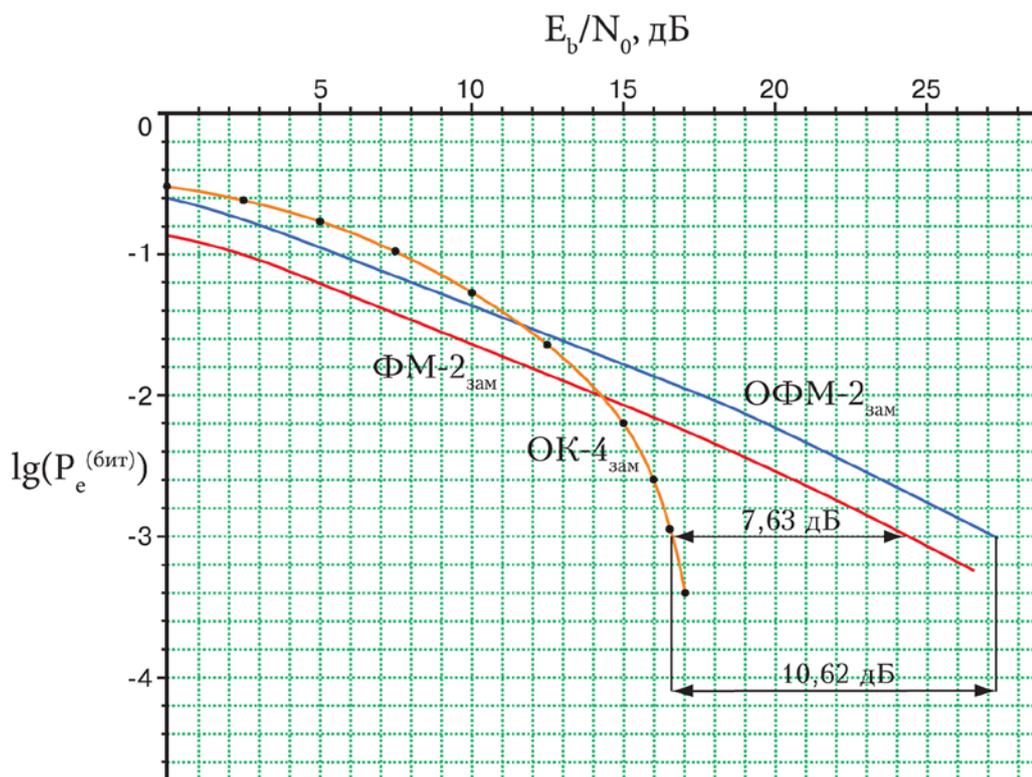


Рисунок 3.33 – Вероятности ошибки на бит для двоичных ФМ и ОФМ и для схемы с ортогональным кодированием ОК-4 в канале с АБГШ и неселективными по частоте и медленными замираниями

Таблица 3.10 – Числовые значения вероятностей ошибки на бит для двоичных ФМ и ОФМ и для схемы с ортогональным кодированием ОК-4 в канале с АБГШ и неселективными по частоте и медленными замираниями

$\lg(P_e^{(\text{бит})})$	E_b/N_0 , для ФМ-2 _{зам} , дБ	E_b/N_0 , для ОФМ-2 _{зам} , дБ	E_b/N_0 , для ОК-4 _{зам} , дБ
-0,52	–	–	0
-0,60	–	0	2,17
-0,86	0	3,53	6,31
-1,00	2,56	5,61	7,71
-1,50	8,49	11,56	11,57
-2,00	14,38	17,45	14,39
-2,50	19,59	22,57	15,86
-3,00	24,25	27,24	16,62

Приведем теперь результаты имитационного моделирования системы передачи с ортогональным кодированием на основе матриц порядка 8, 16 и 32 [172, 173].

На рисунке 3.34 представлены график зависимости вероятности ошибки на бит от отношения сигнал/шум в канале с АБГШ и неселективными по частоте и медленными замираниями при использовании двоичной ОФМ и полученные в результате имитационного моделирования графики зависимости вероятностей ошибки на бит от отношения сигнал/шум для схем обработки с использованием ОФМ совместно с ортогональным кодированием на основе кодирующей и декодирующей матриц порядка 4, 8, 16 и 32. Для каждого случая по таблице 2.3 выбиралась декодирующая матрица глубины, равной половине порядка матрицы.

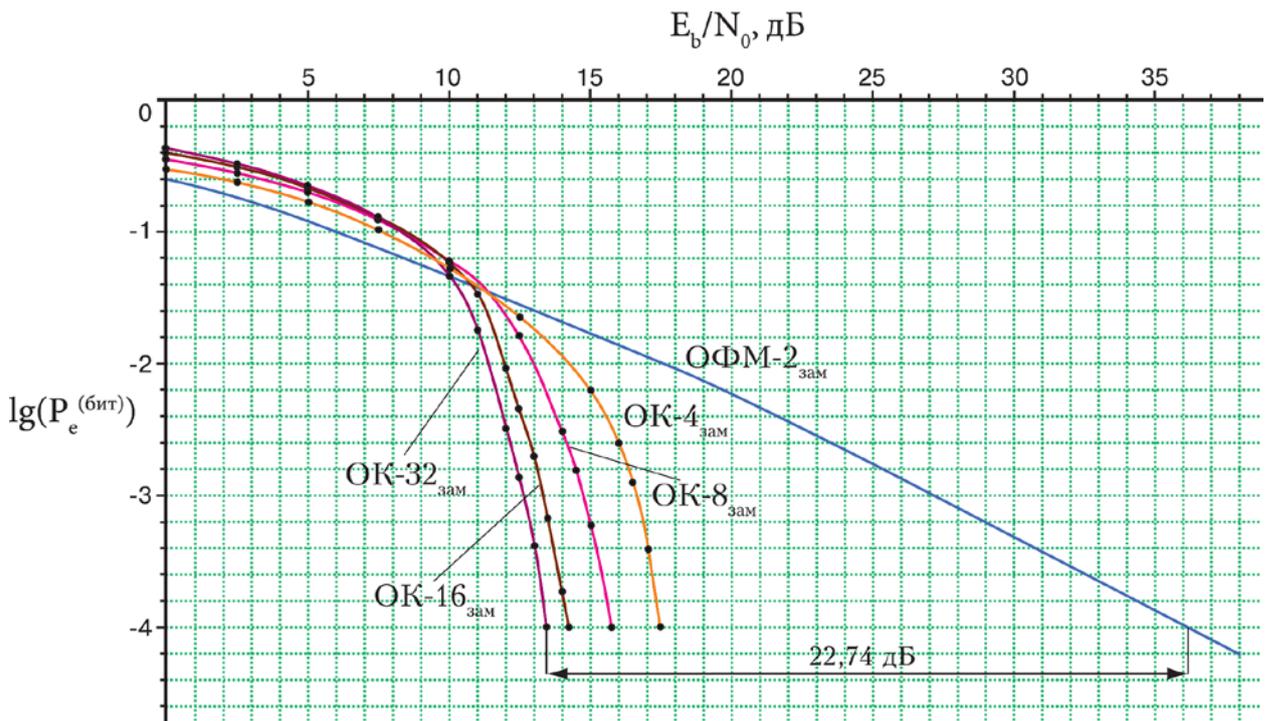


Рисунок 3.34 – Вероятности ошибки на бит для двоичной ОФМ и для схем с ортогональным кодированием ОК-4, ОК-8, ОК-16, ОК-32 в канале с АБГШ и неселективными по частоте и медленными замираниями

В таблице 3.11 приведены числовые значения вероятностей ошибки на бит для двоичной ОФМ и для схем с ортогональным кодированием ОК-4,

ОК-8, ОК-16, ОК-32 в канале с АБГШ и неселективными по частоте и медленными замираниями.

Таблица 3.11 – Числовые значения вероятностей ошибки на бит для двоичной ОФМ и для схем с ортогональным кодированием ОК-4, ОК-8, ОК-16, ОК-32 в канале с АБГШ и неселективными по частоте и медленными замираниями

$\lg(P_e^{(\text{бит})})$	E_b/N_0 , для ОФМ-2 _{зам} , дБ	E_b/N_0 , для ОК-4 _{зам} , дБ	E_b/N_0 , для ОК-8 _{зам} , дБ	E_b/N_0 , для ОК-16 _{зам} , дБ	E_b/N_0 , для ОК-32 _{зам} , дБ
-0,37	–	–	–	–	0
-0,40	–	–	–	0	0,75
-0,44	–	–	0	1,31	1,88
-0,52	–	0	1,88	2,87	3,21
-0,60	0	2,17	3,35	4,08	4,32
-1,00	5,61	7,71	8,36	8,48	8,29
-1,50	11,56	11,57	11,56	11,04	10,48
-2,00	17,45	14,39	12,98	11,95	11,39
-2,50	22,57	15,86	13,96	12,67	12,02
-3,00	27,24	16,62	14,72	13,29	12,63
-3,50	31,63	17,15	15,28	13,74	13,10
-4,00	36,16	17,47	15,72	14,23	13,42

Как видно на рисунке 3.34, использование ортогонального кодирования на основе кодирующей и декодирующей матриц порядка 8, 16 и 32 дает при увеличении отношения сигнал/шум больший энергетический выигрыш, чем ортогональное кодирование на основе кодирующей и декодирующей матриц порядка 4. Отметим, что при увеличении порядка матриц растет и энергетический выигрыш.

3.16 Вероятность ошибки при передаче сигналов частотной модуляции по каналу с замираниями

Рассмотрим передачу ЧМ-сигналов $s_i(t) = \sqrt{2E/T} \cos 2\pi f_i t$, $0 < i < T$, $i = 0, 1, 2, \dots, q-1$, по каналу с замираниями. Частоты сигналов f_i выбраны так, чтобы сигналы были ортогональны в усиленном смысле. Пусть был передан i -й сигнал; на выходе канала с замираниями сигнал описывается как

$$r(t) = \mu \sqrt{2E/T} \cos(2\pi f_i t - \theta) + n(t),$$

где μ – случайный коэффициент передачи канала, $\mu > 0$, θ – случайный фазовый сдвиг, $0 \leq \theta < 2\pi$, $n(t)$ – белый гауссовский шум [4, 6, 125].

Случайный фазовый сдвиг распределен равномерно в интервале $[0, 2\pi]$, а коэффициент передачи канала распределен по закону Райса. Случайный коэффициент передачи канала может быть представлен в виде $\mu = \sqrt{x^2 + y^2}$, где x и y – независимые гауссовские случайные величины с параметрами $\bar{x} = \bar{y} = \sqrt{\varepsilon/2}$, а $\overline{(x - \bar{x})^2} = \overline{(y - \bar{y})^2} = (1 - \varepsilon)/2$, где величина ε имеет смысл доли энергии сигнала, переданной по не рассеянному (регулярному) компоненту, $0 \leq \varepsilon \leq 1$ [4, 6, 125].

Оптимальный приемник для канала с замираниями совпадает в рассматриваемом случае с оптимальным приемником для канала с АБГШ и случайной фазой, рассмотренным в параграфе 3.9 [125].

В [125, 159-161] показано, что вероятность ошибки при передаче по каналу с замираниями может быть вычислена как $P_e = \overline{P_e(\mu)}$, где $P_e(\mu)$ – вероятность ошибки при фиксированном значении коэффициента передачи канал μ , черта сверху означает усреднение по случайным параметрам канала. При фиксированном значении коэффициента передачи канала энергия принятого сигнала равна $\mu^2 E$. Поэтому условная вероятность ошибки $P_e(\mu)$ равна вероятности ошибки при передаче ЧМ-сигналов по каналу со случайной фазой при замене E на $\mu^2 E$, то есть (см. формулу (3.45))

$$P_e(\mu) = \sum_{l=1}^{q-1} C_{q-1}^l (-1)^{l+1} \frac{1}{1+l} \exp\left(-\frac{l}{l+1} \frac{\mu^2 E}{N_0}\right).$$

Отсюда следует, что

$$P_e = \sum_{l=1}^{q-1} C_{q-1}^l (-1)^{l+1} \frac{1}{1+l} \overline{\exp\left(-\frac{l}{l+1} \frac{\mu^2 E}{N_0}\right)}. \quad (3.58)$$

Рассмотрим среднее в выражении (3.58). Для него можно записать, что

$$\begin{aligned} \overline{\exp\left(-\frac{l}{l+1} \frac{\mu^2 E}{N_0}\right)} &= \overline{\exp\left(-\frac{l}{l+1} \frac{(x^2 + y^2) E}{N_0}\right)} = \\ &= \overline{\exp\left(-\frac{l}{l+1} \frac{x^2 E}{N_0}\right)} \overline{\exp\left(-\frac{l}{l+1} \frac{y^2 E}{N_0}\right)}, \end{aligned} \quad (3.59)$$

поскольку x и y независимы.

В параграфе 3.11 приведена лемма 3.1 (см. равенство (3.41)).

Применив лемму 3.1 к вычислению средних в (3.59) со значениями $\alpha = -lE/N_0(l+1)$, $m = \sqrt{\varepsilon/2}$, $\sigma^2 = (1-\varepsilon)/2$, получим, что

$$\begin{aligned} \overline{\exp\left(-\frac{l}{l+1} \frac{x^2 E}{N_0}\right)} &= \overline{\exp\left(-\frac{l}{l+1} \frac{y^2 E}{N_0}\right)} = \\ &= \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{l}{1+l} (1-\varepsilon) E / N_0}} \exp\left(\frac{l\varepsilon E / N_0}{2(1+l+l(1-\varepsilon)E / N_0)}\right). \end{aligned}$$

Согласно [125, 159-161], подстановка этого выражения в (3.58) и далее в (3.59) приводит к окончательному выражению

$$P_e = \sum_{l=0}^{q-1} C_{q-1}^l (-1)^{l+1} \frac{1}{1+l+(1-\varepsilon)E / N_0} \exp\left(\frac{l\varepsilon E / N_0}{1+l+l(1-\varepsilon)E / N_0}\right). \quad (3.60)$$

При $q = 2$

$$P_e = \frac{1}{2+(1-\varepsilon)E / N_0} \exp\left(\frac{\varepsilon E / N_0}{2+(1-\varepsilon)E / N_0}\right) \quad (3.61)$$

Для двух крайних случаев $\varepsilon = 0$ и $\varepsilon = 1$ имеем, соответственно,

$$P_e = \frac{1}{2+E / N_0}, \quad (3.62)$$

и

$$P_e = \frac{1}{2} e^{-\frac{E}{2N_0}}. \quad (3.63)$$

Сравнение выражений (3.62) и (3.63) показывает, что в канале с рэлеевскими замираниями (при $\varepsilon = 0$) вероятность ошибки убывает с ростом отношения сигнал/шум очень медленно (обратно пропорционально). При отсутствии замираний (при $\varepsilon = 1$) вероятность ошибки убывает с ростом отношения сигнал/шум гораздо быстрее (экспоненциально). Примерно такие же соотношения имеют место и для недвоичных сигналов [4, 6, 125].

Графики вероятности ошибки для различных значений параметров показаны на рисунках 3.35 и 3.36.

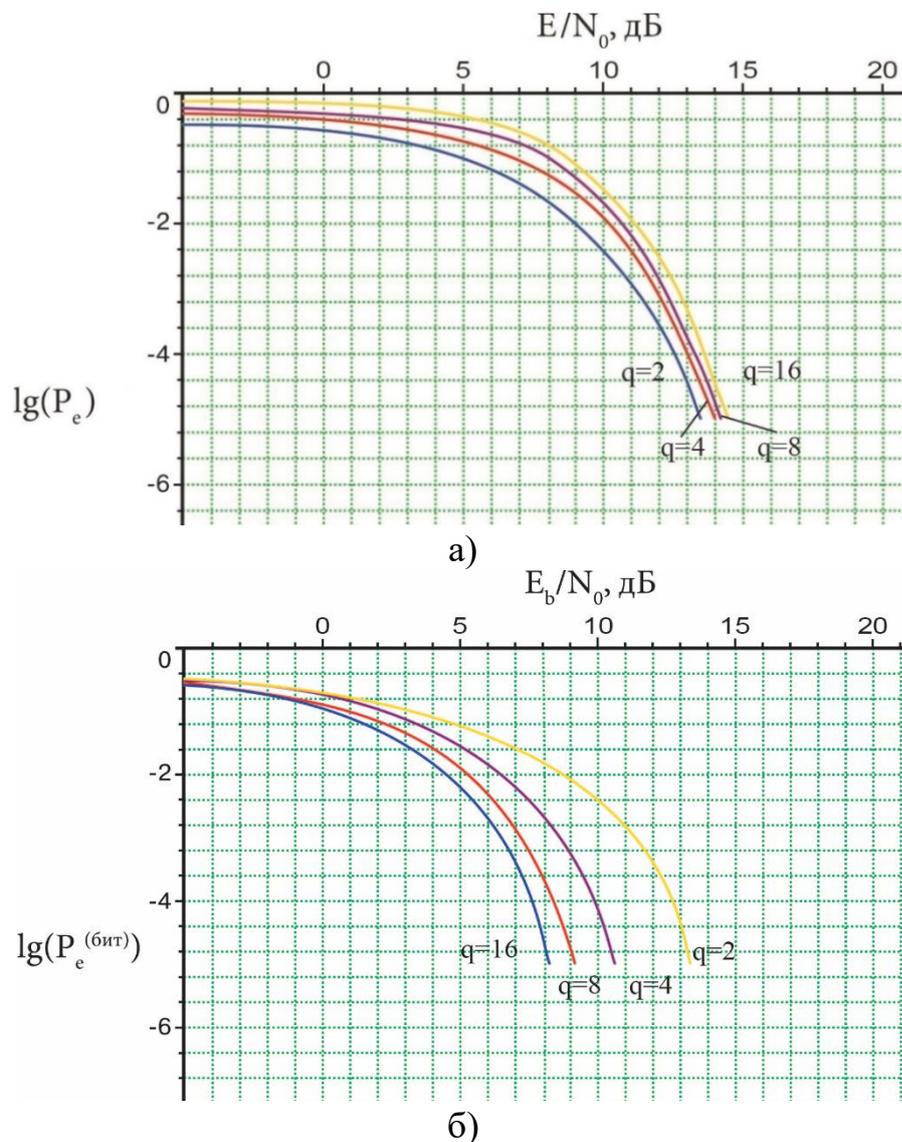
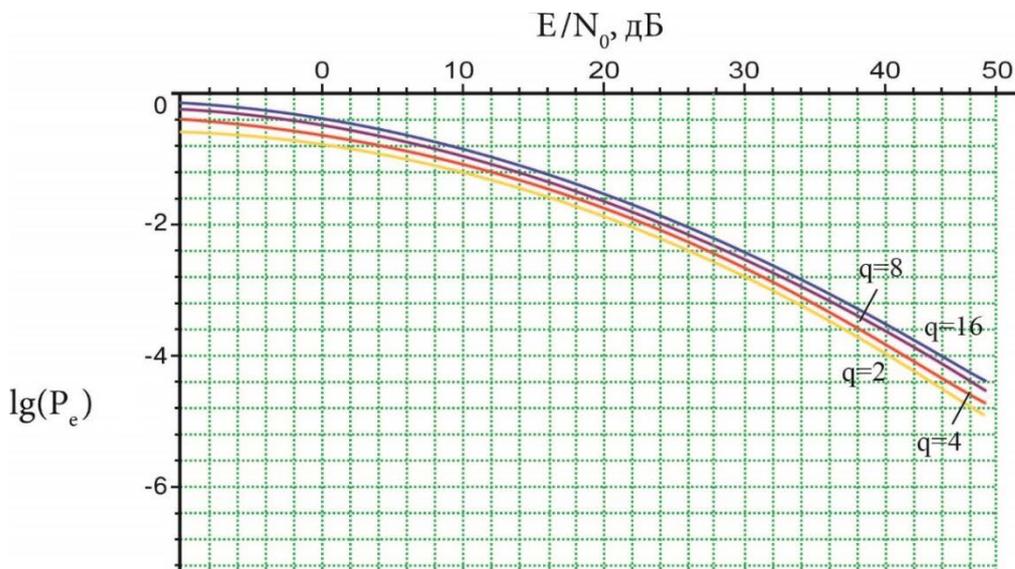


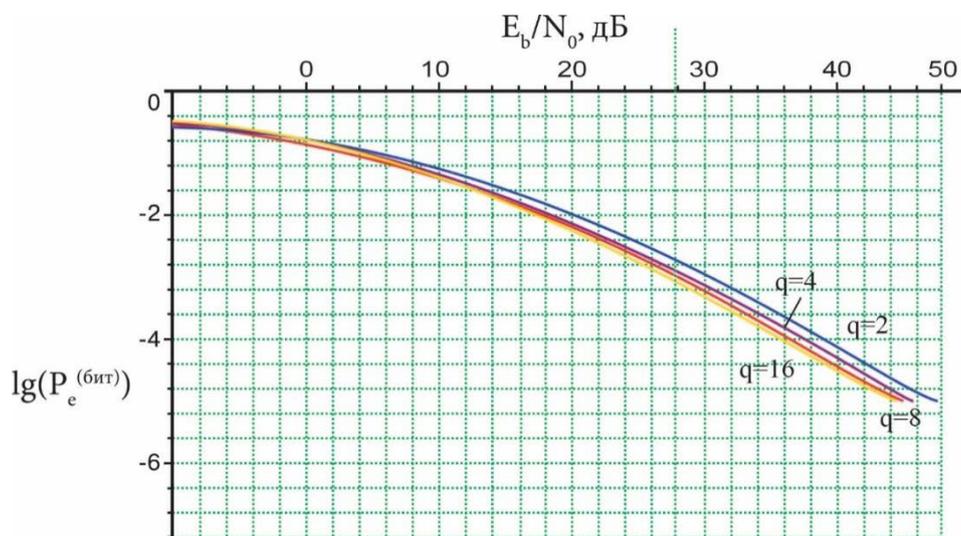
Рисунок 3.35 – Вероятность ошибки при передаче ЧМ-сигналов по каналу с АБГШ и случайной фазой ($\varepsilon = 1$)

Графики, показанные на рисунке 3.35 для параметра $\varepsilon = 1$, соответствуют случаю, когда вся передаваемая энергия сосредоточена в регулярном компоненте сигнала. В этом случае замирения отсутствуют, и условия передачи совпадают с условиями передачи в канале с АБГШ и случайной фазой.

Вероятность ошибки при этом быстро (экспоненциально) убывает с ростом отношения сигнал/шум. Рисунок 3.36 иллюстрирует другой крайний случай, когда $\varepsilon = 0$, что соответствует отсутствию регулярного компонента принятого сигнала, то есть передаче по каналу с рэлеевскими замирениями. Вероятность ошибки в этих условиях убывает медленно (обратно пропорционально) с ростом отношения сигнал/шум.



а)



б)

Рисунок 3.36 – Вероятность ошибки при передаче ЧМ-сигналов по каналу с рэлеевскими замираниями ($\varepsilon = 0$)

На рисунке 3.37 представлены графики зависимости вероятности ошибки от отношения сигнал/шум в канале с рэлеевскими замираниями для ЧМ-2, ЧМ-4, ЧМ-8 и ЧМ-16 и полученные в результате имитационного моделирования графики зависимости вероятности ошибки от отношения сигнал/шум для ОК-4, ОК-8, ОК-16, ОК-32 и ЧМ [159-164]. Для каждого случая по таблице 2.3 выбиралась декодирующая матрица глубины, равной половине порядка матрицы.

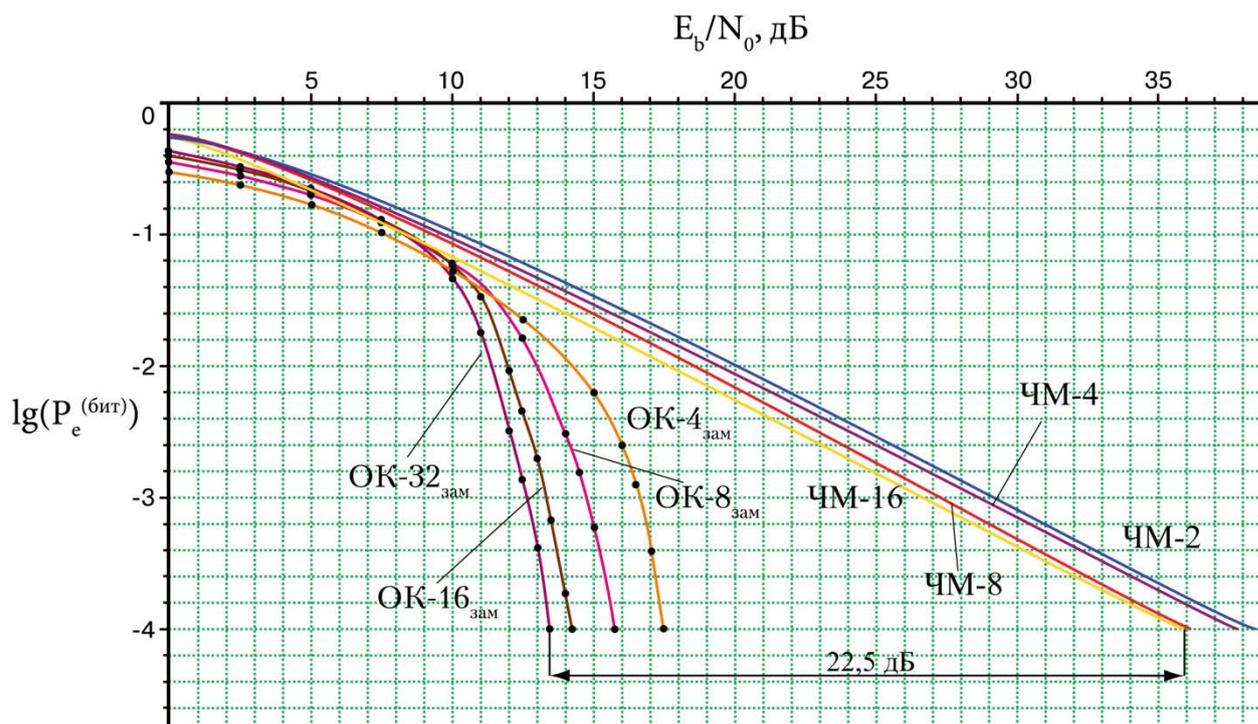


Рисунок 3.37 – Вероятности ошибки на бит в канале с рэлеевскими замираниями для ЧМ-2, ЧМ-4, ЧМ-8, ЧМ-16 и для схем с ортогональным кодированием на основе матриц порядка 4, 8, 16 и 32

В таблице 3.12 приведены числовые значения вероятностей ошибки на бит от отношения сигнал/шум ЧМ-2, ЧМ-4, ЧМ-8, ЧМ-16 и ОК-4, ОК-8, ОК-16, ОК-32 и ЧМ в канале с рэлеевскими замираниями [171].

Таблица 3.12 – Числовые значения вероятностей ошибки на бит от отношения сигнал/шум для ЧМ-2, ЧМ-4, ЧМ-8, ЧМ-16 и ОК-4, ОК-8, ОК-16, ОК-32 и ЧМ в канале с рэлеевскими замираниями

$\lg(P_e^{(\text{бит})})$	E_b/N_0 , ЧМ-16, дБ	E_b/N_0 , ЧМ-8, дБ	E_b/N_0 , ЧМ-4, дБ	E_b/N_0 , ЧМ-2, дБ
-0,37	1,86	2,6	2,61	2,64
-0,40	2,11	2,77	2,82	2,90
-0,44	3,00	3,64	3,96	4,12
-0,52	3,91	4,69	4,92	5,00
-0,60	4,46	5,17	5,42	5,83
-1,00	8,29	9,21	9,76	10,24

Продолжение таблицы 3.12

-1,50	13,19	14,14	14,92	15,48
-2,00	17,57	18,52	19,49	20,04
-2,50	22,28	23,00	24,13	24,90
-3,00	26,64	27,28	28,69	29,21
-3,50	31,39	37,88	33,37	33,91
-4,00	35,92	36,10	37,89	38,31

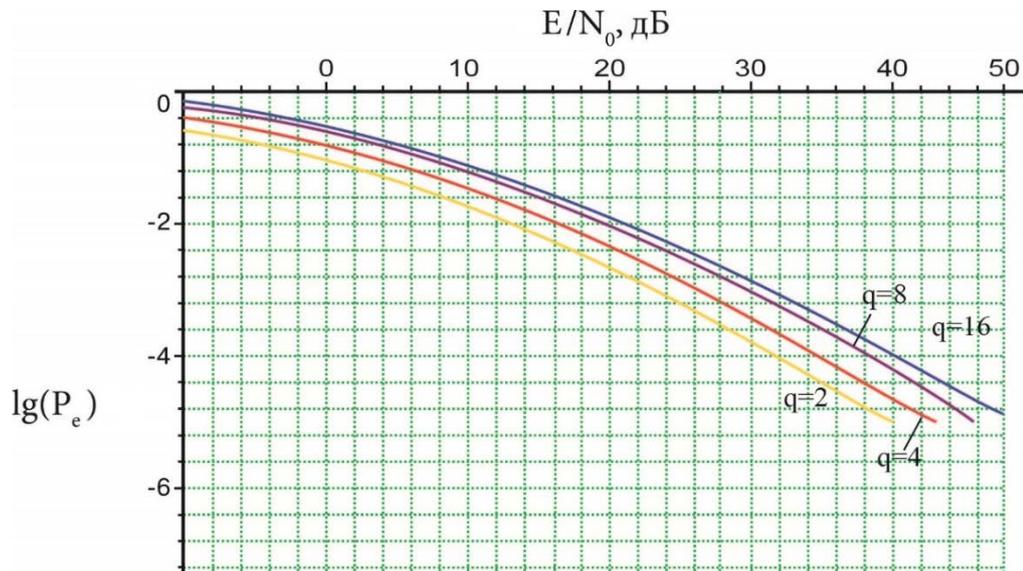
Продолжение таблицы 3.12

$\lg(P_e^{(\text{бит})})$	E_b/N_0 , для ОК-4 _{зам} , дБ	E_b/N_0 , для ОК-8 _{зам} , дБ	E_b/N_0 , для ОК-16 _{зам} , дБ	E_b/N_0 , для ОК-32 _{зам} , дБ
-0,37	–	–	–	0
-0,40	–	–	0	0,75
-0,44	–	0	1,31	1,88
-0,52	0	1,88	2,87	3,21
-0,60	2,17	3,35	4,08	4,32
-1,00	7,71	8,36	8,48	8,29
-1,50	11,57	11,56	11,04	10,48
-2,00	14,39	12,98	11,95	11,39
-2,50	15,86	13,96	12,67	12,02
-3,00	16,62	14,72	13,29	12,63
-3,50	17,15	15,28	13,74	13,10
-4,00	17,47	15,72	14,23	13,42

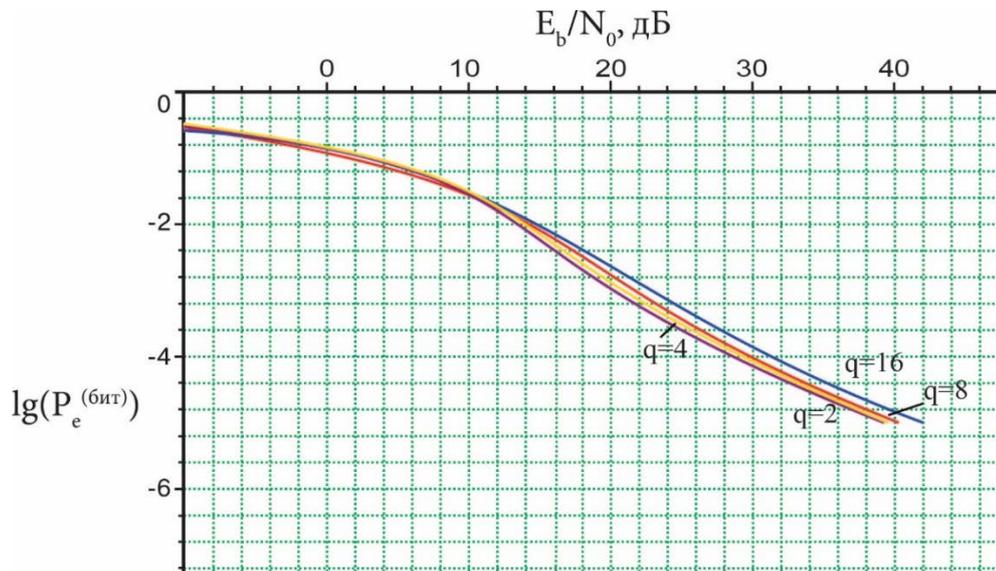
Как видно из рисунка 3.37 и таблицы 3.12, при использовании с ЧМ ортогонального кодирования при увеличении отношения сигнал/шум уменьшается результирующая вероятность ошибки на бит.

На рисунке 3.38 показаны зависимости для промежуточного случая, когда $0 < \epsilon < 1$, в частности, для $\epsilon = 0,8$. Это соответствует передаче по каналу с

райсовскими замираниями. Вероятность ошибки в этом случае тоже убывает медленно, но кривая проходит ниже, чем в канале с рэлеевскими замираниями.



а)



б)

Рисунок 3.38 – Вероятность ошибки при передаче ЧМ-сигналов по каналу с райсовскими замираниями ($\epsilon = 0,8$)

На рисунке 3.39 представлены графики зависимости вероятности ошибки от отношения сигнал/шум с райсовскими замираниями для ЧМ-2, ЧМ-4, ЧМ-8 и ЧМ-16 и полученные в результате имитационного моделирования графики зависимости вероятности ошибки от отношения

сигнал/шум для ОК-4, ОК-8, ОК-16, ОК-32 и ЧМ [159-164]. Для каждого случая по таблице 2.3 выбиралась декодирующая матрица глубины, равной половине порядка матрицы.

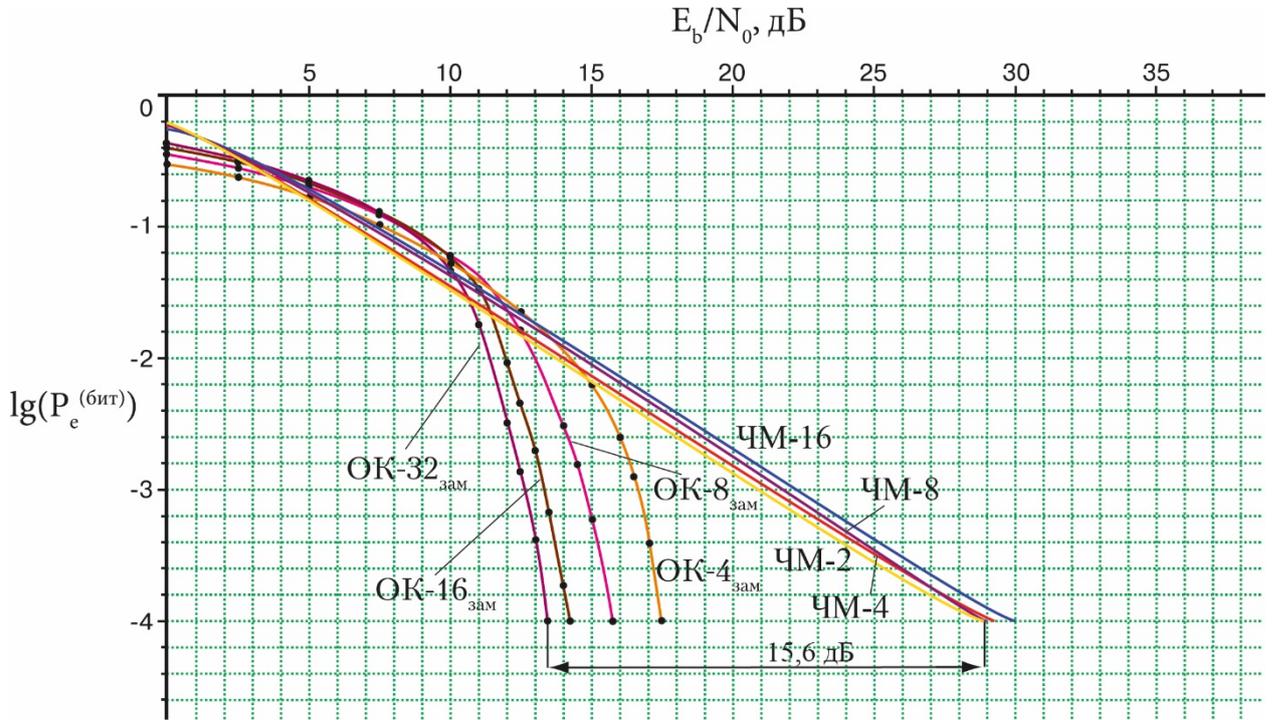


Рисунок 3.39 – Вероятности ошибки на бит в канале с райсовскими замираниями для ЧМ-2, ЧМ-4, ЧМ-8, ЧМ-16 и для схем с ортогональным кодированием на основе матриц порядка 4, 8, 16 и 32

В таблице 3.13 приведены числовые значения вероятностей ошибки на бит от отношения сигнал/шум ЧМ-2, ЧМ-4, ЧМ-8, ЧМ-16 и ОК-4, ОК-8, ОК-16, ОК-32 и ЧМ в канале с райсовскими замираниями [172].

Таблица 3.13 – Числовые значения вероятностей ошибки на бит от отношения сигнал/шум для ЧМ-2, ЧМ-4, ЧМ-8, ЧМ-16 и ОК-4, ОК-8, ОК-16, ОК-32 и ЧМ в канале с райсовскими замираниями

$\lg(P_e^{(\text{бит})})$	E_b/N_0 , ЧМ-16, дБ	E_b/N_0 , ЧМ-8, дБ	E_b/N_0 , ЧМ-4, дБ	E_b/N_0 , ЧМ-2, дБ
-0,37	1,67	1,63	1,58	1,57
-0,40	2,06	2,00	1,95	1,87
-0,44	2,74	2,63	2,52	2,41
-0,52	3,40	3,27	3,14	3,01
-0,60	4,02	3,91	3,35	3,35
-1,00	7,35	7,08	6,44	6,41
-1,50	11,47	11,15	10,49	10,38
-2,00	14,98	14,66	14,00	13,76
-2,50	18,97	18,49	17,78	17,34
-3,00	22,22	21,76	21,27	21,88
-3,50	25,93	25,26	25,09	24,57
-4,00	29,99	29,17	29,03	29,02

Продолжение таблицы 3.13

$\lg(P_e^{(\text{бит})})$	E_b/N_0 , для ОК-4 _{зам} , дБ	E_b/N_0 , для ОК-8 _{зам} , дБ	E_b/N_0 , для ОК-16 _{зам} , дБ	E_b/N_0 , для ОК-32 _{зам} , дБ
-0,37	–	–	–	0
-0,40	–	–	0	0,75
-0,44	–	0	1,31	1,88
-0,52	0	1,88	2,87	3,21
-0,60	2,17	3,35	4,08	4,32
-1,00	7,71	8,36	8,48	8,29
-1,50	11,57	11,56	11,04	10,48
-2,00	14,39	12,98	11,95	11,39
-2,50	15,86	13,96	12,67	12,02

Продолжение таблицы 3.13

-3,00	16,62	14,72	13,29	12,63
-3,50	17,15	15,28	13,74	13,10
-4,00	17,47	15,72	14,23	13,42

Как видно из рисунка 3.39 и таблицы 3.13, при использовании с ЧМ ортогонального кодирования при увеличении отношения сигнал/шум уменьшается результирующая вероятность ошибки на бит. Так, на уровне вероятности ошибки на бит 10^{-4} при использовании ортогонального кодирования ОК-32 и ЧМ выигрыш в отношении сигнал/шум по сравнению с двоичной ЧМ без кодирования составляет 15,6 дБ.

3.17 Выводы по главе 3

В диссертационной работе создан комплекс моделей каналов передачи информации телекоммуникационных систем, использующих предложенное ортогональное кодирование. В третьей главе рассмотрены модели системы связи с применением ортогонального кодирования без помехоустойчивого.

В данной главе приведены результаты анализа некоторых видов полосовой модуляции, представляющих интерес с точки зрения цели и задач работы. На примере ОФМ представлены процедура согласования символов ортогонального кода и многопозиционной модуляции и вывод формулы определения вероятности ошибки при применении многопозиционной модуляции и ортогонального кодирования в канале с АБГШ. Процедура согласования символов ортогональных кодов с ОФМ высокой кратности отличается от существующих методов правилами назначения совокупности фаз и способом цифровой обработки в демодуляторе. Она достаточно проста и сводится к вычислению угла фазового приращения, равного величине $2\pi/q$, где q – удвоенная максимальная сумма абсолютных значений одного столбца кодирующей матрицы $G(D)$ плюс 1. Формула для вероятности ошибочного определения фазы принятого символа получена на основе нахождения

вероятности попадания символа принимаемого вектора-сигнала в один из q секторов решающей области.

В третьей главе диссертации также рассмотрено применение ортогонального кодирования в системах с ОФМ, АМ, КАМ и ЧМ в каналах с АБГШ, случайной фазой и замираниями, оценено уменьшение результирующей вероятности ошибки за счет использования ортогонального кодирования. Изложение проведено на конкретных примерах передачи противоположных сигналов $\{+1, -1\}$. Оценка энергетического выигрыша от применения ортогонального кодирования получена как аналитическим путем (для канала с АБГШ и ОФМ и ортогонального кодирования на основе матриц порядка 4), так и в результате имитационного моделирования (для всех исследованных случаев).

Значения энергетического выигрыша за счет использования ортогонального кодирования в указанных выше моделях каналов приведены в таблице 3.14.

Таблица 3.14 – Значения энергетического выигрыша за счет использования ортогонального кодирования в каналах с аддитивным гауссовским шумом, случайной фазой и многолучевых каналах с замираниями

Модель канала	Вид модуляции	Вероятность ошибки на бит	
		10^{-4}	10^{-6}
АБГШ	ОФМ	3,1 дБ	4,5 дБ
	АМ	2,6 дБ	4,2 дБ
	КАМ	2,6 дБ	4,0 дБ
	ЧМ	2,8 дБ	4,4 дБ
АБГШ, случайная фаза	ЧМ	2,0 дБ	3,3 дБ
АБГШ, неселективные по частоте медленные замирания	ОФМ	22,7 дБ	–
АБГШ, рэлеевские замирания	ЧМ	22,5 дБ	–
АБГШ, райсовские замирания	ЧМ	15,6 дБ	–

Научная новизна разработанного комплекса моделей каналов передачи информации телекоммуникационных систем состоит в том, что он позволяет осуществлять комплексное исследование на основе комбинации основных видов цифровой модуляции: амплитудной, квадратурной амплитудной, относительной фазовой и частотной – и разработанного ортогонального кодирования, обеспечивающего эффективное использование энергии передаваемых сигналов.

Предложенный способ ортогонального кодирования является разновидностью приема в целом сигналов M -кратной модуляции с оптимальным выбором манипуляционного кода. Оптимизация достигается путем усреднения вероятности ошибки по всем разрядам M -ичного кода.

Практическая значимость комплекса моделей определяется тем, что он позволяет оценить в каналах с аддитивным гауссовским шумом, случайной фазой и многолучевых каналах с замираниями уменьшение результирующей вероятности ошибки на бит за счет использования ортогонального кодирования. Вероятность ошибки на бит является контрольным решением данных моделей.

4 Повышение помехозащищенности в канале с аддитивным белым гауссовским шумом при совместном использовании корректирующих и ортогональных кодов

Продолжим рассмотрение разработанных моделей каналов передачи информации телекоммуникационных систем, использующих ортогональное кодирование. Модели, анализирующие совместное применение ортогональных и помехоустойчивых кодов, представлены в четвертой главе диссертационной работы.

4.1 Повышение помехозащищенности в канале с аддитивным белым гауссовским шумом при совместном использовании линейных блоковых и ортогональных кодов

Рассмотрим совместное использование в канале с АБГШ ортогонального кодирования и линейного блокового кодирования [109, 110] в системах с ОФМ. Оценим уменьшение результирующей вероятности ошибки за счет использования ортогонального кодирования [18, 115, 174].

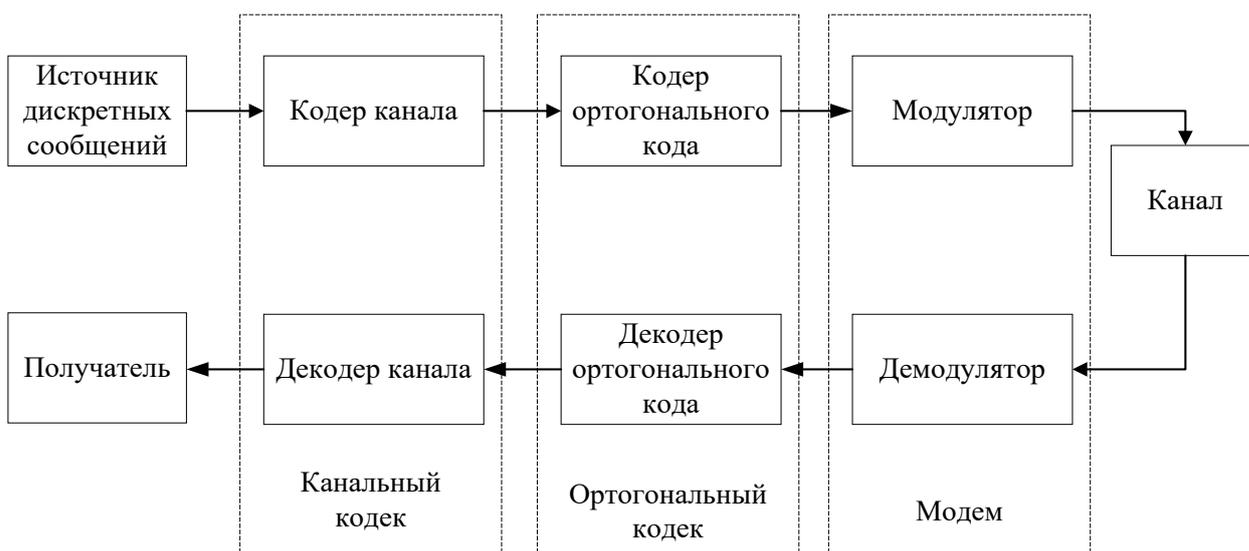


Рисунок 4.1 – Схема системы передачи с использованием ортогонального кодирования и помехоустойчивого кодирования

Проведем моделирование системы передачи, в которой будем использовать кодирующие и декодирующие устройства, построенные на

основе синтезированных пар кодирующей и декодирующей матриц (таблица 2.3).

На рисунках 4.2 и 4.3 представлены графики зависимости вероятности ошибки на бит от отношения сигнал/шум в канале с АБГШ при использовании двоичной ОФМ совместно с кодами БЧХ (63,57) и (63,30) соответственно, а также полученные в результате имитационного моделирования графики зависимости вероятности ошибки на бит от отношения сигнал/шум для схемы обработки с использованием ОФМ совместно с кодами БЧХ и ортогональным кодированием на основе кодирующей и декодирующей матриц порядка 4, 8, 16 [18, 115, 174-179].

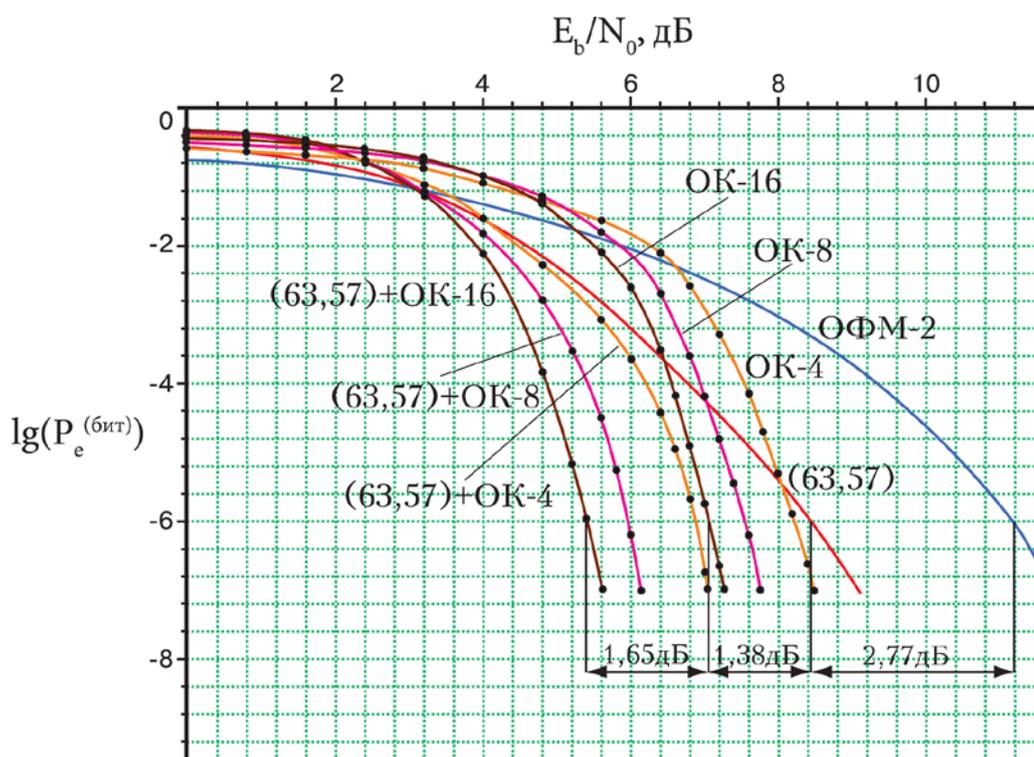


Рисунок 4.2 – Вероятности ошибки на бит от отношения сигнал/шум в канале с АБГШ для двоичной ОФМ без кодирования, совместно с кодом БЧХ (63,57) и для ОФМ совместно с кодом БЧХ (63,57) и ортогональным кодированием ОК-4, ОК-8, ОК-16

В таблице 4.1 приведены числовые значения вероятностей ошибки на бит от отношения сигнал/шум в канале с АБГШ для двоичной ОФМ без

кодирования, совместно с кодом БЧХ (63,57) и для ОФМ совместно с кодом БЧХ (63,57) и ортогональным кодированием ОК-4, ОК-8, ОК-16.

Как видно из рисунка 4.3 и таблицы 4.1, совместное использование корректирующих и ортогональных кодов дает энергетический выигрыш по сравнению с использованием только корректирующих кодов или только ортогонального кодирования.

Таблица 4.1 – Числовые значения вероятностей ошибки на бит от отношения сигнал/шум в канале с АБГШ для двоичной ОФМ без кодирования, совместно с кодом БЧХ (63,57) и для ОФМ совместно с кодом БЧХ (63,57) и ортогональным кодированием ОК-4, ОК-8, ОК-16

$\lg(P_e^{(\text{бит})})$	E_b/N_0 , ОФМ-2, дБ	E_b/N_0 , ОК-4, дБ	E_b/N_0 , ОК-8, дБ	E_b/N_0 , ОК-16, дБ
-0,34	–	–	–	–
-0,36	–	–	–	–
-0,40	–	–	–	–
-0,44	–	–	–	0
-0,50	–	–	0	1,42
-0,57	–	–	1,43	2,23
-0,58	–	0	1,68	2,40
-0,74	0	2,47	3,18	3,28
-1,00	2,18	3,64	4,05	4,02
-1,50	4,36	5,22	5,19	4,94
-2,00	5,87	6,27	5,85	5,51
-2,50	7,03	6,76	6,30	5,94

Продолжение таблицы 4.1

-3,00	7,97	7,06	6,54	6,20
-3,50	8,69	7,31	6,76	6,40
-4,00	9,24	7,54	6,95	6,55
-4,50	9,84	7,73	7,11	6,68
-5,00	10,39	7,89	7,25	6,82
-5,50	10,81	8,06	7,41	6,95
-6,00	11,21	8,21	7,54	7,06
-6,50	11,47	8,36	7,66	7,17

Продолжение таблицы 4.1

$\lg(P_e^{(\text{бит})})$	$E_b/N_0,$ (63,57), дБ	$E_b/N_0,$ (63,57)+ОК-4, дБ	$E_b/N_0,$ (63,57)+ОК-8, дБ	$E_b/N_0,$ (63,57)+ОК-16, дБ
-0,34	–	–	–	0
-0,36	–	–	0	0,68
-0,40	–	0	0,79	1,13
-0,44	–	0,80	1,16	1,44
-0,50	–	1,20	1,60	1,74
-0,57	0	1,61	1,81	1,95
-0,58	0,37	1,70	1,92	2,01
-0,74	1,60	2,28	2,30	2,34
-1,00	2,59	2,94	2,86	2,78
-1,50	3,78	3,87	3,61	3,47
-2,00	4,58	4,46	4,18	3,91
-2,50	5,21	4,90	4,60	4,24
-3,00	5,78	5,52	4,92	4,48
-3,50	6,28	5,89	5,19	4,67
-4,00	6,77	6,20	5,41	4,85

Продолжение таблицы 4.1

-4,50	7,24	6,43	5,60	5,02
-5,00	7,67	6,61	5,73	5,16
-5,50	8,07	6,77	5,85	5,29
-6,00	8,44	6,88	5,96	5,41
-6,50	8,77	6,97	6,05	5,51

Например, вероятность ошибки на бит 10^{-6} при использовании двоичной ОФМ без кодирования обеспечивается при отношении сигнал/шум $E_b/N_0 = 11,21$ дБ. Применяя код БЧХ (63,57), можем обеспечить вероятность ошибки на бит 10^{-6} при отношении сигнал/шум $E_b/N_0 = 8,44$ дБ и получить тем самым энергетический выигрыш в 2,77 дБ по сравнению с использованием двоичной ОФМ без кодирования; применяя ортогональный код на основе матриц порядка 16 глубины 8, можем обеспечить вероятность ошибки на бит 10^{-6} при отношении сигнал/шум $E_b/N_0 = 7,06$ дБ и получить тем самым энергетический выигрыш в 1,38 дБ по сравнению с использованием двоичной ОФМ совместно с кодом БЧХ (63,57) и в 4,15 дБ по сравнению с использованием двоичной ОФМ без кодирования.

Применяя совместно код БЧХ (63,57) и ортогональный код на основе матриц порядка 16 глубины 8, можем обеспечить вероятность ошибки на бит 10^{-6} при отношении сигнал/шум $E_b/N_0 = 5,41$ дБ и получить тем самым энергетический выигрыш в 1,65 дБ по сравнению с использованием ОФМ совместно с ОК-16 и в 5,8 дБ по сравнению с использованием двоичной ОФМ без кодирования.

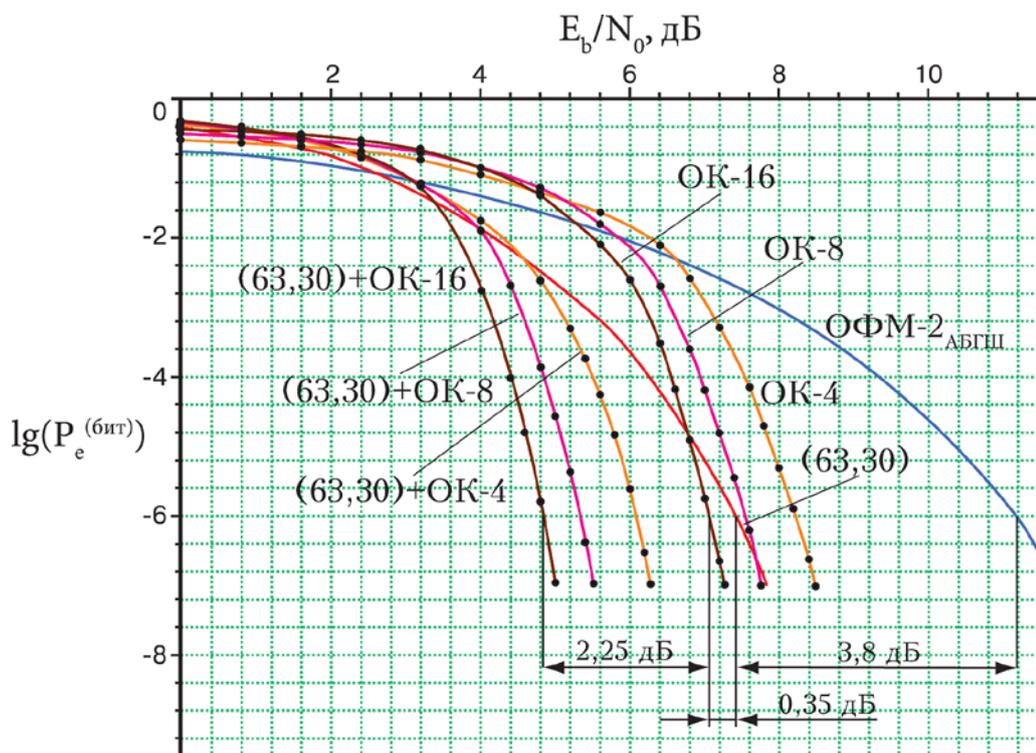


Рисунок 4.3 – Вероятности ошибки на бит от отношения сигнал/шум в канале с АБГШ для двоичной ОФМ без кодирования, совместно с кодом БЧХ (63,30) и для ОФМ совместно с кодом БЧХ (63,30) и ортогональным кодированием ОК-4, ОК-8, ОК-16

В таблице 4.2 приведены числовые значения вероятностей ошибки на бит от отношения сигнал/шум в канале с АБГШ для двоичной ОФМ без кодирования, совместно с кодом БЧХ (63,30) и для ОФМ совместно с кодом БЧХ (63,30) и ортогональным кодированием ОК-4, ОК-8, ОК-16.

Таблица 4.2 – Числовые значения вероятностей ошибки на бит от отношения сигнал/шум в канале с АБГШ для двоичной ОФМ без кодирования, совместно с кодом БЧХ (63,30) и для ОФМ совместно с кодом БЧХ (63,30) и ортогональным кодированием ОК-4, ОК-8, ОК-16

$\lg(P_e^{(\text{бит})})$	E_b/N_0 , ОФМ-2, дБ	E_b/N_0 , ОК-4, дБ	E_b/N_0 , ОК-8, дБ	E_b/N_0 , ОК-16, дБ
-0,33	—	—	—	—
-0,35	—	—	—	—
-0,38	—	—	—	—
-0,40	—	—	—	—

Продолжение таблицы 4.2

-0,44	–	–	–	0
-0,50	–	–	0	1,42
-0,58	–	0	1,68	2,40
-0,74	0	2,47	3,18	3,28
-1,00	2,18	3,64	4,05	4,02
-1,50	4,36	5,22	5,19	4,94
-2,00	5,87	6,27	5,85	5,51
-2,50	7,03	6,76	6,30	5,94
-3,00	7,97	7,06	6,54	6,20
-3,50	8,69	7,31	6,76	6,40
-4,00	9,24	7,54	6,95	6,55
-4,50	9,84	7,73	7,11	6,68
-5,00	10,39	7,89	7,25	6,82
-5,50	10,81	8,06	7,41	6,95
-6,00	11,21	8,21	7,54	7,06
-6,50	11,47	8,36	7,66	7,17

Продолжение таблицы 4.2

$\lg(P_e^{(\text{бит})})$	$E_b/N_0,$ (63,30), дБ	$E_b/N_0,$ (63,30)+ОК-4, дБ	$E_b/N_0,$ (63,30)+ОК-8, дБ	$E_b/N_0,$ (63,30)+ОК-16, дБ
-0,33	–	–	–	0
-0,35	–	–	0	0,27
-0,38	–	0	0,33	0,58
-0,40	–	0,26	0,45	0,66
-0,44	0,20	0,64	0,80	0,97
-0,50	0,54	1,10	1,17	1,33
-0,58	1,02	1,60	1,66	1,76

Продолжение таблицы 4.2

-0,74	1,79	2,17	2,21	2,27
-1,00	2,44	2,74	2,77	2,82
-1,50	3,40	3,61	3,58	3,39
-2,00	4,16	4,30	4,07	3,69
-2,50	4,80	4,78	4,32	3,90
-3,00	5,38	5,03	4,51	4,09
-3,50	5,88	5,29	4,68	4,25
-4,00	6,26	5,51	4,85	4,38
-4,50	6,58	5,68	4,99	4,52
-5,00	6,88	5,84	5,12	4,63
-5,50	7,16	5,97	5,23	4,74
-6,00	7,41	6,09	5,35	4,81
-6,50	7,63	6,19	5,43	4,92

Как видно из рисунка 4.3 и таблицы 4.2, например, вероятность ошибки на бит 10^{-6} при использовании двоичной ОФМ без кодирования обеспечивается при отношении сигнал/шум $E_b/N_0 = 11,21$ дБ. Применяя код БЧХ (63,30), можем обеспечить вероятность ошибки на бит 10^{-6} при отношении сигнал/шум $E_b/N_0 = 7,41$ дБ и получить тем самым энергетический выигрыш в 3,8 дБ по сравнению с использованием двоичной ОФМ без кодирования; применяя ортогональный код на основе матриц порядка 16 глубины 8, можем обеспечить вероятность ошибки на бит 10^{-6} при отношении сигнал/шум $E_b/N_0 = 7,06$ дБ и получить тем самым энергетический выигрыш в 0,35 дБ по сравнению с использованием двоичной ОФМ совместно с кодом БЧХ (63,30) и в 4,15 дБ по сравнению с использованием двоичной ОФМ без кодирования; применяя совместно код БЧХ (63,30) и ортогональный код на основе матриц порядка 16 глубины 8, можем обеспечить вероятность ошибки на бит 10^{-6} при отношении сигнал/шум $E_b/N_0 = 4,81$ дБ и получить тем самым энергетический выигрыш в 2,25 дБ по сравнению с использованием ОФМ

совместно с ОК-16 и в 6,4 дБ по сравнению с использованием двоичной ОФМ без кодирования.

Таким образом, при использовании кода БЧХ с большей избыточностью совместно с ортогональными кодами при увеличении отношения сигнал/шум уменьшается результирующая вероятность ошибки.

Продолжим моделирование системы передачи, в которой будем использовать ортогональные и корректирующие коды БЧХ (63,57) и (63,30) совместно с другими видами модуляции – АМ, КАМ, ЧМ.

На рисунках 4.4 и 4.5 показаны результаты имитационного моделирования совместного применения ортогонального кодирования с кодами БЧХ (63,57) и (63,30) для двоичной АМ в канале с АБГШ.

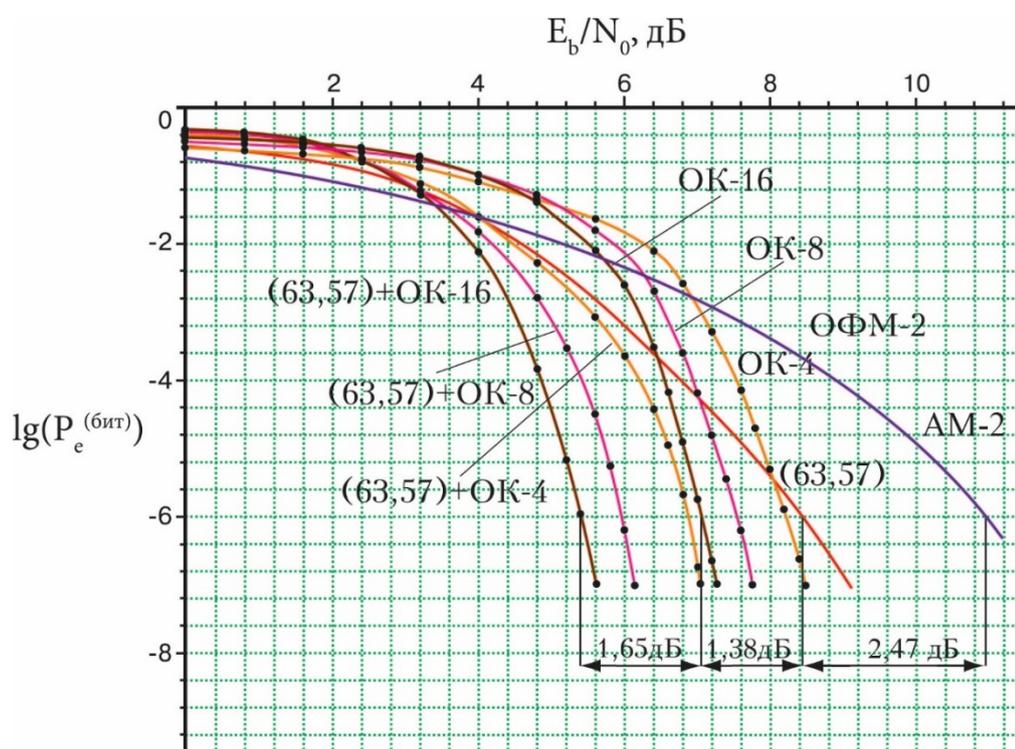


Рисунок 4.4 – Вероятности ошибки на бит в канале с АБГШ для двоичной АМ без кодирования, совместно с кодом БЧХ (63,57) и для АМ совместно с кодом БЧХ (63,57) и ортогональным кодированием ОК-4, ОК-8, ОК-16

В таблице 4.3 приведены числовые значения вероятностей ошибки на бит от отношения сигнал/шум в канале с АБГШ для двоичной АМ без кодирования, совместно с кодом БЧХ (63,57) и для АМ совместно с кодом БЧХ (63,57) и ортогональным кодированием ОК-4, ОК-8, ОК-16.

Как видно из рисунка 4.4 и таблицы 4.3, совместное использование корректирующих и ортогональных кодов в случае применения АМ также дает энергетический выигрыш по сравнению с использованием только корректирующих кодов или только ортогонального кодирования.

Таблица 4.3 – Числовые значения вероятностей ошибки на бит от отношения сигнал/шум в канале с АБГШ для двоичной АМ без кодирования, совместно с кодом БЧХ (63,57) и для АМ совместно с кодом БЧХ (63,57) и ортогональным кодированием ОК-4, ОК-8, ОК-16

$\lg(P_e^{(\text{бит})})$	E_b/N_0 , АМ-2, дБ	E_b/N_0 , ОК-4, дБ	E_b/N_0 , ОК-8, дБ	E_b/N_0 , ОК-16, дБ
-0,34	–	–	–	–
-0,36	–	–	–	–
-0,40	–	–	–	–
-0,44	–	–	–	0
-0,50	–	–	0	1,42
-0,57	–	–	1,43	2,22
-0,58	–	0	1,68	2,40
-0,74	0	2,47	3,18	3,28
-1,00	1,60	3,64	4,05	4,02
-1,50	3,61	5,22	5,19	4,94
-2,00	5,00	6,27	5,85	5,51
-2,50	6,40	6,76	6,30	5,94
-3,00	7,36	7,06	6,54	6,20
-3,50	8,16	7,31	6,76	6,40
-4,00	8,74	7,54	6,95	6,55
-4,50	9,54	7,73	7,11	6,68
-5,00	10,16	7,89	7,25	6,82
-5,50	10,60	8,06	7,41	6,95
-6,00	10,91	8,21	7,54	7,06
-6,50	11,30	8,36	7,66	7,17

Продолжение таблицы 4.3

$\lg(P_e^{(\text{бит})})$	$E_b/N_0,$ (63,57), дБ	$E_b/N_0,$ (63,57)+ОК-4, дБ	$E_b/N_0,$ (63,57)+ОК-8, дБ	$E_b/N_0,$ (63,57)+ОК-16, дБ
-0,34	–	–	–	0
-0,36	–	–	0	0,68
-0,40	–	0	0,79	1,13
-0,44	–	0,80	1,16	1,44
-0,50	–	1,20	1,60	1,74
-0,57	0	1,61	1,81	1,95
-0,58	0,37	1,70	1,92	2,01
-0,74	1,60	2,28	2,30	2,34
-1,00	2,59	2,94	2,86	2,78
-1,50	3,78	3,87	3,61	3,47
-2,00	4,58	4,46	4,18	3,91
-2,50	5,21	4,90	4,60	4,24
-3,00	5,78	5,52	4,92	4,48
-3,50	6,28	5,89	5,19	4,67
-4,00	6,77	6,20	5,41	4,85
-4,50	7,24	6,43	5,60	5,02
-5,00	7,67	6,61	5,73	5,16
-5,50	8,07	6,77	5,85	5,29
-6,00	8,44	6,88	5,96	5,41
-6,50	8,77	6,97	6,05	5,51

Например, вероятность ошибки на бит 10^{-6} при использовании двоичной АМ без кодирования обеспечивается при отношении сигнал/шум $E_b/N_0 = 10,91$ дБ. Применяя код БЧХ (63,57), можем обеспечить вероятность ошибки на бит 10^{-6} при отношении сигнал/шум $E_b/N_0 = 8,44$ дБ и получить тем самым энергетический выигрыш в 2,47 дБ по сравнению с использованием

двоичной АМ без кодирования; применяя ортогональный код на основе матриц порядка 16 глубины 8, можем обеспечить вероятность ошибки на бит 10^{-6} при отношении сигнал/шум $E_b/N_0 = 7,06$ дБ и получить тем самым энергетический выигрыш в 1,38 дБ по сравнению с использованием двоичной АМ совместно с кодом БЧХ (63,57) и в 3,85 дБ по сравнению с использованием двоичной АМ без кодирования.

Применяя совместно код БЧХ (63,57) и ортогональный код на основе матриц порядка 16 глубины 8, можем обеспечить вероятность ошибки на бит 10^{-6} при отношении сигнал/шум $E_b/N_0 = 5,41$ дБ и получить тем самым энергетический выигрыш в 1,65 дБ по сравнению с использованием АМ совместно с ОК-16 и в 5,5 дБ по сравнению с использованием двоичной АМ без кодирования.

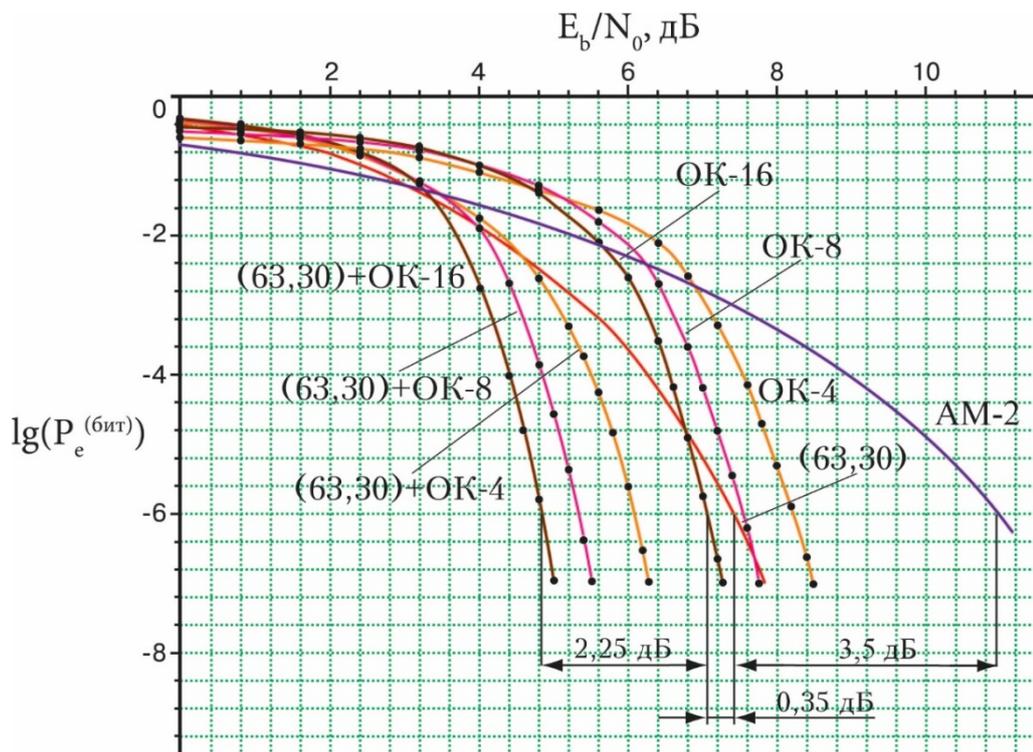


Рисунок 4.5 – Вероятности ошибки на бит в канале с АБГШ для двоичной АМ без кодирования, совместно с кодом БЧХ (63,30) и для АМ совместно с кодом БЧХ (63,30) и ортогональным кодированием ОК-4, ОК-8, ОК-16

В таблице 4.4 приведены числовые значения вероятностей ошибки на бит от отношения сигнал/шум в канале с АБГШ для двоичной АМ без кодирования, совместно с кодом БЧХ (63,30) и для АМ совместно с кодом БЧХ (63,30) и ортогональным кодированием ОК-4, ОК-8, ОК-16.

Таблица 4.4 – Числовые значения вероятностей ошибки на бит от отношения сигнал/шум в канале с АБГШ для двоичной АМ без кодирования, совместно с кодом БЧХ (63,30) и для АМ совместно с кодом БЧХ (63,30) и ортогональным кодированием ОК-4, ОК-8, ОК-16

$\lg(P_e^{(\text{бит})})$	E_b/N_0 , АМ-2, дБ	E_b/N_0 , ОК-4, дБ	E_b/N_0 , ОК-8, дБ	E_b/N_0 , ОК-16, дБ
-0,33	–	–	–	–
-0,35	–	–	–	–
-0,38	–	–	–	–
-0,40	–	–	–	–
-0,44	–	–	–	0
-0,50	–	–	0	1,42
-0,58	–	0	1,68	2,40
-0,74	0	2,47	3,18	3,28
-1,00	1,60	3,64	4,05	4,02
-1,50	3,61	5,22	5,19	4,94
-2,00	5,00	6,27	5,85	5,51
-2,50	6,40	6,76	6,30	5,94
-3,00	7,36	7,06	6,54	6,20
-3,50	8,16	7,31	6,76	6,40
-4,00	8,74	7,54	6,95	6,55
-4,50	9,54	7,73	7,11	6,68
-5,00	10,16	7,89	7,25	6,82
-5,50	10,60	8,06	7,41	6,95
-6,00	10,91	8,21	7,54	7,06
-6,50	11,30	8,36	7,66	7,17

Продолжение таблицы 4.4

$\lg(P_e^{(\text{бит})})$	E_b/N_0 , (63,30), дБ	E_b/N_0 , (63,30)+ОК-4, дБ	E_b/N_0 , (63,30)+ОК-8, дБ	E_b/N_0 , (63,30)+ОК-16, дБ
-0,33	–	–	–	0
-0,35	–	–	0	0,27
-0,38	–	0	0,33	0,58
-0,40	–	0,26	0,45	0,66
-0,44	0,20	0,64	0,80	0,97
-0,50	0,54	1,10	1,17	1,33
-0,58	1,02	1,60	1,66	1,76
-0,74	1,79	2,17	2,21	2,27
-1,00	2,44	2,74	2,77	2,82
-1,50	3,40	3,61	3,58	3,39
-2,00	4,16	4,30	4,07	3,69
-2,50	4,80	4,78	4,32	3,90
-3,00	5,38	5,03	4,51	4,09
-3,50	5,88	5,29	4,68	4,25
-4,00	6,26	5,51	4,85	4,38
-4,50	6,58	5,68	4,99	4,52
-5,00	6,88	5,84	5,12	4,63
-5,50	7,16	5,97	5,23	4,74
-6,00	7,41	6,09	5,35	4,81
-6,50	7,63	6,19	5,43	4,92

Как видно из рисунка 4.5 и таблицы 4.4, например, вероятность ошибки на бит 10^{-6} при использовании двоичной АМ без кодирования обеспечивается при отношении сигнал/шум $E_b/N_0 = 10,91$ дБ. Применяя код БЧХ (63,30), можем обеспечить вероятность ошибки на бит 10^{-6} при отношении сигнал/шум $E_b/N_0 = 7,41$ дБ и получить тем самым энергетический выигрыш в 3,5 дБ по

сравнению с использованием двоичной АМ без кодирования; применяя ортогональный код на основе матриц порядка 16 глубины 8, можем обеспечить вероятность ошибки на бит 10^{-6} при отношении сигнал/шум $E_b/N_0 = 7,06$ дБ и получить тем самым энергетический выигрыш в 0,35 дБ по сравнению с использованием двоичной АМ совместно с кодом БЧХ (63,30) и в 4,15 дБ по сравнению с использованием двоичной АМ без кодирования; применяя совместно код БЧХ (63,30) и ортогональный код на основе матриц порядка 16 глубины 8, можем обеспечить вероятность ошибки на бит 10^{-6} при отношении сигнал/шум $E_b/N_0 = 4,81$ дБ и получить тем самым энергетический выигрыш в 2,25 дБ по сравнению с использованием АМ совместно с ОК-16 и в 6,1 дБ по сравнению с использованием двоичной АМ без кодирования.

Таким образом, при использовании кода БЧХ с большей избыточностью совместно с ортогональными кодами и АМ при увеличении отношения сигнал/шум уменьшается результирующая вероятность ошибки.

Рисунки 4.6 и 4.7 отражают результаты имитационного моделирования совместного применения ортогонального кодирования с кодами БЧХ (63,57) и (63,30) для КАМ-4 в канале с АБГШ.

В таблице 4.5 приведены числовые значения вероятностей ошибки на бит от отношения сигнал/шум в канале с АБГШ для КАМ-4 без кодирования, совместно с кодом БЧХ (63,57) и для КАМ-4 совместно с кодом БЧХ (63,57) и ортогональным кодированием ОК-4, ОК-8, ОК-16.

Как видно из рисунка 4.6 и таблицы 4.5, совместное использование корректирующих и ортогональных кодов в случае применения КАМ также дает энергетический выигрыш по сравнению с использованием только корректирующих кодов или только ортогонального кодирования.

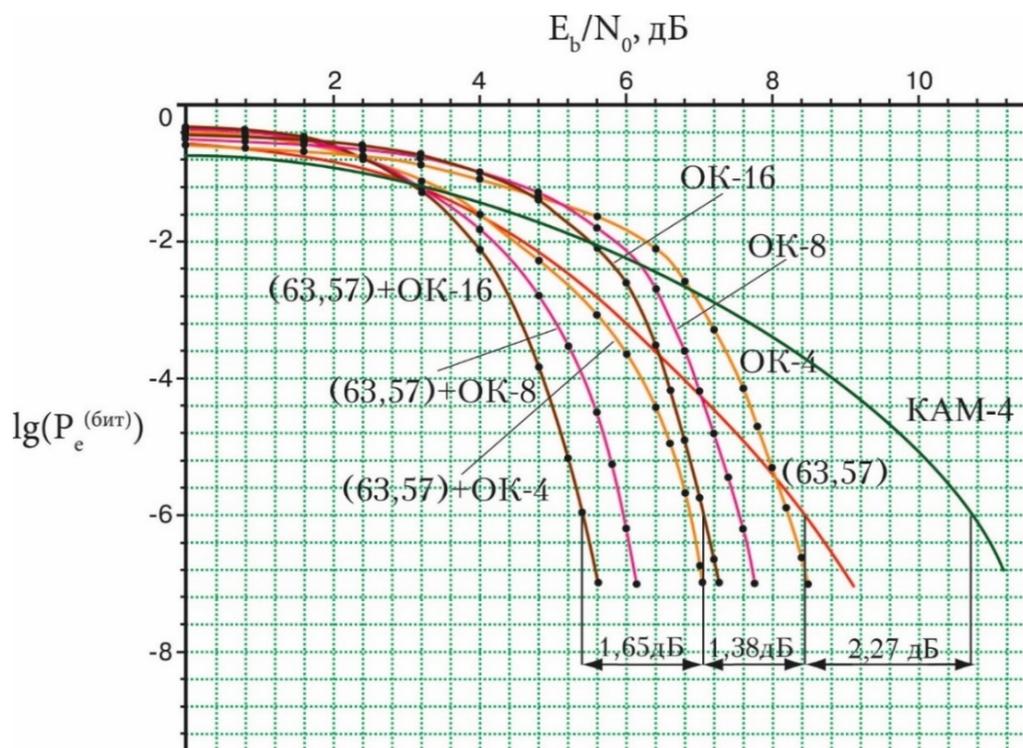


Рисунок 4.6 – Вероятности ошибки на бит в канале с АБГШ для КАМ-4 без кодирования, совместно с кодом БЧХ (63,57) и для КАМ совместно с кодом БЧХ (63,57) и ортогональным кодированием ОК-4, ОК-8, ОК-16

Таблица 4.5 – Числовые значения вероятностей ошибки на бит от отношения сигнал/шум в канале с АБГШ для КАМ-4 без кодирования, совместно с кодом БЧХ (63,57) и для КАМ-4 совместно с кодом БЧХ (63,57) и ортогональным кодированием ОК-4, ОК-8, ОК-16

$\lg(P_e^{(\text{бит})})$	E_b/N_0 , КАМ-4, дБ	E_b/N_0 , ОК-4, дБ	E_b/N_0 , ОК-8, дБ	E_b/N_0 , ОК-16, дБ
-0,34	—	—	—	—
-0,36	—	—	—	—
-0,40	—	—	—	—
-0,44	—	—	—	0
-0,50	—	—	0	1,42
-0,57	—	—	1,43	2,22
-0,58	—	0	1,68	2,40
-0,74	0	2,47	3,18	3,28
-1,00	2,51	3,64	4,05	4,02
-1,50	4,28	5,22	5,19	4,94

Продолжение таблицы 4.5

-2,00	5,48	6,27	5,85	5,51
-2,50	6,56	6,76	6,30	5,94
-3,00	7,45	7,06	6,54	6,20
-3,50	8,26	7,31	6,76	6,40
-4,00	8,74	7,54	6,95	6,55
-4,50	9,52	7,73	7,11	6,68
-5,00	9,96	7,89	7,25	6,82
-5,50	10,43	8,06	7,41	6,95
-6,00	10,71	8,21	7,54	7,06
-6,50	11,05	8,36	7,66	7,17

Продолжение таблицы 4.5

$\lg(P_e^{(\text{бит})})$	$E_b/N_0,$ (63,57), дБ	$E_b/N_0,$ (63,57)+ОК-4, дБ	$E_b/N_0,$ (63,57)+ОК-8, дБ	$E_b/N_0,$ (63,57)+ОК-16, дБ
-0,34	—	—	—	0
-0,36	—	—	0	0,68
-0,40	—	0	0,79	1,13
-0,44	—	0,80	1,16	1,44
-0,50	—	1,20	1,60	1,74
-0,57	0	1,61	1,81	1,95
-0,58	0,37	1,70	1,92	2,01
-0,74	1,60	2,28	2,30	2,34
-1,00	2,59	2,94	2,86	2,78
-1,50	3,78	3,87	3,61	3,47
-2,00	4,58	4,46	4,18	3,91
-2,50	5,21	4,90	4,60	4,24
-3,00	5,78	5,52	4,92	4,48

Продолжение таблицы 4.5

-3,50	6,28	5,89	5,19	4,67
-4,00	6,77	6,20	5,41	4,85
-4,50	7,24	6,43	5,60	5,02
-5,00	7,67	6,61	5,73	5,16
-5,50	8,07	6,77	5,85	5,29
-6,00	8,44	6,88	5,96	5,41
-6,50	8,77	6,97	6,05	5,51

Например, вероятность ошибки на бит 10^{-6} при использовании КАМ-4 без кодирования обеспечивается при отношении сигнал/шум $E_b/N_0 = 10,71$ дБ. Применяя код БЧХ (63,57), можем обеспечить вероятность ошибки на бит 10^{-6} при отношении сигнал/шум $E_b/N_0 = 8,44$ дБ и получить тем самым энергетический выигрыш в 2,27 дБ по сравнению с использованием КАМ-4 без кодирования; применяя ортогональный код на основе матриц порядка 16 глубины 8, можем обеспечить вероятность ошибки на бит 10^{-6} при отношении сигнал/шум $E_b/N_0 = 7,06$ дБ и получить тем самым энергетический выигрыш в 1,38 дБ по сравнению с использованием КАМ-4 совместно с кодом БЧХ (63,57) и в 3,55 дБ по сравнению с использованием КАМ-4 без кодирования.

Применяя совместно код БЧХ (63,57) и ортогональный код на основе матриц порядка 16 глубины 8, можем обеспечить вероятность ошибки на бит 10^{-6} при отношении сигнал/шум $E_b/N_0 = 5,41$ дБ и получить тем самым энергетический выигрыш в 1,65 дБ по сравнению с использованием КАМ-4 совместно с ОК-16 и в 5,3 дБ по сравнению с использованием КАМ-4 без кодирования.

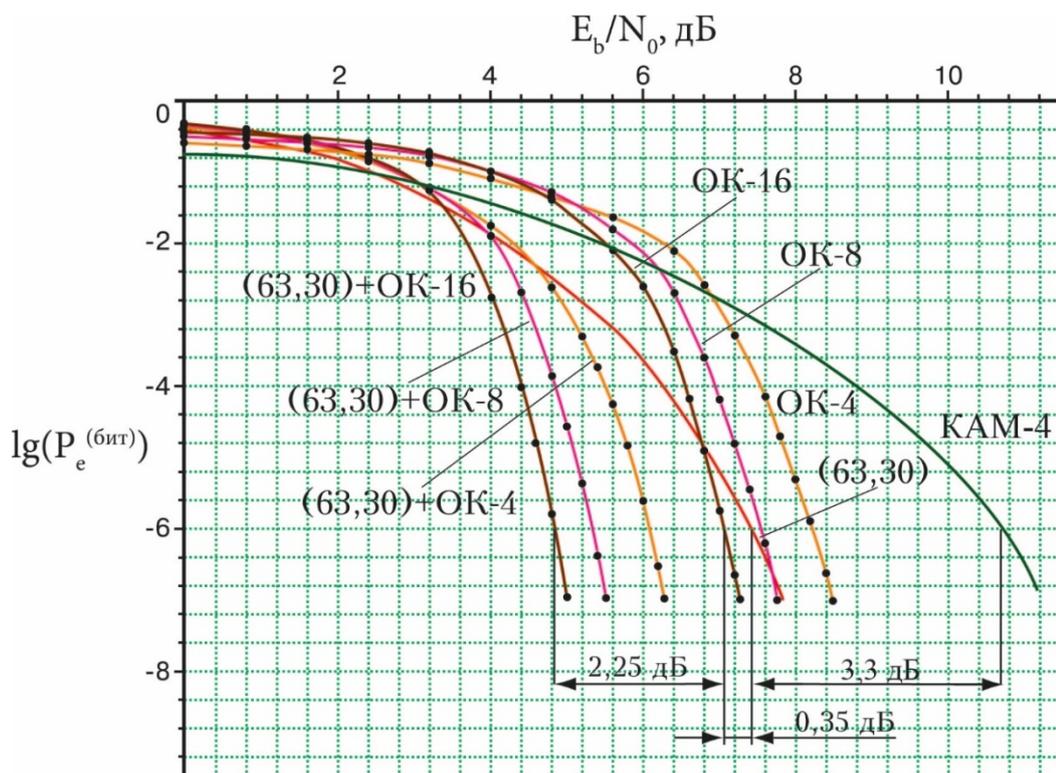


Рисунок 4.7 – Вероятности ошибки на бит в канале с АБГШ для КАМ-4 без кодирования, совместно с кодом БЧХ (63,30) и для КАМ совместно с кодом БЧХ (63,30) и ортогональным кодированием ОК-4, ОК-8, ОК-16

В таблице 4.6 приведены числовые значения вероятностей ошибки на бит от отношения сигнал/шум в канале с АБГШ для КАМ-4 без кодирования, совместно с кодом БЧХ (63,30) и для КАМ-4 совместно с кодом БЧХ (63,30) и ортогональным кодированием ОК-4, ОК-8, ОК-16.

Таблица 4.6 – Числовые значения вероятностей ошибки на бит от отношения сигнал/шум в канале с АБГШ для КАМ-4 без кодирования, совместно с кодом БЧХ (63,30) и для КАМ-4 совместно с кодом БЧХ (63,30) и ортогональным кодированием ОК-4, ОК-8, ОК-16

$\lg(P_e^{(\text{бит})})$	E_b/N_0 , КАМ-4, дБ	E_b/N_0 , ОК-4, дБ	E_b/N_0 , ОК-8, дБ	E_b/N_0 , ОК-16, дБ
-0,33	—	—	—	—
-0,35	—	—	—	—
-0,38	—	—	—	—
-0,40	—	—	—	—

Продолжение таблицы 4.6

-0,44	–	–	–	0
-0,50	–	–	0	1,42
-0,58	–	0	1,68	2,40
-0,74	0	2,47	3,18	3,28
-1,00	2,51	3,64	4,05	4,02
-1,50	4,28	5,22	5,19	4,94
-2,00	5,48	6,27	5,85	5,51
-2,50	6,56	6,76	6,30	5,94
-3,00	7,45	7,06	6,54	6,20
-3,50	8,26	7,31	6,76	6,40
-4,00	8,74	7,54	6,95	6,55
-4,50	9,52	7,73	7,11	6,68
-5,00	9,96	7,89	7,25	6,82
-5,50	10,43	8,06	7,41	6,95
-6,00	10,71	8,21	7,54	7,06
-6,50	11,05	8,36	7,66	7,17

Продолжение таблицы 4.6

$\lg(P_e^{(\text{бит})})$	$E_b/N_0,$ (63,30), дБ	$E_b/N_0,$ (63,30)+ОК-4, дБ	$E_b/N_0,$ (63,30)+ОК-8, дБ	$E_b/N_0,$ (63,30)+ОК-16, дБ
-0,33	–	–	–	0
-0,35	–	–	0	0,27
-0,38	–	0	0,33	0,58
-0,40	–	0,26	0,45	0,66
-0,44	0,20	0,64	0,80	0,97
-0,50	0,54	1,10	1,17	1,33
-0,58	1,02	1,60	1,66	1,76

Продолжение таблицы 4.6

-0,74	1,79	2,17	2,21	2,27
-1,00	2,44	2,74	2,77	2,82
-1,50	3,40	3,61	3,58	3,39
-2,00	4,16	4,30	4,07	3,69
-2,50	4,80	4,78	4,32	3,90
-3,00	5,38	5,03	4,51	4,09
-3,50	5,88	5,29	4,68	4,25
-4,00	6,26	5,51	4,85	4,38
-4,50	6,58	5,68	4,99	4,52
-5,00	6,88	5,84	5,12	4,63
-5,50	7,16	5,97	5,23	4,74
-6,00	7,41	6,09	5,35	4,81
-6,50	7,63	6,19	5,43	4,92

Как видно из рисунка 4.7 и таблицы 4.6, например, вероятность ошибки на бит 10^{-6} при использовании КАМ-4 без кодирования обеспечивается при отношении сигнал/шум $E_b/N_0 = 10,71$ дБ. Применяя код БЧХ (63,30), можем обеспечить вероятность ошибки на бит 10^{-6} при отношении сигнал/шум $E_b/N_0 = 7,41$ дБ и получить тем самым энергетический выигрыш в 3,3 дБ по сравнению с использованием КАМ-4 без кодирования; применяя ортогональный код на основе матриц порядка 16 глубины 8, можем обеспечить вероятность ошибки на бит 10^{-6} при отношении сигнал/шум $E_b/N_0 = 7,06$ дБ и получить тем самым энергетический выигрыш в 0,35 дБ по сравнению с использованием КАМ-4 совместно с кодом БЧХ (63,30) и в 3,65 дБ по сравнению с использованием КАМ-4 без кодирования; применяя совместно код БЧХ (63,30) и ортогональный код на основе матриц порядка 16 глубины 8, можем обеспечить вероятность ошибки на бит 10^{-6} при отношении сигнал/шум $E_b/N_0 = 4,81$ дБ и получить тем самым энергетический выигрыш в 2,25 дБ по

сравнению с использованием КАМ-4 совместно с ОК-16 и в 5,9 дБ по сравнению с использованием КАМ-4 без кодирования.

Таким образом, при использовании кода БЧХ с большей избыточностью совместно с ортогональными кодами и КАМ при увеличении отношения сигнал/шум уменьшается результирующая вероятность ошибки.

На рисунках 4.8 и 4.9 приведены результаты имитационного моделирования совместного применения ортогонального кодирования с кодами БЧХ (63,57) и (63,30) для ЧМ-4, ЧМ-8, ЧМ-16 в канале с АБГШ.

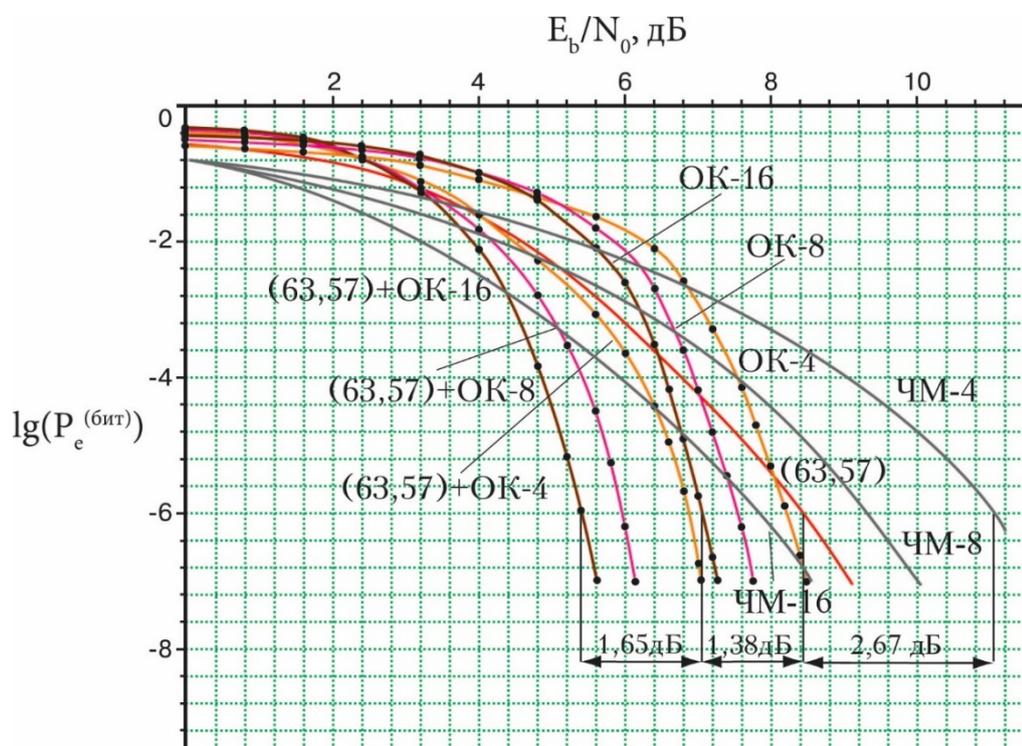


Рисунок 4.8 – Вероятности ошибки на бит в канале с АБГШ для ЧМ-4, ЧМ-8, ЧМ-16 без кодирования, совместно с кодом БЧХ (63,57) и для ЧМ совместно с кодом БЧХ (63,57) и ортогональным кодированием ОК-4, ОК-8, ОК-16

В таблице 4.7 приведены числовые значения вероятностей ошибки на бит от отношения сигнал/шум в канале с АБГШ для ЧМ-4, ЧМ-8, ЧМ-16 без кодирования, совместно с кодом БЧХ (63,57) и для ЧМ-4, ЧМ-8, ЧМ-16 совместно с кодом БЧХ (63,57) и ортогональным кодированием ОК-4, ОК-8, ОК-16.

Как видно из рисунка 4.8 и таблицы 4.7, совместное использование корректирующих и ортогональных кодов в случае применения ЧМ также дает

энергетический выигрыш по сравнению с использованием только корректирующих кодов или только ортогонального кодирования.

Таблица 4.7 – Числовые значения вероятностей ошибки на бит от отношения сигнал/шум в канале с АБГШ для ЧМ-4, ЧМ-8, ЧМ-16 без кодирования, совместно с кодом БЧХ (63,57) и для ЧМ-4, ЧМ-8, ЧМ-16 совместно с кодом БЧХ (63,57) и ортогональным кодированием ОК-4, ОК-8, ОК-16

$\lg(P_e^{(\text{бит})})$	E_b/N_0 , ЧМ-4, дБ	E_b/N_0 , ОК-4, дБ	E_b/N_0 , ОК-8, дБ	E_b/N_0 , ОК-16, дБ
-0,34	–	–	–	–
-0,36	–	–	–	–
-0,40	–	–	–	–
-0,44	–	–	–	0
-0,50	–	–	0	1,42
-0,57	–	–	1,43	2,22
-0,58	–	0	1,68	2,40
-0,74	0	2,47	3,18	3,28
-1,00	1,85	3,64	4,05	4,02
-1,50	4,00	5,22	5,19	4,94
-2,00	5,37	6,27	5,85	5,51
-2,50	6,50	6,76	6,30	5,94
-3,00	7,49	7,06	6,54	6,20
-3,50	8,37	7,31	6,76	6,40
-4,00	8,94	7,54	6,95	6,55
-4,50	9,67	7,73	7,11	6,68
-5,00	10,25	7,89	7,25	6,82
-5,50	10,72	8,06	7,41	6,95
-6,00	11,11	8,21	7,54	7,06
-6,50	11,25	8,36	7,66	7,17

Продолжение таблицы 4.7

$\lg(P_e^{(\text{бит})})$	E_b/N_0 , (63,57), дБ	E_b/N_0 , (63,57)+ОК-4, дБ	E_b/N_0 , (63,57)+ОК-8, дБ	E_b/N_0 , (63,57)+ОК-16, дБ
-0,34	–	–	–	0
-0,36	–	–	0	0,68
-0,40	–	0	0,79	1,13
-0,44	–	0,80	1,16	1,44
-0,50	–	1,20	1,60	1,74
-0,57	0	1,61	1,81	1,95
-0,58	0,37	1,70	1,92	2,01
-0,74	1,60	2,28	2,30	2,34
-1,00	2,59	2,94	2,86	2,78
-1,50	3,78	3,87	3,61	3,47
-2,00	4,58	4,46	4,18	3,91
-2,50	5,21	4,90	4,60	4,24
-3,00	5,78	5,52	4,92	4,48
-3,50	6,28	5,89	5,19	4,67
-4,00	6,77	6,20	5,41	4,85
-4,50	7,24	6,43	5,60	5,02
-5,00	7,67	6,61	5,73	5,16
-5,50	8,07	6,77	5,85	5,29
-6,00	8,44	6,88	5,96	5,41
-6,50	8,77	6,97	6,05	5,51

Например, вероятность ошибки на бит 10^{-6} при использовании ЧМ-4 без кодирования обеспечивается при отношении сигнал/шум $E_b/N_0 = 11,11$ дБ. Применяя код БЧХ (63,57), можем обеспечить вероятность ошибки на бит 10^{-6} при отношении сигнал/шум $E_b/N_0 = 8,44$ дБ и получить тем самым энергетический выигрыш в 2,67 дБ по сравнению с использованием ЧМ-4 без

кодирования; применяя ортогональный код на основе матриц порядка 16 глубины 8, можем обеспечить вероятность ошибки на бит 10^{-6} при отношении сигнал/шум $E_b/N_0 = 7,06$ дБ и получить тем самым энергетический выигрыш в 1,38 дБ по сравнению с использованием ЧМ-4 совместно с кодом БЧХ (63,57) и в 4,05 дБ по сравнению с использованием КАМ-4 без кодирования.

Применяя совместно код БЧХ (63,57) и ортогональный код на основе матриц порядка 16 глубины 8, можем обеспечить вероятность ошибки на бит 10^{-6} при отношении сигнал/шум $E_b/N_0 = 5,41$ дБ и получить тем самым энергетический выигрыш в 1,65 дБ по сравнению с использованием ЧМ-4 совместно с ОК-16 и в 5,7 дБ по сравнению с использованием ЧМ-4 без кодирования.

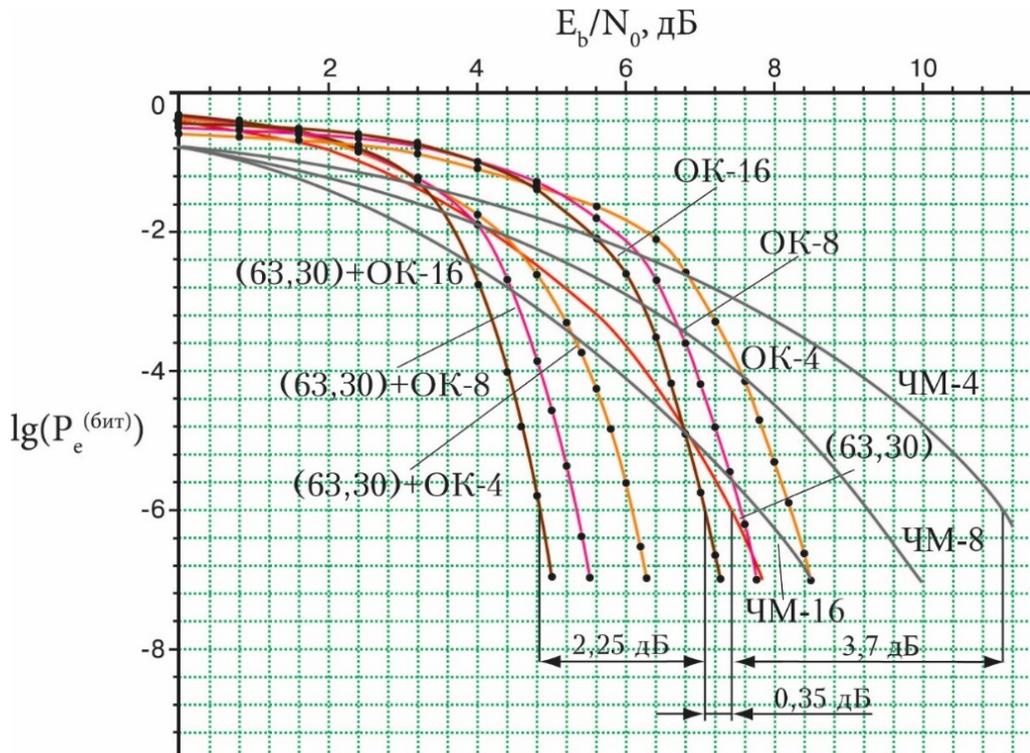


Рисунок 4.9 – Вероятности ошибки на бит в канале с АБГШ для ЧМ-4, ЧМ-8, ЧМ-16 без кодирования, совместно с кодом БЧХ (63,30) и для ЧМ совместно с кодом БЧХ (63,30) и ортогональным кодированием ОК-4, ОК-8, ОК-16

В таблице 4.8 приведены числовые значения вероятностей ошибки на бит от отношения сигнал/шум в канале с АБГШ для ЧМ-4, ЧМ-8, ЧМ-16 без кодирования, совместно с кодом БЧХ (63,30) и для ЧМ-4, ЧМ-8, ЧМ-16

совместно с кодом БЧХ (63,30) и ортогональным кодированием ОК-4, ОК-8, ОК-16.

Таблица 4.8 – Числовые значения вероятностей ошибки на бит от отношения сигнал/шум в канале с АБГШ для ЧМ-4, ЧМ-8, ЧМ-16 без кодирования, совместно с кодом БЧХ (63,30) и для ЧМ-4, ЧМ-8, ЧМ-16 совместно с кодом БЧХ (63,30) и ортогональным кодированием ОК-4, ОК-8, ОК-16

$\lg(P_e^{(\text{бит})})$	E_b/N_0 , ЧМ-4, дБ	E_b/N_0 , ОК-4, дБ	E_b/N_0 , ОК-8, дБ	E_b/N_0 , ОК-16, дБ
-0,33	–	–	–	–
-0,35	–	–	–	–
-0,38	–	–	–	–
-0,40	–	–	–	–
-0,44	–	–	–	0
-0,50	–	–	0	1,42
-0,58	–	0	1,68	2,40
-0,74	0	2,47	3,18	3,28
-1,00	1,85	3,64	4,05	4,02
-1,50	4,00	5,22	5,19	4,94
-2,00	5,37	6,27	5,85	5,51
-2,50	6,50	6,76	6,30	5,94
-3,00	7,49	7,06	6,54	6,20
-3,50	8,37	7,31	6,76	6,40
-4,00	8,94	7,54	6,95	6,55
-4,50	9,67	7,73	7,11	6,68
-5,00	10,25	7,89	7,25	6,82
-5,50	10,72	8,06	7,41	6,95
-6,00	11,11	8,21	7,54	7,06
-6,50	11,25	8,36	7,66	7,17

Продолжение таблицы 4.8

$\lg(P_e^{(\text{бит})})$	E_b/N_0 , (63,30), дБ	E_b/N_0 , (63,30)+ОК-4, дБ	E_b/N_0 , (63,30)+ОК-8, дБ	E_b/N_0 , (63,30)+ОК-16, дБ
-0,33	–	–	–	0
-0,35	–	–	0	0,27
-0,38	–	0	0,33	0,58
-0,40	–	0,26	0,45	0,66
-0,44	0,20	0,64	0,80	0,97
-0,50	0,54	1,10	1,17	1,33
-0,58	1,02	1,60	1,66	1,76
-0,74	1,79	2,17	2,21	2,27
-1,00	2,44	2,74	2,77	2,82
-1,50	3,40	3,61	3,58	3,39
-2,00	4,16	4,30	4,07	3,69
-2,50	4,80	4,78	4,32	3,90
-3,00	5,38	5,03	4,51	4,09
-3,50	5,88	5,29	4,68	4,25
-4,00	6,26	5,51	4,85	4,38
-4,50	6,58	5,68	4,99	4,52
-5,00	6,88	5,84	5,12	4,63
-5,50	7,16	5,97	5,23	4,74
-6,00	7,41	6,09	5,35	4,81
-6,50	7,63	6,19	5,43	4,92

Как видно из рисунка 4.9 и таблицы 4.8, например, вероятность ошибки на бит 10^{-6} при использовании ЧМ-4 без кодирования обеспечивается при отношении сигнал/шум $E_b/N_0 = 11,11$ дБ. Применяя код БЧХ (63,30), можем обеспечить вероятность ошибки на бит 10^{-6} при отношении сигнал/шум $E_b/N_0 = 7,41$ дБ и получить тем самым энергетический выигрыш в 3,7 дБ по

сравнению с использованием ЧМ-4 без кодирования; применяя ортогональный код на основе матриц порядка 16 глубины 8, можем обеспечить вероятность ошибки на бит 10^{-6} при отношении сигнал/шум $E_b/N_0 = 7,06$ дБ и получить тем самым энергетический выигрыш в 0,35 дБ по сравнению с использованием ЧМ-4 совместно с кодом БЧХ (63,30) и в 4,05 дБ по сравнению с использованием ЧМ-4 без кодирования; применяя совместно код БЧХ (63,30) и ортогональный код на основе матриц порядка 16 глубины 8, можем обеспечить вероятность ошибки на бит 10^{-6} при отношении сигнал/шум $E_b/N_0 = 4,81$ дБ и получить тем самым энергетический выигрыш в 2,25 дБ по сравнению с использованием ЧМ-4 совместно с ОК-16 и в 6,3 дБ по сравнению с использованием ЧМ-4 без кодирования.

Таким образом, при использовании кода БЧХ с большей избыточностью совместно с ортогональными кодами и ЧМ при увеличении отношения сигнал/шум уменьшается результирующая вероятность ошибки.

4.2 Повышение помехозащищенности в канале с аддитивным белым гауссовским шумом при совместном использовании сверточных и ортогональных кодов

Рассмотрим теперь совместное использование в канале с АБГШ ортогонального кодирования и сверточного кодирования в системах с ОФМ, АМ, КАМ и ЧМ. Также оценим уменьшение результирующей вероятности ошибки за счет использования ортогонального кодирования.

Сверточные коды широко используются во многих практических приложениях при синтезе систем связи. Декодирование по Витерби предпочтительно используется при малых кодовых ограничениях ($m \leq 10$), в то время как последовательное декодирование используется при больших кодовых ограничениях, когда сложность декодирования по Витерби становится чрезмерной [61-63]. Выбор кодового ограничения диктуется требуемым энергетическим выигрышем от использования сверточного кода [109, 110, 125].

На рисунке 4.10 представлены графики зависимости вероятности ошибки на бит от отношения сигнал/шум в канале с АБГШ при использовании двоичной ОФМ совместно со сверточным кодом планетарного стандарта (2,1,7), а также полученные в результате имитационного моделирования графики зависимости вероятности ошибки на бит от отношения сигнал/шум для схемы обработки с использованием ОФМ совместно со сверточным кодом (2,1,7) и ортогональным кодированием на основе кодирующей и декодирующей матриц размеров (4 x 4), (8 x 8) и (16 x 16) [18, 115, 174-179].

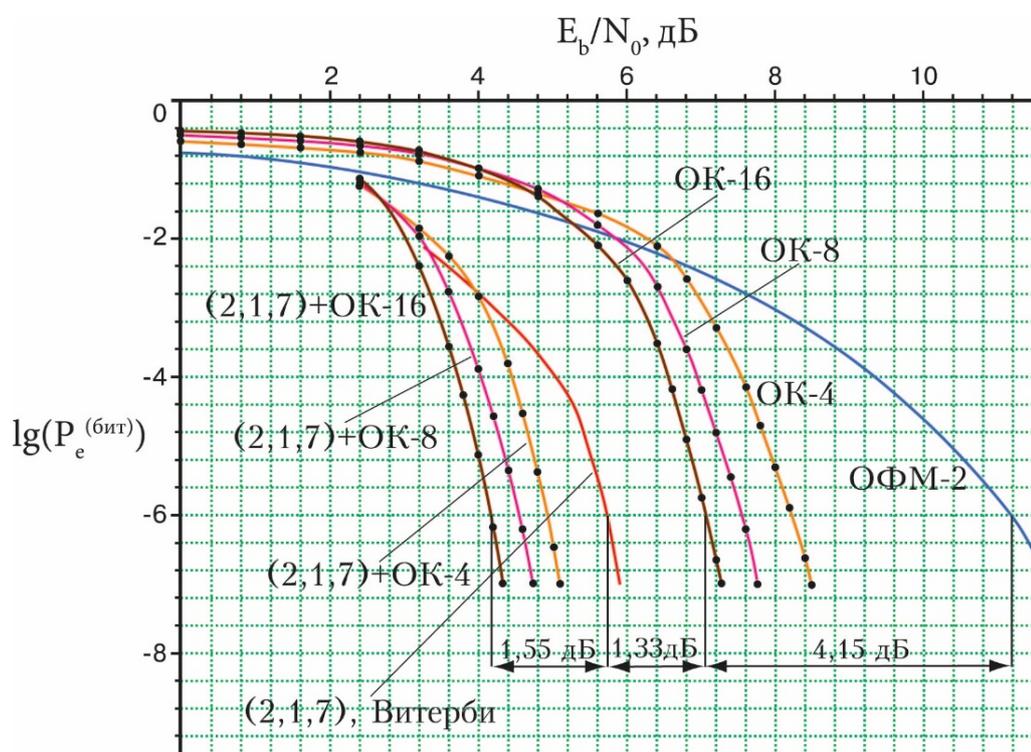


Рисунок 4.10 – Вероятности ошибки на бит от отношения сигнал/шум в канале с АБГШ для двоичной ОФМ без кодирования, совместно со сверточным кодом (2,1,7) и для ОФМ совместно с кодом (2,1,7) и ортогональным кодированием ОК-4, ОК-8, ОК-16

В таблице 4.9 приведены числовые значения вероятностей ошибки на бит от отношения сигнал/шум в канале с АБГШ для двоичной ОФМ без кодирования, совместно со сверточным кодом (2,1,7) и для ОФМ совместно с кодом (2,1,7) и ортогональным кодированием ОК-4, ОК-8, ОК-16.

Как видно из рисунка 4.10 и таблицы 4.9, например, вероятность ошибки на бит 10^{-6} при использовании двоичной ОФМ без кодирования обеспечивается при отношении сигнал/шум $E_b/N_0 = 11,21$ дБ.

Таблица 4.9 – Числовые значения вероятностей ошибки на бит от отношения сигнал/шум в канале с АБГШ для двоичной ОФМ без кодирования, совместно с кодом (2,1,7) и для ОФМ совместно с кодом (2,1,7) и ортогональным кодированием ОК-4, ОК-8, ОК-16

$\lg(P_e^{(\text{бит})})$	E_b/N_0 , ОФМ-2, дБ	E_b/N_0 , ОК-4, дБ	E_b/N_0 , ОК-8, дБ	E_b/N_0 , ОК-16, дБ
-0,44	–	–	–	0
-0,50	–	–	0	1,42
-0,58	–	0	1,68	2,40
-0,74	0	2,47	3,18	3,28
-1,00	2,10	3,64	4,05	4,02
-1,14	2,91	4,12	4,46	4,36
-1,20	3,20	4,37	4,62	4,49
-1,24	3,40	4,47	4,73	4,57
-1,50	4,37	5,22	5,19	4,94
-2,00	5,87	6,27	5,85	5,51
-2,13	6,22	6,46	6,00	5,64
-2,50	7,03	6,76	6,30	5,94
-3,00	7,97	7,06	6,54	6,20
-3,50	8,69	7,31	6,76	6,40
-4,00	9,24	7,54	6,95	6,55
-4,50	9,84	7,73	7,11	6,68
-5,00	10,39	7,89	7,25	6,82
-5,50	10,81	8,06	7,41	6,95
-6,00	11,21	8,21	7,54	7,06
-6,50	11,47	8,36	7,66	7,17

Продолжение таблицы 4.9

$\lg(P_e^{(\text{бит})})$	$E_b/N_0,$ (2,1,7), дБ	$E_b/N_0,$ (2,1,7)+ОК-4, дБ	$E_b/N_0,$ (2,1,7)+ОК-8, дБ	$E_b/N_0,$ (2,1,7)+ОК-16, дБ
-0,44	–	–	–	–
-0,50	–	–	–	–
-0,58	–	–	–	–
-0,74	–	–	–	–
-1,00	–	–	–	–
-1,18	–	–	–	2,40
-1,20	–	–	2,40	2,47
-1,24	–	2,40	2,47	2,63
-1,50	–	2,77	2,76	2,73
-2,00	–	3,36	3,24	3,04
-2,13	3,27	3,50	3,30	3,09
-2,50	3,71	3,81	3,50	3,24
-3,00	4,20	4,08	3,69	3,43
-3,50	4,67	4,29	3,88	3,59
-4,00	5,05	4,46	4,04	3,73
-4,50	5,33	4,58	4,17	3,87
-5,00	5,49	4,64	4,23	3,98
-5,50	5,61	4,82	4,44	4,12
-6,00	5,73	4,93	4,56	4,18
-6,50	5,83	5,03	4,66	4,25

Применяя ортогональный код на основе матриц порядка 16 глубины 8, можем обеспечить вероятность ошибки на бит 10^{-6} при отношении сигнал/шум $E_b/N_0 = 7,06$ дБ и получить тем самым энергетический выигрыш в 4,15 дБ по сравнению с использованием двоичной ОФМ без кодирования; применяя сверточный код (2,1,7), можем обеспечить вероятность ошибки на бит 10^{-6} при

отношении сигнал/шум $E_b/N_0 = 5,73$ дБ и получить тем самым энергетический выигрыш в 1,33 дБ по сравнению с использованием ОФМ с ортогональным кодом на основе матриц порядка 16 глубины 8 и в 5,48 дБ по сравнению с использованием двоичной ОФМ без кодирования; применяя совместно код (2,1,7) и ортогональный код на основе матриц порядка 16 глубины 8, можем обеспечить вероятность ошибки на бит 10^{-6} при отношении сигнал/шум $E_b/N_0 = 4,18$ дБ и получить тем самым энергетический выигрыш в 1,55 дБ по сравнению с использованием ОФМ совместно со сверточным кодом (2,1,7) и в 7,03 дБ по сравнению с использованием двоичной ОФМ без кодирования.

На рисунке 4.11 представлены графики зависимости вероятности ошибки на бит от отношения сигнал/шум в канале с АБГШ при использовании двоичной ОФМ совместно со сверточным кодом планетарного стандарта (3,1,7), а также полученные в результате имитационного моделирования графики зависимости вероятности ошибки на бит от отношения сигнал/шум для схемы обработки с использованием ОФМ совместно со сверточным кодом (3,1,7) и ортогональным кодированием на основе кодирующей и декодирующей матриц размеров (4 x 4), (8 x 8) и (16 x 16) [18, 115, 174-179].

В таблице 4.10 приведены числовые значения вероятностей ошибки на бит от отношения сигнал/шум в канале с АБГШ для двоичной ОФМ без кодирования, совместно со сверточным кодом (3,1,7) и для ОФМ совместно с кодом (3,1,7) и ортогональным кодированием ОК-4, ОК-8, ОК-16.

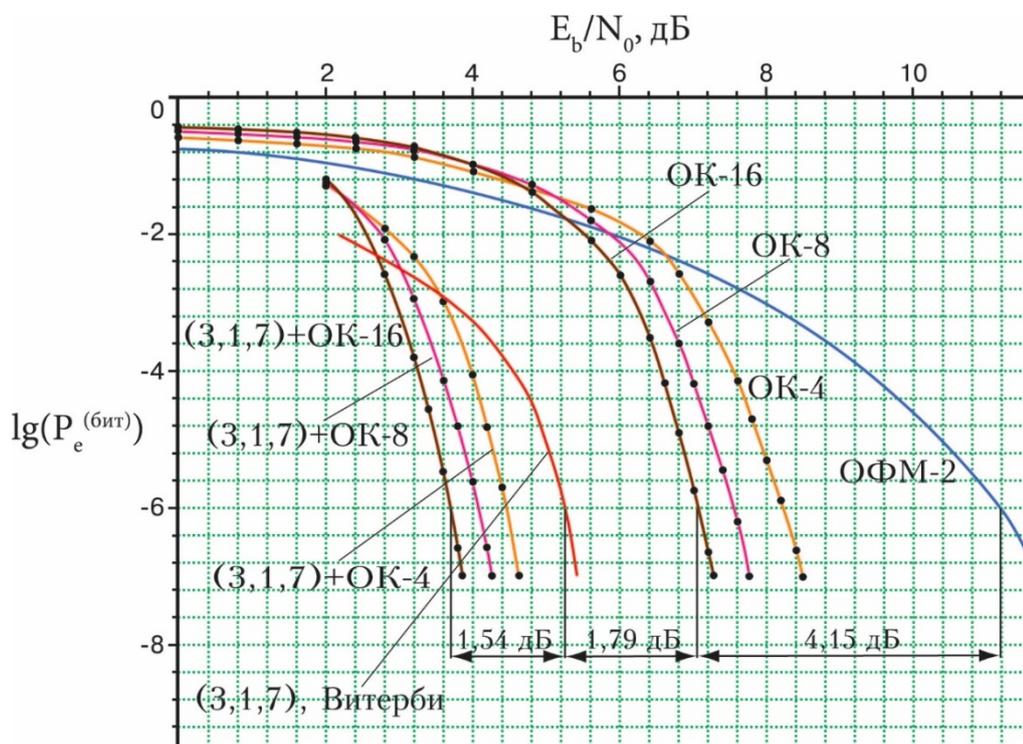


Рисунок 4.11 – Вероятности ошибки на бит от отношения сигнал/шум в канале с АБГШ для двоичной ОФМ без кодирования, совместно со сверточным кодом (3,1,7) и для ОФМ совместно с кодом (3,1,7) и ортогональным кодированием ОК-4, ОК-8, ОК-16

Таблица 4.10 – Числовые значения вероятностей ошибки на бит от отношения сигнал/шум в канале с АБГШ для двоичной ОФМ без кодирования, совместно с кодом (3,1,7) и для ОФМ совместно с кодом (3,1,7) и ортогональным кодированием ОК-4, ОК-8, ОК-16

$\lg(P_e^{(\text{бит})})$	E_b/N_0 , ОФМ-2, дБ	E_b/N_0 , ОК-4, дБ	E_b/N_0 , ОК-8, дБ	E_b/N_0 , ОК-16, дБ
-0,44	—	—	—	0
-0,50	—	—	0	1,42
-0,58	—	0	1,68	2,40
-0,74	0	2,47	3,18	3,28
-1,00	2,10	3,64	4,05	4,02
-1,20	3,20	4,37	4,62	4,49
-1,24	3,40	4,47	4,73	4,57
-1,28	3,60	4,64	4,84	4,66
-1,50	4,37	5,22	5,19	4,94

Продолжение таблицы 4.10

-2,00	5,87	6,27	5,85	5,51
-2,50	7,03	6,76	6,30	5,94
-3,00	7,97	7,06	6,54	6,20
-3,50	8,69	7,31	6,76	6,40
-4,00	9,24	7,54	6,95	6,55
-4,50	9,84	7,73	7,11	6,68
-5,00	10,39	7,89	7,25	6,82
-5,50	10,81	8,06	7,41	6,95
-6,00	11,21	8,21	7,54	7,06
-6,50	11,47	8,36	7,66	7,17

Продолжение таблицы 4.10

$\lg(P_e^{(\text{бит})})$	E_b/N_0 , (3,1,7), дБ	E_b/N_0 , (3,1,7)+ОК-4, дБ	E_b/N_0 , (3,1,7)+ОК-8, дБ	E_b/N_0 , (3,1,7)+ОК-16, дБ
-0,44	—	—	—	—
-0,50	—	—	—	—
-0,58	—	—	—	—
-0,74	—	—	—	—
-1,00	—	—	—	—
-1,20	—	—	—	2,00
-1,24	—	—	2,00	2,06
-1,28	—	2,00	2,06	2,10
-1,50	—	2,30	2,29	2,26
-2,00	2,19	2,88	2,77	2,55
-2,50	2,98	3,33	3,00	2,76
-3,00	3,70	3,60	3,21	2,95

Продолжение таблицы 4.10

-3,50	4,20	3,83	3,41	3,13
-4,00	4,56	3,96	3,57	3,26
-4,50	4,82	4,13	3,72	3,39
-5,00	5,00	4,25	3,86	3,52
-5,50	5,16	4,36	3,98	3,61
-6,00	5,27	4,47	4,09	3,73
-6,50	5,37	4,56	4,18	3,81

Как видно из рисунка 4.11 и таблицы 4.10, например, вероятность ошибки на бит 10^{-6} при использовании двоичной ОФМ без кодирования обеспечивается при отношении сигнал/шум $E_b/N_0 = 11,21$ дБ. Применяя ортогональный код на основе матриц порядка 16 глубины 8, можем обеспечить вероятность ошибки на бит 10^{-6} при отношении сигнал/шум $E_b/N_0 = 7,06$ дБ и получить тем самым энергетический выигрыш в 4,15 дБ по сравнению с использованием двоичной ОФМ без кодирования; применяя сверточный код (3,1,7), можем обеспечить вероятность ошибки на бит 10^{-6} при отношении сигнал/шум $E_b/N_0 = 5,27$ дБ и получить тем самым энергетический выигрыш в 1,79 дБ по сравнению с использованием ОФМ с ортогональным кодом на основе матриц порядка 16 глубины 8 и в 5,94 дБ по сравнению с использованием двоичной ОФМ без кодирования; применяя совместно код (3,1,7) и ортогональный код на основе матриц порядка 16 глубины 8, можем обеспечить вероятность ошибки на бит 10^{-6} при отношении сигнал/шум $E_b/N_0 = 3,73$ дБ и получить тем самым энергетический выигрыш в 1,54 дБ по сравнению с использованием ОФМ совместно со сверточным кодом (3,1,7) и в 7,48 дБ по сравнению с использованием двоичной ОФМ без кодирования.

На рисунках 4.12 и 4.13 показаны результаты имитационного моделирования совместного применения ортогонального кодирования со сверточными кодами планетарного стандарта (2,1,7) и (3,1,7) для двоичной АМ в канале с АБГШ.

В таблице 4.11 приведены числовые значения вероятностей ошибки на бит от отношения сигнал/шум в канале с АБГШ для двоичной АМ без кодирования, совместно со сверточным кодом (2,1,7) и для АМ совместно с кодом (2,1,7) и ортогональным кодированием ОК-4, ОК-8, ОК-16.

Как видно из рисунка 4.12 и таблицы 4.11, например, вероятность ошибки на бит 10^{-6} при использовании двоичной АМ без кодирования обеспечивается при отношении сигнал/шум $E_b/N_0 = 10,91$ дБ.

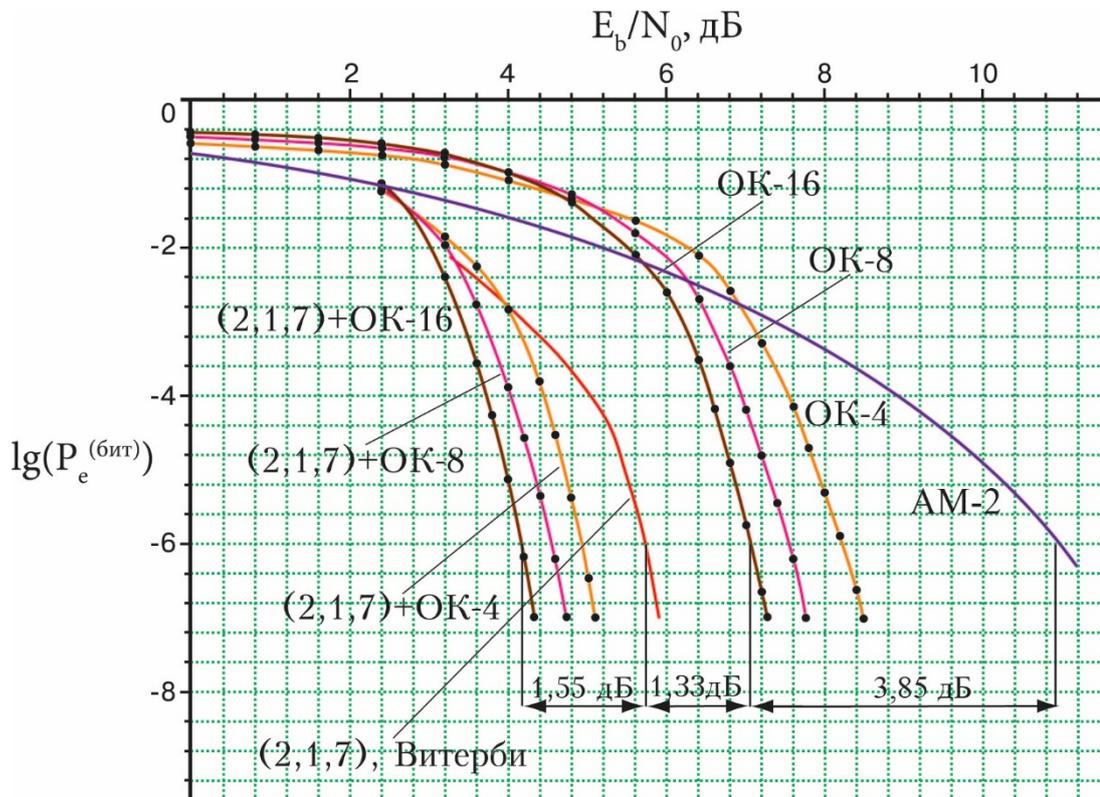


Рисунок 4.12 – Вероятности ошибки на бит в канале с АБГШ для двоичной АМ без кодирования, совместно со сверточным кодом (2,1,7) и для АМ совместно с кодом (2,1,7) и ортогональным кодированием ОК-4, ОК-8, ОК-16

Таблица 4.11 – Числовые значения вероятностей ошибки на бит от отношения сигнал/шум в канале с АБГШ для двоичной АМ без кодирования, совместно с кодом (2,1,7) и для АМ совместно с кодом (2,1,7) и ортогональным кодированием ОК-4, ОК-8, ОК-16

$\lg(P_e^{(\text{бит})})$	E_b/N_0 , АМ-2, дБ	E_b/N_0 , ОК-4, дБ	E_b/N_0 , ОК-8, дБ	E_b/N_0 , ОК-16, дБ
-0,44	–	–	–	0
-0,50	–	–	0	1,42
-0,58	–	0	1,68	2,40
-0,74	0	2,47	3,18	3,28
-1,00	1,60	3,64	4,05	4,02
-1,14	2,34	4,12	4,46	4,36
-1,20	2,51	4,37	4,62	4,49
-1,24	2,78	4,47	4,73	4,57
-1,50	3,61	5,22	5,19	4,94
-2,00	5,00	6,27	5,85	5,51
-2,13	5,36	6,46	6,00	5,64
-2,50	6,40	6,76	6,30	5,94
-3,00	7,36	7,06	6,54	6,20
-3,50	8,16	7,31	6,76	6,40
-4,00	8,74	7,54	6,95	6,55
-4,50	9,54	7,73	7,11	6,68
-5,00	10,16	7,89	7,25	6,82
-5,50	10,60	8,06	7,41	6,95
-6,00	10,91	8,21	7,54	7,06
-6,50	11,30	8,36	7,66	7,17

Продолжение таблицы 4.11

$\lg(P_e^{(\text{бит})})$	E_b/N_0 , (2,1,7), дБ	E_b/N_0 , (2,1,7)+ОК-4, дБ	E_b/N_0 , (2,1,7)+ОК-8, дБ	E_b/N_0 , (2,1,7)+ОК-16, дБ
-0,44	–	–	–	–
-0,50	–	–	–	–
-0,58	–	–	–	–
-0,74	–	–	–	–
-1,00	–	–	–	–
-1,18	–	–	–	2,40
-1,20	–	–	2,40	2,47
-1,24	–	2,40	2,47	2,63
-1,50	–	2,77	2,76	2,73
-2,00	–	3,36	3,24	3,04
-2,13	3,27	3,50	3,30	3,09
-2,50	3,71	3,81	3,50	3,24
-3,00	4,20	4,08	3,69	3,43
-3,50	4,67	4,29	3,88	3,59
-4,00	5,05	4,46	4,04	3,73
-4,50	5,33	4,58	4,17	3,87
-5,00	5,49	4,64	4,23	3,98
-5,50	5,61	4,82	4,44	4,12
-6,00	5,73	4,93	4,56	4,18
-6,50	5,83	5,03	4,66	4,25

Применяя ортогональный код на основе матриц порядка 16 глубины 8, можем обеспечить вероятность ошибки на бит 10^{-6} при отношении сигнал/шум $E_b/N_0 = 7,06$ дБ и получить тем самым энергетический выигрыш в 3,85 дБ по сравнению с использованием двоичной АМ без кодирования; применяя

сверточный код (2,1,7), можем обеспечить вероятность ошибки на бит 10^{-6} при отношении сигнал/шум $E_b/N_0 = 5,73$ дБ и получить тем самым энергетический выигрыш в 1,33 дБ по сравнению с использованием АМ с ортогональным кодом на основе матриц порядка 16 глубины 8 и в 5,18 дБ по сравнению с использованием двоичной АМ без кодирования; применяя совместно код (2,1,7) и ортогональный код на основе матриц порядка 16 глубины 8, можем обеспечить вероятность ошибки на бит 10^{-6} при отношении сигнал/шум $E_b/N_0 = 4,18$ дБ и получить тем самым энергетический выигрыш в 1,55 дБ по сравнению с использованием АМ совместно со сверточным кодом (2,1,7) и в 6,73 дБ по сравнению с использованием двоичной АМ без кодирования.

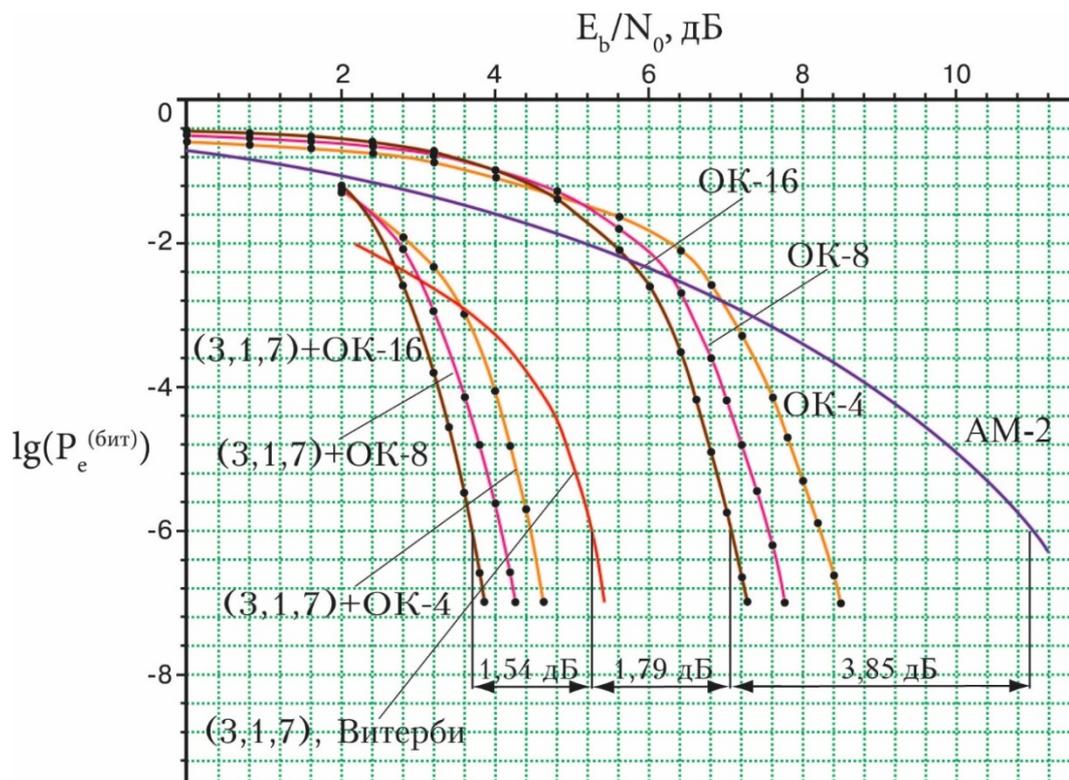


Рисунок 4.13 – Вероятности ошибки на бит в канале с АБГШ для двоичной АМ без кодирования, совместно со сверточным кодом (3,1,7) и для АМ совместно с кодом (3,1,7) и ортогональным кодированием ОК-4, ОК-8, ОК-16

В таблице 4.12 приведены числовые значения вероятностей ошибки на бит от отношения сигнал/шум в канале с АБГШ для двоичной АМ без

кодирования, совместно со сверточным кодом (3,1,7) и для АМ совместно с кодом (3,1,7) и ортогональным кодированием ОК-4, ОК-8, ОК-16.

Таблица 4.12 – Числовые значения вероятностей ошибки на бит от отношения сигнал/шум в канале с АБГШ для двоичной АМ без кодирования, совместно с кодом (3,1,7) и для АМ совместно с кодом (3,1,7) и ортогональным кодированием ОК-4, ОК-8, ОК-16

$\lg(P_e^{(\text{бит})})$	E_b/N_0 , АМ-2, дБ	E_b/N_0 , ОК-4, дБ	E_b/N_0 , ОК-8, дБ	E_b/N_0 , ОК-16, дБ
-0,44	–	–	–	0
-0,50	–	–	0	1,42
-0,58	–	0	1,68	2,40
-0,74	0	2,47	3,18	3,28
-1,00	1,60	3,64	4,05	4,02
-1,20	2,34	4,37	4,62	4,49
-1,24	2,51	4,47	4,73	4,57
-1,28	2,78	4,64	4,84	4,66
-1,50	3,61	5,22	5,19	4,94
-2,00	5,00	6,27	5,85	5,51
-2,50	6,40	6,76	6,30	5,94
-3,00	7,36	7,06	6,54	6,20
-3,50	8,16	7,31	6,76	6,40
-4,00	8,74	7,54	6,95	6,55
-4,50	9,54	7,73	7,11	6,68
-5,00	10,16	7,89	7,25	6,82
-5,50	10,60	8,06	7,41	6,95
-6,00	10,91	8,21	7,54	7,06
-6,50	11,30	8,36	7,66	7,17

Продолжение таблицы 4.12

$\lg(P_e^{(\text{бит})})$	E_b/N_0 , (3,1,7), дБ	E_b/N_0 , (3,1,7)+ОК-4, дБ	E_b/N_0 , (3,1,7)+ОК-8, дБ	E_b/N_0 , (3,1,7)+ОК-16, дБ
-0,44	–	–	–	–
-0,50	–	–	–	–
-0,58	–	–	–	–
-0,74	–	–	–	–
-1,00	–	–	–	–
-1,20	–	–	–	2,00
-1,24	–	–	2,00	2,06
-1,28	–	2,00	2,06	2,10
-1,50	–	2,30	2,29	2,26
-2,00	2,19	2,88	2,77	2,55
-2,50	2,98	3,33	3,00	2,76
-3,00	3,70	3,60	3,21	2,95
-3,50	4,20	3,83	3,41	3,13
-4,00	4,56	3,96	3,57	3,26
-4,50	4,82	4,13	3,72	3,39
-5,00	5,00	4,25	3,86	3,52
-5,50	5,16	4,36	3,98	3,61
-6,00	5,27	4,47	4,09	3,73
-6,50	5,37	4,56	4,18	3,81

Как видно из рисунка 4.13 и таблицы 4.12, например, вероятность ошибки на бит 10^{-6} при использовании АМ без кодирования обеспечивается при отношении сигнал/шум $E_b/N_0 = 10,91$ дБ. Применяя ортогональный код на основе матриц порядка 16 глубины 8, можем обеспечить вероятность ошибки на бит 10^{-6} при отношении сигнал/шум $E_b/N_0 = 7,06$ дБ и получить тем самым энергетический выигрыш в 3,85 дБ по сравнению с использованием двоичной

АМ без кодирования; применяя сверточный код (3,1,7), можем обеспечить вероятность ошибки на бит 10^{-6} при отношении сигнал/шум $E_b/N_0 = 5,27$ дБ и получить тем самым энергетический выигрыш в 1,79 дБ по сравнению с использованием АМ с ортогональным кодом на основе матриц порядка 16 глубины 8 и в 5,94 дБ по сравнению с использованием двоичной АМ без кодирования; применяя совместно код (3,1,7) и ортогональный код на основе матриц порядка 16 глубины 8, можем обеспечить вероятность ошибки на бит 10^{-6} при отношении сигнал/шум $E_b/N_0 = 3,73$ дБ и получить тем самым энергетический выигрыш в 1,54 дБ по сравнению с использованием АМ совместно со сверточным кодом (3,1,7) и в 7,18 дБ по сравнению с использованием двоичной АМ без кодирования.

Рисунки 4.14 и 4.15 отражают результаты имитационного моделирования совместного применения ортогонального кодирования с кодами планетарного стандарта (2,1,7) и (3,1,7) для КАМ-4 в канале с АБГШ.

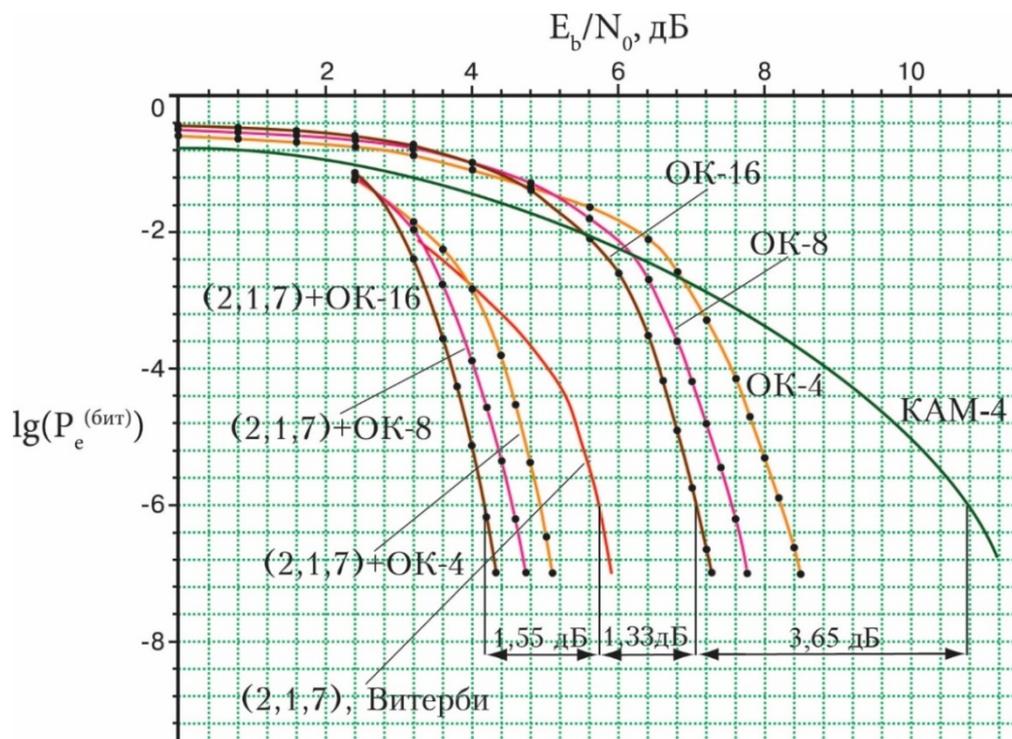


Рисунок 4.14 – Вероятности ошибки на бит в канале с АБГШ для КАМ-4 без кодирования, совместно со сверточным кодом (2,1,7) и для КАМ совместно с кодом (2,1,7) и ортогональным кодированием ОК-4, ОК-8, ОК-16

В таблице 4.13 приведены числовые значения вероятностей ошибки на бит от отношения сигнал/шум в канале с АБГШ для КАМ-4 без кодирования, совместно со сверточным кодом (2,1,7) и для КАМ-4 совместно с кодом (2,1,7) и ортогональным кодированием ОК-4, ОК-8, ОК-16.

Как видно из рисунка 4.14 и таблицы 4.13, например, вероятность ошибки на бит 10^{-6} при использовании КАМ-4 без кодирования обеспечивается при отношении сигнал/шум $E_b/N_0 = 10,71$ дБ.

Таблица 4.13 – Числовые значения вероятностей ошибки на бит от отношения сигнал/шум в канале с АБГШ для КАМ-4 без кодирования, совместно с кодом (2,1,7) и для КАМ-4 совместно с кодом (2,1,7) и ортогональным кодированием ОК-4, ОК-8, ОК-16

$\lg(P_e^{(\text{бит})})$	E_b/N_0 , КАМ-4, дБ	E_b/N_0 , ОК-4, дБ	E_b/N_0 , ОК-8, дБ	E_b/N_0 , ОК-16, дБ
-0,44	–	–	–	0
-0,50	–	–	0	1,42
-0,58	–	0	1,68	2,40
-0,74	0	2,47	3,18	3,28
-1,00	2,51	3,64	4,05	4,02
-1,14	2,62	4,12	4,46	4,36
-1,20	3,15	4,37	4,62	4,49
-1,24	3,40	4,47	4,73	4,57
-1,50	4,28	5,22	5,19	4,94
-2,00	5,48	6,27	5,85	5,51
-2,13	5,67	6,46	6,00	5,64
-2,50	6,56	6,76	6,30	5,94
-3,00	7,45	7,06	6,54	6,20
-3,50	8,26	7,31	6,76	6,40
-4,00	8,74	7,54	6,95	6,55

Продолжение таблицы 4.13

-4,50	9,52	7,73	7,11	6,68
-5,00	9,96	7,89	7,25	6,82
-5,50	10,43	8,06	7,41	6,95
-6,00	10,71	8,21	7,54	7,06
-6,50	11,05	8,36	7,66	7,17

Продолжение таблицы 4.13

$\lg(P_e^{(\text{бит})})$	$E_b/N_0,$ (2,1,7), дБ	$E_b/N_0,$ (2,1,7)+ОК-4, дБ	$E_b/N_0,$ (2,1,7)+ОК-8, дБ	$E_b/N_0,$ (2,1,7)+ОК-16, дБ
-0,44	–	–	–	–
-0,50	–	–	–	–
-0,58	–	–	–	–
-0,74	–	–	–	–
-1,00	–	–	–	–
-1,18	–	–	–	2,40
-1,20	–	–	2,40	2,47
-1,24	–	2,40	2,47	2,63
-1,50	–	2,77	2,76	2,73
-2,00	–	3,36	3,24	3,04
-2,13	3,27	3,50	3,30	3,09
-2,50	3,71	3,81	3,50	3,24
-3,00	4,20	4,08	3,69	3,43
-3,50	4,67	4,29	3,88	3,59
-4,00	5,05	4,46	4,04	3,73
-4,50	5,33	4,58	4,17	3,87
-5,00	5,49	4,64	4,23	3,98
-5,50	5,61	4,82	4,44	4,12

Продолжение таблицы 4.13

-6,00	5,73	4,93	4,56	4,18
-6,50	5,83	5,03	4,66	4,25

Применяя ортогональный код на основе матриц порядка 16 глубины 8, можем обеспечить вероятность ошибки на бит 10^{-6} при отношении сигнал/шум $E_b/N_0 = 7,06$ дБ и получить тем самым энергетический выигрыш в 3,65 дБ по сравнению с использованием КАМ-4 без кодирования; применяя сверточный код (2,1,7), можем обеспечить вероятность ошибки на бит 10^{-6} при отношении сигнал/шум $E_b/N_0 = 5,73$ дБ и получить тем самым энергетический выигрыш в 1,33 дБ по сравнению с использованием КАМ-4 с ортогональным кодом на основе матриц порядка 16 глубины 8 и в 5,48 дБ по сравнению с использованием КАМ-4 без кодирования; применяя совместно код (2,1,7) и ортогональный код на основе матриц порядка 16 глубины 8, можем обеспечить вероятность ошибки на бит 10^{-6} при отношении сигнал/шум $E_b/N_0 = 4,18$ дБ и получить тем самым энергетический выигрыш в 1,55 дБ по сравнению с использованием КАМ-4 совместно со сверточным кодом (2,1,7) и в 6,53 дБ по сравнению с использованием КАМ-4 без кодирования.

В таблице 4.14 приведены числовые значения вероятностей ошибки на бит от отношения сигнал/шум в канале с АБГШ для КАМ-4 без кодирования, совместно со сверточным кодом (3,1,7) и для КАМ-4 совместно с кодом (3,1,7) и ортогональным кодированием ОК-4, ОК-8, ОК-16.

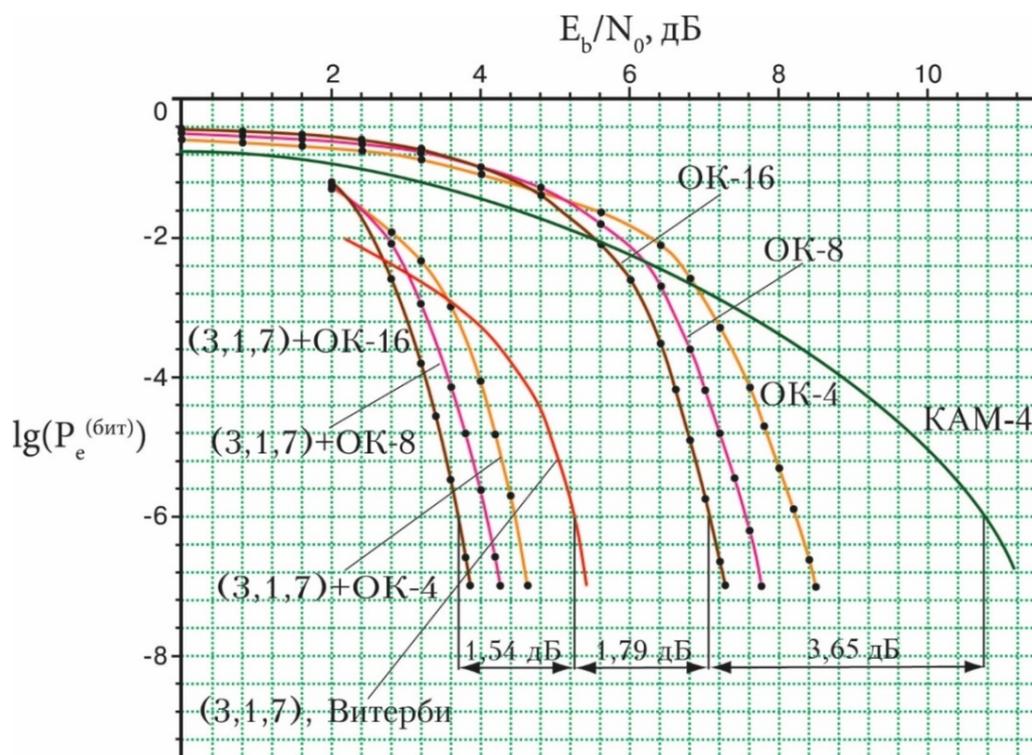


Рисунок 4.15 – Вероятности ошибки на бит в канале с АБГШ для КАМ-4 без кодирования, совместно со сверточным кодом (3,1,7) и для КАМ совместно с кодом (3,1,7) и ортогональным кодированием ОК-4, ОК-8, ОК-16

Таблица 4.14 – Числовые значения вероятностей ошибки на бит от отношения сигнал/шум в канале с АБГШ для КАМ-4 без кодирования, совместно с кодом (3,1,7) и для КАМ-4 совместно с кодом (3,1,7) и ортогональным кодированием ОК-4, ОК-8, ОК-16

$\lg(P_e^{(\text{бит})})$	E_b/N_0 , КАМ-4, дБ	E_b/N_0 , ОК-4, дБ	E_b/N_0 , ОК-8, дБ	E_b/N_0 , ОК-16, дБ
-0,44	–	–	–	0
-0,50	–	–	0	1,42
-0,58	–	0	1,68	2,40
-0,74	0	2,47	3,18	3,28
-1,00	2,51	3,64	4,05	4,02
-1,20	2,62	4,37	4,62	4,49
-1,24	3,15	4,47	4,73	4,57
-1,28	3,40	4,64	4,84	4,66
-1,50	4,28	5,22	5,19	4,94

Продолжение таблицы 4.14

-2,00	5,48	6,27	5,85	5,51
-2,50	6,56	6,76	6,30	5,94
-3,00	7,45	7,06	6,54	6,20
-3,50	8,26	7,31	6,76	6,40
-4,00	8,74	7,54	6,95	6,55
-4,50	9,52	7,73	7,11	6,68
-5,00	9,96	7,89	7,25	6,82
-5,50	10,43	8,06	7,41	6,95
-6,00	10,71	8,21	7,54	7,06
-6,50	11,05	8,36	7,66	7,17

Продолжение таблицы 4.14

$\lg(P_e^{(\text{бит})})$	$E_b/N_0,$ (3,1,7), дБ	$E_b/N_0,$ (3,1,7)+ОК-4, дБ	$E_b/N_0,$ (3,1,7)+ОК-8, дБ	$E_b/N_0,$ (3,1,7)+ОК-16, дБ
-0,44	—	—	—	—
-0,50	—	—	—	—
-0,58	—	—	—	—
-0,74	—	—	—	—
-1,00	—	—	—	—
-1,20	—	—	—	2,00
-1,24	—	—	2,00	2,06
-1,28	—	2,00	2,06	2,10
-1,50	—	2,30	2,29	2,26
-2,00	2,19	2,88	2,77	2,55
-2,50	2,98	3,33	3,00	2,76
-3,00	3,70	3,60	3,21	2,95
-3,50	4,20	3,83	3,41	3,13

Продолжение таблицы 4.14

-4,00	4,56	3,96	3,57	3,26
-4,50	4,82	4,13	3,72	3,39
-5,00	5,00	4,25	3,86	3,52
-5,50	5,16	4,36	3,98	3,61
-6,00	5,27	4,47	4,09	3,73
-6,50	5,37	4,56	4,18	3,81

Как видно из рисунка 4.15 и таблицы 4.14, например, вероятность ошибки на бит 10^{-6} при использовании КАМ-4 без кодирования обеспечивается при отношении сигнал/шум $E_b/N_0 = 10,71$ дБ. Применяя ортогональный код на основе матриц порядка 16 глубины 8, можем обеспечить вероятность ошибки на бит 10^{-6} при отношении сигнал/шум $E_b/N_0 = 7,06$ дБ и получить тем самым энергетический выигрыш в 3,65 дБ по сравнению с использованием КАМ-4 без кодирования; применяя сверточный код (3,1,7), можем обеспечить вероятность ошибки на бит 10^{-6} при отношении сигнал/шум $E_b/N_0 = 5,27$ дБ и получить тем самым энергетический выигрыш в 1,79 дБ по сравнению с использованием КАМ-4 с ортогональным кодом на основе матриц порядка 16 глубины 8 и в 5,44 дБ по сравнению с использованием КАМ-4 без кодирования; применяя совместно код (3,1,7) и ортогональный код на основе матриц порядка 16 глубины 8, можем обеспечить вероятность ошибки на бит 10^{-6} при отношении сигнал/шум $E_b/N_0 = 3,73$ дБ и получить тем самым энергетический выигрыш в 1,54 дБ по сравнению с использованием КАМ-4 совместно со сверточным кодом (3,1,7) и в 6,98 дБ по сравнению с использованием КАМ-4 без кодирования.

На рисунках 4.16 и 4.17 приведены результаты имитационного моделирования совместного применения ортогонального кодирования с кодами планетарного стандарта (2,1,7) и (3,1,7) для ЧМ-4, ЧМ-8, ЧМ-16 в канале с АБГШ.

В таблице 4.15 приведены числовые значения вероятностей ошибки на бит от отношения сигнал/шум в канале с АБГШ для ЧМ-4, ЧМ-8, ЧМ-16 без кодирования, совместно со сверточным кодом (2,1,7) и для ЧМ-4 совместно с кодом (2,1,7) и ортогональным кодированием ОК-4, ОК-8, ОК-16.

Как видно из рисунка 4.16 и таблицы 4.15, например, вероятность ошибки на бит 10^{-6} при использовании ЧМ-4, ЧМ-8, ЧМ-16 без кодирования обеспечивается при отношении сигнал/шум $E_b/N_0 = 11,11$ дБ.

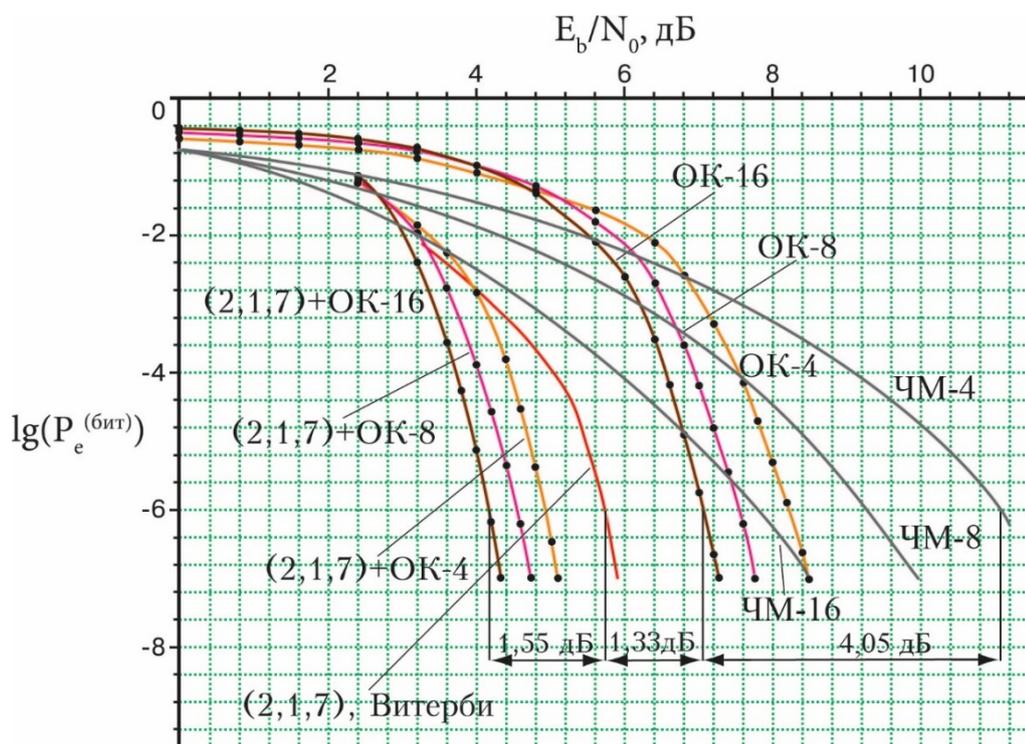


Рисунок 4.16 – Вероятности ошибки на бит в канале с АБГШ для ЧМ-4, ЧМ-8, ЧМ-16 без кодирования, совместно со сверточным кодом (2,1,7) и для ЧМ совместно с кодом (2,1,7) и ортогональным кодированием ОК-4, ОК-8, ОК-16

Таблица 4.15 – Числовые значения вероятностей ошибки на бит от отношения сигнал/шум в канале с АБГШ для ЧМ-4, ЧМ-8, ЧМ-16 без кодирования, совместно с кодом (2,1,7) и для ЧМ-4, ЧМ-8, ЧМ-16 совместно с кодом (2,1,7) и ортогональным кодированием ОК-4, ОК-8, ОК-16

$\lg(P_e^{(\text{бит})})$	E_b/N_0 , ЧМ-4, дБ	E_b/N_0 , ОК-4, дБ	E_b/N_0 , ОК-8, дБ	E_b/N_0 , ОК-16, дБ
-0,44	–	–	–	0
-0,50	–	–	0	1,42

Продолжение таблицы 4.15

-0,58	–	0	1,68	2,40
-0,74	0	2,47	3,18	3,28
-1,00	1,85	3,64	4,05	4,02
-1,14	2,50	4,12	4,46	4,36
-1,20	2,79	4,37	4,62	4,49
-1,24	2,90	4,47	4,73	4,57
-1,50	4,00	5,22	5,19	4,94
-2,00	5,37	6,27	5,85	5,51
-2,13	5,68	6,46	6,00	5,64
-2,50	6,50	6,76	6,30	5,94
-3,00	7,49	7,06	6,54	6,20
-3,50	8,37	7,31	6,76	6,40
-4,00	8,94	7,54	6,95	6,55
-4,50	9,67	7,73	7,11	6,68
-5,00	10,25	7,89	7,25	6,82
-5,50	10,72	8,06	7,41	6,95
-6,00	11,11	8,21	7,54	7,06
-6,50	11,25	8,36	7,66	7,17

Продолжение таблицы 4.15

$\lg(P_e^{(\text{бит})})$	E_b/N_0 , (2,1,7), дБ	E_b/N_0 , (2,1,7)+ОК-4, дБ	E_b/N_0 , (2,1,7)+ОК-8, дБ	E_b/N_0 , (2,1,7)+ОК-16, дБ
-0,44	–	–	–	–
-0,50	–	–	–	–
-0,58	–	–	–	–
-0,74	–	–	–	–
-1,00	–	–	–	–

Продолжение таблицы 4.15

-1,18	–	–	–	2,40
-1,20	–	–	2,40	2,47
-1,24	–	2,40	2,47	2,63
-1,50	–	2,77	2,76	2,73
-2,00	–	3,36	3,24	3,04
-2,13	3,27	3,50	3,30	3,09
-2,50	3,71	3,81	3,50	3,24
-3,00	4,20	4,08	3,69	3,43
-3,50	4,67	4,29	3,88	3,59
-4,00	5,05	4,46	4,04	3,73
-4,50	5,33	4,58	4,17	3,87
-5,00	5,49	4,64	4,23	3,98
-5,50	5,61	4,82	4,44	4,12
-6,00	5,73	4,93	4,56	4,18
-6,50	5,83	5,03	4,66	4,25

Применяя ортогональный код на основе матриц порядка 16 глубины 8, можем обеспечить вероятность ошибки на бит 10^{-6} при отношении сигнал/шум $E_b/N_0 = 7,06$ дБ и получить тем самым энергетический выигрыш в 4,05 дБ по сравнению с использованием ЧМ-4 без кодирования; применяя сверточный код (2,1,7), можем обеспечить вероятность ошибки на бит 10^{-6} при отношении сигнал/шум $E_b/N_0 = 5,73$ дБ и получить тем самым энергетический выигрыш в 1,33 дБ по сравнению с использованием ЧМ-4 с ортогональным кодом на основе матриц порядка 16 глубины 8 и в 5,38 дБ по сравнению с использованием ЧМ-4 без кодирования; применяя совместно код (2,1,7) и ортогональный код на основе матриц порядка 16 глубины 8, можем обеспечить вероятность ошибки на бит 10^{-6} при отношении сигнал/шум $E_b/N_0 = 4,18$ дБ и получить тем самым энергетический выигрыш в 1,55 дБ по сравнению с

использованием ЧМ-4 совместно со сверточным кодом (2,1,7) и в 6,93 дБ по сравнению с использованием ЧМ-4 без кодирования.

В таблице 4.16 приведены числовые значения вероятностей ошибки на бит от отношения сигнал/шум в канале с АБГШ для ЧМ-4, ЧМ-8, ЧМ-16 без кодирования, совместно со сверточным кодом (3,1,7) и для ЧМ-4, ЧМ-8, ЧМ-16 совместно с кодом (3,1,7) и ортогональным кодированием ОК-4, ОК-8, ОК-16.

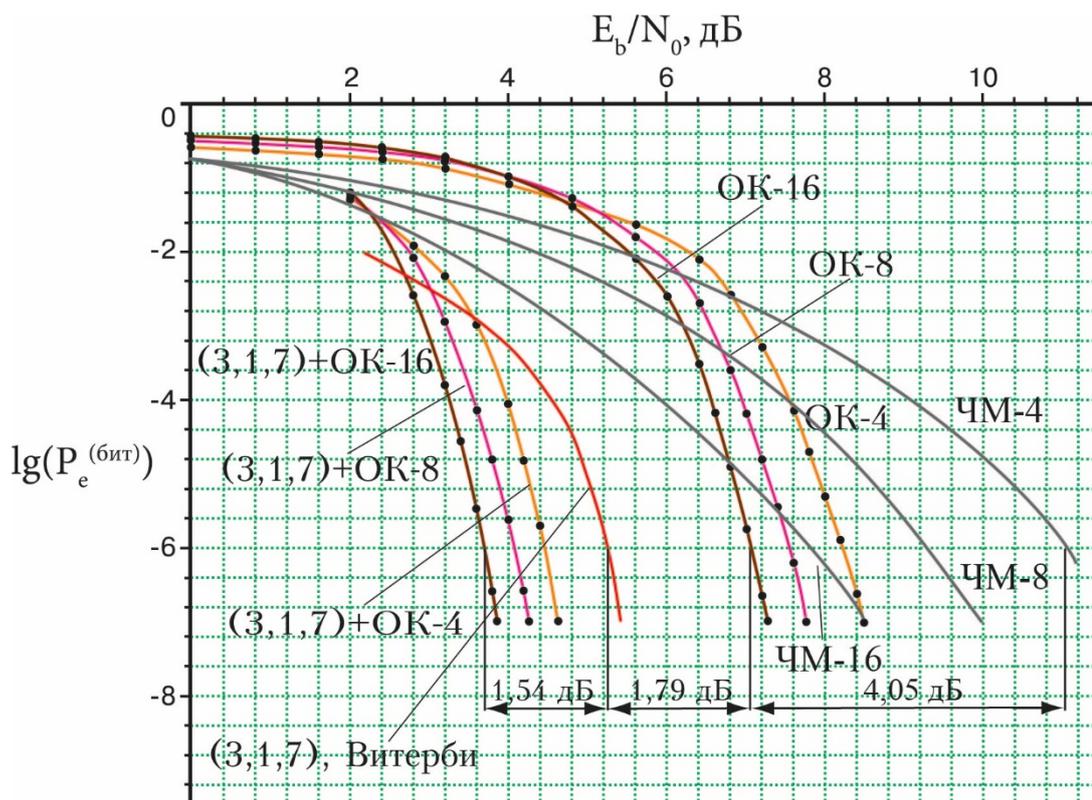


Рисунок 4.17 – Вероятности ошибки на бит в канале с АБГШ для ЧМ-4, ЧМ-8, ЧМ-16 без кодирования, совместно со сверточным кодом (3,1,7) и для ЧМ совместно с кодом (3,1,7) и ортогональным кодированием ОК-4, ОК-8, ОК-16

Таблица 4.16 – Числовые значения вероятностей ошибки на бит от отношения сигнал/шум в канале с АБГШ для ЧМ-4, ЧМ-8, ЧМ-16 без кодирования, совместно с кодом (3,1,7) и для ЧМ-4 совместно с кодом (3,1,7) и ортогональным кодированием ОК-4, ОК-8, ОК-16

$\lg(P_e^{(\text{бит})})$	E_b/N_0 , ЧМ-4, дБ	E_b/N_0 , ОК-4, дБ	E_b/N_0 , ОК-8, дБ	E_b/N_0 , ОК-16, дБ
-0,44	–	–	–	0
-0,50	–	–	0	1,42
-0,58	–	0	1,68	2,40
-0,74	0	2,47	3,18	3,28
-1,00	1,85	3,64	4,05	4,02
-1,20	2,50	4,37	4,62	4,49
-1,24	2,79	4,47	4,73	4,57
-1,28	2,90	4,64	4,84	4,66
-1,50	4,00	5,22	5,19	4,94
-2,00	5,37	6,27	5,85	5,51
-2,50	6,50	6,76	6,30	5,94
-3,00	7,49	7,06	6,54	6,20
-3,50	8,37	7,31	6,76	6,40
-4,00	8,94	7,54	6,95	6,55
-4,50	9,67	7,73	7,11	6,68
-5,00	10,25	7,89	7,25	6,82
-5,50	10,72	8,06	7,41	6,95
-6,00	11,11	8,21	7,54	7,06
-6,50	11,25	8,36	7,66	7,17

Продолжение таблицы 4.16

$\lg(P_e^{(\text{бит})})$	E_b/N_0 , (3,1,7), дБ	E_b/N_0 , (3,1,7)+ОК-4, дБ	E_b/N_0 , (3,1,7)+ОК-8, дБ	E_b/N_0 , (3,1,7)+ОК-16, дБ
-0,44	–	–	–	–
-0,50	–	–	–	–
-0,58	–	–	–	–
-0,74	–	–	–	–
-1,00	–	–	–	–
-1,20	–	–	–	2,00
-1,24	–	–	2,00	2,06
-1,28	–	2,00	2,06	2,10
-1,50	–	2,30	2,29	2,26
-2,00	2,19	2,88	2,77	2,55
-2,50	2,98	3,33	3,00	2,76
-3,00	3,70	3,60	3,21	2,95
-3,50	4,20	3,83	3,41	3,13
-4,00	4,56	3,96	3,57	3,26
-4,50	4,82	4,13	3,72	3,39
-5,00	5,00	4,25	3,86	3,52
-5,50	5,16	4,36	3,98	3,61
-6,00	5,27	4,47	4,09	3,73
-6,50	5,37	4,56	4,18	3,81

Как видно из рисунка 4.17 и таблицы 4.16, например, вероятность ошибки на бит 10^{-6} при использовании ЧМ-4 без кодирования обеспечивается при отношении сигнал/шум $E_b/N_0 = 11,11$ дБ. Применяя ортогональный код на основе матриц порядка 16 глубины 8, можем обеспечить вероятность ошибки на бит 10^{-6} при отношении сигнал/шум $E_b/N_0 = 7,06$ дБ и получить тем самым

энергетический выигрыш в 4,05 дБ по сравнению с использованием ЧМ-4 без кодирования; применяя сверточный код (3,1,7), можем обеспечить вероятность ошибки на бит 10^{-6} при отношении сигнал/шум $E_b/N_0 = 5,27$ дБ и получить тем самым энергетический выигрыш в 1,79 дБ по сравнению с использованием ЧМ-4 с ортогональным кодом на основе матриц порядка 16 глубины 8 и в 5,94 дБ по сравнению с использованием ЧМ-4 без кодирования; применяя совместно код (3,1,7) и ортогональный код на основе матриц порядка 16 глубины 8, можем обеспечить вероятность ошибки на бит 10^{-6} при отношении сигнал/шум $E_b/N_0 = 3,73$ дБ и получить тем самым энергетический выигрыш в 1,54 дБ по сравнению с использованием ЧМ-4 совместно со сверточным кодом (3,1,7) и в 7,38 дБ по сравнению с использованием ЧМ-4 без кодирования.

4.3 Выводы по главе 4

В четвертой главе работы представлены модели каналов передачи информации телекоммуникационных систем, разработанные для решения задачи проведения анализа совместного применения ортогональных и помехоустойчивых кодов, как блоковых (кодов БЧХ (63,57) и (63,30)), так и сверточных (кодов планетарного стандарта (2,1,7) и (3,1,7)).

В главе приведены оценки величины энергетического выигрыша в канале с АБГШ при сочетании ортогонального кодирования с помехоустойчивым кодированием, полученные путем имитационного моделирования.

Значения энергетического выигрыша при вероятности ошибки на бит 10^{-6} за счет совместного применения ортогонального и помехоустойчивого кодирования в канале с АБГШ приведены в таблице 4.17.

Таблица 4.17 – Значения максимального энергетического выигрыша за счет совместного использования ортогонального и помехоустойчивого кодирования в каналах с аддитивным гауссовским шумом

Помехо-устойчивый код	Вид модуляции	Энергетический выигрыш, дБ		
		по сравнению с использованием ортогонального кодирования и модуляции	по сравнению с использованием помехоустойчивого кодирования и модуляции	по сравнению с использованием модуляции без кодирования
Блоковый, БЧХ (63,57)	ОФМ	1,65	3,03	5,80
	АМ	1,65	3,03	5,50
	КАМ	1,65	3,03	5,30
	ЧМ	1,65	3,03	5,70
Блоковый, БЧХ (63,30)	ОФМ	2,25	2,60	6,40
	АМ	2,25	2,60	6,10
	КАМ	2,25	2,60	5,90
	ЧМ	2,25	2,60	6,30
Сверточный, (2,1,7)	ОФМ	2,88	1,55	7,03
	АМ	2,88	1,55	6,73
	КАМ	2,88	1,55	6,53
	ЧМ	2,88	1,55	6,93
Сверточный, (3,1,7)	ОФМ	3,33	1,54	7,48
	АМ	3,33	1,54	7,18
	КАМ	3,33	1,54	6,98
	ЧМ	3,33	1,54	7,38

Научная новизна разработанного комплекса моделей каналов передачи информации телекоммуникационных систем состоит в том, что он позволяет осуществлять комплексное исследование на основе комбинации основных видов цифровой модуляции: амплитудной, квадратурной амплитудной, относительной фазовой и частотной – и разработанного ортогонального кодирования, обеспечивающего в совокупности с помехоустойчивым кодированием эффективное использование энергии передаваемых сигналов.

Практическая значимость комплекса моделей определяется тем, что они позволяют оценить в каналах с АБГШ уменьшение результирующей вероятности ошибки за счет использования ортогонального кодирования совместно с помехоустойчивым.

Показано, что совместное использование корректирующих и ортогональных кодов дает энергетический выигрыш по сравнению с использованием только корректирующих кодов или только ортогонального кодирования.

5 Научно-технические предложения по реализации технологии повышения помехозащищенности телекоммуникационных систем

Научно-технические предложения по реализации технологии повышения помехозащищенности телекоммуникационных систем при высоком отношении сигнал/шум для достижения требуемой спектральной эффективности были разработаны в результате применения созданной в диссертационной работе технологии в процессе выполнения пяти научно-исследовательских и опытно-конструкторских работ: трех в рамках Федеральной целевой программы «Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технологического комплекса России на 2014-2020 годы» (№ 14.575.21.0021 от 17.06.2014 [180, 181], № 14.578.21.0022 от 05.06.2014 [182-184], № 14.578.21.0214 от 03.10.2016 [185-187]), одной в рамках государственного задания Министерства науки и высшего образования в сфере научной деятельности в 2014-2016 гг. (№ 2.2716.2014/К от 17.07.2014 [188-190]) и гранта № 18-07-01298 Российского фонда фундаментальных исследований в 2018-2020 гг. [191-193].

Анализ применимости разработанных в диссертационном исследовании технических решений для повышения помехозащищенности телекоммуникационных систем в данных проектах показал необходимость решения следующих задач:

- обеспечения синхронизации сигналов в сочетании с ортогональными кодами;
- разработки метода изменения параметров адаптации радиосредств при ухудшении качества канала связи для уменьшения времени простоя канала радиосвязи и повышения помехозащищенности в системах радиосвязи УКВ-диапазона.

5.1 Синхронизация передачи при использовании ортогонального кодирования

Рассмотрим гармонику вида

$$\cos(4\pi \cdot t + \varphi).$$

Для начала будет считать, что синхронизация установлена, и шум в канале отсутствует [194, 195]. Пусть гармоника дискретизируется 64 отсчетами с шагом $1/64$ от времени передачи сигнала (равном 1 в моделировании). Поэтому

$$t = \frac{i}{64}, \quad i = 0, \dots, 63.$$

Для любых двух идущих друг за другом отсчетов, даже если i – произвольное вещественное число, верно, что

$$t_2 - t_1 = \frac{i+1}{64} - \frac{i}{64} = \frac{1}{64}.$$

Разница между двумя такими отсчетами будет равна

$$\cos\left(4\pi \cdot \frac{i+1}{64} + \varphi\right) - \cos\left(4\pi \cdot \frac{i}{64} + \varphi\right) = \Delta.$$

Разность косинусов можно представить как

$$\cos(\alpha) - \cos(\beta) = -2\sin\left(\frac{\alpha - \beta}{2}\right) \cdot \sin\left(\frac{\alpha + \beta}{2}\right),$$

поэтому

$$\Delta = -2\sin\left(\frac{4\pi \frac{1}{64}}{2}\right) \cdot \sin\left(\frac{4\pi \frac{2i+1}{64} + 2\varphi}{2}\right).$$

Первый синус данного выражения приблизительно равен 0,09801, второй синус ввиду того, что i может принимать различные значения, может быть оценен только интервалом $[-1; 1]$. Тогда само выражение оценивается интервалом

$$\Delta = [-0,197; +0,197]$$

или

$$|\Delta| \leq 0,197.$$

В любом случае, если шум в канале отсутствует, а рассинхронизации нет, то для любых двух соседних элементов вектора отсчетов s будет верно, что их разность по абсолютной величине не превышает значения 0,197.

Рассмотрим ситуацию наличия шума в канале. Определим максимально допустимое значение, на которое может измениться любой из отсчетов под действием шума. Обозначим это значение как e , тогда оценка модуля разности между двумя соседними отсчетами может измениться максимум на $2e$ (когда к одному из отсчетов e прибавляется, а из другого вычитается), то есть

$$|\Delta| \leq 0,197 + 2e.$$

Это неравенство будет гарантированно выполняться для любой пары соседних отсчетов, если величина каждого компонента шума, действующего на взятые отсчеты, не будет превышать заданного числа e . Если амплитуда сигналов отлична от единицы, то оценка будет, соответственно,

$$|\Delta| \leq A \cdot 0,197 + 2e,$$

где A – амплитуда сигнала.

Теперь будем считать, что в канале нет шума, но есть рассинхронизация приема сигналов. Тогда в векторе отсчетов s будут отсчеты сразу двух сигналов. По аналогии с проделанными выводами, можно найти разницу между последним «правильным» отсчетом (то есть взятым с нужной гармоники) и первым «неправильным» (взятым со следующей). Эта разница будет равна

$$\cos\left(4\pi \cdot \frac{i-63}{64} + \varphi_2\right) - \cos\left(4\pi \cdot \frac{i-63}{64} + \varphi_1\right) = \Delta, \quad i \in [63; 64).$$

В этом выражении учтено, что i может быть нецелым числом, то есть рассинхронизация может начаться в любой момент времени.

По аналогии с представленными выше упрощениями, представим разницу в виде произведения синусов, то есть

$$\Delta = -2 \sin \left(\frac{4\pi \frac{63}{64} + (\varphi_2 - \varphi_1)}{2} \right) \cdot \sin \left(\frac{4\pi \frac{2i - 63}{64} + (\varphi_2 + \varphi_1)}{2} \right).$$

Пока не будем рассматривать границы данной разницы, просто представим их как

$$\Delta = [\Delta_1; \Delta_2].$$

Если разность фаз двух сигналов достаточно велика, то левая и правая границы данного интервала всегда имеют один и тот же знак и несильно отличаются друг от друга (то есть изменение i от 63 до 64 слабо влияет на значение выражения; это будет видно далее на рисунке 5.1). Предположим, что указанные границы известны. В случае наличия шума нижняя граница может уменьшиться на $2e$, а верхняя – увеличиться на ту же величину, поэтому новые границы будут

$$\Delta = [\Delta_1 - 2e; \Delta_2 + 2e].$$

Если амплитуда сигнала не равна единице, то

$$\Delta = [A \cdot \Delta_1 - 2e; A \cdot \Delta_2 + 2e].$$

В итоге имеем две оценки разницы отсчетов – для синхронизированного приема для любой пары соседних отсчетов и для несинхронизированного приема для пары отсчетов на «стыке» двух сигналов. Теперь, если компоненты шума не превышают заданное допустимое значение, и нижняя граница разницы отсчетов в случае асинхронного приема больше верхней границы разницы в случае синхронизированной дискретизации, можно утверждать, что анализ вектора из 64 отсчетов всегда точно определит рассинхронизацию. Другими словами, рассинхронизация будет определена, если выполняется неравенство

$$A \cdot 0,197 + 2e < A \cdot \Delta_1 - 2e,$$

то есть, если выполняется неравенство

$$e < \frac{A \cdot (\Delta_1 - 0,197)}{4}.$$

Определение рассинхронизации в таком случае состоит в последовательном вычислении разниц между очередным полученным отсчетом и предыдущим. Если разница оказывается больше величины $A \cdot 0,197 + 2e$, то очередной полученный отсчет принадлежит уже новому сигналу, и это означает, что синхронизации нет. В противном случае очередной отсчет принадлежит прежнему принимаемому сигналу, и об отсутствии синхронизации ничего сказать нельзя.

Определим величину Δ_1 , то есть нижнюю границу выражения

$$\Delta = -2 \sin \left(\frac{4\pi \frac{63}{64} + (\varphi_2 - \varphi_1)}{2} \right) \cdot \sin \left(\frac{4\pi \frac{2i - 63}{64} + (\varphi_2 + \varphi_1)}{2} \right), \quad i \in [63; 64).$$

Видно, что она зависит только от разницы и суммы фаз сигналов (i всегда необходимо выбирать таким, чтобы значение выражения оказывалось минимальным). Вообще, чем больше отличие в фазах сигналов, тем большая разница будет в соседних отсчетах на «стыке» сигналов во времени.

Максимальную разницу даст отличие в фазах в 22 сектора окружности (для заданной ОФМ). Для этого друг за другом должны идти, например, сигнал с нулевой фазой и сигнал с фазой в 22 сектора. Простым подбором удалось получить повторяющуюся во времени пару сигналов с фазами в 20 и 4 сектора (то есть пару с разностью в 16 секторов). Для этого на все 4 входа кодера надо подавать синхросигнал вида $(+1, +1, +1, +1, +1, -1, -1, -1, +1, +1, +1, +1, +1, -1, -1, -1)$. В таком случае в передаче будет периодически повторяющаяся пара сигналов, для которых разница в фазе равна 16 секторам. Для такой пары можно сосчитать Δ_1 . Оно равно примерно 1,835, поэтому оценка для максимального значения компонентов шума будет

$$|e| < 0,41 \cdot A.$$

Моделирование показало, что при сохранении данного неравенства рассинхронизация будет всегда обнаружена. Данное неравенство дает оценку и для отношения сигнал/шум, если считать, что при определенном отношении

сигнал/шум оно выступает в качестве амплитуды сигнала, а величина шума по модулю не превосходит единицы. Тогда

$$\frac{E}{N_0} > 3,873 \text{ дБ.}$$

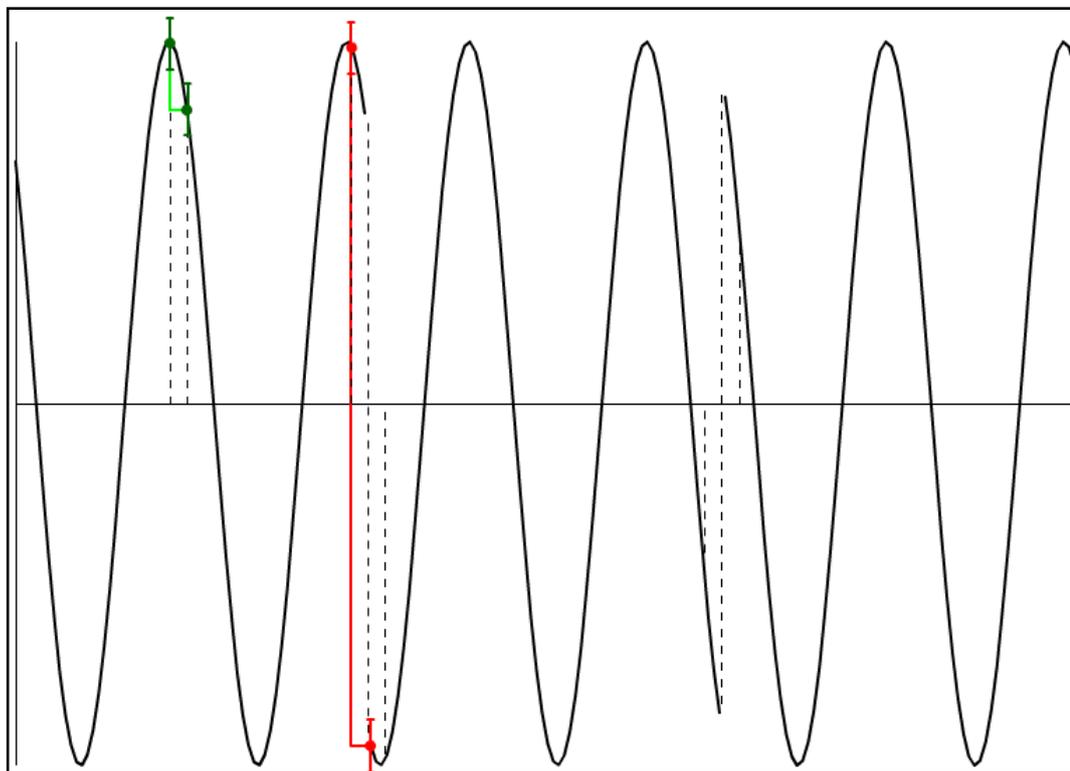


Рисунок 5.1 – Разница между отсчетами при отсутствии шума

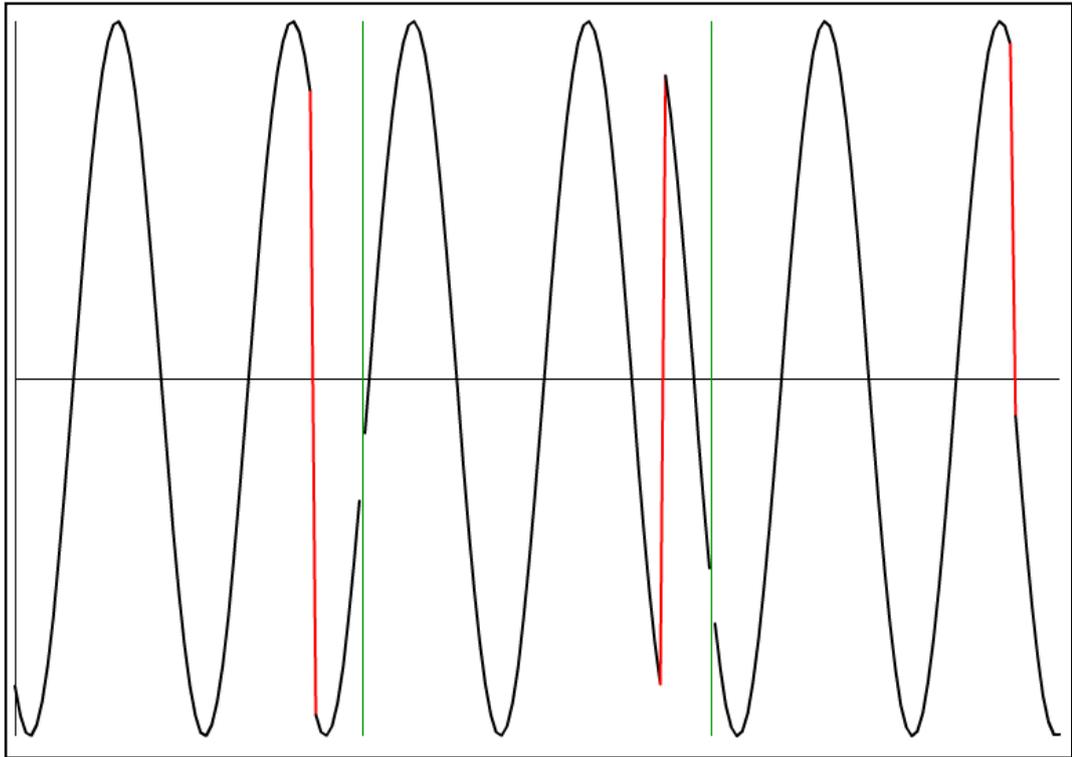


Рисунок 5.2 – Сбой синхронизации на несколько отсчетов

Определение рассинхронизации по описанному способу указывает номер отсчета, соответствующего началу «неправильного сигнала», и, следовательно, количество отсчетов, на которые произошло смещение во времени относительно правильного момента приема, что позволяет определить количество отсчетов, которые нужно пропустить, чтобы начать правильный прием сигналов.

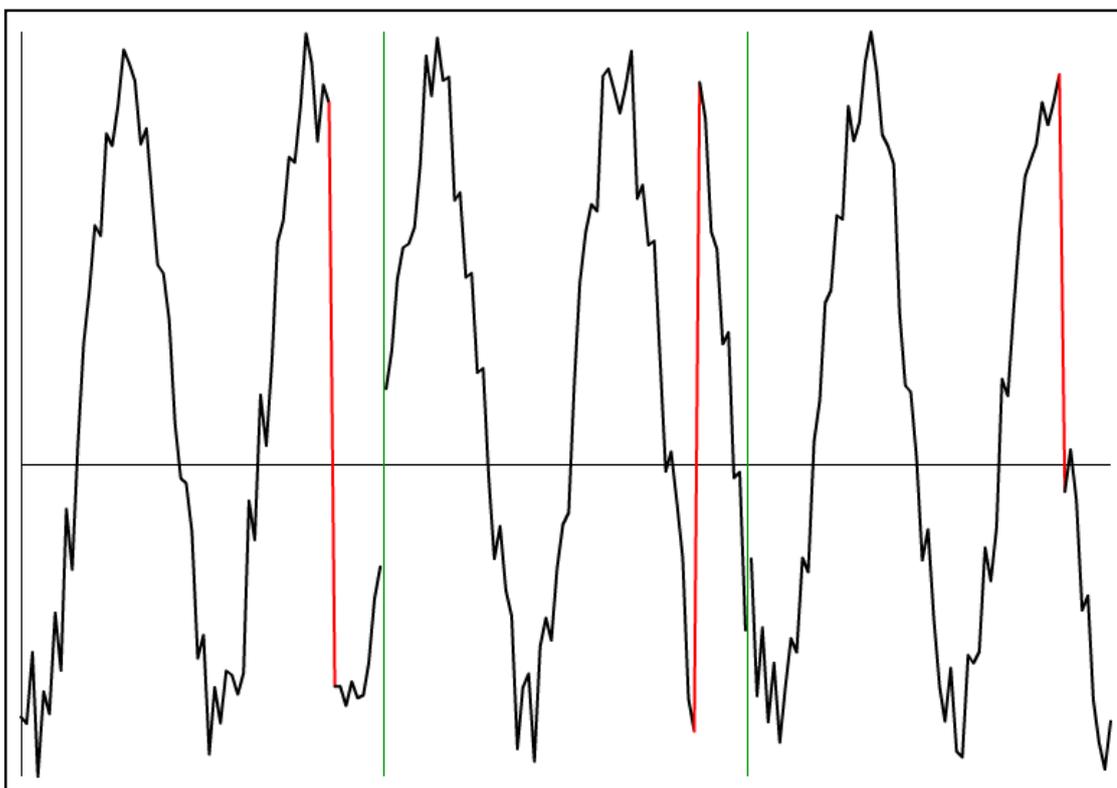


Рисунок 5.3 – Небольшое искажение сигналов шумом

Синхросигнал изначально был выбран для моделирования. Вообще, его можно и не использовать, или применять какой-либо другой, занимающий только один вход кодера. Главное всегда иметь гарантию того, что среди передаваемых сигналов обязательно найдется пара с достаточной для заданного уровня шума разницей фаз.

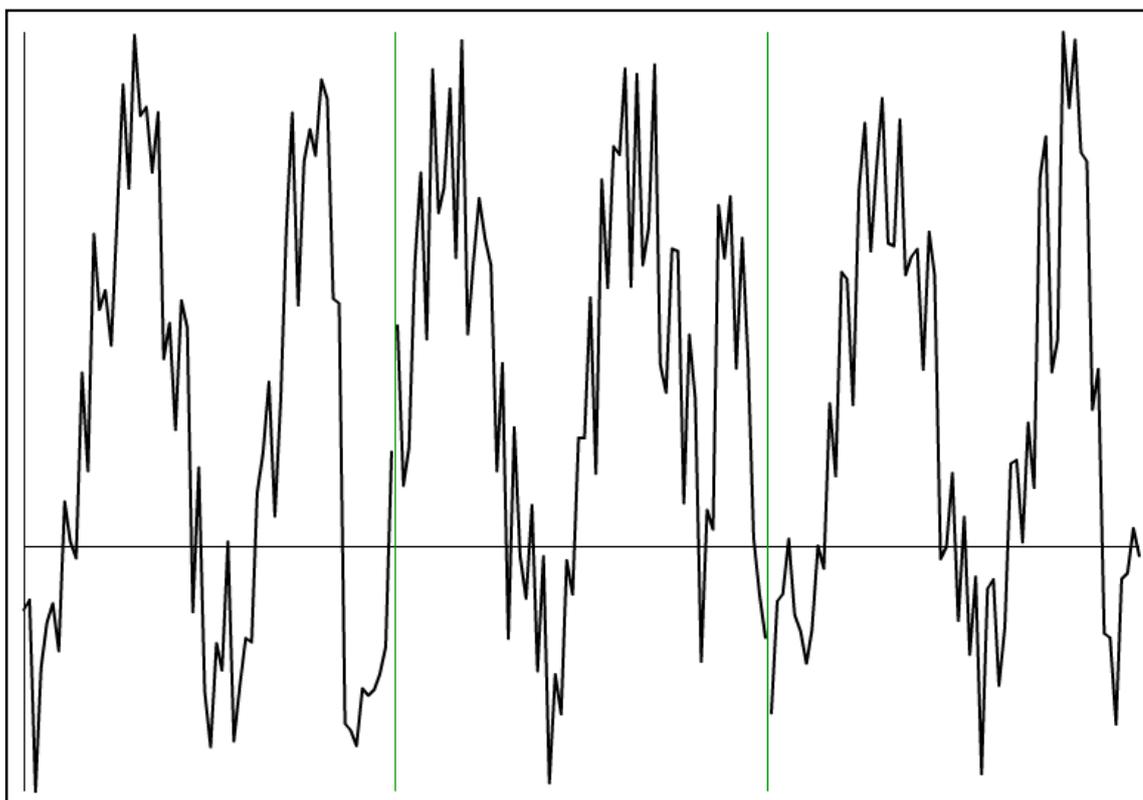


Рисунок 5.4 – Сильное искажение сигналов

Для каждого ортогонального кода на основе синтезированных матриц (таблица 2.3) найден сигнал, обеспечивающий синхронизацию при передаче и обработке сигналов. Проведенное моделирование подтвердило практическую применимость предложенного технического решения [196, 197].

5.2 Повышение помехозащищенности при приеме информации в системах радиосвязи СВЧ- и КВЧ-диапазонов

С целью повышения помехоустойчивости информации в системах радиосвязи в УКВ-диапазоне частот, то есть ОВЧ-УВЧ-СВЧ-КВЧ частот, по оценкам качества приема и в зависимости от помеховой обстановки в каналах связи могут перестраиваться следующие параметры: несущая частота радиостанции, мощность излучения, скорость передачи информационных символов, а также вид модуляции и способ кодирования и другие. Известно достаточно большое количество методов, позволяющих повысить оперативность смены параметров адаптации комплексов контроля

безопасности связи (ККБС) в высокочастотных диапазонах (ОВЧ, УВЧ, СВЧ, КВЧ) при приеме информации по радиоканалам [123], однако они имеют ряд недостатков. Наиболее существенным из них являются тот, что, во-первых, эти методы не затрагивают СВЧ-диапазон (3-30 ГГц) и, во-вторых, в подавляющем большинстве случаев позволяют организовать реактивное управление параметрами ККБС, что приводит к временным затратам на восстановление рабочего состояния.

Оперативность смены параметров адаптации радиосредств при приеме информации в системах радиосвязи УКВ-диапазона достигается тем, что от передающей стороны поступает дискретная информация, а на приемной стороне по данной информации принимают решение о многопараметрическом адаптивном управлении процессом связи. В известных способах в качестве параметров адаптации из всего их множества выбираются только самые значимые, а именно: частота, на которой осуществляется обмен информацией; скорость передачи и мощность излучения радиопередающих устройств. Не учтены возможности по изменению диаграмм направленности передающих и приемных антенн, позволяющих повысить отношение $P_{\text{сигнала}} \leq P_{\text{помехи}}$ на входе приемника, что влияет на ухудшение помехозащищенности.

Таким образом, возникла задача разработать метод изменения параметров адаптации радиосредств при ухудшении качества канала связи, позволяющий уменьшить время простоя канала радиосвязи и повысить помехозащищенность передаваемой дискретной информации в системах радиосвязи УКВ-диапазона.

Перед началом работы системы связи предварительно задают множество установленных для связи в УКВ-диапазоне частот, выделенных для работы радиосредств, диаграммы направленности передающих и приемных антенн и возможности по их изменению (множество состояний диаграмм направленности передающих и приемных антенн), возможности радиосредств по изменению скорости передачи информации (множество скоростей передачи информации), а также множество градаций величин мощности. Для

оценки качества канала и достоверности связи дополнительно задают пороговое значение вероятности ошибки (коэффициента ошибок) в канале связи и необходимое время исправной работы канала радиосвязи.

После задания исходных данных с помощью пеленгационной антенны и пеленгационного приемника определяют направление и угол места прихода помехи для заданного множества частот в точке приема каждого корреспондента. В соответствии с определенными параметрами, выбирают из всего множества состояний диаграмм направленности то значение, которое позволяет сформировать «провал» диаграммы направленности по направлению и углу места прихода помехи и изменяет диаграмму направленности приемной антенны в соответствии с выбранным значением из множества значений $\{Q\}$. Использование этих данных позволяет сформировать в точке приема нули диаграмм направленности приемных антенн в отношении наиболее мощных источников помех. Эти действия осуществляют для каждого корреспондента.

Далее с помощью измерительных антенн ОВЧ-УВЧ-СВЧ-КВЧ частот диапазонов измеряют уровень помех на заданных частотах и с помощью программных средств по измеренным уровням помех на заданном множестве $\{F\}$ вычисляют соотношение сигнал/помеха в точке приема для заданных значений из множеств $\{B\}$ и $\{P\}$ и значение вероятности ошибки.

Например, вероятность ошибки в каналах с замираниями и аддитивной помехой в виде нормального шума при некогерентном приеме, характерных для ОВЧ-СВЧ диапазона [198, 199]:

1) для случая рэлеевских замираний вероятность ошибки одинарного приема элемента ортогональных в усиленном смысле двоичных сигналов с активной паузой равна

$$P_{\text{ош}} = \frac{1}{h_0^2 + 2}; \quad (5.1)$$

2) для случая квазирэлеевских замираний в канале при аналогичных пункту 1 условиях –

$$P_{\text{ош}} = \frac{k^2 + 1}{h_0^2 + 2k^2 + 2} \exp\left(-\frac{kh_0^2}{h_0^2 + 2k^2 + 2}\right), \quad (5.2)$$

где $k^2 = \frac{U_0^2}{U_{\text{с.д.}}^2} = 5$;

3) при сдвоенном приеме и квадратичном сложении на разнесенные антенны ортогональных в усиленном смысле двоичных сигналов частотной телеграфии (ЧТ) в канале с рэлеевскими замираниями вероятность ошибки равна

$$P_{\text{ош}} = \frac{3h_0^2 + 4}{(h_0^2 + 2)^3}; \quad (5.3)$$

4) при некогерентном приеме элемента ортогональных в усиленном смысле двоичных сигналов дискретной ЧТ в условиях рэлеевских замираний вероятность ошибки в знаке равна

$$P_{\text{ош зн}} \approx \frac{1,22}{h_0^2}. \quad (5.4)$$

Соответственно, зная уровень сигнала корреспондента (мощность его излучения) и используя основное уравнение радиосвязи, можно определить величину отношения сигнала к помехе (h_0^2) и, подставив значение в представленные выше формулы, получить значение вероятности ошибки для соответствующего значения частоты из множества $\{F\}$.

По полученным расчетным значениям вероятности ошибки выстраивается вариационный ряд: $P_{\text{ош1}} \leq P_{\text{ош2}} \leq P_{\text{ош3}} \leq \dots \leq P_{\text{оши}}$, где самый левый член соответствует минимальной вероятности ошибки на соответствующей частоте из множества $\{F\}$, а правый член ряда – частоте с максимальной величиной рассчитанной вероятности ошибки.

Вероятность ошибочного приема элемента сигнала на фоне нормальной стационарной помехи принято выражать как функцию отношения средней энергии сигнала к спектральной плотности помехи на входе приемного устройства [198-200]:

$$h^2 = \frac{P_c T_c}{v_n^2}, \quad (5.5)$$

где v_n^2 – спектральная плотность помех, $P_c T_c$ – энергия сигнала за длительность T_c .

Вследствие неизвестной априори величины спектральной плотности помехи v_n^2 , которая реализуется в полосе приема данного канала, вероятность ошибки $P_{\text{ош}}$ также является случайной величиной, и ее закон распределения вероятностей определяется функциональной зависимостью $P_{\text{ош}}(h^2)$ и функцией распределения величины h^2 . Спектральная плотность помех, как и мощность помех, является случайной величиной во времени на одной частоте и по оси частот. Вместе с тем величина h^2 связана со значениями мощности сигнала и помехи следующим образом:

$$h^2 = \left(\frac{P_c}{P_n} \right) FT_c, \quad (5.6)$$

так как $P_n = v_n^2 F$. Поэтому при приеме двоичных сигналов в относительно узкой полосе, то есть в системе с базой $FT_c = 1$, отношение мощности сигнала

к мощности помех равно $h^2 = \frac{P_c}{P_n}$ или в децибелах относительно $h^2 = 1$,

запишется в виде

$$z = 10 \lg h^2 = 10 \lg \left(\frac{P_c}{P_n} \right) = y - x, \quad (5.7)$$

где y – уровень полезного сигнала, x – уровень случайных помех в полосе приема.

Для систем с $FT_c \neq 1$ необходимо брать уровень сигнала равным $y + 10 \lg FT_c$. Так как уровень помех и сигналов (в децибелах) описывается преимущественно нормальным законом, и уровни помех и сигнала на входе приемника, как правило, независимы, то распределение вероятности их разности $z = y - x$ подчинено нормальному закону со следующими

параметрами: среднее значение отношения уровней сигнал/помеха $\bar{z} = \bar{y} - \bar{x}$, среднеквадратичное отклонение $\sigma_z = \sqrt{\sigma_y^2 + \sigma_x^2}$.

На основе вычисленных значений выстраиваются вариационные ряды для соответствующих значений:

– $z_1 \leq z_2 \leq z_3 \leq \dots \leq z_k$ – отношение сигнал/помеха в децибелах для соответствующих частот из множества $\{F\}$, заданного уровня сигнала из множества $\{P\}$, заданного вида модуляции и скорости передачи;

– $P_{\text{ош}1} \leq P_{\text{ош}2} \leq P_{\text{ош}3} \leq \dots \leq P_{\text{ош}i}$ – рассчитанная вероятность ошибки для соответствующих частот из множества $\{F\}$, заданного уровня сигнала из множества $\{P\}$, заданного вида модуляции и скорости передачи.

Количество вариационных рядов для соответствующих значений будет определяться количеством значений из множеств $\{P\}$ и $\{B\}$, и они будут изменяться вместе с изменением помеховой обстановки в точке приема и хранится в запоминающем устройстве контрольно-решающего устройства (ПЭВМ).

Далее из полученных вариационных рядов выбирают значения частоты, мощности и скорости передачи с учетом условий $z_{\text{выбр}} \geq z_{\text{доп}}$, $P_{\text{ош выбр}} \leq P_{\text{ош доп}}$ и в соответствии с этими параметрами настраивают радиоприемное устройство, а параметры радиопередающего устройства настраивают в соответствии с данными, полученными от корреспондента по обратному каналу об оптимальных для него параметрах в точке приема, после чего приступают к обмену информацией.

В процессе обмена информацией осуществляют постоянный контроль с помощью встроенных средств измерения за значением коэффициента ошибок в канале связи (вероятностью ошибок). Если вероятность ошибки не превышает заданного допустимого значения, то продолжают обмен информацией. Если же вероятность ошибки превышает заданное допустимое значение (или же начинает приближаться к пороговому значению), то происходит обращение к запоминающему устройству контрольно-решающего

устройства, где уже рассчитаны значения отношения сигнал/помеха и вероятности ошибки (построены вариационные ряды) для текущего временного интервала. После этого осуществляют изменение параметров радиоприемного устройства в соответствии с текущими данными о помеховой обстановке (изменяют частоту, мощность, скорость передачи информации) и передают эти данные по обратному каналу корреспонденту для изменения параметров радиопередающего устройства. По окончании передачи сообщения (окончании сеанса связи) осуществляют статистическую обработку данных за сеанс связи (рассчитывают время исправной работы радиолинии, среднюю величину вероятности ошибки за сеанс связи) [201].

Измерение помеховой обстановки в точке приема можно осуществить с помощью устройства, представленного на рисунке 5.5.

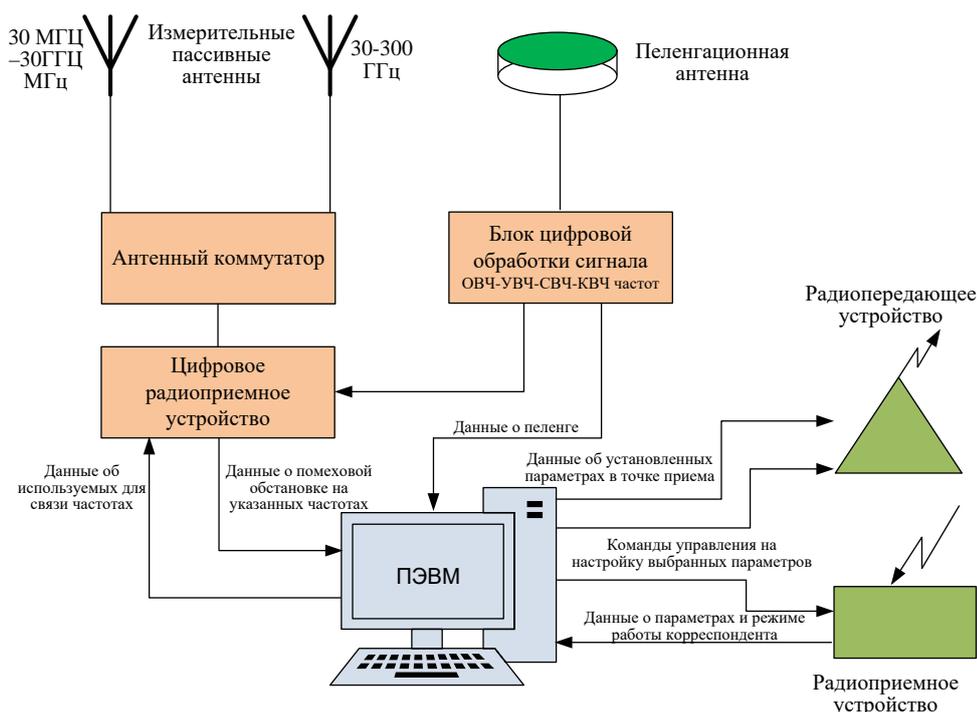


Рисунок 5.5 – Схема реализации способа изменения параметров адаптации радиосредств при ухудшении качества канала связи

Пеленгационная антенна позволяет определить направление на источник помех и угол прихода помехи для управления диаграммами направленности передающих и приемных антенн. Данные с многоканального

радиоприемного устройства о помеховой обстановке поступают на ПЭВМ с установленным пакетом прикладных программ, где вычисляют значения отношения сигнал/помеха и вероятности ошибки и на основе рассчитанных значений выстраивают вариационные ряды для этих параметров, которые впоследствии хранятся в запоминающем устройстве ПЭВМ. Настройку параметров радиоприемных и радиопередающих устройств (рабочей частоты, мощности излучения, скорости передачи, диаграммы направленности передающей и приемной антенны) осуществляют с ПЭВМ путем передачи команд управления на изменение соответствующего параметра.

Для оценки эффективности предлагаемого метода рассмотрим следующий пример. Проведем анализ двух возможных случаев работы радиолинии: отсутствие возникновения в канале связи на определенном интервале квазистационарности преднамеренных и непреднамеренных помех и противоположный случай – наличие преднамеренных и непреднамеренных помех во время сеанса связи на установленном интервале квазистационарности.

Для первого случая, когда по определенным параметрам помеховой обстановки выбраны соответствующие параметры адаптации, использование предлагаемого метода позволяет получить дополнительный энергетический выигрыш за счет дополнительных возможностей по изменению диаграмм направленности передающих и приемных антенн (возможность «отстроится» от преднамеренных и непреднамеренных помех), что в свою очередь, позволит повысить скорость передачи информации и снизить мощность излучения радиопередающих устройств. Во втором случае, помимо энергетического выигрыша, предлагаемый метод позволяет снизить время простоя канала связи, и, следовательно, повысить достоверность передачи информации.

Согласно предлагаемому методу, при ухудшении качества канала связи на любом участке интервала квазистационарности (превышении вероятности ошибки над заданным порогом) произойдет обращение к контрольно-решающему устройству (запоминающему устройству ПЭВМ) на изменение

параметров радиопередающих или радиоприемных устройств в соответствии со сложившейся помеховой обстановкой, данные о которой представлены в ПЭВМ в виде вариационных рядов отношения сигнал/помеха и вероятности ошибки.

Время простоя канала связи в данном случае будет определяться только длительностью команд управления на изменение параметров, временем перестройки и синхронизации для конкретного типа аппаратуры и будет значительно меньше интервала квазистационарности канала связи.

Использование предлагаемого метода позволит уменьшить энергетические затраты на передачу информации по каналам радиосвязи в СВЧ-КВЧ-диапазонах, сократить время простоя каналов радиосвязи и повысить помехозащищенность передаваемой информации [202-204].

5.3 Анализ научно-технических предложений по реализации технологии повышения помехозащищенности в сравнении с существующими решениями

Подводя итог научно-техническим предложениям по реализации технологии повышения помехозащищенности, проведем сравнительный анализ предложенного в работе ортогонального кодирования и существующих решений, использующих кодированную модуляцию, ортогональные и квазиортогональные сигналы.

5.3.1 Системы связи с применением ортогональных кодов на основе матриц Адамара

Рассмотрим характеристики помехозащищенности системы связи, использующей разработанные в исследовании ортогональные коды, и системы связи с применением ортогональных кодов на основе матриц Адамара [87], в сочетании с ОФМ.

В данной системе при кодировании используются матрицы Адамара Hd_n порядка $n = 2k$, $k = 0, 1, \dots$. Они синтезируются по рекуррентной формуле

$Hd_n = \begin{pmatrix} Hd_{n/2} & Hd_{n/2} \\ Hd_{n/2} & Hd_{n/2} \end{pmatrix}$ из матрицы $Hd_2 = \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{pmatrix}$. В процессе кодирования

каждые k бит информации (из символов «0» и «1»), рассматриваемые как k -разрядное число v , преобразуются в v -тую строку матрицы Hd_n . Кодирование с помощью матриц Адамара дает возможность использовать прием в целом, при котором декодирование, реализуемое путем перемножения принятого вектора на матрицу Адамара, может быть осуществлено с помощью алгоритма быстрого преобразования Уолша-Адамара.

На рисунке 5.6 показано, что использование предложенных ортогональных кодов позволяет обеспечить энергетический выигрыш в 1,7 дБ при вероятности ошибки на бит 10^{-6} [205, 206].

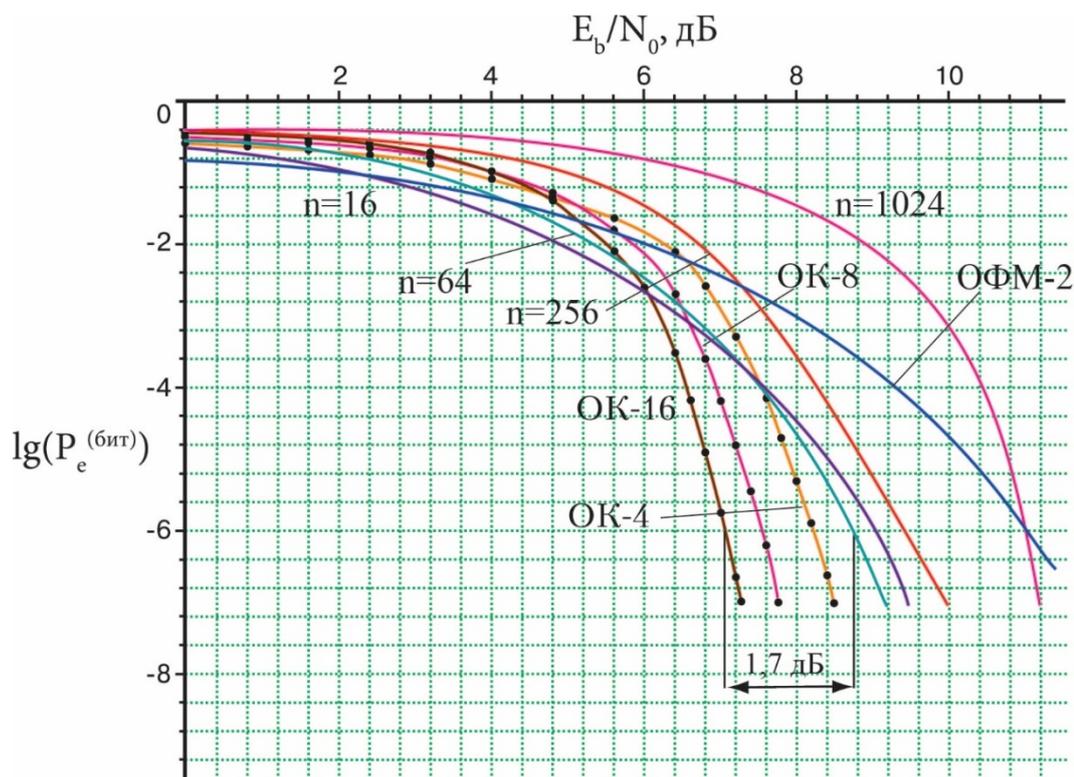


Рисунок 5.6 – Вероятности ошибки на бит в канале с АБГШ и двоичной ОФМ для схем с ортогональным кодированием на основе матриц порядка 4, 8, 16 и ортогональных кодов на основе матриц Адамара порядка 16, 64, 256, 1024

5.3.2 Системы связи с применением сигнально-кодовых конструкций Унгербоека

В 1982 г. Г. Унгербоек провел анализ сигнально-кодовых конструкций (СКК) на базе ОФМ и сверточного кода со скоростью $r = k/(k+1)$ [17]. По способу согласования модуляции и кодирования СКК Унгербоека относятся к конструкциям, полученным на основе разбиения ансамбля сигналов на вложенные подансамбли. При этом одна ветвь дерева разбиения кодируется символом «0», другая – «1». Считывание кодовой комбинации, соответствующей сигнальной точке на амплитудно-фазовой плоскости, осуществляется по построенному дереву снизу вверх. СКК Унгербоека имеют более высокие частотно-энергетические характеристики по сравнению с ранее использовавшимися СКК при сопоставимой сложности реализации, что определило их активное внедрение в телекоммуникационных системах. При этом правила построения СКК Унгербоека, хотя и снижают размерность

переборной задачи синтеза, не обеспечивают гарантированное построение СКК с максимальными частотно-энергетическими характеристиками. В то же время, основной целью работ в области синтеза систем сигналов и СКК является поиск таких способов их формирования и обработки, которые при заданных ограничениях на сложность устройств формирования и приема, а также временные задержки позволяли бы приблизиться к границе пропускной способности.

При построении многомерных СКК возникает проблема выбора манипуляционного кода, поскольку известные методы его построения (например, правила построения кодов Грея и разбиения ансамбля на вложенные подансамбли Унгербоека) не всегда позволяют согласовать евклидовы и хэмминговы расстояния. Именно с этим связаны многие проблемы построения многомерных СКК [207].

Рисунок 5.7 демонстрирует результаты имитационного моделирования [205-208] применения в канале с АБГШ и двоичной ОФМ ортогональных кодов на основе матриц порядка 4, 8, 16 и кодов Унгербоека для многочленов степеней 2, 3, 4 (кривые «У-2», «У-3», «У-4»). Показано, что использование ортогональных кодов позволяет обеспечить энергетический выигрыш минимум в 1,9 дБ при вероятности ошибки на бит 10^{-6} [115, 209].

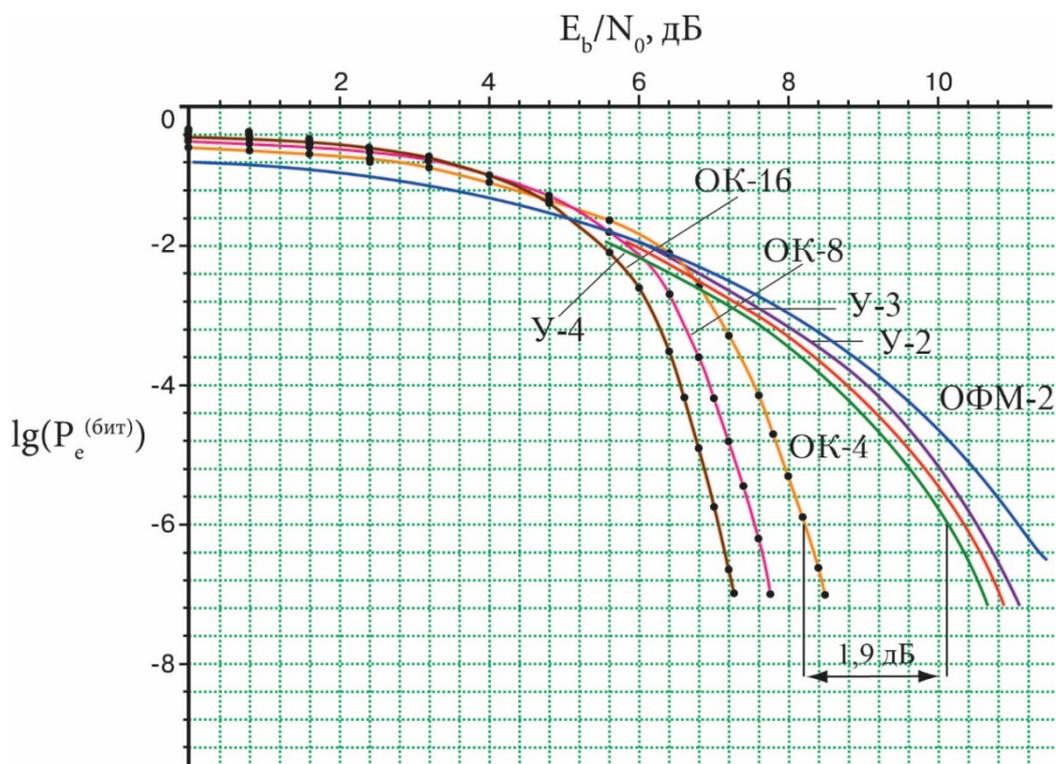


Рисунок 5.7 – Вероятности ошибки на бит в канале с АБГШ и двоичной ОФМ для схем с ортогональным кодированием на основе матриц порядка 4, 8, 16 и кодов Унгербоека для многочленов степеней 2, 3, 4

В 2014 г. Г. Гювенсен, Я. Таник и А. Йылмаз [90] предложили усовершенствовать подход Г. Унгербоека и рассмотреть обход по дереву с уменьшенным числом состояний, а также применить механизм обратной связи, что обеспечило более эффективное использование энергии передаваемых сигналов. Тем не менее, ортогональные коды по сравнению с кодами Унгербока для многочленов степеней 1 и 3 с уменьшенным числом состояний (без обратной связи – кривые «УМС-1», «УМС-3», с обратной связью – кривая «УМОС-1») при вероятности ошибки на бит 10^{-6} предоставляют энергетический выигрыш минимум в 1,6 дБ (рисунок 5.8) [205, 206].

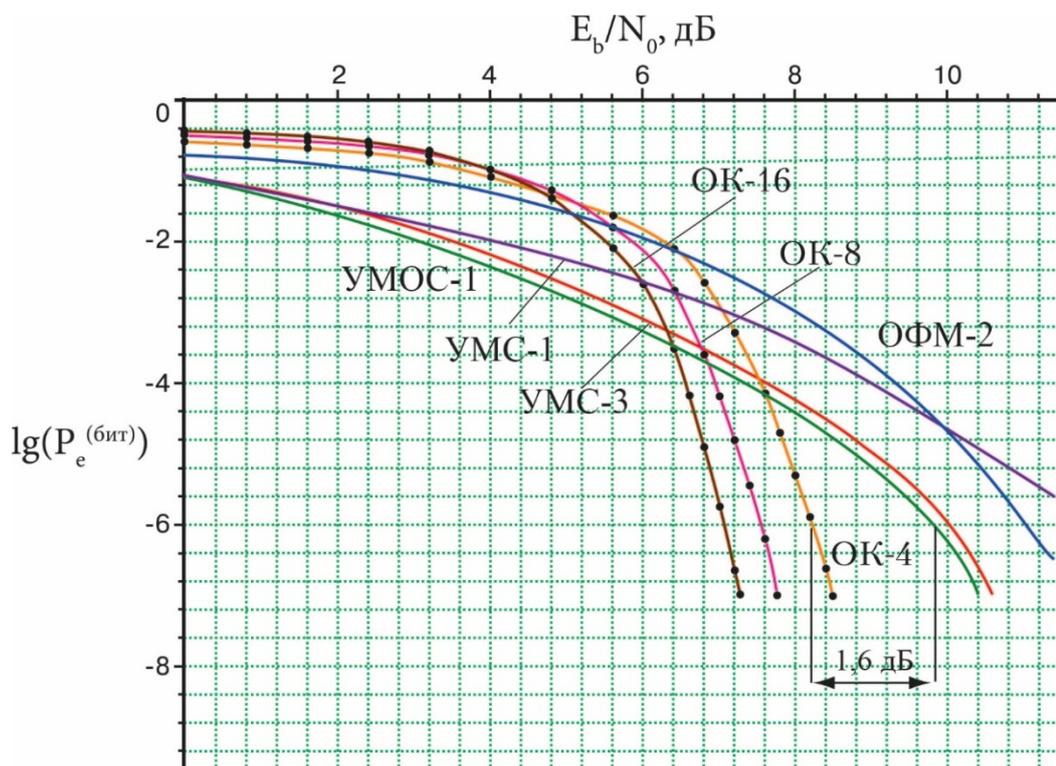


Рисунок 5.8 – Вероятности ошибки на бит в канале с АБГШ и двоичной ОФМ для схем с ортогональным кодированием на основе матриц порядка 4, 8, 16 и кодов Унгербоека для многочленов степеней 1, 3 с уменьшенным числом состояний

5.3.3 Системы связи с применением кодов с малой плотностью проверок на четность

Коды с низкой плотностью проверки на четность (LDPC-коды) были впервые предложены Р. Галлагером в 1962 году [210]. Его идея заключалась в том, что декодирующая матрица формировалась с помощью перестановки строк и столбцов при исключении при этом повторяющихся циклов в матрице. Реализация такого подхода был достаточно сложна и не находила применения долгое время.

Только в 1990-х годах М. Дэви и Д. Маккей предложили новый способ, предполагающий уменьшенную сложность реализации [211].

LDPC-коды – это линейные блочные коды, где количество ненулевых компонентов гораздо меньше, чем количество нулевых компонентов. Эффективность таких кодов зависит от многих параметров, например, от длины кода и скорости кодирования. Величина скорости будет показывать

степень избыточности кода: чем больше скорость, тем эффективнее алгоритм кодирования.

На рисунке 5.9 отображены полученные в результате имитационного моделирования [205-208] зависимости вероятности ошибки на бит от отношения сигнал/шум для двух LDPC-кодов, имеющих скорости кодирования $r = 5/6$ и $r = 7/8$, а также для системы с ортогональным кодированием ОК-4, ОК-8, ОК-16.

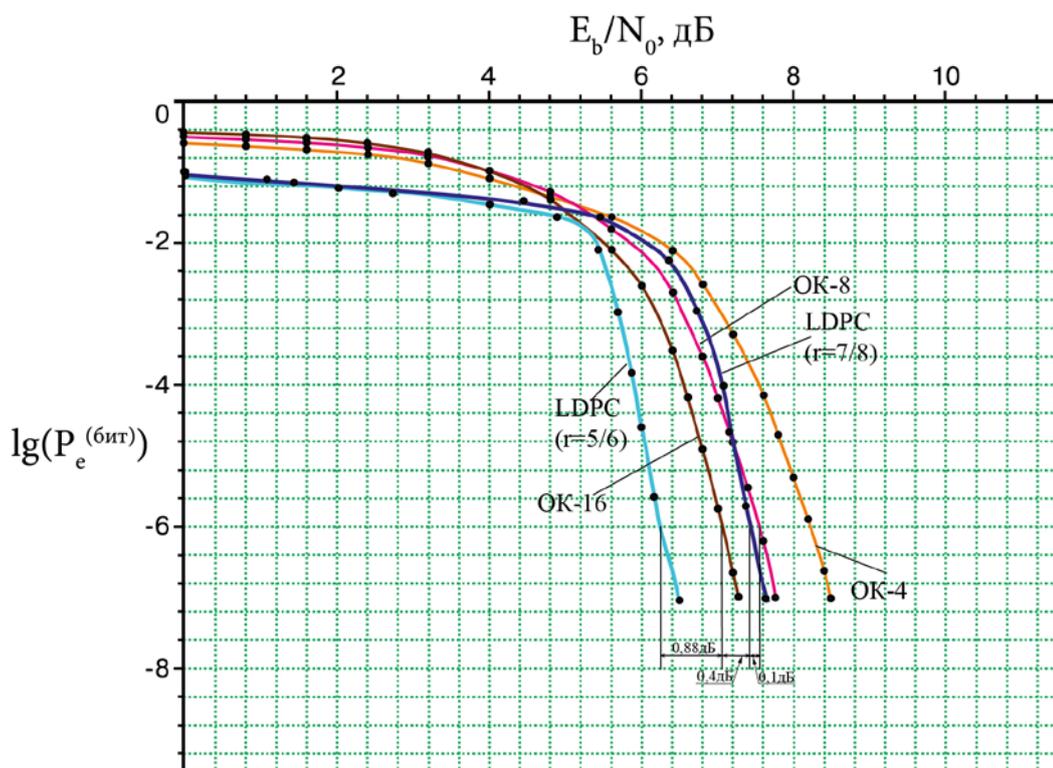


Рисунок 5.9 – Вероятности ошибки на бит в канале с АБГШ и двоичной ОФМ для схем с ортогональным кодированием на основе матриц порядка 4, 8, 16 и LDPC-кодов со скоростью кодирования 5/6 и 7/8

При вероятности ошибки на бит 10^{-6} LDPC-код со скоростью 5/6 обеспечивает энергетический выигрыш по отношению ко всем ортогональным кодам, в частности, в 0,88 дБ к коду ОК-16. При этом код ОК-16 обеспечивает энергетический выигрыш в 0,4 дБ по отношению к LDPC-коду со скоростью 7/8, поскольку его скорость кодирования ближе к единице, чем 5/6. Данный результат подтверждает практическую значимость разработанных в работе ортогональных кодов как кодов, практически не

вносящих избыточность и тем самым не требующих увеличения сложности приемо-передающей аппаратуры.

5.4 Выводы по главе 5

С учетом вышеизложенного, *научная новизна разработанных научно-технических предложений по реализации технологии повышения помехозащищенности телекоммуникационных систем* состоит в том, что в результате проведенного диссертационного исследования разработана методология повышения помехозащищенности телекоммуникационных систем посредством применения ортогональных кодов, обеспечивающих при высоком отношении сигнал/шум большие, по сравнению с известными, значения спектральной эффективности.

Практическая значимость сформулированных предложений подтверждается тем, что результаты исследования могут быть использованы в телекоммуникационных системах для практической реализации ортогонального кодирования, эффективность применения которого подтверждена количественными оценками и простыми процедурами кодирования и декодирования.

Ортогональное кодирование позволяет обеспечить требуемое качество передачи при меньших энергетических затратах. Энергетический выигрыш в отношении сигнал/шум, получаемый за счет более эффективного использования энергии передаваемых сигналов, достигается без увеличения сложности и, следовательно, стоимости устройств приема и передачи.

Техническая реализация ортогонального кодирования характеризуется невысокой сложностью. На каждом шаге процесс декодирования сводится к вычислению нескольких скалярных произведений отрезков принятого сообщения и строк декодирующей матрицы и сравнению с фиксированным (в данном случае, нулевым) порогом.

На рисунке 5.10 показаны не только зависимость скорости кодирования от отношения сигнал/шум для различных систем спутниковой связи, но и

зависимость скорости кодирования от отношения сигнал/шум для систем с ортогональным кодированием.

Для обеспечения вероятности ошибки на бит 10^{-5} в системах с ОФМ, АМ, КАМ и ортогональным кодированием на основе матриц порядка 16 требуется отношение сигнал/шум $E_b/N_0 = 6,82$ дБ. На рисунке 5.10 соответствующая точка обозначена как «ОК-16». При использовании кода планетарного стандарта (2,1,7) совместно с ортогональным кодом на основе матриц порядка 16 в системах с ОФМ вероятность ошибки на бит 10^{-5} обеспечивается при отношении сигнал/шум $E_b/N_0 = 3,98$ дБ. Тем самым достигнут энергетический выигрыш в 1,51 дБ по сравнению с применением только кода (2,1,7) практически при сохранении скорости кодирования. При использовании кода планетарного стандарта (3,1,7) совместно с ортогональным кодом на основе матриц порядка 16 в системах с ОФМ вероятность ошибки на бит 10^{-5} обеспечивается при отношении сигнал/шум $E_b/N_0 = 3,52$ дБ. Таким образом, получен энергетический выигрыш в 1,48 дБ по сравнению с применением только кода (3,1,7) практически при сохранении скорости кодирования. На рисунке 5.10 соответствующие точки обозначены как «Планетарный стандарт и ОК-16». При применении использовавшегося на станции «Маринер-7» блочного кода Рида-Малера со скоростью $r = 6/32$ и минимальным расстоянием Хэмминга между кодовыми словами $d_{\min} = 16$ совместно с ортогональным кодом на основе матриц порядка 16 вероятность ошибки на бит 10^{-5} обеспечивается при отношении сигнал/шум $E_b/N_0 = 4,98$ дБ. Видим, что в этом случае имеется энергетический выигрыш в 1,42 дБ по сравнению с использованием только кода Рида-Малера. На рисунке 5.10 соответствующая точка обозначена как «Маринер и ОК-16».

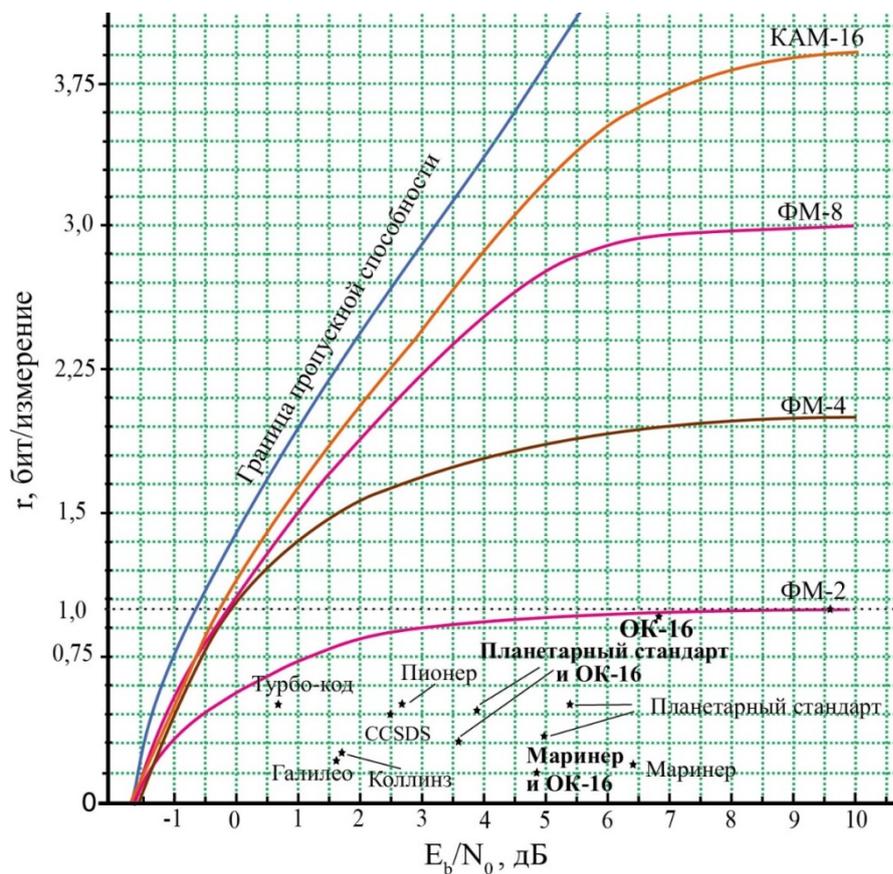


Рисунок 5.10 – Зависимость скорости кодирования от отношения сигнал/шум для различных систем спутниковой связи и систем с ортогональным кодированием (вероятность ошибки на бит 10^{-5})

Также в результате сравнительного анализа разработанного ортогонального кодирования и существующих решений с применением кодированной модуляции, ортогональных и квазиортогональных сигналов установлено, что ортогональные коды обеспечивают в канале с АБГШ при вероятности ошибки на бит 10^{-6} энергетический выигрыш:

- по сравнению с ортогональными кодами на основе матриц Адамара в 1,7 дБ;
- по сравнению с кодами Унгербоека в 1,9 дБ;
- по сравнению с кодами Унгербоека с уменьшенным числом состояний в 1,6 дБ;
- по сравнению с LDPC-кодом со скоростью кодирования 7/8 в 0,4 дБ.

Отметим, что в работе рассмотрены ортогональные коды, которые практически не содержат избыточности. Также наличествуют коды со

значительной избыточностью. Предполагается, что эти коды обеспечивают больший выигрыш в отношении сигнал/шум, но в данном исследовании они не анализируются.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В диссертационной работе получены следующие *результаты*, имеющие *научную новизну и практическое значение*:

1. Разработан метод синтеза декодирующих и кодирующих матриц на основе многочленов степени больше единицы для формирования кодовых последовательностей, обеспечивающих реализацию ортогонального кодирования, отличающийся свойством регулярности от случайного поиска отдельных пар матриц с применением комбинаторных методов и позволяющий обеспечить вероятность ошибки благодаря выбору параметров матриц. Доказана корректность метода синтеза. Доказана теорема об эквивалентности полиномиальной кодирующей и декодирующей матриц и канонических матриц диагонального вида.

2. Получен класс ортогональных кодов, построенных, в отличие от существующих, на основе синтезированных кодирующих матриц, обеспечивающих повышение помехозащищенности сигналов, передаваемых по каналам телекоммуникационных систем, при большем количестве исправляемых ошибок по сравнению с существующими аналогичными решениями. Полученные коды практически не вносят избыточность и не увеличивают сложность приема-передающей аппаратуры. Построена решетчатая диаграмма ортогонального кода на основе матриц порядка 4 глубины 2 и многочленов второй степени. Для этого кода определено свободное расстояние, равное 24, и, следовательно, максимально возможный энергетический выигрыш, равный 13,8 дБ. Результаты имитационного моделирования подтвердили истинность данного теоретического предположения.

3. Разработан комплекс моделей каналов передачи информации телекоммуникационных систем, использующих предложенное ортогональное кодирование.

3.1. Модели каналов с применением ортогонального кодирования позволили оценить уменьшение результирующей вероятности ошибки за счет

использования ортогонального кодирования. Максимальный энергетический выигрыш составил: в канале с АБГШ – 4,50 дБ при вероятности ошибки на бит 10^{-6} , в канале с АБГШ и случайной фазой – 3,31 дБ при вероятности ошибки на бит 10^{-6} , в канале с АБГШ и неселективными по частоте и медленными замираниями – 22,74 дБ при вероятности ошибки на бит 10^{-4} , в канале с АБГШ и рэлеевскими замираниями – 22,50 дБ при вероятности ошибки на бит 10^{-4} , в канале с АБГШ и райсовскими замираниями – 15,60 дБ при вероятности ошибки на бит 10^{-4} .

3.2. Модели каналов с совместным применением ортогонального и помехоустойчивого кодирования (блокового и сверточного) позволили оценить в каналах с АБГШ уменьшение результирующей вероятности ошибки по сравнению с использованием только ортогональных или только помехоустойчивых кодов – от 1,54 до 3,33 дБ при вероятности ошибки на бит 10^{-6} .

4. Сформулированы научно-технические предложения по реализации технологии повышения помехозащищенности телекоммуникационных систем при высоком отношении сигнал/шум для достижения требуемой спектральной эффективности.

Ортогональные коды также обеспечивают энергетический выигрыш по сравнению со следующими техническими решениями, применяющими кодированную модуляцию, ортогональные и квазиортогональные сигналы:

- на основе матриц Адамара в канале с АБГШ при вероятности ошибки на бит 10^{-6} – в 1,7 дБ;
- с кодами Унгербоека в канале с АБГШ при вероятности ошибки на бит 10^{-6} – в 1,9 дБ;
- с кодами Унгербоека с уменьшенным числом состояний в канале с АБГШ при вероятности ошибки на бит 10^{-6} – в 1,6 дБ;
- с LDPC-кодом со скоростью кодирования 7/8 в канале с АБГШ при вероятности ошибки на бит 10^{-6} – в 0,4 дБ.

Таким образом, решены все задачи, поставленные для достижения сформулированной в работе цели. В результате исследования *разработано ортогональное кодирование как метод повышения помехозащищенности каналов передачи информации телекоммуникационных систем при минимальном изменении скорости кодирования*. Следовательно, цель работы достигнута.

Ортогональное кодирование позволяет обеспечить требуемое качество передачи при меньших энергетических затратах. Энергетический выигрыш в отношении сигнал/шум, получаемый за счет более эффективного использования энергии передаваемых сигналов, достигается без увеличения сложности устройств приема и передачи. Для передачи одного символа аккумулируется энергия нескольких символов.

Разработанное ортогональное кодирование отличается простой технической реализацией: на каждом шаге процесс декодирования сводится к вычислению нескольких скалярных произведений и сравнению с фиксированным (в данном случае нулевым) порогом.

Предложенный способ ортогонального кодирования можно рассматривать как разновидность приема в целом сигналов M -кратной модуляции с оптимальным выбором манипуляционного кода. Оптимизация достигается путем усреднения вероятности ошибки по всем разрядам M -ичного кода. Предложенный способ кодирования и построения устройств приема и передачи может найти применение в телекоммуникационных системах.

В результате проведенных в диссертационной работе исследований решена важная научно-техническая проблема использования ортогонального кодирования для разработки помехозащищенных телекоммуникационных систем, обеспечивающих при высоком отношении сигнал/шум передачу с близкой к предельно возможной спектральной эффективностью.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Волков, Л.Н. Системы цифровой радиосвязи: базовые методы и характеристики: Учеб. пособие. / Л.Н. Волков, М.С. Немировский, Ю.С. Шинаков. – Москва: Эко-Трендз. – 2005. – 392 с.
2. Макаренко, С.И. Помехозащищенность систем связи с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты: Монография. / С.И. Макаренко, М.С. Иванов, С.А. Попов. – Санкт-Петербург: Свое издательство. – 2013. – 166 с.
3. Борисов, В.И. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигнала методом псевдослучайной перестройки рабочей частоты / В.И. Борисов, В.М. Зинчук, А.Е. Лимарев [и др.]; Под ред. В.И. Борисова // Москва: Радио и связь. – 2000. – 384 с.
4. Прокис, Дж. Цифровая связь / Дж. Прокис // Под ред. Д.Д. Кловского; Пер. с англ. Москва: Радио и связь. – 2000. – 800 с.
5. Семисошенко, М.А. Управление частотновременным ресурсом радиолинии с программной перестройкой рабочей частоты в условиях воздействия случайных помех / М.А. Семисошенко, А.В. Пшеничников // Информация и космос. – 2006. – С. 40-43.
6. Скляр, Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение: под ред. А.В. Назаренко; пер. с англ. / Б. Скляр // Москва: Вильямс. – 2003. – 1104 с.
7. Феер, К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра / К. Феер // Под ред. В.И. Журавлева; Пер. с англ. // Москва: Радио и связь. – 2000. – 520 с.
8. Anderson, H.S. Fixed Broadband Wireless System Design. / H.S. Anderson // Wiley. – 2003. – 510 p.
9. Astar, S. Throughput Enhancement of DirectSequence Spread-Spectrum Packet Radio Networks too Adaptive Power Control / S. Astar, Y. Yu-Dong, C. Shiain // IEEE Transactions on Communications. – 1994. – Vol. 42. – N 2. – P. 884- 890.

10. Chandler, G. Development and Evaluation of an LPI Figure of Merit for Direct-Sequence and Frequency-Hopping Systems / G. Chandler // IEEE Milcom'89, Commun. Conf. Boston. – 1989. – Vol. 2. – P. 20-23.
11. Interoperability and Performance Standards for Medium and High Frequency Radio Systems. MIL-STD-188-141 B. – 2001.
12. Mehrota, A. Analog and Digital Systems / A. Mehrota // Artech House. London. – 1996. – 205 p.
13. Simon, M. Spread Spectrum Communication (Frequency-Hopping Communication) / M. Simon, J. Omura, R. Scholtz, B. Levitt. Rockville MD: Computer Science Press. – 1989. – Vol. 1. – 423 p.
14. Lan, C. Capture models for mobile radio lines with FHS / C. Lan // ICC'90. – Vol. 3. – P. 1226-1230.
15. Lee, W. Overview of cellular SFH / W. Lee // IEEE Trans. Veh. Tech. – 1991. – Vol. VT-40. – P. 291-302.
16. Борисов, В.И Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов модуляцией несущей псевдослучайной последовательностью/ В.И. Борисов, В.М. Зинчук, А.Е. Лимарев [и др.] // Москва: Радио и связь. – 2003. – 640 с.
17. Ungerboeck, G. Cannel Coding with Multilevel/Phase Signals / G. Ungerboeck // IEEE Trans. on Information Theory. – Jan. 1982. – Vol. IT-40. – P. 55-67.
18. Рабин, А.В. Использование ортогонального кодирования для повышения помехоустойчивости систем передачи информации. Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук / А.В. Рабин // Санкт-Петербург: ГУАП. – 2008. – 200 с.
19. Комашинский, В.И. Системы радиосвязи с пакетной передачей информации. Основы моделирования / В.И. Комашинский, А.В. Максимов. – Москва: Горячая линия. Телеком. – 2003. – 173 с.
20. Головин, О.В. Декаметровая радиосвязь / О.В. Головин. – Москва: Радио и связь. – 1990. – 240 с.

21. Банди, Б.Д. Методы оптимизации. Вводный курс / Б.Д. Банди. – Москва: Радио и связь. – 1988. – 128 с.
22. Таха, Х. Введение в исследование операций: В 2-х кн. Кн. 1, 2 / Х. Таха. – Москва: Мир. – 1985. – 479. – 496 с.
23. Быков, В.В. Критерий и возможности массового заградительного радиоподавления РЭС в условиях высокой неопределенности их характеристик / В.В. Быков // Радиотехника. – 2000. – № 6. – С. 49-52.
24. Бусленко, Н.П. Лекции по теории сложных систем. / Н.П. Бусленко, В.В. Калашников, И.Н. Коваленко // Москва: Сов. Радио. – 1973. – 440 с.
25. Финк, Л.М. Теория передачи дискретных сообщений / Л.М. Финк. – Москва: Сов. Радио. – 1970. – 718 с.
26. Френкс, Л. Теория сигналов / Л. Френкс; пер. с англ. – Москва: Сов. Радио. – 1974. – 344 с.
27. Андронов, И.С. Передача дискретных сообщений по параллельным каналам / И.С. Андронов, Л.М. Финк. – Москва: Сов. Радио. – 1971. – 408 с.
28. Зюко, А.Г. Помехоустойчивость и эффективность систем связи / А.Г. Зюко. – Москва: Связь. – 1972. – 360 с.
29. Бурлов, В.Г. Синтез модели и способов функционирования системы в условиях конфликта / В.Г. Бурлов, Е.А. Зенина, А.В. Матвеев // Научно-технические ведомости Санкт-Петербургского государственного политехнического университета. Телекоммуникации. Управление. – 2012. – Т. 3. – № 150. – С. 72-79.
30. Архипкин, В.Я. Сравнительная помехоустойчивость систем связи с широкополосными и узкополосными сигналами / В.Я. Архипкин, К.А. Мешковский // Информация и космос. – 2006. – С. 23- 27.
31. Гужва, А.Ю. Методика трансформации сигнального созвездия КАМ-16 с изменение его формы / А.Ю. Гужва, С.В. Дворников, А.А. Русин, А.В. Пшеничников. – Электросвязь. – 2015. – № 2. – С. 28-31.
32. Дворников, С.В. Демодуляция сигналов ОФТ на основе адаптивного порога / С.В. Дворников, А.А. Устинов, А.В. Пшеничников, В.В. Борисов,

А.Г. Москалец, Д.А. Бурыкин // Вопросы радиоэлектроники. Серия: Техника телевидения. – 2013. – № 2. – С. 90-97.

33. Дворников, С.В. Повышение помехоустойчивости сигналов КАМ-16 с трансформированными созвездиями / С.В. Дворников, А.А. Русин, А.С. Дворников // Вопросы радиоэлектроники. Серия: Техника телевидения. – 2014. – № 2. – С. 51-56.

34. Дворников, С.В. Структурно-функциональная модель сигнального созвездия с повышенной помехоустойчивостью / С.В. Дворников, А.В. Пшеничников, Д.А. Бурыкин // Информация и космос. – 2015. – № 2. – С. 4-7.

35. Дворников, С.В. Помехоустойчивая модель сигнала КАМ-16 с трансформированным созвездием / С.В. Дворников, А.В. Пшеничников, С.С. Манаенко // Информационные технологии. – 2015. – Т. 21. – № 9. – С. 685-689.

36. Дворников, С.В. Теоретические положения повышения помехоустойчивости сигнально-кодовых конструкций квадратурных сигналов / С.В. Дворников, А.В. Пшеничников, С.С. Манаенко, Д. А. Бурыкин, Д. А. Кузнецов // Информация и космос. – 2015. – № 3. – С. 13-16.

37. Дворников, С.В. Теоретическое обоснование синтеза ансамбля биортогональных сигналов с повышенной помехоустойчивостью / С.В. Дворников, Д.А. Кузнецов, Д.А. Кожевников, А.В. Пшеничников, С.С. Манаенко, Д.А. Бурыкин // Вопросы радиоэлектроники. Серия: Техника телевидения. – 2015. – № 5. – С. 16-20.

38. Дворников, С.В. Теоретические положения трансформации констелляционных диаграмм сигнальных конструкций / С.В. Дворников, А.А. Погорелов, А.В. Пшеничников, Г.Ю. Литкевич // Вопросы радиоэлектроники. Серия: Техника телевидения. – 2015. – № 6. – С. 119-126.

39. Дворников, С.В. Спектрально-эффективные сигналы с непрерывной фазой / С.В. Дворников, С.С. Манаенко, А.В. Пшеничников, // Вестник

- воронежского государственного технического университета. – 2016. – Т. 12. – № 2. – С. 87-93.
40. Дворников, С.В. Обобщенная функциональная модель радиолинии с управлением ее частотным ресурсом / С.В. Дворников, А.В. Пшеничников, А.А. Русин // Вопросы радиоэлектроники. Серия: Техника телевидения. – 2016. – № 3. – С. 49-56.
41. Вентцель, Е.С. Теория вероятностей / Е.С. Вентцель. – Москва: Физматиз. – 1962. – 564 с.
42. Сикарев, А.А. Оптимальный прием дискретных сообщений / А.А. Сикарев, А.И. Фалько – Москва: Связь. – 1978. – 328 с.
43. Передача информации с обратной связью / Под ред. З.М. Каневского. – Москва: Связь. – 1976. – 352 с.
44. Пятков, В.В. Методика анализа динамических ошибок в комбинированных телевизионных следящих системах / В.В. Пятков, А.В. Мелешко // Вопросы радиоэлектроники. Серия: Техника телевидения. – 2010. – № 1. – С. 67-71.
45. Сиверс, М.А., Исследование влияния внутрисистемных помех на многоинтервальных линейных трассах цифровых радиорелейных линий / М.А. Сиверс, Д.А. Данилович // Научно-технические ведомости Санкт-Петербургского государственного политехнического университета. Телекоммуникации. Управление. – 2008. – Т. 6. – № 69. – С. 75-78.
46. Пятков, В.В., Методика оценки динамической точности телевизионных следящих систем / В.В. Пятков, А.В. Мелешко // Вопросы радиоэлектроники. Серия: Техника телевидения. – 2009. – № 2. – С. 93-102.
47. Shannon, C.E. A mathematical theory of communication / C.E. Shannon // Bell Syst. Tech. J. – Vol. 27. – P. 379-423 and P. 623-656, July and Oct. 1948.
48. Хинчин, А.Я. Об основных теоремах информации / А.Я. Хинчин // Успехи математических наук. – 1956. – т. 11. – вып. 1.

49. Costello, Daniel J., Applications of Error-Control Coding / Daniel J. Costello, J. Hagenauer, H. Imai, Stephen B. Wicker // IEEE Transactions On Information Theory. – October 1998. – Vol. 44. – No. 6. – P. 2384-2415.
50. Wozencraft, J.M. Principles of Communication Engineering / J.M. Wozencraft, I.M. Jacobs. – New York: Wiley. – 1965.
51. Мельников, В.С. Вопросы теории помехоустойчивости телеграфных систем / В.С. Мельников // Доклад (материалы диссертации на соискание степени д.т.н.). – Москва. – ГНИИ. – 1962.
52. Hamming, R.W. Error detecting and error correcting codes / R.W. Hamming // Bell Syst. Tech. J. – 1950. – Vol. 29. – P. 147-150.
53. Окунев, Ю.Б. Теория фазоразностной модуляции / Ю.Б. Окунев. – Москва: СВЯЗЬ. – 1979.
54. Fourney, G.D. Multidimensional constellations, Part 1: introduction, figures of merit and generalized cross constellations / G.D. Jr. Fourney, L.F. Wei.// IEEE J. Select Areas Comm. – Aug. 1989. – Vol. 7. – P. 877-892.
55. Green, R.R. A serial orthogonal decoder / R.R. Green // Jet Propulsion Laboratory Space Programs Summary. – June 1966. – Vol. IV. – No. 37-39. – P. 247-251.
56. Wozencraft, J.M. Sequential decoding / J.M. Wozencraft, B. Reifen, // Cambridge, MA: MIT Press. – 1961.
57. Fano, R.M. A heuristic discussion of probabilistic decoding / R.M. Fano // IEEE Trans. Inform. Theory. – Apr. 1963. – Vol. IT-9. – P. 64-74.
58. Massey, J.L. Deep-space communication and coding: a marriage made in heaven / J.L. Massey // Lecture notes on Control and Information Sciences 82 Bonn, J. Hagenauer Ed.: Springer Verlag. – 1992.
59. Lin, S. Some results on binary convolutional code generators / S. Lin, H. Lyne // IEEE Transactions On Information Theory. – June 1966. – Vol. IT-13. – P. 134-139.

60. Massey, J.L. Nonsystematic convolutional codes for sequential decoding in space applications / J.L. Massey, D.J.Jr. Costello // IEEE Trans. Commun. Technol. – Oct. 1971. – Vol. COM-19. – P. 806-813.
61. Viterbi, A.J. Error bounds for convolutional codes and an asymptotically optimum decoding algorithm / A.J. Viterbi // IEEE Transactions on information theory. – April 1967. – Vol. IT-13.
62. Viterbi, A.J. A pragmatic approach to trellis-coded modulation / A.J. Viterbi, J.K. Wolf, E. Zehavi, R. Padovani // IEEE Transactions on communications Mag. – July 1989. – Vol. 27.
63. Fettweis, G. High-speed parallel viterbi decoding: Algorithm and VLSI-architecture / G. Fettweis, H. Meyr // IEEE Communications Mag. – May 1991. – Vol. 29. – P. 46-55.
64. Fourny, G.D.Jr. Concatenated codes / G.D.Jr. Fourny // Cambridge, MA: MIT Press. – 1966.
65. Consultative Committee for Space Data Systems. Recommendations for space data standard: Telemetry channel coding. Blue book. – Jan 1987. – Iss. 2. – CCSDS. – 101.0-B2.
66. McEliece, R.J. Reed-Solomon codes and the exploration of the solar system / R.J. McEliece, L. Swanson // Reed-Solomon codes and their applications. – 1994.
67. Berlekamp, E.R. Algebraic coding theory / E.R. Berlekamp. – NY: McGraw-Hill. – 1968.
68. Massey, J.L. Shift register synthesis and BCH decoding / J.L. Massey // IEEE Transactions On Information Theory. – Jan. 1969. – Vol. IT-15. – P. 122-127.
69. Collins, O.M. The subtleties and intricacies of building a constraint length 15 convolutional decoder / O.M. Collins // IEEE transactions on communications. – Dec 1992. – Vol. 40. – P. 1810-1819.
70. Paaske, E. Improved decoding for a concatenated coding system recommended by CCSDS / E. Paaske // IEEE transactions on communications. – Aug. 1990. – Vol. COM-38. – P. 1138-1144.

71. Collins, O.M. Determinate state convolutional codes / O.M. Collins, M. Hizlan // IEEE transactions on communications. – Dec 1993. – Vol. 41. – P. 1785-1794.
72. Hagenauer, J. Matching Viterbi decoders and Reed-Solomon decoders in concatenated systems / J. Hagenauer, E. Offer, L. Papke. – NY: IEEE Press. – 1994.
73. Berrou, C., Near Shannon limit error-correcting coding and decoding: Turbo codes / C. Berrou, A. Glavieux, P. Thitimajshima // IEEE int. communications conf. Geneva. – May 1993.
74. Морелос-Сарагоса, Р. Искусство помехоустойчивого кодирования. Методы, алгоритмы, применение / Р. Морелос-Сарагоса. – Москва: Техносфера. – 2005.
75. FranceTelecom [Электронный ресурс]: Каталог продуктов компании. – Режим доступа: <http://www.rd.francetelecom.fr/en/brevets/tc.php>, свободный.
76. US Patent 5,446,747.
77. Васильев, В.И. Турбокод – основные характеристики, особенности применения и моделирования / В.И. Васильев, Т.Х. Хоанг // Вестник ВГУ, серия: физика, математика. – 2004. – № 2.
78. CCSDS 101.0-B-4: Telemetry Channel Coding. Blue Book. Issue 4. May 1999. – Режим доступа: <http://www.ccsds.org>, свободный.
79. Brengarth, N. DVB-RCS turbo code on a commercial OPB satellite payload: Skyplex / N. Brengarth, R. Novello, N. Pham, V. Piloni, J. Tusch // 2nd International Symposium on turbo codes. – Brest. – Sept. 2000.
80. Douillard, C. The turbo code standard for DVB-RCS / C. Douillard, M. Jezequel, C. Berrou, N. Brengarth, J. Tusch, N. Pham // 2nd International Symposium on turbo codes. – Brest. – Sept. 2000.
81. TurboConcept [Электронный ресурс]: Каталог продуктов компании / TC1000: Industry reference DVB-RCS turbo decoder. – Режим доступа: http://www.turboconcept.com/prod_tc1000.php, свободный.
82. Fourney, G.D. Coding and its application in space communication / G.D. Fourney // IEEE Spectrum. – June 1970. – Vol. 7. – P. 47-58.

83. Wicker, S.B. Deep space applications / S.B. Wicker // CRC handbook on coding theory. Boca Raton. – 1998. – FL: CRC. – ch. 25.
84. Мирончиков, Е.Т. Об арифметических корректирующих кодах / Е.Т. Мирончиков, В.Д. Колесник // Москва: Радиотехника и электроника. Том VIII. – 1963.
85. Шехунова, Н.А. Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук / Н.А. Шехунова. – Ленинград: ЛИАП. – 1972.
86. Güvensen, A. Reduced-State Ungerboeck Type MAP Receiver with Bidirectional Decision Feedback for M-ary Quasi Orthogonal Signaling / A. Güvensen, Y. Tanik, A. Yilmaz // IEEE Trans. on Communications. – Feb. – 2014.
87. Зайцев, Г.В. Потери в отношении сигнал/шум в системе связи, использующей двоичную дифференциальную фазовую модуляцию и ортогональное кодирование / Г.В. Зайцев // Цифровая обработка сигналов. – 2014. – № 69. – С. 15-20.
88. Rabin, A. Co-modeling of embedded networks using SystemC and SDL: From theory to practice / V. Olenev, A. Rabin, I. Lavrovskaya, S. Balandin, P. Morozkin, M. Gillet. – DOI: 10.4018/978-1-4666-6034-2.ch009 // Advancing Embedded Systems and Real-Time Communications with Emerging Technologies. – IGI Global. – 2014. – P. 206-233.
89. Rabin, A. Co-modeling of embedded networks using SystemC and SDL / S. Balandin, M. Gillet, I. Lavrovskaya, V. Olenev, A. Rabin, A. Stepanov. – DOI: 10.4018/978-1-4666-2776-5.ch002 // Adoption and Optimization of Embedded and Real-Time Communication Systems. – IGI Global. – 2013. – P. 23-45.
90. Rabin, A. Placement of plug-and-play network managers in SpaceWire networks: SpaceWire networks and protocols / К. Rozhdestvenskaya, L. Kurbanov, Y. Sheynin, A. Rabin. [et al]. – DOI: 10.1109/SpaceWire.2016.7771623 // Proceedings of the 2016 7th International SpaceWire Conference. – 2016. – Номер статьи 7771623.

91. Rabin, A. System level modeling of dynamic reconfigurable system-on-chip / E. Suvorova, N. Matveeva, A. Rabin, V. Rozanov. – DOI: 10.1109/FRUCT.2015.7117996 // 17th Conference of Open Innovation Association, FRUCT. – 2015. – P. 222-229. – Номер статьи 7117996.
92. Rabin, A. Co-modeling of embedded networks using SystemC and SDL / S. Balandin, M. Gillet, I. Lavrovskaya, V. Olenov, A. Rabin, A. Stepanov. – DOI: 10.4018/jertcs.2011010102 // International Journal of Embedded and Real-Time Communication Systems. – 2011. – Volume 2. – Issue 1. – P. 23-48.
93. Слюсар, В. Системы ММО: Принципы построения и обработки сигналов / В. Слюсар // Электроника: наука, технология, бизнес. – 2005. – № 8. – С. 52-58.
94. Рабин, А.В. Арифметическое кодирование для кодового объединения и кодового разделения двоичных каналов / А.В. Рабин // Седьмая научная сессия аспирантов ГУАП. Сб. докл. Санкт-Петербург: ГУАП. – 2004. – С. 242-243.
95. Рабин, А.В. О каскадном кодовом разделении двоичных каналов / А.В. Рабин // Восьмая научная сессия ГУАП. Сб. докл. Санкт-Петербург: ГУАП. – 2005. – С. 331-334.
96. Рабин, А.В. О реализации кодирующих и декодирующих устройств, осуществляющих арифметическое кодовое разделение двоичных каналов / А.В. Рабин // Седьмая научная сессия аспирантов ГУАП. Сб. докл. Санкт-Петербург: ГУАП. – 2004. – С. 243-246.
97. Рабин, А.В. Каскадное арифметическое кодовое разделение двоичных каналов / А.В. Рабин, Е.Т. Мирончиков // Третий международный симпозиум «Аэрокосмические приборные технологии». Сборник материалов. – 2004. – С. 247-250.
98. Сергеев, О.А., Система обмена информацией с кодовым разделением каналов. Образование и бизнес: российская практика и зарубежный опыт / О.А. Сергеев, Е.Т. Мирончиков // Материалы 5 секции X Международного банковского конгресса и Международной научно-практической конференции (8 июня 2001 г., Санкт-Петербург). – 2001.

99. Мироновский, Л.А. Стрип-метод преобразования изображений и сигналов / Л.А. Мироновский, В.А. Слаев // Санкт-Петербург: Политехника. – 2006. – 163 с.
100. Ахмед, Н. Ортогональные преобразования при обработке цифровых сигналов / Н. Ахмед, К.Р. Рао // Под ред. И.Б. Фоменко; пер. с англ. – Москва: Связь. – 1980. – С. 130-132.
101. Востриков, А.А. Матрицы Адамара-Мерсенна как базис ортогональных преобразований в маскировании видеоизображений / А.А. Востриков, Ю.Н. Балонин // Известия высших учебных заведений. Приборостроение. – 2014. – т. 57. – № 1. – С. 15-19.
102. Балонин, Н.А. О расширении ортогонального базиса в задачах сжатия видеоизображений / Н.А. Балонин, М.Б. Сергеев // Вестник компьютерных и информационных технологий. – 2014. – № 2. – С. 11-18.
103. Шеремет, И.А. Обработка изображений с помощью целочисленных ортогональных преобразующих матриц / И.А. Шеремет, В.Д. Лебедев, А.П. Рукин // Цифровая обработка сигналов. – 2014. – № 4. – С. 45-52.
104. Сергеев, А.М. Ортогональные матрицы симметричных структур для задач обработки изображений / А.М. Сергеев, Н.Ш. Блаунштейн // Информационно-управляющие системы. – 2017. – № 6 (91). – С. 2-8.
105. Рабин, А.В. Ортогональное кодирование и его использование с фазоразностной модуляцией / А.В. Рабин, Е.Т. Мирончиков // Программные продукты и системы. – 2007. – № 3 (сент). – С. 77-80.
106. Мирончиков, Е.Т. Методика цифрового маркирования аудиосигналов для скрытой акустической связи через воздушный аудиоканал / М.В. Гофман, А.А. Корниенко, Е.Т. Мирончиков // Известия Петербургского университета путей сообщения. – 2018. – Т. 15. – № 2. – С. 280-294.
107. Мирончиков, Е.Т. Сверточные коды с алгебраическим декодированием / Е.М. Титова, Е.Т. Мирончиков // Программные продукты и системы. – 2008. – № 4. – С. 52.

108. Гофман, М.В. Модели многоантенных систем связи и метод помехоустойчивого пространственного кодирования. Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук / М.В. Гофман // Санкт-Петербург: ПГУПС. – 2012. – 166 с.
109. Блейхут, Р. Теория и практика кодов, контролирующих ошибки / Р. Блейхут // Москва: Мир. – 1986.
110. Мак-Вильямс, Ф.Д. Теория кодов, исправляющих ошибки / Ф.Д. Мак-Вильямс, Н.Д.А. Слоэн // Москва: Связь. – 1979.
111. Рабин, А.В. Разработка класса системных и обратных системных матриц, обеспечивающих повышение помехоустойчивости спектрально-эффективных модуляционных схем на основе ортогонального кодирования / А.В. Рабин, С.В. Мичурин, В.А. Липатников // Вопросы радиоэлектроники. – 2018. – № 10/2018. – Серия «Общетехническая» (ОТ). – выпуск 6. – С. 75-79.
112. Рабин, А.В. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2018660770 Российская Федерация. Программная реализация алгоритма синтеза класса системных и обратных системных матриц, обеспечивающих выполнение ортогонального кодирования: № 2018618185: дата поступления 02.08.2018: дата гос. регистрации в Реестре программ для ЭВМ 28.08.2018 / А.В. Рабин; правообладатель ГУАП – 1 с.
113. Рабин, А.В. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2021611497 Российская Федерация. Синтез кодирующих и декодирующих матриц на основе многочленов второй степени для формирования кодовых последовательностей, обеспечивающих реализацию ортогонального кодирования : № 2021610746 : дата поступления 29.01.2021 : дата гос. регистрации в Реестре программ для ЭВМ 29.01.2021 / А.В. Рабин; правообладатель ГУАП – 1 с.
114. Рабин, А.В. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2021611498 Российская Федерация. Синтез кодирующих и декодирующих матриц на основе многочленов третьей степени для формирования кодовых последовательностей, обеспечивающих реализацию

ортогонального кодирования : № 2021610747 : дата поступления 29.01.2021 : дата гос. регистрации в Реестре программ для ЭВМ 29.01.2021 / А.В. Рабин; правообладатель ГУАП – 1 с.

115. Рабин, А.В. Помехоустойчивость систем цифровой связи с ортогональным кодированием и многопозиционной модуляцией : монография / А.В. Рабин – Санкт-Петербург: ГУАП. – 2019. – 157 с. – ISBN 978-5-8088-1431-8.

116. Ахо, А. Построение и анализ вычислительных алгоритмов / А. Ахо, Д. Хопкрофт, Д. Ульман // Москва: Мир. – 1979.

117. Рабин, А.В. Реализация кодирующих и декодирующих устройств в телекоммуникационных системах с ортогональным кодированием / А.В. Рабин. – DOI: 10.18127/j20700784-201812-24 // Успехи современной радиоэлектроники. – 2018. – № 12. – С. 116-120.

118. Рабин, А.В. О реализации кодирующих и декодирующих устройств в телекоммуникационных системах с ортогональным кодированием / А.В. Рабин // Сб. докл. V Всероссийской научно-технической конференции «Системы связи и радионавигации». – г. Красноярск. – 2018 г. – С. 222-226.

119. Rabin, A.V. Encoding and Decoding Schemes in Communication Systems using Orthogonal Coding for Noise Immunity's Increase / A.V. Rabin. – DOI: 10.1109/WECNF.2019.8840610 // 2019 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems, WECNF. – 2019. – Saint-Petersburg: IEEE Xplore. – Номер статьи 8840610.

120. Rabin, A.V. Design of encoding and decoding devices in infocommunication systems with orthogonal coding / A.V. Rabin. – DOI: 10.1088/1742-6596/1515/5/052077 // Journal of Physics: Conference Series. – 2020. – Volume 1515. – Номер статьи 052077.

121. Rabin, A.V. Design of encoding and decoding devices in infocommunication systems with orthogonal coding / A.V. Rabin // Сб. докл. Международной конференции «Метрологическое обеспечение инновационных технологий»

- («International Conference on Metrological Support of Innovative Technologies»).
- ICMSIT-2020. – г. Красноярск. – 2020 г.
122. Meyr, H. Digital Communication Receivers, Vol. 2: Synchronization, Channel Estimation, and Signal Processing / H. Meyr, M. Moeneclaey, S.A. Fechtel // Wiley-Interscience. – 1997.
123. Гуткин, Л. С. Теория оптимальных методов радиоприема при флуктуационных помехах / Л.С. Гуткин // Москва: Госэнергоиздат. – 1972.
124. Jiang, A., Error-correcting codes for rank modulation / A. Jiang, M. Schwartz, J. Bruck // In Proc. IEEE ISIT. – 2008. – P. 1736-1740.
125. Трофимов, А.Н. Основы теории цифровой связи: учебное пособие / А.Н. Трофимов // Санкт-Петербург: ГУАП. – 2015. – 183 с. – ISBN 978-5-8088-0998-7.
126. Харкевич, А.А. Борьба с помехами / А.А Харкевич // Москва: Физматгиз. – 1964.
127. Стейн, С. Принципы современной теории связи и их применение к передаче дискретных сообщений / С. Стейн, Дж. Джонс // Москва: Связь. – 1971.
128. Вакман, Д.Е. Регулярный метод синтеза ФМ сигналов / Д. Е. Вакман // Москва: Сов. радио. – 1967.
129. Рабин, А.В. Согласование символов ортогональных кодов с относительной фазовой модуляцией / А.В. Рабин // Датчики и системы. – 2018. – № 12 (231). – С. 37-43.
130. Рабин, А.В. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2018660771 Российская Федерация. Программная реализация процедуры согласования символов ортогонального кода с относительной фазовой модуляцией: № 2018618181: дата поступления 02.08.2018: дата гос. регистрации в Реестре программ для ЭВМ 28.08.2018 / А.В. Рабин; правообладатель ГУАП – 1 с.
131. Вайнштейн, Л.А. Выделение сигналов на фоне случайных помех / Л. А. Вайнштейн, В.Д. Зубаков // Москва: Советское радио. – 1960.

132. Варакин, Л.Е. Теория сложных сигналов / Л.Е. Варакин // Москва: Советское радио. – 1970.
133. Rabin, A.V. Matching orthogonal code symbols and modulation methods / A.V. Rabin. – DOI: 10.1088/1757-899X/734/1/012216// IOP Conference Series: Materials Science and Engineering. – 2020. – Volume 734. – Issue 1. – Номер статьи 012216.
134. Rabin, A.V. Matching orthogonal code symbols and modulation methods / A.V. Rabin // Сб. докл. II Международной конференции «Передовые технологии в аэрокосмической отрасли, машиностроении и автоматизации» («II Conference on Advanced Technologies in Aerospace, Mechanical and Automation Engineering»). – MIST: Aerospace-2019. – г. Красноярск. – 2019 г.
135. Рабин, А.В. О цифровой обработке символов ортогональных кодов в системе связи с относительной фазовой модуляцией / А.В. Рабин // Сб. докл. XXXI Всероссийского симпозиума «Радиолокационное исследование природных сред». – г. Санкт-Петербург. – ВКА имени А.Ф. Можайского. – 2019 г.
136. Мирончиков, Е.Т. Основы построения цифровых систем связи / Е.Т. Мирончиков, Е.А. Крук, Ф.А. Таубин, А. Н. Трофимов // Санкт-Петербург: ЛИАП. – 1987.
137. Рабин, А.В. Относительная фазовая модуляция с ортогональным кодированием / А.В. Рабин // Десятая научная сессия ГУАП. Сб. докл. / Санкт-Петербург: ГУАП. – 2007. – С. 107-113.
138. Зюко, А.Г. Помехоустойчивость и эффективность систем связи / А.Г. Зюко // Москва: Связьиздат. – 1983.
139. Рабин, А.В. Исследование характеристик помехоустойчивости при использовании ортогонального кодирования / А.В. Рабин, М.А. Добросельский, В.А. Липатников // Вопросы радиоэлектроники. – 2018. – № 10/2018, – Серия «Общетеchnическая» (ОТ). – выпуск 6. – С. 80-85.

140. Ge, Sh. Reliable and Secure Memories Based on Algebraic Manipulation Detection Codes and Robust Error Correction / Sh. Ge, Zh. Wang, P. Luo, M. Karpovsky // Proc. Int. Depend Symp. – 2013.

141. Рабин, А.В. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2019661887 Российская Федерация. Программа оценки энергетического выигрыша от применения ортогонального кодирования совместно с относительной фазовой модуляцией: № 2019660601: дата поступления 29.08.2019: дата гос. регистрации в Реестре программ для ЭВМ 11.09.2019 / А.В. Рабин; правообладатель ГУАП – 1 с.

142. Рабин, А.В. Применение ортогонального кодирования совместно с дискретной амплитудной модуляцией / А.В. Рабин. – DOI: 10.18127/j00338486-202008(16)-04 // Радиотехника. – 2020. – Т. 84. – № 8(16). – С. 28-36.

143. Rabin, A.V. Application of orthogonal coding in conjunction with discrete amplitude modulation / A.V. Rabin. – DOI: 10.1088/1742-6596/1679/2/022078 // Journal of Physics: Conference Series. – 2020. – Volume 1679. – Номер статьи 022078.

144. Rabin, A.V. Application of orthogonal coding in conjunction with discrete amplitude modulation / A.V. Rabin // Сб. докл. II Международной конференции «Прикладная физика, информационные технологии и инжиниринг» («Conference on Applied Physics, Information Technologies and Engineering»). – АРИТЕСН-II-2020. – г. Красноярск. – 2020 г.

145. Рабин, А.В. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2019661928 Российская Федерация. Программная реализация процедуры согласования символов ортогонального кода с дискретной амплитудной модуляцией: № 2019660626: дата поступления 29.08.2019: дата гос. регистрации в Реестре программ для ЭВМ 11.09.2019 / А.В. Рабин; правообладатель ГУАП – 1 с.

146. Рабин, А.В. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2019661885 Российская Федерация. Программа оценки

энергетического выигрыша от применения ортогонального кодирования совместно с дискретной амплитудной модуляцией: № 2019660606: дата поступления 29.08.2019: дата гос. регистрации в Реестре программ для ЭВМ 11.09.2019 / А.В. Рабин; правообладатель ГУАП – 1 с.

147. Рабин, А.В. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2020667837 Российская Федерация. Имитационная модель системы передачи данных с ортогональным кодированием и дискретной амплитудной модуляцией: № 2020667411 : дата поступления 29.12.2020: дата гос. регистрации в Реестре программ для ЭВМ 29.12.2020 / А.В. Рабин ; правообладатель ГУАП – 1 с.

148. Рабин, А.В. Совместное применение ортогонального кодирования и квадратурной амплитудной модуляции / А.В. Рабин. – DOI: 10.18127/j20700784-202009-05 // Успехи современной радиоэлектроники. – 2020. – Т. 74. – № 9. – С. 44-52.

149. Rabin, A.V. Combining of orthogonal coding and quadrature amplitude modulation / A.V. Rabin. – DOI 10.1088/1742-6596/1679/5/052022 // Journal of Physics: Conference Series. – 2020. – Volume 1679. – Номер статьи 052022.

150. Rabin, A.V. Combining of orthogonal coding and quadrature amplitude modulation / A.V. Rabin // Сб. докл. II Международной конференции «Прикладная физика, информационные технологии и инжиниринг» («Conference on Applied Physics, Information Technologies and Engineering»). – АРИТЕСН-II-2020. – г. Красноярск. – 2020 г.

151. Рабин, А.В. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2019661927 Российская Федерация. Программная реализация процедуры согласования символов ортогонального кода с квадратурной амплитудной модуляцией: № 2019660625: дата поступления 29.08.2019: дата гос. регистрации в Реестре программ для ЭВМ 11.09.2019 / А.В. Рабин; правообладатель ГУАП – 1 с.

152. Рабин, А.В. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2019661929 Российская Федерация. Программа оценки

энергетического выигрыша от применения ортогонального кодирования совместно с квадратурной амплитудной модуляцией: № 2019660627: дата поступления 29.08.2019: дата гос. регистрации в Реестре программ для ЭВМ 11.09.2019 / А.В. Рабин; правообладатель ГУАП – 1 с.

153. Рабин, А.В. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2020667838 Российская Федерация. Имитационная модель системы передачи данных с ортогональным кодированием и квадратурной амплитудной модуляцией: № 2020667412 : дата поступления 29.12.2020: дата гос. регистрации в Реестре программ для ЭВМ 29.12.2020 / А.В. Рабин ; правообладатель ГУАП – 1 с.

154. Рабин, А.В. Помехозащищенность в каналах с аддитивным шумом при использовании ортогонального кодирования и частотной модуляции / А.В. Рабин. – DOI: 10.18127/j20700814-202005-01 // Информационно-измерительные и управляющие системы. – 2020. – Т. 18, № 5, С. 5-12.

155. Rabin, A.V. Interference immunity in channels with additive noise when using orthogonal coding and frequency modulation / A.V. Rabin // Сб. докл. III Международной конференции «Передовые технологии в аэрокосмической отрасли, машиностроении и автоматизации» (III International Conference «Advanced Technologies in Aerospace, Mechanical and Automation Engineering»). – MIST: Aerospace-2020. – г. Красноярск. – 2020 г.

156. Рабин, А.В. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2019661932 Российская Федерация. Программная реализация процедуры согласования символов ортогонального кода с частотной модуляцией: № 2019660690: дата поступления 29.08.2019: дата гос. регистрации в Реестре программ для ЭВМ 11.09.2019 / А.В. Рабин; правообладатель ГУАП – 1 с.

157. Рабин, А.В. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2019661886 Российская Федерация. Программа оценки энергетического выигрыша от применения ортогонального кодирования совместно с частотной модуляцией: № 2019660603: дата поступления

29.08.2019: дата гос. регистрации в Реестре программ для ЭВМ 11.09.2019 / А.В. Рабин; правообладатель ГУАП – 1 с.

158. Рабин, А.В. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2020667839 Российская Федерация. Имитационная модель системы передачи информации в каналах с аддитивным шумом при использовании ортогонального кодирования и частотной модуляции: № 2020667413 : дата поступления 29.12.2020: дата гос. регистрации в Реестре программ для ЭВМ 29.12.2020 / А.В. Рабин ; правообладатель ГУАП – 1 с.

159. Рабин, А.В. Помехозащищенность в каналах со случайной фазой и замираниями при использовании ортогонального кодирования и частотной модуляции / А.В. Рабин. – DOI: 10.18127/j20700814-202005-02 // Информационно-измерительные и управляющие системы. – 2020. – Т. 18. – № 5. – С. 13-19.

160. Rabin, A.V. Interference immunity in channels with random phase and fading when using orthogonal coding and frequency modulation / A.V. Rabin. – DOI: 10.1088/1757-899X/1047/1/012154 // IOP Conference Series: Materials Science and Engineering. – 2021. – Volume 1047. – Номер статьи 012154.

161. Rabin, A.V. Interference immunity in channels with random phase and fading when using orthogonal coding and frequency modulation / A.V. Rabin // Сб. докл. III Международной конференции «Передовые технологии в аэрокосмической отрасли, машиностроении и автоматизации» (III International Conference «Advanced Technologies in Aerospace, Mechanical and Automation Engineering»). – MIST: Aerospace-2020. – г. Красноярск. – 2020 г.

162. Рабин, А.В. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2020667840 Российская Федерация. Имитационная модель системы передачи информации в каналах со случайной фазой и замираниями при использовании ортогонального кодирования и частотной модуляции: № 2020667414 : дата поступления 29.12.2020: дата гос. регистрации в Реестре программ для ЭВМ 29.12.2020 / А.В. Рабин ; правообладатель ГУАП – 1 с.

163. Рабин, А.В. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2019661888 Российская Федерация. Программная реализация процедуры согласования символов ортогонального кода с временно-импульсной модуляцией: № 2019660602: дата поступления 29.08.2019: дата гос. регистрации в Реестре программ для ЭВМ 11.09.2019 / А.В. Рабин; правообладатель ГУАП – 1 с.
164. Рабин, А.В. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2019661978 Российская Федерация. Программа оценки энергетического выигрыша от применения ортогонального кодирования совместно с временно-импульсной модуляцией: № 2019660833: дата поступления 29.08.2019: дата гос. регистрации в Реестре программ для ЭВМ 12.09.2019 / А.В. Рабин; правообладатель ГУАП – 1 с.
165. Стратонович, Р.Л. Избранные вопросы теории флуктуации в радиотехнике / Р.Л. Стратонович // Москва: Сов. радио. – 1961.
166. Simon, M. Digital communications over fading channels: a unified approach to performance analysis / M. Simon, M-S. Alouini // NY: John Wiley. – 2000.
167. Benedetto, S. Principles of digital transmission with wireless applications / S. Benedetto, E. Biglieri // NY: Plenum Press. – 1998.
168. Xiaodai, D. Two-dimensional signaling in ricean fading with imperfect channel estimation / D. Xiaodai, X. Lei // Edmonton, University of Alberta, Department of electrical and computer engineering. – 2004. – Режим доступа: <http://www.nd.edu/~lxiao/wcnc2004.pdf>, свободный.
169. Lindsey, W.C. Error probabilities for ricean fading multichannel reception of binary and N-ary signals / W.C. Lindsey // IEEE transactions on information theory. – October 1964. – Vol. IT-10. – P. 339-350.
170. Kim, Il-Min. Improved opportunistic beamforming in ricean channels / Il-Min Kim, Zhihang Yi, Dongwoo Kim, Wonsuk Chung // IEEE transactions on communications. – 2006. – Vol. 54. – No. 12. – P. 2199-2211.
171. Советов, Б.Я. Моделирование систем / Б.Я. Советов, С.А. Яковлев // Москва: Высшая школа. – 1985.

172. Рабин, А.В. Ортогональное кодирование как способ повышения помехоустойчивости при передаче сигналов по многолучевым каналам с замираниями / А.В. Рабин // Датчики и системы. – 2019. – № 4(235). – С. 7-12.
173. Мирончиков, Е.Т. Помехоустойчивость в канале с АБГШ и каналах с неселективными по частоте и медленными замираниями при использовании ортогонального кодирования / Е.Т. Мирончиков, А.В. Рабин // XII Международный симпозиум по проблемам избыточности в информационных системах и системах управления. Сб. докл. Санкт-Петербург: 26-30 мая 2009. – С. 137-144 (на английском языке).
174. Рабин, А.В. Помехоустойчивость в канале с аддитивным белым гауссовским шумом при совместном использовании корректирующих и ортогональных кодов / А.В. Рабин // Одиннадцатая научная сессия ГУАП. Сб. докл. Санкт-Петербург: ГУАП. – 2008. – С. 128-130.
175. Рабин, А.В. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2018610819 Российская Федерация. Имитационная модель системы передачи данных по каналу с аддитивным белым гауссовским шумом с использованием ортогонального кодирования: № 2017662032: дата поступления 22.11.2017: дата гос. регистрации в Реестре программ для ЭВМ 17.01.2018 / А.В. Рабин; правообладатель ГУАП – 1 с.
176. Rabin, A.V. Orthogonal coding for noise immunity's increase with the fixed code rate / A.V. Rabin. – DOI: 10.1088/1742-6596/1333/2/022013 // Journal of Physics: Conference Series. – 2019. – Volume 1333. – Issue 2. – Номер статьи 022013.
177. Rabin, A.V. Orthogonal coding for noise immunity's increase with the fixed code rate / A.V. Rabin // Сб. докл. Международной конференции «Информационные технологии в бизнесе и производстве» (The International Conference «Information Technologies in Business and Industry»). – г. Новосибирск. – 2019 г.
178. Рабин, А.В. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2019661473 Российская Федерация. Программный комплекс

моделирования системы передачи данных, использующей совместно корректирующие и ортогональные коды: № 2019650355: дата поступления 20.08.2019: дата гос. регистрации в Реестре программ для ЭВМ 02.09.2019 / А.В. Рабин; правообладатель ГУАП – 1 с.

179. Рабин, А.В. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2020616889 Российская Федерация. Программный комплекс моделирования системы передачи данных, использующей помехоустойчивые корректирующие и ортогональные коды: № 2020615885: дата поступления 09.06.2020: дата гос. регистрации в Реестре программ для ЭВМ 25.06.2020 / А.В. Рабин; правообладатель ГУАП – 1 с.

180. Рабин, А.В. Промежуточный отчет за этап 1 о выполнении ПНИЭР по соглашению от 17.06.2014 № 14.575.21.0021 «Технология и инструменты разработки портируемого прикладного ПО для неоднородных многоядерных встраиваемых систем» / Ю.Е. Шейнин, А.Ю. Сыщиков, Б.Н. Седов, А.В. Рабин, В.Л. Оленев, Е.А. Суворова и другие // Санкт-Петербург: ГУАП. – 2014. – 223 с.

181. Рабин, А.В. Заключительный отчет за этап 2 о выполнении ПНИЭР по соглашению от 17.06.2014 № 14.575.21.0021 «Технология и инструменты разработки портируемого прикладного ПО для неоднородных многоядерных встраиваемых систем» / Ю.Е. Шейнин, А.Ю. Сыщиков, Б.Н. Седов, А.В. Рабин, В.Л. Оленев, Е.А. Суворова и другие // Санкт-Петербург: ГУАП. – 2015. – 360 с.

182. Рабин, А.В. Промежуточный отчет за этап 1 о выполнении ПНИЭР по соглашению от 05.06.2014 № 14.578.21.0022 «Разработка методов построения самонастраивающихся распределенных сетевых структур комплексов бортового оборудования космических аппаратов на основе технологии SpaceWire и концепции Plug-and-Play» / Ю.Е. Шейнин, В.Л. Оленев, Е.А. Суворова, А.В. Рабин, К.Н. Рождественская, Е.Н. Яблоков и другие // Санкт-Петербург: ГУАП. – 2014. – 663 с.

183. Рабин, А.В. Промежуточный отчет за этап 2 о выполнении ПНИЭР по соглашению от 05.06.2014 № 14.578.21.0022 «Разработка методов построения самонастраивающихся распределенных сетевых структур комплексов бортового оборудования космических аппаратов на основе технологии SpaceWire и концепции Plug-and-Play» / Ю.Е. Шейнин, В.Л. Оленев, Е.А. Суворова, А.В. Рабин, К.Н. Рождественская, Е.Н. Яблоков и другие // Санкт-Петербург: ГУАП. – 2015 – 142 с.

184. Рабин, А.В. Заключительный отчет за этап 3 о выполнении ПНИЭР по соглашению от 05.06.2014 № 14.578.21.0022 «Разработка методов построения самонастраивающихся распределенных сетевых структур комплексов бортового оборудования космических аппаратов на основе технологии SpaceWire и концепции Plug-and-Play» / Ю.Е. Шейнин, В.Л. Оленев, Е.А. Суворова, А.В. Рабин, К.Н. Рождественская, Е.Н. Яблоков и другие // Санкт-Петербург: ГУАП. – 2016. – 135 с.

185. Рабин, А.В. Промежуточный отчет за этап 1 о выполнении ПНИЭР по соглашению от 03.10.2016 № 14.578.21.0214 «Методы и инструменты автоматизированного проектирования и моделирования бортовых вычислительных сетей космических аппаратов» / Ю.Е. Шейнин, В.Л. Оленев, А.В. Рабин, Е.А. Суворова, А.Ю. Сыщиков, С.В. Горбачев и другие // Санкт-Петербург: ГУАП. – 2016. – 188 с.

186. Рабин, А.В. Промежуточный отчет за этап 2 о выполнении ПНИЭР по соглашению от 03.10.2016 № 14.578.21.0214 «Методы и инструменты автоматизированного проектирования и моделирования бортовых вычислительных сетей космических аппаратов» / Ю.Е. Шейнин, В.Л. Оленев, А.В. Рабин, Е.А. Суворова, А.Ю. Сыщиков, С.В. Горбачев и другие // Санкт-Петербург: ГУАП. – 2017. – 278 с.

187. Рабин, А.В. Заключительный отчет за этап 3 о выполнении ПНИЭР по соглашению от 03.10.2016 № 14.578.21.0214 «Методы и инструменты автоматизированного проектирования и моделирования бортовых вычислительных сетей космических аппаратов» / Ю.Е. Шейнин, В.Л. Оленев,

А.В. Рабин, Е.А. Суворова, А.Ю. Сыщиков, С.В. Горбачев и другие // Санкт-Петербург: ГУАП. – 2018. – 531 с.

188. Рабин, А.В. Промежуточный отчет за этап 1 о выполнении НИР по соглашению от 17.07.2014 № 2.2716.2014/К «Разработка и исследование надежных методов хранения информации в аэрокосмических системах и комплексах» / Н.А. Шехунова, Ф.А. Таубин, С.В. Беззатеев, С.И. Ковалев, А.В. Рабин, А.Н. Трофимов и другие // Санкт-Петербург: ГУАП. – 2015. – 165 с.

189. Рабин, А.В. Промежуточный отчет за этап 2 о выполнении НИР по соглашению от 17.07.2014 № 2.2716.2014/К «Разработка и исследование надежных методов хранения информации в аэрокосмических системах и комплексах» / Н.А. Шехунова, Ф.А. Таубин, С.В. Беззатеев, С.И. Ковалев, А.В. Рабин, А.Н. Трофимов и другие // Санкт-Петербург: ГУАП. – 2016. – 218 с.

190. Рабин, А.В. Заключительный отчет за этап 3 о выполнении НИР по соглашению от 17.07.2014 № 2.2716.2014/К «Разработка и исследование надежных методов хранения информации в аэрокосмических системах и комплексах» / Н.А. Шехунова, Ф.А. Таубин, С.В. Беззатеев, С.И. Ковалев, А.В. Рабин, А.Н. Трофимов и другие // Санкт-Петербург: ГУАП. – 2017. – 242 с.

191. Рабин, А.В. Промежуточный отчет за этап 1 о выполнении гранта Российского фонда фундаментальных исследований, проект № 18-07-01298 «Разработка и исследование новейших методов повышения помехоустойчивости спектрально-эффективных модуляционных схем на основе ортогонального кодирования» / А.В. Рабин, С.В. Беззатеев, В.Л. Оленев // Санкт-Петербург: ГУАП. – 2019. – 73 с.

192. Рабин, А.В. Промежуточный отчет за этап 2 о выполнении гранта Российского фонда фундаментальных исследований, проект № 18-07-01298 «Разработка и исследование новейших методов повышения помехоустойчивости спектрально-эффективных модуляционных схем на

основе ортогонального кодирования» / А.В. Рабин, С.В. Беззатеев, В.Л. Оленев // Санкт-Петербург: ГУАП. – 2020. – 64 с.

193. Рабин, А.В. Заключительный отчет за этап 3 о выполнении гранта Российского фонда фундаментальных исследований, проект № 18-07-01298 «Разработка и исследование новейших методов повышения помехоустойчивости спектрально-эффективных модуляционных схем на основе ортогонального кодирования» / А.В. Рабин, А.А. Овчинников, В.Л. Оленев // СПб.: ГУАП. – 2021. – 64 с.

194. Рабин, А.В. О синхронизации передачи при ортогональном кодировании / А.В. Рабин, М.О. Алексеев, А.В. Еганян // Одиннадцатая научная сессия ГУАП. Сб. докл. Санкт-Петербург: ГУАП. – 2008. – С. 130-132.

195. Рабин, А.В. Синхронизация сигналов в системах связи с ортогональным кодированием и относительной фазовой модуляцией / А.В. Рабин. – DOI: 10.18127/j15604128-201807-10 // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2018. – № 7. – Т. 3. – С. 57-62.

196. Rabin, A.V. Orthogonal code symbols' synchronization in communication systems / A.V. Rabin. – DOI: 10.1088/1757-899X/734/1/012026 // IOP Conference Series: Materials Science and Engineering. – 2020. – Volume 734. – Issue 1. – Номер статьи 012026.

197. Rabin, A.V. Orthogonal code symbols' synchronization in communication systems / A.V. Rabin // Сб. докл. II Международной конференции «Передовые технологии в аэрокосмической отрасли, машиностроении и автоматизации» («II Conference on Advanced Technologies in Aerospace, Mechanical and Automation Engineering»). – MIST: Aerospace-2019. – г. Красноярск. – 2019 г.

198. Rabin, A.V. Signal protection methods in channels with Nakagami fading / A.V. Rabin, V.A. Lipatnikov, P.I. Kuzin. – DOI: 10.1088/1742-6596/1515/5/052078 // Journal of Physics: Conference Series. – 2020. – Volume 1515. – Номер статьи 052078.

199. Rabin, A.V. Signal protection methods in channels with Nakagami fading / A.V. Rabin, V.A. Lipatnikov, P.I. Kuzin // Сб. докл. Международной

конференции «Метрологическое обеспечение инновационных технологий» («International Conference on Metrological Support of Innovative Technologies»). – ICMSIT-2020. – г. Красноярск. – 2020 г.

200. Рабин, А.В. Передачи сигналов в каналах связи с замираниями Накагами / В.А. Липатников, П.И. Кузин, А.В. Рабин. – DOI: 10.18127/j20700784-201911-11 // Успехи современной радиоэлектроники. – 2019. – № 11. – С. 71-78.

201. Липатников, В.А. Метод повышения оперативности смены параметров адаптации при приеме информации в системах радиосвязи КВ- и УКВ-диапазонов / В.А. Липатников, П.И. Кузин // Автоматизация процессов управления. – 2016. – № 4 (46). – С. 18-22.

202. Рабин, А.В. Метод повышения надежности помехозащищенности при приеме информации в системах радиосвязи СВЧ- и КВЧ-диапазонов / В.А. Липатников, П.И. Кузин, А.В. Рабин. – DOI: 10.18127/j00338486-202008(16)-01 // Радиотехника. – 2020. – Т. 84. – № 8 (16). – С. 5-12.

203. Rabin, A.V. The method of increasing the reliability of noise immunity when receiving information in radio communication systems of the SHF and EHF ranges / V.A. Lipatnikov, P.I. Kuzin, A.V. Rabin. – DOI 10.1088/1742-6596/1679/5/052100 // Journal of Physics: Conference Series. – 2020. – Volume 1679. – Номер статьи 052100.

204. Rabin, A.V. The method of increasing the reliability of noise immunity when receiving information in radio communication systems of the SHF and EHF ranges / V.A. Lipatnikov, P.I. Kuzin, A.V. Rabin // Сб. докл. II Международной конференции «Прикладная физика, информационные технологии и инжиниринг» («Conference on Applied Physics, Information Technologies and Engineering»). – APITECH-II-2020. – г. Красноярск. – 2020 г.

205. Рабин, А.В. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2020667846 Российская Федерация. Модель функционирования схем устройств модуляции и демодуляции, входящих в состав помехозащищенной системы связи с ортогональным кодированием : №

- 2020667419 : дата поступления 29.12.2020: дата гос. регистрации в Реестре программ для ЭВМ 29.12.2020 / А.В. Рабин ; правообладатель ГУАП – 1 с.
206. Рабин, А.В. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2020667845 Российская Федерация. Модель функционирования схем устройств кодирования и декодирования, входящих в состав помехозащищенной системы связи с ортогональным кодированием : № 2020667418 : дата поступления 29.12.2020: дата гос. регистрации в Реестре программ для ЭВМ 29.12.2020 / А.В. Рабин ; правообладатель ГУАП – 1 с.
207. Васильев, К.К. Теория электрической связи: учебное пособие / К.К. Васильев, В.А. Глушков, А.В. Дормидонтов, А.Г. Нестеренко; под общ. ред. К.К. Васильева // Ульяновск: УлГТУ. – 2008. – 452 с.
208. Рабин, А.В. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2020616830 Российская Федерация. Программное обеспечение повышения помехозащищенности систем цифровой связи с ортогональным кодированием и многопозиционной модуляцией: № 2020615840: дата поступления 09.06.2020: дата гос. регистрации в Реестре программ для ЭВМ 23.06.2020 / А.В. Рабин; правообладатель ГУАП – 1 с.
209. Рабин, А.В. Помехозащищенность радиотехнических систем на основе применения ортогонального кодирования: монография / А.В. Рабин // Москва: Наука. – 2020. – 151 с. – ISBN 978-5-02-040796-1.
210. Gallager, R.G. Low-Density Parity-Check Codes / R.G. Gallager // IRE Transactions on Information Theory. – 1962. – Volume 8. – Issue 1. – P. 21-28.
211. MacKay, D.J.C. Good Error-Correcting Codes Based on Very Sparse Matrices / D.J.C. MacKay // IEEE Transactions on Information Theory. – 1999. – Volume 45. – Issue 2. – P. 399-431.

СПИСОК ИЛЛЮСТРАТИВНОГО МАТЕРИАЛА

1.1	Временная диаграмма процесса поиска радиоизлучения на рабочей частоте.....	23
1.2	Обобщенная модель радиолинии.....	25
1.3	Обобщенная модель радиолинии в конфликтной ситуации.....	27
1.4	Структурная модель радиолинии в конфликтной ситуации.....	28
1.5	Структурная схема модели функционирования радиолинии в конфликтной ситуации.....	28
1.6	Обобщенная структурно-функциональная модель радиолинии....	29
1.7	Структурно-функциональная модель радиолинии в конфликтной ситуации.....	29
1.8	Модель обеспечивающей и защитной подсистем.....	32
1.9	Двухмодульная модель обеспечивающей и защитной подсистем.....	35
1.10	Граф функционирования модели радиолинии для всех возможных состояний.....	37
1.11	Граф функционирования модели радиолинии для трех методов управления.....	38
1.12	Зависимость коэффициента использования метода элементарного управления от показателя эффективности его применения.....	46
1.13	Оценка чувствительности модели радиолинии.....	48
1.14	Гистограмма изменения эффективности функционирования радиолинии.....	50
2.1	Кодирующее устройство ортогонального кода на основе матриц порядка 4 глубины 2 (многочлены второй степени).....	71
2.2	Декодирующее устройство ортогонального кода на основе матриц порядка 4 глубины 2 (многочлены второй степени).....	74
2.3	Решетчатая диаграмма ортогонального кода на основе матриц порядка 4 глубины 2 (многочлены второй степени).....	75

3.1	Сигнальное множество ФМ.....	80
3.2	Сигнальное множество ФМ-8 (отображение в соответствии с кодом Грея).....	81
3.3	Вероятности ошибки (P_e , а) и ошибки на бит (P_b , б) для ФМ-сигналов.....	82
3.4	Общая модель канала со случайными параметрами.....	84
3.5	Попадание принятого сигнала в решающую область с номером $i = 2$ при $q = 16$	88
3.6	Схема системы передачи с использованием ортогонального кодирования	89
3.7	Вероятности ошибки на бит в канале с АБГШ для двоичной ОФМ и для схемы с ортогональным кодированием на основе матриц порядка 4 глубины 2.....	97
3.8	Вероятности ошибки на бит в канале с АБГШ для двоичной ОФМ и для схем с ортогональным кодированием на основе матриц порядка 4, 8, 16 и 32.....	99
3.9	Сигнальное множество АМ-сигналов.....	101
3.10	Сигнальное множество сигналов АМ-8 (отображение в соответствии с кодом Грея).....	103
3.11	Вероятности ошибки (P_e , а) и ошибки на бит (P_b , б) для АМ-сигналов.....	105
3.12	Вероятности ошибки на бит в канале с АБГШ для двоичной АМ и для схем с ортогональным кодированием на основе матриц порядка 4, 8, 16 и 32.....	106
3.13	Сигнальное множество КАМ а) $q = 4$, б) $q = 16$, в) $q = 64$	108
3.14	Сигнальное множество КАМ а) $q = 8$, б) $q = 32$	109
3.15	Решающие области КАМ а) $q = 8$, б) $q = 16$	110
3.16	Сигнальное множество КАМ-16 (отображение в соответствии с кодом Грея для строк и столбцов).....	111

3.17	Вероятности ошибки (P_e , а) и ошибки на бит (P_b , б) для КАМ-сигналов.....	113
3.18	Вероятности ошибки на бит в канале с АБГШ для КАМ-4 и для схем с ортогональным кодированием на основе матриц порядка 4, 8, 16 и 32.....	114
3.19	Вероятности ошибки (P_e , а) и ошибки на бит (P_b , б) для ЧМ-сигналов.....	119
3.20	Вероятности ошибки на бит в канале с АБГШ для ЧМ-4, ЧМ-8, ЧМ-16 и для схем с ортогональным кодированием на основе матриц порядка 4, 8, 16 и 32.....	120
3.21	Примеры сигнальных последовательностей АМ, КАМ, ФМ и ЧМ (сверху вниз).....	124
3.22	Энергетическая эффективность различных видов модуляции (отношение сигнал/шум, требуемое для достижения $P_e = 10^{-5}$) ...	125
3.23	Энергетическая эффективность различных видов модуляции (отношение сигнал/шум на бит, требуемое для достижения $P_b = 10^{-5}$)	126
3.24	Спектральная эффективность различных видов модуляции.....	128
3.25	График функции Бесселя первого рода нулевого порядка.....	132
3.26	Схема оптимального приемника ЧМ-сигналов в канале со случайной фазой.....	133
3.27	Ортогональные огибающие, построенные на основе кода Адамара, $q = 8$, $T = 1$	134
3.28	Схема некогерентного приемника для сигналов с ортогональными огибающими.....	136
3.29	Вероятности ошибки для ЧМ-сигналов P_e (а) и P_b (б) в канале со случайной фазой при некогерентном приеме.....	139

3.30	Вероятности ошибки на бит в канале с АБГШ и случайной фазой для ЧМ-8, ЧМ-16 и для схем с ортогональным кодированием на основе матриц порядка 4, 8, 16 и 32	140
3.31	Модель канала с рассеивателями	143
3.32	Модель канала с рассеянным и регулярным компонентами.....	147
3.33	Вероятности ошибки на бит для двоичных ФМ и ОФМ и для схемы с ортогональным кодированием ОК-4 в канале с АБГШ и неселективными по частоте и медленными замираниями.....	150
3.34	Вероятности ошибки на бит для двоичной ОФМ и для схем с ортогональным кодированием ОК-4, ОК-8, ОК-16, ОК-32 в канале с АБГШ и неселективными по частоте и медленными замираниями.....	151
3.35	Вероятность ошибки при передаче ЧМ-сигналов по каналу с АБГШ и случайной фазой ($\varepsilon = 1$).....	155
3.36	Вероятность ошибки при передаче ЧМ-сигналов по каналу с рэлеевскими замираниями ($\varepsilon = 0$).....	157
3.37	Вероятности ошибки на бит в канале с рэлеевскими замираниями для ЧМ-2, ЧМ-4, ЧМ-8, ЧМ-16 и для схем с ортогональным кодированием на основе матриц порядка 4, 8, 16 и 32.....	158
3.38	Вероятность ошибки при передаче ЧМ-сигналов по каналу с райсовскими замираниями ($\varepsilon = 0.8$).....	160
3.39	Вероятности ошибки на бит в канале с райсовскими замираниями для ЧМ-2, ЧМ-4, ЧМ-8, ЧМ-16 и для схем с ортогональным кодированием на основе матриц порядка 4, 8, 16 и 32.....	161
4.1	Схема системы передачи с использованием ортогонального кодирования и помехоустойчивого кодирования.....	166
4.2	Вероятности ошибки на бит от отношения сигнал/шум в канале с АБГШ для двоичной ОФМ без кодирования, совместно с кодом	

	БЧХ (63,57) и для ОФМ совместно с кодом БЧХ (63,57) и ортогональным кодированием ОК-4, ОК-8, ОК-16.....	167
4.3	Вероятности ошибки на бит от отношения сигнал/шум в канале с АБГШ для двоичной ОФМ без кодирования, совместно с кодом БЧХ (63,30) и для ОФМ совместно с кодом БЧХ (63,30) и ортогональным кодированием ОК-4, ОК-8, ОК-16.....	171
4.4	Вероятности ошибки на бит в канале с АБГШ для двоичной АМ без кодирования, совместно с кодом БЧХ (63,57) и для АМ совместно с кодом БЧХ (63,57) и ортогональным кодированием ОК-4, ОК-8, ОК-16.....	174
4.5	Вероятности ошибки на бит в канале с АБГШ для двоичной АМ без кодирования, совместно с кодом БЧХ (63,30) и для АМ совместно с кодом БЧХ (63,30) и ортогональным кодированием ОК-4, ОК-8, ОК-16.....	177
4.6	Вероятности ошибки на бит в канале с АБГШ для КАМ-4 без кодирования, совместно с кодом БЧХ (63,57) и для КАМ совместно с кодом БЧХ (63,57) и ортогональным кодированием ОК-4, ОК-8, ОК-16.....	181
4.7	Вероятности ошибки на бит в канале с АБГШ для КАМ-4 без кодирования, совместно с кодом БЧХ (63,30) и для КАМ совместно с кодом БЧХ (63,30) и ортогональным кодированием ОК-4, ОК-8, ОК-16.....	184
4.8	Вероятности ошибки на бит в канале с АБГШ для ЧМ-4, ЧМ-8, ЧМ-16 без кодирования, совместно с кодом БЧХ (63,57) и для ЧМ совместно с кодом БЧХ (63,57) и ортогональным кодированием ОК-4, ОК-8, ОК-16.....	187
4.9	Вероятности ошибки на бит в канале с АБГШ для ЧМ-4, ЧМ-8, ЧМ-16 без кодирования, совместно с кодом БЧХ (63,30) и для ЧМ совместно с кодом БЧХ (63,30) и ортогональным кодированием ОК-4, ОК-8, ОК-16.....	190

4.10	Вероятности ошибки на бит от отношения сигнал/шум в канале с АБГШ для двоичной ОФМ без кодирования, совместно со сверточным кодом (2,1,7) и для ОФМ совместно с кодом (2,1,7) и ортогональным кодированием ОК-4, ОК-8, ОК-16.....	194
4.11	Вероятности ошибки на бит от отношения сигнал/шум в канале с АБГШ для двоичной ОФМ без кодирования, совместно со сверточным кодом (3,1,7) и для ОФМ совместно с кодом (3,1,7) и ортогональным кодированием ОК-4, ОК-8, ОК-16.....	198
4.12	Вероятности ошибки на бит в канале с АБГШ для двоичной АМ без кодирования, совместно со сверточным кодом (2,1,7) и для АМ совместно с кодом (2,1,7) и ортогональным кодированием ОК-4, ОК-8, ОК-16.....	201
4.13	Вероятности ошибки на бит в канале с АБГШ для двоичной АМ без кодирования, совместно со сверточным кодом (3,1,7) и для АМ совместно с кодом (3,1,7) и ортогональным кодированием ОК-4, ОК-8, ОК-16.....	204
4.14	Вероятности ошибки на бит в канале с АБГШ для КАМ-4 без кодирования, совместно со сверточным кодом (2,1,7) и для КАМ совместно с кодом (2,1,7) и ортогональным кодированием ОК-4, ОК-8, ОК-16.....	207
4.15	Вероятности ошибки на бит в канале с АБГШ для КАМ-4 без кодирования, совместно со сверточным кодом (3,1,7) и для КАМ совместно с кодом (3,1,7) и ортогональным кодированием ОК-4, ОК-8, ОК-16.....	211
4.16	Вероятности ошибки на бит в канале с АБГШ для ЧМ-4, ЧМ-8, ЧМ-16 без кодирования, совместно со сверточным кодом (2,1,7) и для ЧМ совместно с кодом (2,1,7) и ортогональным кодированием ОК-4, ОК-8, ОК-16.....	214
4.17	Вероятности ошибки на бит в канале с АБГШ для ЧМ-4, ЧМ-8, ЧМ-16 без кодирования, совместно со сверточным кодом (3,1,7)	

	и для ЧМ совместно с кодом (3,1,7) и ортогональным кодированием ОК-4, ОК-8, ОК-16.....	217
5.1	Разница между отсчетами при отсутствии шума.....	228
5.2	Сбой синхронизации на несколько отсчетов.....	229
5.3	Небольшое искажение сигналов шумом.....	230
5.4	Сильное искажение сигналов.....	231
5.5	Схема реализации способа изменения параметров адаптации радиосредств при ухудшении качества канала связи.....	237
5.6	Вероятности ошибки на бит в канале с АБГШ и двоичной ОФМ для схем с ортогональным кодированием на основе матриц порядка 4, 8, 16 и ортогональных кодов на основе матриц Адамара порядка 16, 64, 256, 1024.....	241
5.7	Вероятности ошибки на бит в канале с АБГШ и двоичной ОФМ для схем с ортогональным кодированием на основе матриц порядка 4, 8, 16 и кодов Унгербоека для многочленов степеней 2, 3, 4.....	243
5.8	Вероятности ошибки на бит в канале с АБГШ и двоичной ОФМ для схем с ортогональным кодированием на основе матриц порядка 4, 8, 16 и кодов Унгербоека для многочленов степеней 1, 3 с уменьшенным числом состояний.....	244
5.9	Вероятности ошибки на бит в канале с АБГШ и двоичной ОФМ для схем с ортогональным кодированием на основе матриц порядка 4, 8, 16 и LDPC-кодов со скоростью кодирования 5/6 и 7/8.....	245
5.10	Зависимость скорости кодирования от отношения сигнал/шум для различных систем спутниковой связи и систем с ортогональным кодированием (вероятность ошибки на бит 10^{-5}).....	248

СПИСОК ТАБЛИЦ

2.1	Основные параметры кодирующих и декодирующих матриц.....	61
2.2	Основные характеристики некоторых ортогональных кодов на основе синтезированных матриц.....	67
2.3	Основные характеристики технически реализуемых ортогональных кодов	68
3.1	Числовые значения вероятностей ошибки на бит для двоичной ОФМ и ортогонального кодирования ОК-4 в канале с АБГШ...	97
3.2	Числовые значения вероятностей ошибки на бит от отношения сигнал/шум для двоичной ОФМ и ОК-4, ОК-8, ОК-16, ОК-32 и ОФМ в канале с АБГШ.....	100
3.3	Числовые значения вероятностей ошибки на бит от отношения сигнал/шум для двоичной АМ и ОК-4, ОК-8, ОК-16, ОК-32 и АМ в канале с АБГШ.....	106
3.4	Числовые значения вероятностей ошибки на бит от отношения сигнал/шум для КАМ-4 и ОК-4, ОК-8, ОК-16, ОК-32 и КАМ в канале с АБГШ.....	114
3.5	Числовые значения вероятностей ошибки на бит от отношения сигнал/шум для ЧМ-4, ЧМ-8, ЧМ-16 и ОК-4, ОК-8, ОК-16, ОК-32 и ЧМ в канале с АБГШ.....	120
3.6	Отношение сигнал/шум, требуемое для достижения значения вероятности ошибки $P_e = 10^{-5}$, дБ.....	124
3.7	Отношение сигнал/шум на бит, требуемое для достижения значения вероятности ошибки на бит $P_b = 10^{-5}$, дБ.....	126
3.8	Основные параметры сигналов АМ, КАМ, ФМ и ЧМ.....	129
3.9	Числовые значения вероятностей ошибки на бит от отношения сигнал/шум для ЧМ-8, ЧМ-16 и ОК-4, ОК-8, ОК-16, ОК-32 и ЧМ в канале с АБГШ и случайной фазой	141

3.10	Числовые значения вероятностей ошибки на бит для двоичных ФМ и ОФМ и для схемы с ортогональным кодированием ОК-4 в канале с АБГШ и неселективными по частоте и медленными замираниями.....	150
3.11	Числовые значения вероятностей ошибки на бит для двоичной ОФМ и для схем с ортогональным кодированием ОК-4, ОК-8, ОК-16, ОК-32 в канале с АБГШ и неселективными по частоте и медленными замираниями.....	152
3.12	Числовые значения вероятностей ошибки на бит от отношения сигнал/шум для ЧМ-2, ЧМ-4, ЧМ-8, ЧМ-16 и ОК-4, ОК-8, ОК-16, ОК-32 и ЧМ в канале с рэлеевскими замираниями.....	158
3.13	Числовые значения вероятностей ошибки на бит от отношения сигнал/шум для ЧМ-2, ЧМ-4, ЧМ-8, ЧМ-16 и ОК-4, ОК-8, ОК-16, ОК-32 и ЧМ в канале с райсовскими замираниями.....	162
3.14	Значения энергетического выигрыша за счет использования ортогонального кодирования в каналах с аддитивным гауссовским шумом, случайной фазой и многолучевых каналах с замираниями.....	164
4.1	Числовые значения вероятностей ошибки на бит от отношения сигнал/шум в канале с АБГШ для двоичной ОФМ без кодирования, совместно с кодом БЧХ (63,57) и для ОФМ совместно с кодом БЧХ (63,57) и ортогональным кодированием ОК-4, ОК-8, ОК-16.....	168
4.2	Числовые значения вероятностей ошибки на бит от отношения сигнал/шум в канале с АБГШ для двоичной ОФМ без кодирования, совместно с кодом БЧХ (63,30) и для ОФМ совместно с кодом БЧХ (63,30) и ортогональным кодированием ОК-4, ОК-8, ОК-16.....	171
4.3	Числовые значения вероятностей ошибки на бит от отношения сигнал/шум в канале с АБГШ для двоичной АМ без	

	кодирования, совместно с кодом БЧХ (63,57) и для АМ совместно с кодом БЧХ (63,57) и ортогональным кодированием ОК-4, ОК-8, ОК-16.....	175
4.4	Числовые значения вероятностей ошибки на бит от отношения сигнал/шум в канале с АБГШ для двоичной АМ без кодирования, совместно с кодом БЧХ (63,30) и для АМ совместно с кодом БЧХ (63,30) и ортогональным кодированием ОК-4, ОК-8, ОК-16.....	178
4.5	Числовые значения вероятностей ошибки на бит от отношения сигнал/шум в канале с АБГШ для КАМ-4 без кодирования, совместно с кодом БЧХ (63,57) и для КАМ-4 совместно с кодом БЧХ (63,57) и ортогональным кодированием ОК-4, ОК-8, ОК-16.....	181
4.6	Числовые значения вероятностей ошибки на бит от отношения сигнал/шум в канале с АБГШ для КАМ-4 без кодирования, совместно с кодом БЧХ (63,30) и для КАМ-4 совместно с кодом БЧХ (63,30) и ортогональным кодированием ОК-4, ОК-8, ОК-16.....	184
4.7	Числовые значения вероятностей ошибки на бит от отношения сигнал/шум в канале с АБГШ для ЧМ-4, ЧМ-8, ЧМ-16 без кодирования, совместно с кодом БЧХ (63,57) и для ЧМ-4, ЧМ-8, ЧМ-16 совместно с кодом БЧХ (63,57) и ортогональным кодированием ОК-4, ОК-8, ОК-16.....	188
4.8	Числовые значения вероятностей ошибки на бит от отношения сигнал/шум в канале с АБГШ для ЧМ-4, ЧМ-8, ЧМ-16 без кодирования, совместно с кодом БЧХ (63,30) и для ЧМ-4, ЧМ-8, ЧМ-16 совместно с кодом БЧХ (63,30) и ортогональным кодированием ОК-4, ОК-8, ОК-16.....	191
4.9	Числовые значения вероятностей ошибки на бит от отношения сигнал/шум в канале с АБГШ для двоичной ОФМ без	

	кодирования, совместно с кодом (2,1,7) и для ОФМ совместно с кодом (2,1,7) и ортогональным кодированием ОК-4, ОК-8, ОК-16.....	195
4.10	Числовые значения вероятностей ошибки на бит от отношения сигнал/шум в канале с АБГШ для двоичной ОФМ без кодирования, совместно с кодом (3,1,7) и для ОФМ совместно с кодом (3,1,7) и ортогональным кодированием ОК-4, ОК-8, ОК-16.....	198
4.11	Числовые значения вероятностей ошибки на бит от отношения сигнал/шум в канале с АБГШ для двоичной АМ без кодирования, совместно с кодом (2,1,7) и для АМ совместно с кодом (2,1,7) и ортогональным кодированием ОК-4, ОК-8, ОК-16.....	202
4.12	Числовые значения вероятностей ошибки на бит от отношения сигнал/шум в канале с АБГШ для двоичной АМ без кодирования, совместно с кодом (3,1,7) и для АМ совместно с кодом (3,1,7) и ортогональным кодированием ОК-4, ОК-8, ОК-16.....	205
4.13	Числовые значения вероятностей ошибки на бит от отношения сигнал/шум в канале с АБГШ для КАМ-4 без кодирования, совместно с кодом (2,1,7) и для КАМ-4 совместно с кодом (2,1,7) и ортогональным кодированием ОК-4, ОК-8, ОК-16.....	208
4.14	Числовые значения вероятностей ошибки на бит от отношения сигнал/шум в канале с АБГШ для КАМ-4 без кодирования, совместно с кодом (3,1,7) и для КАМ-4 совместно с кодом (3,1,7) и ортогональным кодированием ОК-4, ОК-8, ОК-16.....	211
4.15	Числовые значения вероятностей ошибки на бит от отношения сигнал/шум в канале с АБГШ для ЧМ-4, ЧМ-8, ЧМ-16 без кодирования, совместно с кодом (2,1,7) и для ЧМ-4, ЧМ-8,	

	ЧМ-16 совместно с кодом (2,1,7) и ортогональным кодированием ОК-4, ОК-8, ОК-16.....	214
4.16	Числовые значения вероятностей ошибки на бит от отношения сигнал/шум в канале с АБГШ для ЧМ-4, ЧМ-8, ЧМ-16 без кодирования, совместно с кодом (3,1,7) и для ЧМ-4 совместно с кодом (3,1,7) и ортогональным кодированием ОК-4, ОК-8, ОК-16.....	218
4.17	Значения максимального энергетического выигрыша за счет совместного использования ортогонального и помехоустойчивого кодирования в каналах с аддитивным гауссовским шумом.....	221

Приложение А Акт об использовании от АО «Концерн «Гранит-Электрон»

Корпорация «Тактическое ракетное вооружение»



АКЦИОНЕРНОЕ ОБЩЕСТВО

«Концерн «Гранит-Электрон»

ФЕДЕРАЛЬНЫЙ НАУЧНО-ПРОИЗВОДСТВЕННЫЙ ЦЕНТР

Россия, 191014, Санкт-Петербург, Госпитальная ул., 3, факс: +7-812-274 63 39, +7-812-274 03 06, тел.: +7-812-271 45 85, e-mail: cri-granit@peterlink.ru

_____ № _____
На № _____ от _____

УТВЕРЖДАЮ

Заместитель генерального директора
АО «Концерн «Гранит-Электрон»

Д.А. Хайров

« 18 » _____ 2021 г.



АКТ

об использовании результатов диссертационной работы
Рабина Алексея Владимировича
«Ортогональное кодирование и многопозиционная модуляция
в помехозащищенных системах передачи информации»,
представленной на соискание ученой степени
доктора технических наук по специальности 05.12.13 – Системы, сети
и устройства телекоммуникаций (технические науки)

Комиссия в составе

Председателя Селивохина О.С. – Главного научного сотрудника НИЛ
5032

Членов комиссии:

Толмачева С.Г. – начальника НИЛ 5032

Ицковича Ю.С. – ведущего научного сотрудника НИЛ 5032

Лапшин К. В. – начальника ОРПДиГН

составила настоящий акт о том, что новые научные результаты,
сформулированные Рабиным Алексеем Владимировичем в диссертационной
работе «Ортогональное кодирование и многопозиционная модуляция в
помехозащищенных системах передачи информации», а именно:

- класс ортогональных кодов, построенных, в отличие от существующих,
на основе синтезированных в соответствии с предложенным методом

кодирующих и декодирующих матриц и обеспечивающих повышение помехозащищенности каналов передачи информации телекоммуникационных систем;

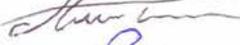
- научно-технические предложения по реализации технологии повышения помехозащищенности телекоммуникационных систем при высоком отношении сигнал/шум для достижения требуемой спектральной эффективности

использованы для улучшения качества передачи и обработки информации в системах передачи данных.

Проведенные в рамках ОКР испытания показали, что полученные результаты позволяют повысить помехозащищенность систем передачи информации и обеспечить энергетический выигрыш в КВ-канале с замираниями на 6-8 дБ при фиксированной вероятности ошибки на бит 10^{-4} .

Применение указанных результатов диссертационной работы позволило повысить ТТХ перспективных изделий и имеет существенное значение для развития исследований в данной области.

Главный научный сотрудник НИЛ 5032
Начальник НИЛ 5032
Ведущий научный сотрудник НИЛ 5032
Начальник ОРПДиГН

 Селивохин О.С.
 Толмачев С.Г.
 Ицкович Ю.С.
 Лапшин К.В.

Подписи председателя и членов комиссии: главного научного сотрудника НИЛ 5032 Селивохина Олега Сергеевича, начальника НИЛ 5032 Толмачева Сергея Геннадьевича, ведущего научного сотрудника НИЛ 5032 Ицковича Юрия Соломоновича, начальника ОРПДиГН Лапшина Кирилла Владимировича заверяю.

Ученый секретарь
АО «Концерн «Гранит-Электрон»



Ямщиков Ю.А.

Приложение Б Акт об использовании от АО «Научно-производственное предприятие «Пирамида»

УТВЕРЖДАЮ

Генеральный директор
АО «НПП «Пирамида»
А.В. Захаров
« 19 » *сентября* 2021 г.



АКТ

внедрения результатов диссертационной работы
Рабина Алексея Владимировича
«Ортогональное кодирование и многопозиционная модуляция
в помехозащищенных системах передачи информации»

Комиссия в составе председателя директора НТЦ Никитина А.Д. и членов: начальника отдела главного конструктора Иванова В.М., ведущего инженера-программиста Сергеева О.В., ведущего инженера Немчина В.И. составила настоящий акт о том, что результаты диссертации Рабина А.В. «Ортогональное кодирование и многопозиционная модуляция в помехозащищенных системах передачи информации», представленной к защите по специальности 05.12.13 – Системы, сети и устройства телекоммуникаций (технические науки):

1. Метод синтеза кодирующих и декодирующих матриц на основе многочленов степени больше единицы для формирования кодовых последовательностей, обеспечивающих реализацию ортогонального кодирования, отличающийся свойством регулярности от случайного поиска отдельных пар матриц с применением комбинаторных методов;
2. Класс ортогональных кодов, построенных, в отличие от существующих, на основе синтезированных разреженных

кодирующих и плотных декодирующих матриц и обеспечивающих повышение помехозащищенности каналов передачи информации телекоммуникационных систем

внедрены в АО «НПП «Пирамида» и используются в устройствах образования тактов передачи данных УОТ ПД СЖИК.465419.002 для обеспечения помехозащищенности каналов связи.

Внедрение указанных результатов позволило добиться уменьшения отношения сигнал/шум на 3 дБ в канале со случайной фазой при вероятности ошибки на бит 10^{-6} .

Председатель комиссии:

Директор НТЦ



А.Д. Никитин

Члены комиссии:

Начальник отдела главного конструктора



В.М. Иванов

Ведущий инженер-программист



О.В. Сергеев

Ведущий инженер



В.И. Немчин

**Приложение В Акт об использовании от ФГАНУ
«Научно-исследовательский институт «Специализированные
вычислительные устройства защиты и автоматика»**



Федеральное государственное автономное научное учреждение
"Научно-исследовательский институт
"Специализированные вычислительные устройства защиты и автоматика"

УТВЕРЖДАЮ

Директор

ФГАНУ НИИ "Спецвузавтоматика"

Р.А. Хади

2020 г.

АКТ

**Об использовании результатов диссертации
Рабина Алексея Владимировича**

Комиссия в составе заместителя директора по научной работе, к.ф.-м.н. Гуфана К.Ю., заведующего центром Тюрин К.А. и заведующего центром Мамаева И.В., изучив диссертационную работу Рабина Алексея Владимировича, подтверждает, что следующие результаты диссертации Рабина А.В. на тему «Ортогональное кодирование и многопозиционная модуляция в помехозащищенных системах передачи информации», представленной на соискание ученой степени доктора технических наук по специальности 05.12.13 – Системы, сети и устройства телекоммуникаций (технические науки), использованы федеральным государственным автономным научным учреждением «Научно-исследовательский институт «Специализированные вычислительные устройства защиты и автоматика» при разработке изделий серии "Акация" для повышения качества передачи сигналов:

1. Комплекс моделей помехозащищенных каналов передачи информации телекоммуникационных систем, использующих предложенное автором ортогональное кодирование.

2. Научно-технические предложения по реализации технологии повышения помехозащищенности телекоммуникационных систем при высоком отношении сигнал/шум для достижения требуемой спектральной эффективности.

Применение представленных в диссертации комплекса моделей помехозащищенных каналов передачи информации в системах, проектируемых ФГАНУ НИИ «Спецвузавтоматика», позволяет оценить в каналах с аддитивным гауссовским шумом, случайной фазой и многолучевых каналах с замираниями уменьшение результирующей вероятности ошибки за счет использования ортогонального кодирования и обеспечить требуемое качество передачи при меньших энергетических затратах.

Председатель комиссии:

Заместитель директора по
научной работе



К.Ю. Гуфан

Члены комиссии:

Заведующий центром



К.А. Тюрин

Заведующий центром



И.В. Мамай

Приложение Г Акт об использовании от ФГАОУ ВО «Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения»



МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования
«Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения»
(ГУАП)

Санкт-Петербург

№ _____

УТВЕРЖДАЮ

Ректор ГУАП
доктор экономических наук, профессор



_____ Антохина Ю.А.

» 10 _____ 2020 г.

АКТ О ВНЕДРЕНИИ

результатов диссертационной работы
Рабина Алексея Владимировича
«Ортогональное кодирование и многопозиционная модуляция
в помехозащищенных системах передачи информации»,
представленной на соискание ученой степени
доктора технических наук по специальности
Специальность 05.12.13 – Системы, сети и устройства телекоммуникаций
(технические науки)

Комиссия в составе:

Председателя, директора института аэрокосмических приборов и систем (№ 1)
Н.Н. Майорова;

Членов комиссии:

ученого секретаря института аэрокосмических приборов и систем (№ 1)
Н.А. Овчинниковой;

профессора, исполняющего обязанности заведующего кафедрой аэрокосмических
компьютерных и программных систем (№ 14) Н.А. Шехуновой

составила настоящий акт о том, что результаты диссертационной работы Рабина А.В.
«Ортогональное кодирование и многопозиционная модуляция в помехозащищенных

системах передачи информации», представленной на соискание ученой степени доктора технических наук:

- метод синтеза кодирующих и декодирующих матриц для формирования кодовых последовательностей, обеспечивающих реализацию ортогонального кодирования, отличающийся свойством регулярности от случайного поиска отдельных пар матриц с применением комбинаторных методов;
- класс ортогональных кодов на основе синтезированных кодирующих и декодирующих матриц и обеспечивающих повышение помехозащищенности каналов передачи информации телекоммуникационных систем

используются в деятельности федерального государственного автономного образовательного учреждения высшего образования «Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения».

Материалы диссертационной работы Рабина Алексея Владимировича использованы в учебном процессе в дисциплинах «Методы передачи дискретных сообщений», «Кодирование и декодирование сообщений», «Цифровая обработка сигналов» студентов, обучающихся по направлению 09.03.01 «Информатика и вычислительная техника», а также в дисциплинах «Безопасность и защита информации в информационных системах», «Системы цифровой обработки сигналов», «Языки спецификации и моделирования систем» студентов, обучающихся по направлению 09.04.01 «Информатика и вычислительная техника».

Председатель комиссии,

директор института аэрокосмических приборов
и систем, к.т.н., доцент



Н.Н. Майоров

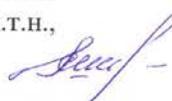
Члены комиссии:

ученый секретарь института аэрокосмических
приборов и систем, к.т.н., доцент



Н.А. Овчинникова

и.о. заведующего кафедрой аэрокосмических
компьютерных и программных систем, к.т.н.,
доцент



Н.А. Шехунова

Приложение Д Свидетельства о государственной регистрации программ
для ЭВМ

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2021611497

Синтез кодирующих и декодирующих матриц на
основе многочленов второй степени для
формирования кодовых последовательностей,
обеспечивающих реализацию ортогонального
кодирования

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

Автор: *Рабин Алексей Владимирович (RU)*

Заявка № 2021610746

Дата поступления 29 января 2021 г.

Дата государственной регистрации

в Ресстре программ для ЭВМ 29 января 2021 г.

*Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности*



ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ
Сертификат 0x02A50FBC00B1ACFB9A40A2F08092E9A118
Владелец **Ивлиев Григорий Петрович**
Действителен с 15.01.2021 по 15.01.2035

Г.П. Ивлиев

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2021611498

Синтез кодирующих и декодирующих матриц на основе многочленов третьей степени для формирования кодовых последовательностей, обеспечивающих реализацию ортогонального кодирования

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

Автор: *Рабин Алексей Владимирович (RU)*

Заявка № 2021610747

Дата поступления 29 января 2021 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 29 января 2021 г.

*Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности*

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ
Сертификат 0x02A5CFBC00B1ACF59A40A2F08092E9A118
Владелец **Ивлиев Григорий Петрович**
Действителен с 15.01.2021 по 15.01.2035

Г.П. Ивлиев



РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2020667846

Модель функционирования схем устройств модуляции и демодуляции, входящих в состав помехозащищенной системы связи с ортогональным кодированием

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

Автор: *Рабин Алексей Владимирович (RU)*

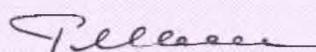
Заявка № 2020667419

Дата поступления 29 декабря 2020 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 29 декабря 2020 г.

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

 Г.П. Ивлиев



РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2020667845

Модель функционирования схем устройств кодирования и декодирования, входящих в состав помехозащищенной системы связи с ортогональным кодированием

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

Автор: *Рабин Алексей Владимирович (RU)*

Заявка № 2020667418

Дата поступления 29 декабря 2020 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 29 декабря 2020 г.



*Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности*

Г.П. Ивлиев

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2020667840

Имитационная модель системы передачи информации в каналах со случайной фазой и замираниями при использовании ортогонального кодирования и частотной модуляции

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

Автор: *Рабин Алексей Владимирович (RU)*

Заявка № 2020667414

Дата поступления 29 декабря 2020 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 29 декабря 2020 г.



Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Г.П. Ивлиев

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2020667839

Имитационная модель системы передачи информации в каналах с аддитивным шумом при использовании ортогонального кодирования и частотной модуляции

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

Автор: **Рабин Алексей Владимирович (RU)**

Заявка № 2020667413

Дата поступления 29 декабря 2020 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 29 декабря 2020 г.



Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Г.П. Ивлиев

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2020667838

Имитационная модель системы передачи данных с ортогональным кодированием и квадратурной амплитудной модуляцией

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

Автор: **Рабин Алексей Владимирович (RU)**

Заявка № **2020667412**

Дата поступления **29 декабря 2020 г.**

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ **29 декабря 2020 г.**

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Г.П. Ивлиев



РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2020667837

Имитационная модель системы передачи данных с ортогональным кодированием и дискретной амплитудной модуляцией

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

Автор: **Рабин Алексей Владимирович (RU)**

Заявка № **2020667411**

Дата поступления **29 декабря 2020 г.**

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ **29 декабря 2020 г.**

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Г.П. Ивлиев



РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2020616889

Программный комплекс моделирования системы передачи данных, использующей помехоустойчивые корректирующие и ортогональные коды

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

Автор: *Рабин Алексей Владимирович (RU)*

Заявка № 2020615885

Дата поступления 09 июня 2020 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 25 июня 2020 г.

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Г.П. Ивлиев



РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2020616830

Программное обеспечение повышения помехозащищенности систем цифровой связи с ортогональным кодированием и многопозиционной модуляцией

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

Автор: *Рабин Алексей Владимирович (RU)*

Заявка № 2020615840

Дата поступления 09 июня 2020 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 23 июня 2020 г.

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Г.П. Ивлиев



РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2019661978

Программа оценки энергетического выигрыша от применения ортогонального кодирования совместно с временно-импульсной модуляцией

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

Автор: *Рабин Алексей Владимирович (RU)*

Заявка № **2019660833**

Дата поступления **29 августа 2019 г.**

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ **12 сентября 2019 г.**

*Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности*

Г.П. Ивлиев



РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2019661932

**Программная реализация процедуры согласования
символов ортогонального кода с частотной модуляцией**

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

Автор: *Рабин Алексей Владимирович (RU)*

Заявка № **2019660690**

Дата поступления **29 августа 2019 г.**

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ **11 сентября 2019 г.**

*Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности*

Г.П. Ивлиев



РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2019661929

**Программа оценки энергетического выигрыша от
применения ортогонального кодирования совместно с
квадратурной амплитудной модуляцией**

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

Автор: *Рабин Алексей Владимирович (RU)*

Заявка № **2019660627**

Дата поступления **29 августа 2019 г.**

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ **11 сентября 2019 г.**

*Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности*

 *Г.П. Ивлиев*



РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2019661928

**Программная реализация процедуры согласования
символов ортогонального кода с дискретной амплитудной
модуляцией**

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

Автор: **Рабин Алексей Владимирович (RU)**

Заявка № **2019660626**

Дата поступления **29 августа 2019 г.**

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ **11 сентября 2019 г.**

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Г.П. Ивлиев



РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2019661927

**Программная реализация процедуры согласования
символов ортогонального кода с квадратурной амплитудной
модуляцией**

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

Автор: **Рабин Алексей Владимирович (RU)**

Заявка № **2019660625**

Дата поступления **29 августа 2019 г.**

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ **11 сентября 2019 г.**

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Г.П. Ивлиев



РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2019661888

**Программная реализация процедуры согласования
символов ортогонального кода с временно-импульсной
модуляцией**

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

Автор: *Рабин Алексей Владимирович (RU)*

Заявка № **2019660602**

Дата поступления **29 августа 2019 г.**

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ **11 сентября 2019 г.**

*Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности*

Г.П. Ивлиев



РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2019661887

**Программа оценки энергетического выигрыша от
применения ортогонального кодирования совместно с
относительной фазовой модуляцией**

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

Автор: *Рабин Алексей Владимирович (RU)*

Заявка № **2019660601**

Дата поступления **29 августа 2019 г.**

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ **11 сентября 2019 г.**

*Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности*

Г.П. Ивлиев



РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2019661886

Программа оценки энергетического выигрыша от применения ортогонального кодирования совместно с частотной модуляцией

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

Автор: **Рабин Алексей Владимирович (RU)**

Заявка № **2019660603**

Дата поступления **29 августа 2019 г.**

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ **11 сентября 2019 г.**

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Г.П. Ивлиев



РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2019661885

**Программа оценки энергетического выигрыша от
применения ортогонального кодирования совместно с
дискретной амплитудной модуляцией**

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

Автор: *Рабин Алексей Владимирович (RU)*

Заявка № 2019660606

Дата поступления 29 августа 2019 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 11 сентября 2019 г.

*Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности*

Г.П. Ивлиев



РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2019661473

Программный комплекс моделирования системы передачи данных, использующей совместно корректирующие и ортогональные коды

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

Автор: *Рабин Алексей Владимирович (RU)*

Заявка № 2019660355

Дата поступления 20 августа 2019 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 02 сентября 2019 г.

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Г.П. Ивлиев



РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2018660771

**Программная реализация процедуры согласования
символов ортогонального кода с относительной фазовой
модуляцией**

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

Автор: *Рабин Алексей Владимирович (RU)*

Заявка № 2018618181

Дата поступления 02 августа 2018 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 28 августа 2018 г.

*Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности*

 Г.П. Ивлиев



РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2018660770

Программная реализация алгоритма синтеза класса системных и обратных системных матриц, обеспечивающих выполнение ортогонального кодирования

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

Автор: **Рабин Алексей Владимирович (RU)**

Заявка № 2018618185

Дата поступления 02 августа 2018 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 28 августа 2018 г.

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

 Г.П. Ивлиев



РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2018610819

«Имитационная модель системы передачи данных по каналу с аддитивным белым гауссовским шумом с использованием ортогонального кодирования»

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

Автор: *Рабин Алексей Владимирович (RU)*

Заявка № 2017662032

Дата поступления 22 ноября 2017 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 17 января 2018 г.



Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Г.П. Ивлиев