

Ордена Трудового Красного Знамени федеральное государственное
бюджетное образовательное учреждение высшего образования
«Московский технический университет связи и информатики»

На правах рукописи

ВАРЛАМОВ Владимир Олегович

**Повышение помехоустойчивости широкополосных цифровых радиолиний
передачи речевой информации в диапазоне декаметровых волн**

Специальность

2.2.13 – Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения

Диссертация

на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель:
доктор технических наук,
доцент Лобов Е.М.

Москва – 2026

Оглавление

Введение.....	5
1 Анализ существующих решений для построения широкополосных цифровых радиолиний передачи речи декаметрового диапазона длин волн .	14
1.1 Распространение широкополосных сигналов в декаметровом диапазоне при квазизенитном излучении и их прием	14
1.1.1 Особенности распространения широкополосных сигналов в декаметровом диапазоне при квазизенитном излучении.....	14
1.1.2 Модель ионосферного канала Ваттерсона.....	17
1.1.3 Методы разнесенного приема	22
1.1.4 Методы оценивания коэффициентов канала.....	23
1.2 Сигналы существующих радиолиний передачи речи ДКМВ диапазона и алгоритмы их приема.....	26
1.3 Обзор методик расчета параметров радиограммы	32
1.4 Выводы по разделу 1.....	35
2 Разработка методики определения параметров радиограммы широкополосной радиолинии в условиях ионосферного канала с дисперсионными искажениями	37
2.1 Описание методики определения параметров кадра радиолинии	37
2.2 Обобщенное описание разработанной методики.....	42
2.3 Расчет вероятностей обнаружения синхропоследовательности и декодирования кодового блока.....	45
2.4 Прогнозирование отношения сигнал шум на входе приемного устройства	50

2.5	Определение параметров кадра радиолинии с учетом модели распространения радиосигнала.....	55
2.6	Сравнение помехоустойчивости с радиограммой модема прототипа...	61
2.7	Выводы по разделу 2.....	63
3	Разработка когерентного алгоритма обработки не двоичных широкополосных сигнально-кодовых конструкций	65
3.1	Алгоритмы обработки в условиях многолучевого распространения в ионосферном канале	65
3.1.1	Общие выражения	65
3.1.2	Модель наблюдений.....	69
3.1.3	Частные выражения для вычисления апостериорных вероятностей.....	71
3.2	Алгоритм когерентной обработки не двоичных широкополосных сигнально-кодовых конструкций с одновременным оцениванием коэффициентов канала.....	77
3.2.1	Постановка задачи и основные выражения	77
3.2.2	Формирование авторегрессионной модели наблюдений и обоснование ее параметров.....	86
3.3	Оценивание помехоустойчивости алгоритмов когерентной обработки не двоичных широкополосных сигнально-кодовых конструкций	99
3.4	Выводы по разделу 3.....	103
4	Экспериментальные исследования.....	106
4.1	Описание алгоритма работы устройства приема сигнала цифровой радиолинии передачи речи ДКМВ диапазона.....	106
4.2	Оценка зависимости помехоустойчивости от точности определения доплеровского расширения.....	116

4.3 Результаты обработки записей эфира	119
4.4 Выводы по разделу 4.....	121
Заключение	123
Список литературы	126
Приложение А. Акты о внедрении результатов диссертационной работы ..	145

Введение

Актуальность темы исследования.

Радиосвязь в диапазоне декаметровых волн является одним из способов построения систем оперативной связи, наряду с системами резервной связи и мощного радиовещания. Для систем оперативной связи важными являются возможность повторного использования частотного ресурса (по причине загруженности декаметрового диапазона в целом, а также работы заметного числа пользователей в относительной близости друг от друга) и обеспечение конфиденциальности передачи информации, что может обеспечиваться, помимо методов криптографической защиты, посредством работы сложными сигналами в широкой полосе частот.

Обеспечить выполнение данных требований для реализации широкополосной радиолинии передачи речевой информации с повышенной помехоустойчивостью позволяет использование алфавита ортогональных широкополосных фазоманипулированных сигналов совместно с современными алгоритмами недвоичного помехоустойчивого кодирования и алгоритмами сжатия речи.

Основными сложностями при построении радиолиний в диапазоне декаметровых волн являются прогнозирование состояния ионосферного канала, а также оценка и компенсация искажений, вносимых им в полезный сигнал в условиях многолучевого распространения радиоволн. Использование широкополосных сигналов позволяет обнаруживать, разделять и складывать многолучевые компоненты сигнала, реализуя принципы оптимального когерентного разнесенного приема для повышения помехоустойчивости радиолинии. Однако, когерентный разнесенный прием требует оценивания и отслеживания изменений (фильтрации) значений комплексных коэффициентов канала для каждой многолучевой компоненты в процессе приема радиограммы в

условиях априорной неопределённости, возникающей при использовании алфавита ортогональных широкополосных фазоманипулированных сигналов.

Таким образом, актуальной является задача повышения помехоустойчивости широкополосных цифровых радиолиний передачи речевой информации в диапазоне декаметровых волн за счет учета особенностей распространения сигнала при квазизенитном распространении и распространении вдоль поверхности Земли, а также разработки алгоритмов приема, позволяющих оценивать и компенсировать искажения полезного сигнала при заданной структуре радиограммы и недвоичной передаче, с использованием алфавита ортогональных широкополосных фазоманипулированных сигналов.

Степень разработанности темы.

Вопрос разработки радиолиний, работающих в диапазоне декаметровых волн и использующих при передаче данных эффект отражения радиоволн от ионосферы Земли, рассматривался в работах Финка Л.М. [1], Кловского Д.Д. [2,3], Карташевского В.Г. [4,7], Хазана В.Л. [8-12], Романова Ю.В. [13-16], Аджемова С.С. [18-20], Иванова Д.В. [21,22], Рябовой Н.В. [23,24], Воглера Л.Е. [25-27], Ваттерсона С. [28], Сахтерова В.И. [29], Лобова Е.М. [30, 31, 122] и других.

В большинстве работ, посвященных разработке широкополосных цифровых радиолиний, в том числе с возможностью передачи речевой информации, в диапазоне декаметровых волн, рассматривается применение технологий прямого расширения спектра (direct sequence spread spectrum – DSSS), дискретно-частотных сигналов (ДЧС), либо многоканальной параллельной передачи, с использованием технологии ортогонального частотного разделения каналов (orthogonal frequency division multiplexing – OFDM) или технологии разделения каналов с помощью банка цифровых фильтров (filter bank multicarrier – FBMC) [32-34]. Так, вопрос разработки систем связи с DSSS и ДЧС, использующих недвоичные сигнально-кодовые конструкции, рассматривался в работах Даренского В.Д. [35], Головкина И.В. [36,37], Кандаурова Н.А. [38,39], Лобова Е.М. [122]. При этом, в данных работах подробно не рассматривалась проблема разработки алгоритмов когерентного приема сигналов и определения параметров

формируемой радиограммы. Сигналы на основе OFDM и FBMC обладают высоким пик-фактором, который приводит к задаче его уменьшения с целью повышения эффективности использования усилителя передающего каскада радиостанций. Даже в относительно узкополосных современных радиолиниях (до 50 кГц) отказались от использования технологий многочастотной передачи в пользу одночастотной (см., например, MIL-STD-188-110D). Таким образом, выбор ортогональных широкополосных фазоманипулированных сигналов является обоснованным.

Вопросу разработки алгоритмов оценивания комплексных коэффициентов канала с помощью оптимальной фильтрации посвящены работы Стратоновича Р.Л. [40, 41], Калмана Р. Э. [42 - 44], Шломы А.М. [45 - 47], Крейнделина В.Б. [48, 49], Поборчей Н.Е. [50 - 53] и других. Наиболее распространенным и эффективным методом оценивания коэффициентов канала является фильтр Калмана. При этом, в зависимости от модели канала и его динамики, требуется определить порядок авторегрессии и соответствующие значения коэффициентов модели авторегрессии. Априорная неопределённость относительно передаваемых символов при работе фильтра Калмана решается путем включения обратной связи по решению. Несмотря на широкую распространенность различных вариантов фильтра Калмана, в литературе отсутствуют решения (и оценки их эффективности), которые бы были разработаны для когерентного приема алфавита ортогональных широкополосных фазоманипулированных сигналов в условиях многолучевого ионосферного канала.

Проблему прогнозирования распространения радиоволн в ионосфере Земли и определения параметров радиограммы цифровых радиолиний в диапазоне дециметровых волн рассматривали в своих работах Черенкова Л.Е. [54], Чернышев О.В. [55] Барабашов Б. Г. [56 - 58], Анишин М. М. [57-58], Сахтеров В.И. [29,59-62], Котенко О.О. [63], Липатников В. А. [64] и другие. При этом в данных работах не учитываются ограничения на максимальную задержку передачи информации, что важно для радиолиний передачи речевой информации. А также не

учитывается совместное распространение сигнала вдоль поверхности Земли и при отражении от ионосферы.

Наиболее близким к разработанному в диссертации решению является макет модема, разработанный в МТУСИ, описанный в [116] и взятый за прототип. Указанный макет использует недвоичные сигнально-кодовые конструкции (СКК), построенные на основе алфавита ортогональных широкополосных фазоманипулированных сигналов и недвоичного помехоустойчивого кода с малой плотностью проверок на четность (NB-LDPC). Однако, реализованный алгоритм обработки СКК, включающий сложение многолучевых компонент и формирование апостериорных вероятностей по каждому варианту недвоичного символа, является некогерентным и не использует информацию о коэффициентах канала. Параметры радиограммы подобраны эмпирически. Таким образом, существуют пути улучшения прототипа посредством корректировки параметров радиограммы и перехода к когерентному алгоритму обработки СКК, с использованием информации о коэффициентах канала с целью повышения помехоустойчивости радиолинии передачи речи.

Целью диссертационной работы является повышение помехоустойчивости широкополосных цифровых радиолиний передачи речевой информации в диапазоне декаметровых волн.

Научная задача заключается в синтезе алгоритмов формирования и обработки сигналов широкополосных цифровых радиолиний передачи речевой информации ДКМВ диапазона, обладающих большей помехоустойчивостью по сравнению с известными. Решение поставленной научной задачи состоит из решения следующего набора частных задач, которые перечислены ниже.

1. Разработка методики определения параметров радиограммы радиолинии для передачи речевой информации недвоичными сигнально-кодовыми конструкциями, построенными на основе алфавита ортогональных широкополосных фазоманипулированных сигналов и недвоичного помехоустойчивого кода, учитывающей совместно результаты прогнозирования для распространения сигнала вдоль поверхности Земли и при отражении от

ионосферы, а также ограничения, накладываемые на максимальную задержку передачи речи.

2. Разработка алгоритма когерентной обработки широкополосных недвоичных СКК в многолучевом ионосферном канале, использующего уточненные при помощи оптимальной фильтрации оценки коэффициентов канала, полученные по недвоичным символам данных радиограммы в условиях их априорной неопределенности.

3. Оценка потенциальных показателей помехоустойчивости разработанного алгоритма и определение энергетического выигрыша по сравнению с известными алгоритмами.

4. Разработка программной модели устройства приема сигналов широкополосной цифровой радиолинии передачи речевой информации, реализующей алгоритм когерентной обработки широкополосных недвоичных СКК с оптимальной фильтрацией коэффициентов многолучевого канала.

5. Проведение тестирования разработанной программной модели устройства приема сигналов, с использованием модели ионосферного канала для выработки научно-обоснованных рекомендаций по применению разработанного алгоритма, и сравнение помехоустойчивости с программной моделью устройства прототипа.

6. Разработка макета устройства приема сигналов цифровой радиолинии передачи речевой информации и обработка натуральных записей для подтверждения результатов, полученных при моделировании, и подтверждения корректности предложенных рекомендаций.

Объектом исследования являются широкополосные цифровые радиолинии передачи речевой информации в диапазоне дециметровых волн.

Предметом исследования являются алгоритмы формирования и обработки сигналов широкополосных цифровых радиолиний передачи речевой информации в диапазоне дециметровых волн.

Методология и методы исследования. При решении поставленных задач исследования использовались методы цифровой обработки сигналов, теории

электрической связи, теории случайных процессов, теории вероятностей, статистической радиотехники и методы вычислительного эксперимента.

Научная новизна работы.

1. Разработана методика определения параметров радиограммы для широкополосных цифровых радиолиний передачи речевой информации, **отличающаяся от известных** совместным учетом результатов прогнозирования для распространения сигнала вдоль поверхности Земли и при отражении от ионосферы при оценке вероятности приема, а также учетом накладываемых ограничений на максимальную задержку передачи речи.
2. Разработан алгоритм когерентной обработки широкополосных недвоичных СКК в условиях многолучевого распространения сигнала в ионосферном канале, **отличающийся от известных** формированием апостериорных вероятностей по каждому варианту недвоичного символа радиограммы, с применением оптимального когерентного сложения многолучевых компонент сигнала, с использованием фильтрации оценок коэффициентов канала, полученных в условиях априорной неопределенности относительно недвоичных символов радиограммы.
3. Разработаны **новые** научно-обоснованные рекомендации по применению алгоритма когерентной обработки широкополосных недвоичных СКК в условиях априорной неопределенности относительно скорости замираний сигнала в ионосферном канале.

Достоверность результатов и выводов обеспечивается корректностью применения математических методов и соответствием результатов, полученных путем аналитических расчетов, численного моделирования и натурного эксперимента.

Теоретическая и практическая значимость работы. Теоретическая значимость заключается в разработке новых элементов научно-методического аппарата теории передачи речевой информации в диапазоне декаметровых волн, а именно – методики определения параметров радиограммы для широкополосных цифровых радиолиний передачи речевой информации, а также алгоритма

когерентного приема широкополосных недвоичных СКК в условиях многолучевого распространения сигнала в ионосферном канале.

Практическая значимость заключается в повышении помехоустойчивости широкополосных цифровых радиолиний передачи речевой информации в диапазоне декаметровых волн за счет использования разработанного алгоритма когерентного приема широкополосных недвоичных СКК в условиях многолучевого распространения сигнала в ионосферном канале. Практическая значимость подтверждается результатами обработки натуральных записей эфира с помощью разработанных программной модели и макета устройства приема сигналов.

Результаты диссертационного исследования использовались:

- при проведении исследований по обоснованию технического облика перспективной широкополосной радиостанции ДКМВ диапазона для передачи данных и речевых сообщений в ФГБОУ ВО «ВГУ»;

- при разработке программных модулей обработки широкополосных сигналов в диапазоне декаметровых волн в рамках СЧ ОКР «Близнец-ТУС» в МТУСИ;

- в образовательном процессе на кафедре «Радиотехнические системы» МТУСИ в рамках дисциплин «Статистическая теория радиотехнических систем» и «Радиотехнические системы передачи информации».

Апробация работы.

Результаты, изложенные в диссертации, были представлены и обсуждены на следующих конференциях:

1. 2023 Systems of signals generating and processing in the field of on board communications, г. Москва, Россия, 2023 г [126];
2. 2023 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO), г. Псков, Россия, 2023 г [127];
3. 2024 Systems of signals generating and processing in the field of on board communications, г. Москва, Россия, 2024 г [131];

4. 2024 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO), г. Выборг, Россия, 2024 г [132].

Публикации результатов.

По теме диссертации было опубликовано 14 работ [126-139]. Из них 4 опубликованы в журналах из списка ВАК [133-136], 7 работ проиндексированы в базах данных Web of Science и SCOPUS [126-132], две работы проиндексированы в базе данных РИНЦ [137-138]. Получено 1 свидетельство о государственной регистрации программ для ЭВМ [139].

Личный вклад автора.

Все выносимые на защиту научные результаты получены соискателем лично. Из работ, опубликованных в соавторстве, в диссертацию включена только та их часть, которая выполнена лично соискателем.

Структура работы.

Диссертация состоит из введения, четырех разделов, заключения и списка литературы. Основная часть изложена на 144 страницах машинописного текста, содержит 56 рисунков и 5 таблиц; список литературы состоит из 139 наименований.

Соответствие паспорту специальности. Проведенное автором исследование соответствует п. 2 «Исследование методов и алгоритмов обработки радиосигналов, учитывающих эффекты их рассеяния и отражения при прохождении через различные среды распространения» и п. 3 «Разработка и исследование радиотехнических устройств и систем, обеспечивающих улучшение характеристик точности, быстродействия и помехоустойчивости» паспорта специальности 2.2.13 – Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения.

Положения, выносимые на защиту.

1. Применение предложенной методики определения параметров радиограммы цифровой радиолинии передачи речевой информации в ДКМВ диапазоне **позволяет достичь энергетического выигрыша до 2.8 дБ** по излучаемой мощности относительно известных вариантов, при сохранении

вероятности корректного приема радиограммы в среднем не менее 0.95 в течение календарного года.

2. Предложенный алгоритм когерентной обработки широкополосного сигнала с применением оптимальной фильтрации оценок комплексных коэффициентов передачи канала при многолучевом распространении сигнала в условиях ионосферного канала **обеспечивает энергетический выигрыш** до 2.7 дБ при вероятности корректного декодирования кодового блока 0.95 по сравнению с известными алгоритмами.

3. Разработанный макет устройства приема сигналов цифровой радиолинии передачи речевой информации, **отличающийся от известных** применением алгоритма когерентной обработки с оптимальной фильтрацией коэффициентов многолучевого ионосферного канала и работающий с учетом разработанных рекомендаций в условиях априорной неопределенности о динамике изменения состояния канала, **позволяет повысить помехоустойчивость** широкополосной радиолинии передачи речевой информации в диапазоне декаметровых волн, что количественно **выражается в уменьшении** доли непринятых радиограмм в 1.45 раз сравнению с прототипом при обработке записей эфира.

1 Анализ существующих решений для построения широкополосных цифровых радиолиний передачи речи декаметрового диапазона длин волн

1.1 Распространение широкополосных сигналов в декаметровом диапазоне при квазизенитном излучении и их прием

1.1.1 Особенности распространения широкополосных сигналов в декаметровом диапазоне при квазизенитном излучении

Квазизенитное распространение (КЗР) представляет собой случай распространения радиоволн декаметрового (ДКМВ) диапазона при больших углах падения на ионосферу, обеспечивающий связь на расстояниях 40 – 400 км. В данном режиме сигналы, падающие на ионосферу почти вертикально, отражаются и приходят к приёмнику с зенитного направления, что позволяет организовать связь в условиях сложного рельефа без развёртывания дополнительной инфраструктуры.

При распространении в ионосфере широкополосных сигналов в режиме КЗР возникают специфические эффекты, обусловленные частотной дисперсией среды и магнитоионным расщеплением. Ионосфера представляет собой диспергирующую магнитоактивную плазму, показатель преломления которой зависит от частоты распространяющегося в ней электромагнитного колебания, электронной концентрации и геомагнитного поля. Это приводит к тому, что различные спектральные компоненты широкополосного сигнала распространяются с разными фазовыми и групповыми скоростями, что вызывает дисперсионные искажения сигнала.

В работах [65-69] предлагается описание дисперсионных искажений при помощи дисперсионной характеристики (ДХ) – зависимости группового времени запаздывания сигнала от частоты. В случае линейной зависимости производная ДХ по частоте, называемая наклоном дисперсионной характеристики (измеряется

в мкс/МГц), количественно характеризует степень дисперсионных свойств канала и, как следствие, дисперсионных искажений сигнала. В работах [65, 66, 69] установлено, что величина наклона ДХ увеличивается при приближении рабочей частоты к максимально применимой частоте (МПЧ), а также при переходе от дневного времени к ночному. Для среднеширотных трасс протяжённостью до 400 км значения могут достигать сотен мкс/МГц.

Широкополосные сигналы, такие как сигналы с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ), фазоманипулированные сигналы, сигналы с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты (ППРЧ) и многочастотные сигналы, при распространении в диспергирующей ионосфере, подвергаются дисперсионным искажениям, в результате которых наблюдается уменьшение пикового уровня и уширение сжатого импульса на выходе согласованного фильтра приемника.

В работах [38, 39, 70] было показано, что влияние дисперсионных искажений при полосе сигнала 400 кГц на трассах средней протяжённости (до 3000 км) приводит к энергетическим потерям порядка 8 дБ. Эксперименты, проведенные сотрудниками МТУСИ при КЗР показали, что наклон дисперсионной характеристики канала на коротких трассах достигает значений порядка 400 – 800 мкс/МГц и в отдельных случаях несколько тысяч мкс/МГц (что согласуется с теоретическими оценками [65]). Даже самые относительно узкополосные сигналы (с шириной спектра 80 кГц) претерпевают существенные дисперсионные искажения, приводящие к потерям порядка 3-4 дБ, которые можно компенсировать [116]. Искажения сигналов с шириной спектра 160 кГц составляют порядка 5-7 дБ потерь. Известны алгоритмы и устройства оценки [71 - 79] и компенсации [70, 80 - 86] дисперсионных искажений.

На характеристики распространения при КЗР также влияют геофизические факторы, к примеру солнечные затмения. В периоды полных солнечных затмений наблюдается усиление дисперсионных свойств канала, причём это усиление более существенно для коротких трасс, а также для частот, близких к критической частоте ионосферного слоя.

В работах [87, 88] показано, что при распространении радиоволн в ионосфере наблюдается уменьшение значения МПЧ. Это следует из приведенного выражения для расчета МПЧ:

$$f_{МПЧ} = f_{N \max} \sec \varphi \quad (1.1)$$

где: $f_{N \max}$ – критическая частота слоя (определяется максимальной электронной концентрацией), φ – угол входа волны в ионосферу (отсчитывается от вертикали). Отмечается, что для обеспечения связи на расстояниях до 400 км углы входа должны принадлежать диапазону значений 0-30°. В этом случае МПЧ отличается от критической частоты на 0-15 %, в результате, рабочие частоты относятся к нижней части ДКМВ диапазона и не превышают 11 МГц.

При прогнозировании распространения ионосферной волны для трасс до 7000 км применяется метод лучевого анализа [120]. Рассматриваются дискретные моды распространения: до трёх E-мод и до шести F2-мод. Для каждой моды медианная напряженность поля рассчитывается по формуле:

$$E_w = 136.6 + P_t + G_t + 20 \log(f) - L_b \text{ дБ(мкВ / м)}$$

где P_t – мощность передатчика в дБВт, G_t – усиление передающей антенны в дБ, f – рабочая частота в МГц, L_b – суммарные потери на трассе в дБ. Потери L_b включают в себя поглощение в ионосфере (вычисляется с учётом солнечного зенитного угла в контрольных точках трассы, коэффициента поглощения в полдень и коэффициента проникновения в поглощающий слой), потери при работе выше МПЧ (становятся ненулевыми для частот выше основной МПЧ моды и рассчитываются по квадратичному (для E-мод) или квадратно-корневому (для F2-мод) закону), потери при отражении от земли, авроральные и другие потери, а также эмпирическую поправку.

Результирующая медианная напряженность поля для трассы определяется как квадратный корень из суммы квадратов напряженностей от всех учтённых мод.

Прогнозирование напряженности поля Земной волны сводится к расчету потерь передачи, которые зависят от рабочей частоты и свойств подстилающей

поверхности [89]. Таким образом, при работе на более низких частотах, площадь, охватываемая Земной волной, будет выше. При этом, моделью канала, применимой в этих условиях, является канал с аддитивным белым гауссовским шумом (АБГШ), для которого, при равных ОСШ, вероятность приема радиограммы выше, чем для канала с замираниями.

1.1.2 Модель ионосферного канала Ваттерсона

В качестве модели ионосферного канала в работе используется модель Ваттерсона [28]. Функциональная схема феноменологической модели Ваттерсона изображена на рисунке 1.1.

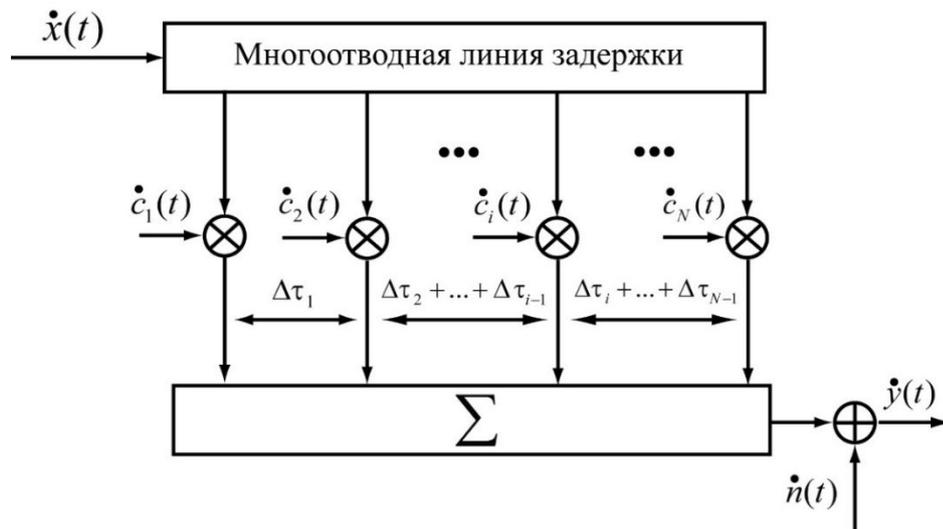


Рисунок 1.1 – Схема модели Ваттерсона

Комплексная огибающая $\dot{x}(t)$ исходного сигнала поступает на многоотводную линию задержки, где каждый отвод соответствует отдельному принимаемому лучу. Сигнал каждого из лучей модулируется функцией $\dot{c}_i(t)$, после чего выходной сигнал $\dot{y}(t)$ формируется как сумма сигналов луче и белого гауссовского шума $\dot{n}(t)$:

$$\dot{y}(t) = \sum_{i=1}^{N_r} \dot{c}_i(t) \dot{x}(t - \tau_i) + \dot{n}(t), \quad \tau_1 = 0, \quad (1.3)$$

где N_r – общее число отводов линии задержки, τ_i – задержка i -го луча, относительно первого.

Модулирующие функции $\dot{c}_i(t)$ обладают следующими свойствами:

– все модулирующие функции $\dot{c}_i(t)$ независимы между собой, как и их вещественные и мнимые части;

– спектральная плотность мощности модулирующих функций $\dot{c}_i(t)$ представляет собой сумму двух разнесенных по частоте функций Гаусса (см. рисунок 1.2) – каждая для одной магнитоионной компоненты:

$$S_c(\nu) = \frac{A_{sia}}{\sqrt{2\pi}\sigma_{sia}} e^{-\frac{(\nu-\nu_{sia})^2}{2\sigma_{sia}^2}} + \frac{A_{sib}}{\sqrt{2\pi}\sigma_{sib}} e^{-\frac{(\nu-\nu_{sib})^2}{2\sigma_{sib}^2}} \quad (1.4)$$

Корреляционная функция случайного процесса $\dot{c}_i(t)$ определяется в форме:

$$C(\Delta t) = \langle \dot{c}_i(t) \dot{c}_i^*(t + \Delta t) \rangle = A_{sia} e^{-2\pi^2\sigma_{sia}^2(\Delta t)^2 + j2\pi\nu_{sia}\Delta t} + A_{sib} e^{-2\pi^2\sigma_{sib}^2(\Delta t)^2 + j2\pi\nu_{sib}\Delta t} \quad (1.5)$$

Треугольные скобки в (1.5) означают операцию статистического усреднения.

В узкополосном ионосферном канале не представляется возможным временное разделение магнитоионных компонент из-за малой взаимной задержки во времени, поэтому их наличие учитывается в частотной области – в спектральной плотности мощности модулирующих функций $c_i(t)$, которая изображена на рисунке 1.2. Приняты обозначения: ν – частота, ν_{sia} и ν_{sib} – доплеровский сдвиг для обыкновенной и необыкновенной составляющих, σ_{sia} и σ_{sib} – среднеквадратичное отклонение для соответствующих функций Гаусса в спектральной плотности мощности (1.4) и половина доплеровского расширения (разброса) для обыкновенной и необыкновенной компонент.

В использовавшейся модели все указанные параметры подразумеваются фиксированными. Поэтому модель воспроизводит *стационарный* ионосферный канал связи, что в реальности справедливо в интервале времени, как правило, не

более 10 мин, однако является достаточным при моделировании работы алгоритмов приема сигналов радиолиний передачи речевой информации.

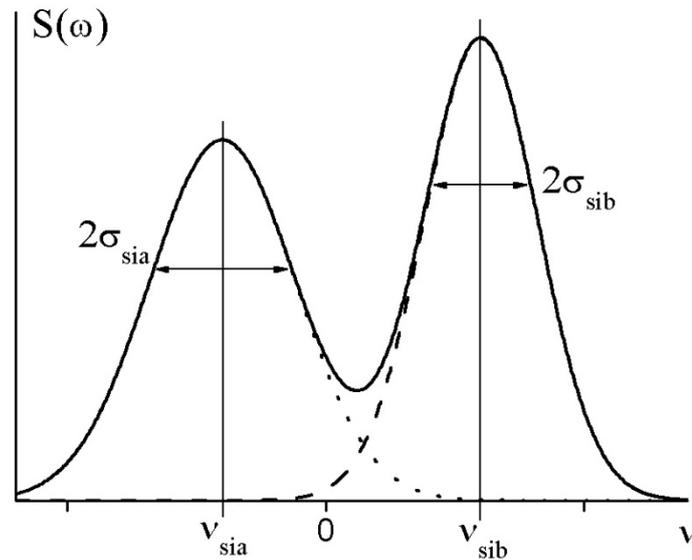


Рисунок 1.2 – Спектральная плотность мощности модулирующих функций

Модель Ваттерсона обладает следующим недостатком: модель справедлива для сигналов с шириной спектра сигнала не более 12 кГц, по причине размытия сигнала во временной области из-за дисперсионных свойств ионосферы (зависимость фазовой и групповой скоростей распространения радиоволн от частоты) и рассеяния на неоднородностях ионосферы.

Имитаторы на базе модели Ваттерсона рекомендуются для тестирования модемов декаметрового диапазона длин волн. Определяется 10 режимов работы имитатора, параметры для которых перечислены в таблице 1.1. Для всех режимов предполагается два луча распространения, нулевой доплеровский сдвиг и одинаковые статистические характеристики случайных процессов $\dot{c}_i(t)$.

Таблица 1.1 – Таблица режимов работы имитатора узкополосного ионосферного канала

№	Широты	Режим	Взаимная задержка лучей, мс	Максимальное доплеровское расширение (разброс) $2\sigma_{si}$, Гц
1	низкие широты	Затишье	0.5	0.5
2		Умеренные условия	2	1.5
3		Возбужденное состояние	6	10
4	средние широты	Затишье	0.5	0.1
5		Умеренные условия	1	0.5
6		Возбужденное состояние	2	1
7		Возбужденное состояние для почти вертикального распространения	7	1
8	высокие широты	Затишье	1	0.5
9		Умеренные условия	3	10
10		Возбужденное состояние	7	30

При моделировании ионосферного канала для широкополосных сигналов дисперсионными, искажениями сигнала, возникающими в ионосфере Земли, пренебречь невозможно. С целью моделирования прохождения широкополосных сигналов, в данных условиях применяют модифицированную модель Ваттерсона, отличающуюся заданием для каждого из лучей распространения помимо модулирующей функции замираний, так же импульсной характеристики канала, обеспечивающей дисперсионные искажения (в соответствии с [65, 69]).

Тогда структурная схема модели Ваттерсона примет вид, представленный на рисунке 1.3.

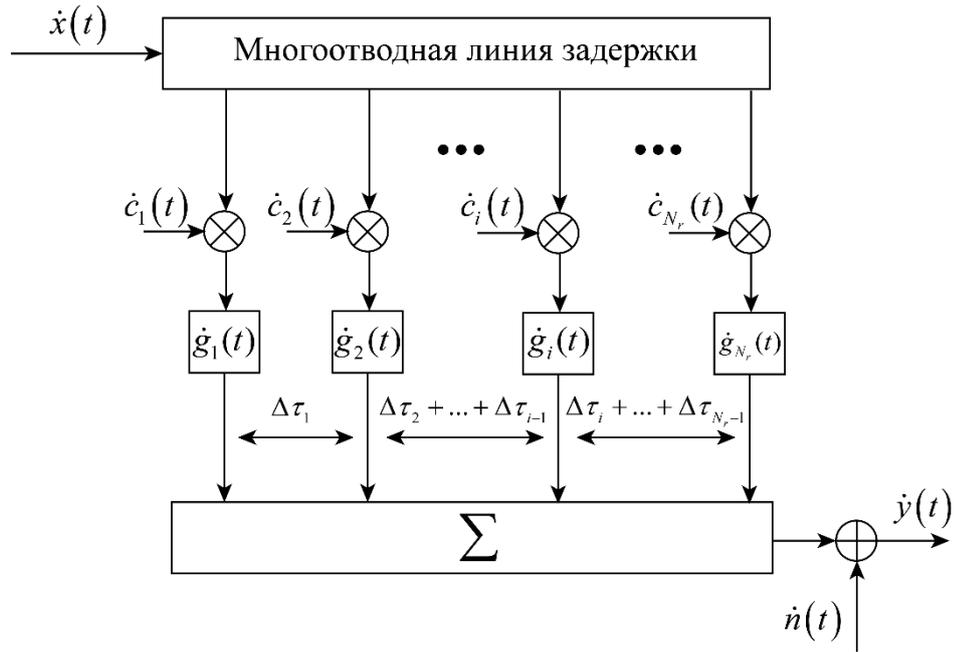


Рисунок 1.3 – Схема модели Ваттерсона, учитывающий эффект дисперсионных искажений

Комплексная огибающая $\hat{x}(t)$ передаваемого многочастотного сигнала (которая учитывает комплексные огибающие отдельных поднесущих сигнала) поступает на линию задержки с множественными отводами. Каждая линия задержки соответствует отдельному принимаемому лучу.

Многочечевые компоненты, соответствующие магнитоионному расщеплению отдельного луча, также моделируются отдельно – каждая с помощью отдельного отвода от линии задержки. Отдельные лучи умножаются на модулирующие функции $\hat{c}_i(t)$, свойства которых такие же, как и у аналогичных модулирующих функций модели Ваттерсона. Затем каждый из лучей распространения подвергается дисперсионным искажениям посредством свертки с импульсной характеристикой дисперсионного канала $g_i(\tau)$ (в соответствии с [65 - 69]), после чего складываются в выходной сигнал $\hat{y}(t)$ с учетом аддитивного шума $\hat{n}(t)$:

$$\hat{y}(t) = \sum_{i=1}^{N_r} \hat{c}_i(t) \int_{-\infty}^{\infty} \hat{x}(t - \tau) g_i(\tau) + \hat{n}(t), \quad (1.6)$$

где N_r – общее число отводов линии задержки. Рассмотренная модель является расширением модели Ваттерсона путем учета дисперсионных искажений сигнала посредством его свертки с импульсной характеристикой канала.

1.1.3 Методы разнесенного приема

Теория приема сигналов, в условиях многолучевого распространения электромагнитных волн, была описана в работах [1, 90]. Выделяют три подхода к реализации алгоритма приема: оптимальный когерентный прием (в англоязычной литературе maximum ratio combining – MRC), оптимальный некогерентный прием и квазиоптимальные методы приема. Далее каждый из этих подходов рассмотрен подробнее.

Алгоритм приема сигналов с прямым расширением спектра в условиях многолучевого канала, предполагающий разделение сигналов пришедших разными траекториями распространения с последующим их сложением, получил в англоязычной литературе название RAKE приемника (от английского rake – грабли, по причине схожести вида модуля взаимной корреляционной функции опорной синхропоследовательности и синхропоследовательности принятой после прохождения через многолучевой канал с видом грабель), и является частным случаем алгоритма разнесенного приема. С точки зрения возможности представления приема сигнала после многолучевого распространения как разнесенного приема, важным является факт возможности разделения лучей при обнаружении сигнала, для чего ширина пика автокорреляционной функции синхропоследовательности должна быть меньше, чем минимально возможное временное разнесение между лучами, что соблюдается для широкополосных сигналов, работающих в ДКМВ диапазоне. Теория разнесенного приема включает в себя выражения, описывающие в общем виде структуру алгоритма разнесенного приема и требуемые входные данные для его реализации [1, 90].

В работе [1] приведено доказательство, показывающее, что при приеме сигнала с многих ветвей разнесения, при условии независимости помех в принимаемом в каждой из ветвей сигнале, когерентное сложение обеспечивает выигрыш в помехоустойчивости пропорциональный числу ветвей разнесения (при одинаковом ОСШ в каждой ветви). Показано, что для реализации алгоритма когерентного приема требуются оценки комплексных коэффициентов передачи для каждого из каналов, что представляет основную сложность при его реализации.

По причине сложности реализации когерентного приема, активно используются упрощенные схемы, не требующие знания комплексных коэффициентов канала, такие как некогерентное сложение лучей. В [1] показано, что оптимальной схемой некогерентного приема при априорной неопределенности относительно значений множителей канала и их плотности вероятности является квадратичное сложение сигналов, принимаемых по отдельным ветвям разнесений (лучам).

1.1.4 Методы оценивания коэффициентов канала

В работах [92 - 95] исследуется метод оценивания коэффициентов канала с использованием оптимальной фильтрации для канала Ваттерсона в случае узкополосных сигналов. В данных работах авторы применяли оптимальную фильтрацию в виде авторегрессии первого порядка для 4-х лучевого [92] и 1 лучевого [93, 94, 96] канала.

В работе [97] автор использует расширенную модель Ваттерсона для вариантов SISO и MIMO. Основной акцент сделан на исследовании аппроксимации ионосферного канала, при этом рассматривается фильтр частиц при аппроксимации авторегрессией 7 - 11 порядка в зависимости от скорости замираний. Определение качества оценки коэффициентов канала проводилось с помощью имитационного моделирования с использованием сигналов BPSK и QPSK. Также вопрос оценки коэффициентов канала в системе с MIMO

рассматривался в [98] в контексте схемы пространственно-временного кодирования MIMO-OSTBC (ортогональный пространственно-временной код, Orthogonal Space-Time Block Code). Канал аппроксимировался авторегрессией 1-го порядка. Для канала использовалась модель со стационарными некоррелированными замираниями. Коэффициент канала оценивается с помощью фильтра Калмана, вычислительная сложность которого сокращается за счет свойств ортогональности OSTBC. Также авторы утверждают, что оценки, полученные фильтром Калмана, соответствуют взвешенным мгновенным МП оценкам символов M-PSK. Для системы связи с OFDM в канале с АБГШ и модуляцией поднесущих QAM-16 в [99] приведено сравнение различных методов оценки канала: фильтр Калмана, фильтр Винера, МНК, модифицированный МНК. По результатам фильтр Калмана показал наилучшую помехоустойчивость.

В работе [95] рассматривается алгоритм фильтра Калмана для задачи оценки коэффициентов эквалайзера с комбинированием обработки в прямом и обратном направлении на оси времени. В этом случае эквалайзер работает в 2-х направлениях, затем выбирается наилучшее решение, путем сравнения СКО между двумя направлениями.

Также вопрос применения фильтра Калмана для оптимальной фильтрации коэффициентов канала рассматривался в [100, 104, 105, 106, 114] в контексте систем мобильной связи, а также в [102] в контексте связи через электрическую сеть. В этих случаях для аппроксимации применялась линейная авторегрессия первого порядка. В работах [108, 109] предлагается использовать фильтр Винера для оценки коэффициентов канала для мобильной связи с TDMA, что объяснялось большей вычислительной сложностью фильтра Калмана. Рассматривались авторегрессионные модели 2, 3 и 4 порядка для сигнала QPSK и декодера Витерби. В результате лучшую помехоустойчивость показала модель с авторегрессией 2-го порядка. В работе [110] рассматривался канал с рэлеевскими замираниями в контексте системы CDMA UMTS. Коэффициенты канала – гауссовские случайные величины с нулевым математическим ожиданием. Канал аппроксимировался авторегрессией 2 - 10 порядка. Авторы предлагают новый

метод расчёта коэффициентов авторегрессии, основанный на внесении небольшой ошибки в корреляционную функцию скользящего среднего, похожий подход был показан в работе [93] для канала Ваттерсона. В работах [103, 107, 112, 113] рассматриваются ограничения и устойчивость для фильтра Калмана, а также приводится сравнение с алгоритмами МНК.

Помимо линейной авторегрессии также рассматривают другие способы аппроксимации фильтруемого процесса. Так, в работе [53] применяется метод полиномиальной аппроксимации невысокого порядка внутри скользящего окна и линейное МНК для условий априорной неопределенности относительно распределения шумов и статистических характеристик канала связи.

В работе [101] рассмотрено применение фильтра Винера для стационарного, некоррелированного канала и сигнала QPSK. При этом фильтр Винера работает по МП оценкам, полученным с использованием тестовых шумоподобных сигналов (ШПС).

В работе [111] рассматривается применение фильтра Калмана совместно с эквалайзером с обратной связью по решению (decision feedback equalizer – DFE) в канале с ММО и Рэлеевскими замираниями для сигналов QPSK. Сначала рассматривается авторегрессия некоторого q -го порядка, однако в итоге авторы останавливаются на 1-м порядке. Фильтр Калмана оценивает коэффициенты канала по преамбуле. Во время передачи данных фильтр Калмана использует данные от DFE для дальнейшей оценки. После этого DFE использует предсказанные фильтром Калмана коэффициенты канала для принятия решений по следующим символам. Полиномиальная аппроксимация канала используется на этапе, когда переходный процесс фильтра Калмана еще не закончился, и он ещё не может дать оценку коэффициентов канала, но для DFE они уже нужны.

В работе [115] авторы разрабатывают новый пространственно-временной кодер и декодер. Используются 2 передающие антенны и одна приемная. Канал моделируется в форме авторегрессии 1-го порядка. Фильтр Калмана используется для оценки коэффициента канала для QPSK и работает как по преамбуле, так и по данным. По данным выполняется предсказание канала, после грубой оценки

символов. Далее, имея оценку символов, выполняется фильтрация коэффициентов канала и переоцениваются данные.

Таким образом, наиболее распространенным и эффективным методом оценивания коэффициентов канала является фильтр Калмана. При этом, в зависимости от модели канала и его динамики, требуется определить порядок авторегрессии и соответствующие значения коэффициентов модели авторегрессии. Априорная неопределённость, относительно передаваемых символов при работе фильтра Калмана, решается путем включения обратной связи по решению. Несмотря на широкую распространенность применения различных вариантов фильтра Калмана, в литературе отсутствуют решения (и оценки их эффективности), которые бы были разработаны для когерентного приема алфавита ортогональных широкополосных сигналов в условиях многолучевого ионосферного канала со сложением лучей.

1.2 Сигналы существующих радиолиний передачи речи ДКМВ диапазона и алгоритмы их приема

В работах Сахтерова В.И. [59 - 62] описаны широкополосные модемы «Ангара-5М» и «Ангара-8И», а также результаты экспериментальных исследований по передаче фазоманипулированных сигналов в полосах от 50 до 600 кГц через ионосферный канал на расстоянии 1500 км. Автором установлено, что оптимальной полосой с точки зрения наилучшего временного разрешения задержек мод многолучевого распространения и энергетическими потерями из-за дисперсионных искажений является 150 кГц, что согласуется со значением полосы когерентности трассы средней протяженности. При расширении спектра сигнала сверх полосы когерентности до 300 кГц ослабление составляло $-10\dots-15$ дБ относительно уровня сигнала при полосе 20 кГц, а при полосе 600 кГц – ниже - 20 дБ. Длина используемых ПСП варьировалась от 32 до 256 элементов. Скорость передачи информации при этом варьировалась от 300 бит/с до 2400 бит/с в зависимости от длины ПСП в полосе 150 кГц. Передача информации

осуществлялась с помощью двоичной фазовой манипуляции. Сведения о помехоустойчивом кодировании не приводятся. Методы оценивания и коррекции дисперсионных искажений и коэффициентов канала у автора не рассматриваются. Упомянуты перестраиваемые цифровые режекторные фильтры, которые вырезают «одну-две» узкополосные помехи в полосе сигнала.

В модеме «Ангара-5М» в синхро-канале используются расширяющие последовательности Стиффлера (последовательности, получаемые сложением по модулю два последовательностей Уолша-Адамара и M-последовательности с дополнительным битом) длиной 32, 64 и 128 символов. Для передачи информации в каждом канале используется ПСП длиной 32 бита. Передача данных может проводиться одновременно в четырех каналах, занимающих один и тот же частотный диапазон (в силу взаимной ортогональности последовательностей Стиффлера). Скорость передачи информации при этом не превышает 9600 бит/с. С помощью указанных модемов показана способность передачи фазоманипулированных сигналов на расстояния порядка 1000 км в полосе 150 кГц.

Недостатком указанного решения является использование псевдослучайных последовательностей небольшой длины, что приводит к плохим взаимнокорреляционным свойствам, и простым методам модуляции, BPSK и QPSK, что не позволяет использовать современные не двоичные помехоустойчивые коды согласованно с алфавитом сигналов. Устранение изложенных недостатков позволит раскрыть потенциал повышения помехоустойчивости радиолинии.

В работе [116] приведены результаты исследования возможности построения радиолинии передачи речи ДКМВ диапазона. Описаны параметры модема, рассчитана теоретическая помехоустойчивость при работе по земной и ионосферной волне и представлены результаты трассовых испытаний макета радиолинии. Ссылаясь на работы [38, 39], где было показано, что высокая помехоустойчивость широкополосных радиолиний ДКМВ диапазона достигается при использовании NB-LDPC кода с разрядностью символов 6 или 7, был выбран

NB-LDPC код для исправления ошибок и разрядность символов, равная 6 (как приводящая к меньшей сложности по сравнению с 7-ю при невысокой потере в помехоустойчивости). Данные выводы подтверждаются работой [117], где было показано, что в условиях ионосферного канала NB-LDPC коды, при прочих равных условиях, обеспечивают большую помехоустойчивость в сравнении со сверточными и турбокодами.

Полоса сигнала может варьироваться от 80 до 320 кГц, при этом упоминается наличие алгоритмов оценки и компенсации дисперсионных искажений ионосферного канала, что позволило авторам избежать потерь при увеличении полосы сигнала.

К параметрам радиолинии, выбор которых был обоснован, относятся разрядность символов помехоустойчивого кода (следовательно, и размер ансамбля СКК), длительность радиограммы (максимальная из удовлетворяющих требованиям к задержке), полосы сигнала. Однако выбор кодовой скорости помехоустойчивого кода и длительности преамбулы был проведен эмпирически. Параметры сигналов по всем вариантам сведены в таблицы 1.2 - 1.4.

Таблица 1.2 – Расчетные данные ШПС на основе NB-LDPC в полосе 80 кГц

№	Скорость, бит/с	80 кГц, символьная скорость 50 кбод				
		Длина последовательности	Кодовая скорость	Длина радиограммы, в шестиразрядных символах	Длина преамбулы, в символах	Длительность радиограммы, мс
1	700	128	$r = 1/2,$ $m = 6$	44	16	160
2	1200	128	$r = 4/5,$ $m = 6$	45	16	160
3	2400	64	$r = 2/3,$ $m = 6$	102	16	160

Таблица 1.3 – Расчетные данные ШПС на основе NB-LDPC в полосе 160 кГц

№	Скорость, бит/с	160 кГц, символьная скорость 100 кбод				
		Длина последовательности	Кодовая скорость	Длина радиogramмы, в шестизрядных символах	Длина преамбулы, в символах	Длительность радиogramмы, мс
1	700	256	$r = 1/2, m = 6$	44	16	160
2	1200	256	$r = 4/5, m = 6$	45	16	160
3	2400	128	$r = 2/3, m = 6$	102	16	160

Таблица 1.4 – Расчетные данные ШПС на основе NB-LDPC в полосе 320 кГц

№	Скорость, бит/с	320 кГц, символьная скорость 200 кбод				
		Длина последовательности	Кодовая скорость	Длина радиogramмы, в шестизрядных символах	Длина преамбулы, в символах	Длительность радиogramмы, мс
1	700	512	$r = 1/2, m = 6$	44	16	160
2	1200	512	$r = 4/5, m = 6$	45	16	160
3	2400	256	$r = 2/3, m = 6$	102	16	160

На рисунке 1.4 приведен формат кадра для СКК из таблиц 1.2 - 1.4 для скорости 700 бит/с.



Рисунок 1.4 – Формат кадра сигнала с битовой скоростью 700 бит/с

На рисунке 1.5 приведен формат кадра для СКК из таблиц 1.2 - 1.4 для скорости 1200 бит/с.

16 ШПС преамбулы	45 ШПС
---------------------	--------

Рисунок 1.5 – Формат кадра сигнала с битовой скоростью 1200 бит/с

На рисунке 1.6 приведен формат кадра для СКК из таблиц 1.2 - 1.4 для скорости 2400 бит/с и длительности радиogramмы 160 мс.

16 ШПС преамбулы	102 ШПС
---------------------	---------

Рисунок 1.6 – Формат кадра сигнала с битовой скоростью 2400 бит/с и длительностью радиogramмы 160 мс

Для передачи радиogramмы используется алфавит из 128 различных квазиортогональных ПСП, из которых 64 ПСП используется для формирования преамбулы, а оставшиеся $64 = 2^6$ для передачи шестизначных символов данных.

В модеме заявляется возможность сложения сигналов, пришедших по разным путям распространения посредством некогерентного квадратичного сложения лучей в следующей форме:

$$|\dot{y}_k|^2 = \sum_{j=1}^{N_p} |\dot{y}_{k,j}|^2, \quad (1.7)$$

где N_p – число веток разнесения (число многолучевых компонент), $\dot{y}_{k,j}$ – отклик коррелятора для k -го варианта символа в j -й ветке разнесения, $|\dot{y}_k|^2$ – результирующий отклик для k -го варианта символа.

Однако, для декодирования кода NB-LDPC требуется вычислить апостериорные вероятности для каждого варианта символа. Можно показать, что при квадратичном некогерентном сложении апостериорные вероятности могут быть рассчитаны в форме:

$$P(c_k / \mathbf{y}_1, \mathbf{y}_2, \dots, \mathbf{y}_{N_p}) = \left[\sum_{l=1}^{2^m} \left(\frac{|\dot{y}_l|^2}{|\dot{y}_k|^2} \right)^{1/2 - N_p/2} \frac{I_{N_p-1} \left(\sqrt{|\dot{y}_l|^2} E_s \sum_{j=1}^{N_p} \frac{|h_j|^2}{\sigma_u^2} \right)}{I_{N_p-1} \left(\sqrt{|\dot{y}_k|^2} E_s \sum_{j=1}^{N_p} \frac{|h_j|^2}{\sigma_u^2} \right)} \right]^{-1} \quad (1.8)$$

где $P(c_k / \mathbf{y}_1, \mathbf{y}_2, \dots, \mathbf{y}_{N_p})$ – апостериорная вероятность того, что был передан символ c_k из возможных 2^m вариантов для векторов наблюдений \mathbf{y}_j (по вектору на ветку разнесения, в каждом векторе 2^m откликов корреляторов), m – разрядность недвоичных символов (и символов помехоустойчивого кода), $I_{N_p-1}(x)$ – модифицированная функция Бесселя первого рода, порядка $N_p - 1$, E_s – энергия сигнала (одинаковая для всех вариантов символов), σ_u^2 – дисперсия шума на выходе коррелятора в момент принятия решения, $|h_j|$ – модуль коэффициента передачи канала в j -й ветке разнесения (для j -й многолучевой компоненты). Однако в указанном выше алгоритме, реализующем некогерентное сложение лучей, используются квадраты модулей оценок коэффициентов канала $|h_j|^2$. Данные оценки неизвестны и в модеме рассчитываются как средний квадрат модуля оценки коэффициента канала, полученный по жестким решениям каждого символа кодового блока:

$$h_j = \frac{\sum_{l=0}^{L-1} |\dot{y}_l|^2}{E_s^2 L}, 0 < j \leq L - 1, \quad (1.9)$$

Учитывая изложенное, предлагается использовать в качестве прототипа модем, разработанный в [116], так как ранее авторами было доказано, что применяемые в данном модеме решения в части компенсации дисперсионных искажений и помехоустойчивого кодирования позволяют достичь большей помехоустойчивости в сравнении с модемами «Ангара-5М» и «Ангара-8И». Однако, в указанном модеме может быть улучшен алгоритм приема, путем

перехода от некогерентного сложения лучей к когерентному, и могут быть выработаны параметры радиограммы, обеспечивающие большую надежность радиолинии.

1.3 Обзор методик расчета параметров радиограммы

Решение задачи оптимизации параметров радиограммы в условиях коротковолнового канала рассматривалось авторами ранее, однако данные методики расчета обладают рядом недостатков. Рассмотрим некоторые известные методики, посвященные этой проблеме, подробнее.

В работе [63] решается задача повышения достоверности передачи информации в коротковолновых радиолиниях. Автор отмечает, что существующие системы связи ДКМВ диапазона, обеспечивают среднесуточную вероятность ошибки на $p_6 = 10^{-2}$ при скорости передачи данных до 3200 бит/с, что не соответствует требованиям, которые озвучивает автор. Основными ограничивающими факторами заявляются замирания, ограниченная полоса частот (3.2 кГц), фиксированная мощность передатчика (1, 5, 10, 20 кВт), а также непредсказуемость отношения сигнал/шум в различных сеансах связи.

Разработанная автором методика позволяет выполнять адаптивный выбор параметров радиограммы в зависимости от помеховой обстановки. Методика включает экспериментальную оценку характеристик канала (кратности и длины пакетов ошибок), выбор метода модуляции и помехоустойчивого кода, а также экспериментальную проверку выбранной СКК.

Автор рассматривает сигналы с фазовой (ФМ), частотной (ЧМ) и квадратурной амплитудной (КАМ) модуляциями с размером ансамбля 2-64 совместно с такими помехоустойчивыми кодами, как циклические, сверточные, каскадные (код Рида-Соломона плюс сверточный код) и турбокоды.

Задача выбора СКК сводится к поиску комбинации из используемого вида модуляции и помехоустойчивого кода, обеспечивающей требуемую скорость

передачи и требующего наименьшей величины отношения энергии на бит к спектральной плотности мощности шума, при выполнении заданных требований на вероятность ошибки.

При этом, факт выполнения требований по максимальной вероятности ошибки автор предлагает проверять посредством физического эксперимента, предполагающего передачу известной последовательности символов и ответную передачу измеренной вероятности ошибки. В случае неудачной проверки повторяется поиск СКК, исключив протестированную комбинацию из рассмотрения.

Стоит отметить, что к преимуществам данной методики можно отнести адаптивность, позволяющую подстраивать радиолинию к текущим условиям в канале. Однако, поскольку не предполагается альтернативного варианта, минусом является невозможность провести адаптацию радиолинии без использования обратного канала связи. Также зависимость от натурального эксперимента снижает пропускную способность системы, так как необходимо затратить время работы радиолинии на передачу тестовой последовательности. Также в работе рассматриваются только узкополосные сигналы с полосой 3200 Гц и не рассматриваются СКК на основе сигналов с применением технологий DSSS или OFDM. Кроме того, автор не рассматривал возможность применения современных помехоустойчивых кодов (таких как полярные и LDPC коды).

В работе [64] автором описана методика повышения помехоустойчивости ДКМВ радиолиний за счет многоступенчатой адаптации. В рамках данной методики рассматривались два аспекта: адаптивное прогнозированию уровня помех в канале и адаптация радиолинии по нескольким параметрам СКК.

Для прогнозирования авторами использовалась однопараметрическая модель экспоненциального сглаживания. Адаптивность обеспечивается за счёт вариации параметров: коэффициента сглаживания, длительности предыстории, выбора прогнозируемого параметра (средний уровень помех или его сумма с СКО), а также выбора самой модели по критерию минимума ошибки. Для обработки аномальных значений (выбросов) применяется процедура выборочного

сглаживания на основе критерия Ирвина, при этом адекватность полученного краткосрочного прогноза проверяется путем расчета СКО для выбранной модели прогнозирования и адаптивных параметров.

Целевыми характеристиками при определении параметров СКК авторами были выбраны: достоверность как вероятность приема при условии, что $P_{ош} > P_{ош доп}$, время передачи сообщения и вероятность энергетического обнаружения источника сигнала (безопасность). Далее при решении оптимизационной задачи эти параметры переводятся в условный масштаб для расчета интегрального показателя помехоустойчивости для каждой комбинации параметров. К множеству варьируемых параметров авторы отнесли: мощность передающего устройства, вид модуляции сигнала, вариант помехоустойчивого кодирования, техническая и информационная скорость передачи.

Стоит отметить развитую методику прогнозирования для оценки текущего состояния канала, учитывающую не только средний уровень помех, но и его среднеквадратическое отклонение. Также к достоинствам данной методики можно отнести возможность оптимизации по нескольким критериям, приводимых к единому интегральному критерию с возможностью учета приоритета одного из требований путём построения соответствующего вариационного ряда.

К недостаткам можно отнести то, что предложенная методика является в значительной степени теоретико-алгоритмической. В тексте работы упоминается разработанное программное обеспечение, однако отсутствуют данные о результатах её экспериментальной апробации или натурных испытаний в реальных декаметровых радиополосах, которые позволили бы количественно оценить достигнутый прирост помехоустойчивости.

Обе рассмотренные методики, не учитывают отдельно влияние вероятности обнаружения радиограммы на вероятность приема, при условии ограничений на максимальную длительность радиограммы, а также не рассматривается прогнозирование распространения сигнала совместно по Земной и ионосферной волне, что актуально для радиополос оперативной связи. Кроме того, не

учитывается влияние искажений возникающих при использовании широкополосных сигналов (дисперсионных искажений), что оставляет поле для дальнейшего развития методик расчета параметров сигнально-кодовых конструкций в ДКМВ диапазоне.

1.4 Выводы по разделу 1

В рамках решения поставленной во введении задачи по разработке алгоритмов формирования и приема радиogramм широкополосных цифровых радиолиний передачи речевой информации в ДКМВ диапазоне в данном разделе были рассмотрены основные особенности построения таких радиолиний при квазизенитном распространении волны. В том числе: необходимость учета распространения волны как при отражении от ионосферы, так и вдоль поверхности Земли, большие значения наклона дисперсионной характеристики ионосферного канала (сотни мкс/МГц), низкие значения рабочих частот радиолинии.

Проведен анализ существующих алгоритмов оценки коэффициентов канала для реализации схемы когерентного приема в условиях принятой модели канала. Показано, что перспективным вариантом построения алгоритма оценки является фильтр Калмана, работающий по информационным символам с обратной связью по решению и с обоснованно увеличенным порядком авторегрессии.

Рассмотрены сигналы различных модемов, включая «Ангара-5М», «Ангара-8И», и прототип модема, разработанного в МТУСИ. В результате анализа установлено, что указанные выше особенности не учитывались в аналитическом виде при определении параметров радиogramм. Кроме того, часть других параметров была определена эмпирически. С целью решения задачи определения параметров радиogramмы были рассмотрены существующие методики, решающие аналогичную задачу, однако в рассмотренных методиках был отмечен ряд недостатков, а именно: отсутствие учета влияния Земной волны, невозможность расчета набора параметров для результатов прогнозирования, полученных на

произвольном интервале времени для последующего автономного применения данных параметров в составе радиолинии.

Наиболее близким к разработанному в диссертации решению является макет модема, разработанный в МТУСИ и взятый за прототип, как наиболее помехоустойчивый вариант. Указанный макет использует недвоичные СКК, построенные на основе алфавита ортогональных широкополосных фазоманипулированных сигналов и недвоичного помехоустойчивого кода с малой плотностью проверок на четность (NB-LDPC). Однако, реализованный алгоритм обработки СКК, включающий сложение многолучевых компонент и формирование апостериорных вероятностей по каждому варианту недвоичного символа, является некогерентным и не использует информацию о коэффициентах канала (используется оцененное среднеквадратическое значение на интервале приема радиограммы).

Таким образом, существуют пути улучшения прототипа посредством корректировки параметров радиограммы и перехода к когерентному алгоритму обработки СКК с использованием информации о коэффициентах канала с целью повышения помехоустойчивости радиолинии передачи речи.

2 Разработка методики определения параметров радиограммы широкополосной радиолинии в условиях ионосферного канала с дисперсионными искажениями

2.1 Описание методики определения параметров кадра радиолинии

Полагаем, что радиолиния цифровой передачи речевой информации обрабатывает принятые радиограммы независимо друг от друга. В таком случае, доля времени, в течение которой радиолиния является исправно работающей, численно равна вероятности успешного приема радиограммы. Таким образом, значение коэффициента исправного действия радиолинии можно принять равным упомянутой вероятности.

Вероятность успешного приема радиограммы определяется совместной вероятностью успешного обнаружения синхропоследовательности и декодирования с исправлением ошибок в полезных данных, содержащихся в радиограмме. Следовательно, для повышения вероятности успешного приема радиограммы необходимо максимизировать совместную вероятность обнаружения и декодирования радиограммы. Принимая данные события независимыми, вероятность успешного приема радиограммы может быть рассчитана как:

$$P_{пр} = P_{обн} P_{дек}, \quad (2.1)$$

где $P_{пр}$ – вероятность обнаружения радиограммы и корректного декодирования кодового блока, $P_{обн}$ – вероятность обнаружения синхропоследовательности, $P_{дек}$ – вероятность успешного декодирования кодового блока. При этом можно заметить, что данная оценка вероятности приема является несколько заниженной, так как в реальной системе вероятность декодирования $P_{дек}$ будет в среднем выше для радиограмм, реализация которых позволяет обнаружить синхропоследовательность. Действительно, радиограммы, не поддающиеся декодированию, могут быть просто не обнаружены.

Для решения задачи поиска параметров радиограммы позволяющих максимизировать величину P_{np} предлагается представить величины $P_{обн}$ и $P_{дек}$ как функции от отношения энергии сигнала к спектральной плотности мощности шума на входе приемного устройства, а также параметров радиограммы влияющих на данные величины.

Как будет показано далее в разделе 0 вероятность обнаружения зависит от отношения энергии преамбулы E_{np} к спектральной плотности мощности шума N_0 . В свою очередь далее будет показано, что, при фиксированной длительности радиограммы, вероятность декодирования кодового блока $P_{дек}$ зависит от отношения энергии информационных символов E_c к N_0 и значения кодовой скорости помехоустойчивого кода r (при заданном виде модуляции и типе помехоустойчивого кода).

Для радиолиний работающих в диапазоне декаметровых волн возможны два сценария распространения электромагнитной волны — вдоль поверхности Земли и с отражением от ионосферы Земли, описываемые различными моделями распространения сигнала, следовательно для каждого набора значений E_{np} , E_c , N_0 , r будут справедливы две вероятности приема, обнаружения и декодирования:

$$P_{npз}(E_{np}/N_0, E_c/N_0, r) = P_{обнз}(E_{np}/N_0)P_{декз}(E_c/N_0, r),$$

$$P_{npи}(E_{np}/N_0, E_c/N_0, r) = P_{обни}(E_{np}/N_0)P_{деки}(E_c/N_0, r),$$

где $P_{npз}$, $P_{обнз}$ и $P_{декз}$ — вероятности приема, обнаружения и декодирования сигнала распространявшегося по Земной волне, а $P_{npи}$, $P_{обни}$ и $P_{деки}$ — вероятности приема, обнаружения и декодирования сигнала распространявшегося по ионосферной волне.

Сделаем допущение, заключающееся в том, что в реальной системе чаще всего обрабатываться будет тот кадр, для которого вероятность обнаружения синхропоследовательности была выше. Тогда выражения для определения r с

учетом двух возможных путей распространения радиоволны будет описываться следующим образом:

$$P_{np}(E_{np}/N_0, E_c/N_0, r) = \begin{cases} P_{обнз}(E_{np}/N_0)P_{декз}(E_c/N_0, r), P_{обнз}(E_{np}/N_0) > P_{обни}(E_{np}/N_0) \\ P_{обни}(E_{np}/N_0)P_{деки}(E_c/N_0, r), P_{обни}(E_{np}/N_0) > P_{обнз}(E_{np}/N_0) \end{cases} \quad (2.2)$$

Полагаем, что информация передается фазоманипулированными сигналами, состоящими из N_{ncn} чипов псевдослучайной последовательности длительностью T_c и энергией E_c . Тогда энергия одного фазоманипулированного сигнала будет равна $E_c = N_{ncn}E_c$, а длительность, соответственно, $T_c = N_{ncn}T_c$. При этом, если синхропоследовательность состоит из сигналов с энергией и длительностью равной используемым при передаче полезной нагрузки, то E_{np} может быть рассчитана как:

$$E_{np} = E_c N_{np}, \quad (2.3)$$

где N_{np} – число фазоманипулированных сигналов, используемых в преамбуле.

При использовании блочного помехоустойчивого кода декодирование кодового блока возможно только при приеме всех кодовых символов блока кода. Полагаем, что радиограмма заданной длительности содержит один блок кода. По этой причине минимально возможная задержка передачи речи в такой радиолинии с блочным кодированием равна сумме длительности преамбулы и длительности полезной нагрузки, содержащей один кодовый блок. Учитывая ограничения на максимальную задержку для радиолиний передачи речи, можно однозначно определить максимальную длительность радиограммы T_{pz} . Число бит, передаваемых в каждой радиограмме с длительностью T_{pz} определяется исходя из используемой вокодером битовой скорости v . В таком случае величина N_{np} может быть однозначно определена при известных значениях T_c и разрядности недвоичных символов m .

Исходя из представленной на рисунке 2.1 структуры кадра рассматриваемой радиолинии длительность радиограммы равна:

$$T_{p2} = T_c \left(N_{np} + \frac{K}{mr} \right), \quad (2.4)$$

где K — число информационных бит, передаваемых в радиограмме.

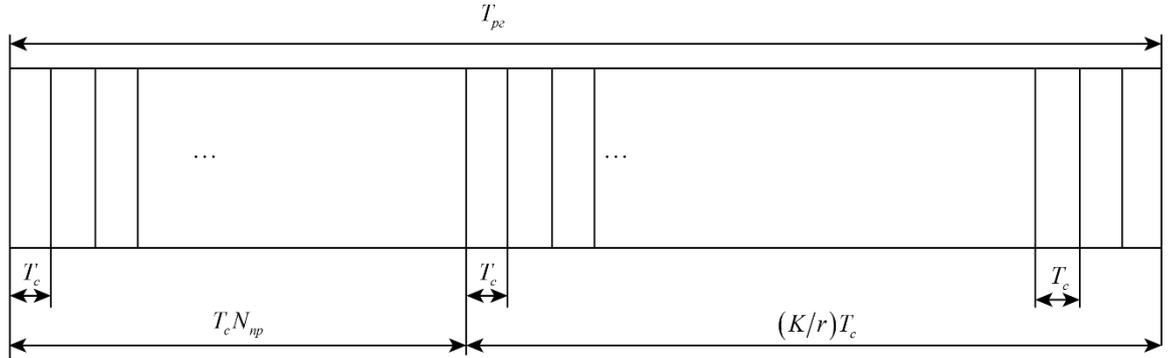


Рисунок 2.1 — Временная структура кадра радиолинии

Кроме того, при известных T_{p2} и ν , число бит K , которые должны содержаться в каждой радиограмме в предположении непрерывной их передачи, рассчитывается как:

$$K = \frac{\nu}{T_{p2}}. \quad (2.5)$$

Подставляя (2.5) в (2.4), получим:

$$T_{p2} = T_c \left(N_{np} + \frac{\nu}{mrT_{p2}} \right) \quad (2.6)$$

Откуда N_{np} выражается как:

$$N_{np} = \frac{T_{p2}}{T_c} - \frac{\nu}{mrT_{p2}}. \quad (2.7)$$

Предполагая параметры T_{p2} , T_c , ν и m определенными на этапе предварительного анализа, величина N_{np} будет варьироваться от кодовой скорости помехоустойчивого кода r . Тогда выражение (2.2) примет вид:

$$P_{np}(E_{np}/N_0, E_c/N_0, r) = \begin{cases} P_{обнз}(E_c/N_0, r)P_{декз}(E_c/N_0, r), P_{обнз}(E_c/N_0, r) > P_{обни}(E_c/N_0, r), \\ P_{обни}(E_c/N_0, r)P_{деки}(E_c/N_0, r), P_{обни}(E_c/N_0, r) > P_{обнз}(E_c/N_0, r) \end{cases} \quad (2.8)$$

где в функциях $P_{обнз}(E_c/N_0, r)$ и $P_{обни}(E_c/N_0, r)$ учитывается соотношение (2.3). Как было показано в [131], значение r , для которого P_{np} максимальна, зависит от соотношений E_c/N_0 как при расчете вероятности приема сигнала распространяющегося вдоль поверхности Земли, так и для сигнала отраженного от ионосферы.

Таким образом, для полного определения исходных параметров оптимизируемой функции требуется провести расчет отношений сигнал/шум на входе приемного устройства. В разделе 0 предложен вариант определения указанных выше вероятностей, основанный на рекомендациях МСЭ в части прогнозирования распространения радиоволн. Указанные методы расчета требуют информацию о несущей частоте сигнала f_0 и дальности между передающей и приемной станциями d для прогнозирования Земной волны. Для прогнозирования ионосферной волны помимо этих параметров необходимо так же определить время суток H , месяц M .

Подставив аргументы, от которых зависит отношение сигнал/шум в (2.8), получим выражение для вероятности приема радиограммы:

$$P_{np}(d, f_0, H, M, r) = \begin{cases} P_{обнз}(d, f_0, r)P_{декз}(d, f_0, r), P_{обнз}(d, f_0, r) > P_{обни}(d, f_0, H, M, r) \\ P_{обни}(d, f_0, H, M, r)P_{деки}(d, f_0, H, M, r), P_{обни}(d, f_0, H, M, r) > P_{обнз}(d, f_0, r) \end{cases} \quad (2.9)$$

Полученное выражение для вероятности приема зависит, помимо варьируемого параметра, от условий работы радиолинии. В связи с этим предлагается сформулировать дополнительные условия, которые позволят найти величину r максимизирующую величину P_{np} для определенной совокупности параметров H , M и d .

Для радиолиний передачи речи в качестве критерия работоспособности применяется характеристика доли времени, в течении которого обеспечивается связь. В случае цифровой радиолинии работающей в режиме передачи независимых радиограмм эта вероятность в среднем равна вероятности приема P_{np} . Исходя из этого предлагается считать радиолинию работоспособной в том случае если для всех значений дальности d от 0 вплоть до d_{\max} вероятность приема P_{np} превышает граничное значение P_{cp} :

$$D(f_0, H, M, r) = \begin{cases} 1, & P_{np}(d, f_0, H, M, r) \geq P_{cp} \\ 0, & P_{np}(d, f_0, H, M, r) < P_{cp} \end{cases}, \quad 0 < d \leq d_{\max}. \quad (2.10)$$

тогда по величине $D(f_0, H, M, r)$ доля времени, для которого радиолиния является работоспособной будет рассчитываться как:

$$A(f_0, r) = \frac{\sum_{H \in \mathbf{H}} \sum_{M \in \mathbf{M}} D(f_0, H, M, r)}{|\mathbf{H}| |\mathbf{M}|}, \quad (2.11)$$

где \mathbf{H} и \mathbf{M} – множества значений времени суток и времени года соответственно, а $|\mathbf{H}|$ и $|\mathbf{M}|$ – мощность этих множеств. Таким образом, максимизируя $A(f_0, r)$ для каждой частоты может быть найдено значение r для которого коэффициент готовности радиолинии за рассмотренный временной промежуток максимален как:

$$r_{\max}(f_0) = \arg \max_{r \in \mathbf{r}} A(f_0, r), \quad (2.12)$$

где \mathbf{r} — множество рассматриваемых кодовых скоростей.

2.2 Обобщенное описание разработанной методики

Обобщая выражения, приведенные в разделе 2.1, блок схема предлагаемой методики определения параметров радиограммы примет вид показанный на рисунке 2.2. Стоит отметить, что данная методика предполагает возможность оптимизации широкого набора параметров СКК путем учета их в части расчета

вероятностей обнаружения и декодирования. В том числе подход, предполагающий независимый расчет кривых обнаружения и помехоустойчивости, позволяет применять методику, учитывая при расчете параметров дополнительные эффекты, влияющие на помехоустойчивость, например, такие как дисперсионные искажения ионосферного канала. Кроме того, данная методика отличается совместным расчетом вероятности приема с учетом одновременного прогнозирования распространения сигнала как по Земной, так и по ионосферной волне.

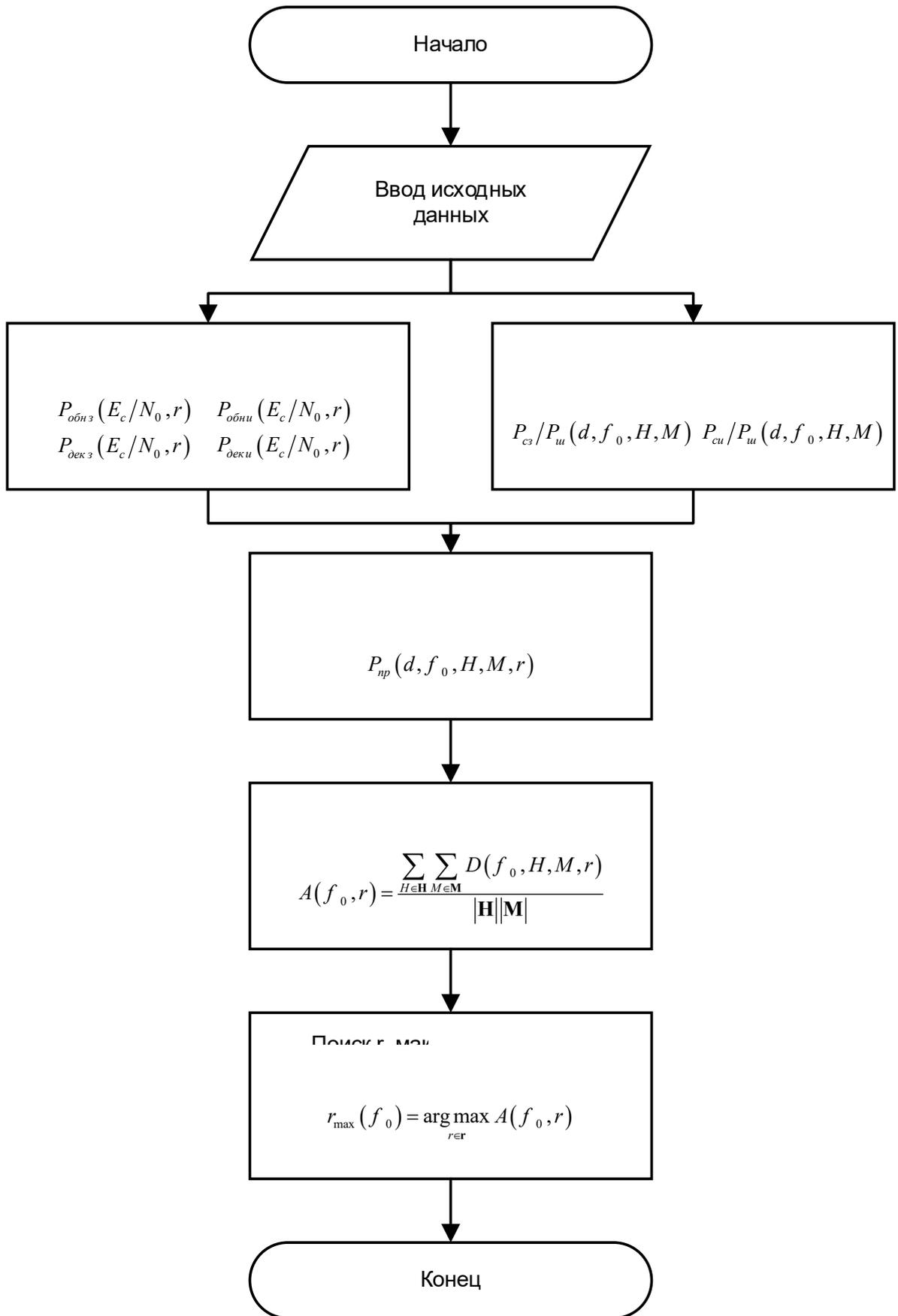


Рисунок 2.2 — Последовательность выполнения методики расчета параметров радиотерапии

2.3 Расчет вероятностей обнаружения синхропоследовательности и декодирования кодового блока

Распространение радиосигнала в декаметровом диапазоне длин волн возможно как вдоль поверхности Земли, так и с отражением от ионосферы Земли. Рассмотрим эти два случая отдельно.

Для случая распространения радиоволны вдоль поверхности Земли модель канала предполагает мешающее воздействие в виде аддитивного белого гауссовского шума (АБГШ). В таких условиях вероятность обнаружения $P_{обнз}$ известного сигнала синхропоследовательности со случайной начальной фазой может быть рассчитана согласно [118,119] как:

$$P_{обнз} \left(E_{np} / N_0 \right) = 1 - \int_0^{\sqrt{-\ln(P_{лт})}} \frac{2\nu E_{np}}{N_0} e^{-\frac{E_{np}}{N_0}(\nu^2+1)} I_0 \left(\frac{E_{np}}{N_0} 2\nu \right) d\nu \quad (2.13)$$

где E_{np} — энергия сигнала синхропоследовательности, рассчитываемая согласно (2.3), $P_{лт}$ — задаваемая вероятность ложной тревоги, N_0 — спектральная плотность мощности шума, I_0 — модифицированная функция Бесселя первого рода нулевого порядка. Вероятность ложной тревоги в единичном эксперименте $P_{лт}$ предлагается принять равной 10^{-9} . Обработка цифрового сигнала, оцифрованного с частотой дискретизации 400 кГц, и проверка наличия синхропоследовательности в эфире предполагает проведение 400 тысяч экспериментов по обнаружению сигнала в секунду. Таким образом на каждый такт интервала дискретизации проводится единичный эксперимент. В таких условиях, вероятность ложной тревоги равная 10^{-9} в единичном эксперименте эквивалентна одному ложному обнаружению за 45 минут в среднем. Зависимость $P_{обнз}$ от E_{np} / N_0 примет вид представленный на рисунке 2.3.

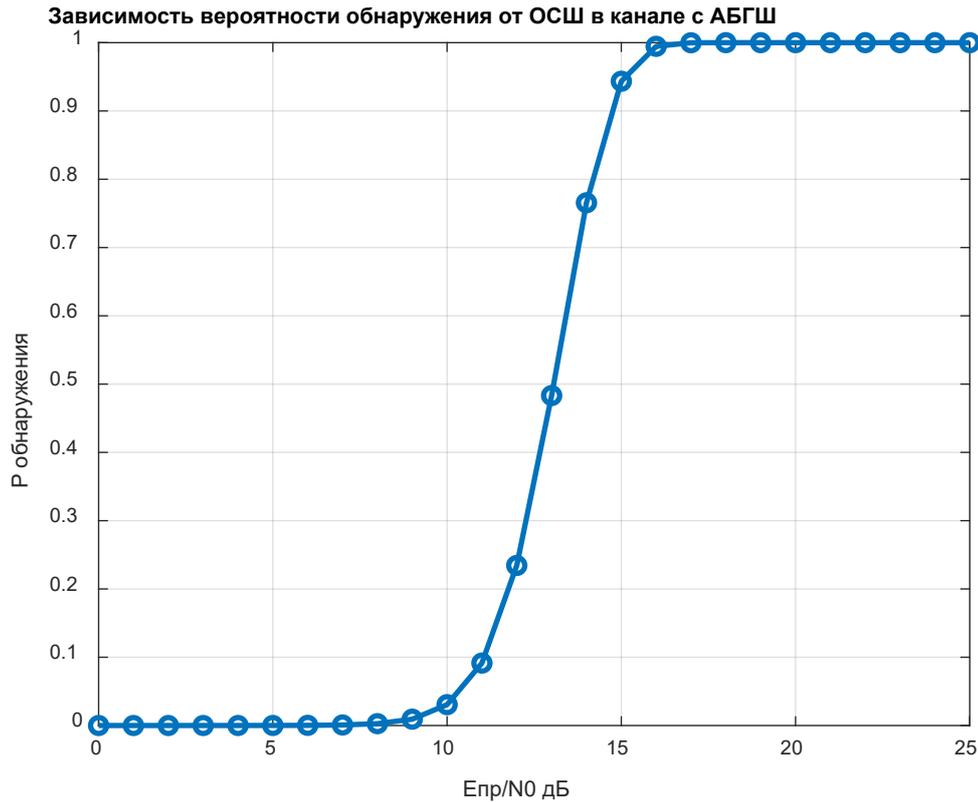


Рисунок 2.3 – Зависимость вероятности обнаружения синхропоследовательности от отношения сигнал шум в канале с АБГШ

Для канала с Рэлеевскими замираниями (соответствующего распространению радиоволны с отражением от ионосферы [120]) вероятность обнаружения $P_{обн}$ при аналогичном алгоритме обнаружения может быть рассчитана как:

$$P_{обн} \left(E_{пр} / N_0 \right) = e^{\frac{\log(P_{лт}) \frac{E_{пр}}{N_0}}{\frac{E_{пр}}{N_0} + 2E_{пр}^2 \sigma_{зам}^2}} \quad (2.14)$$

где $\sigma_{зам}^2$ — параметр распределения Рэля. Средняя энергия сигнала с учетом замираний равна $2E_{пр} \sigma_{зам}^2$. Здесь и далее $\sigma_{зам}^2$ будет приниматься равной $1/2$ с целью соблюдения равенства средней мощности сигнала в канале с замираниями и с АБГШ. Зависимость $P_{обн}$ от $E_{пр} / N_0$ представлена на рисунке 2.4. Выражение (2.14) и кривая по нему построенная, соответствует однолучевому

распространению в ионосферном канале, которое является наихудшим случаем (с точки зрения отсутствия возможности обнаружения хотя бы одной любой доступной многолучевой компоненты).

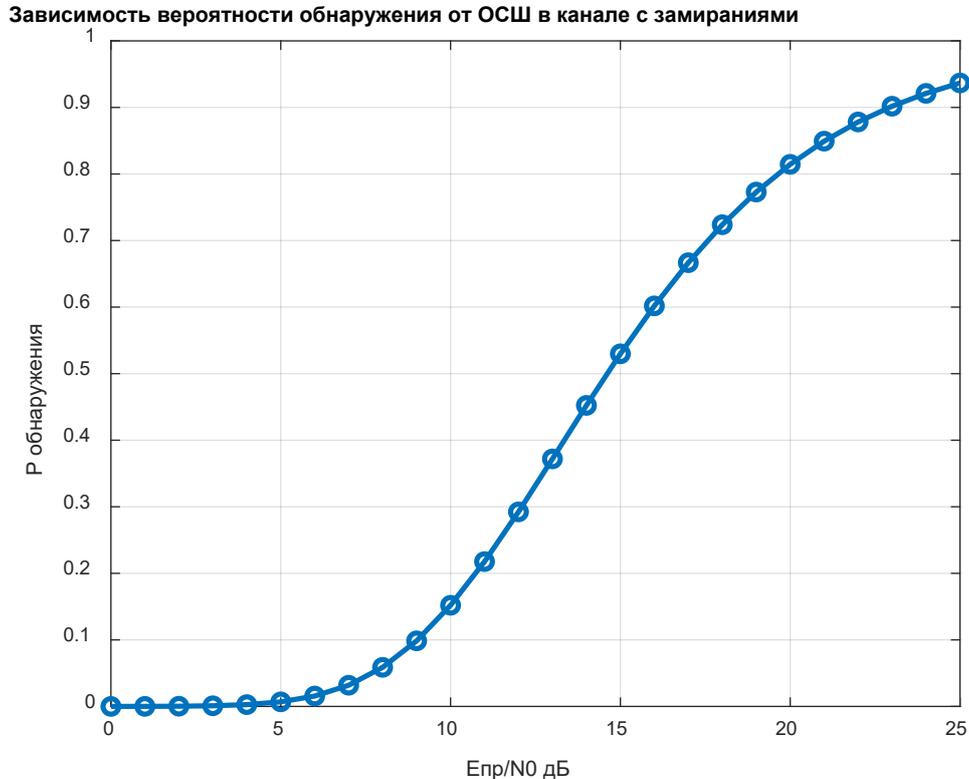


Рисунок 2.4 – Зависимость вероятности обнаружения синхропоследовательности от отношения сигнал шум в канале с Рэлеевскими замираниями

Аналогично вероятностям обнаружения синхропоследовательности необходимо определить вероятности декодирования кодовых блоков $P_{дек з}$ и $P_{деки}$ для каналов с АБГШ и с замираниями соответственно. Данную задачу предлагается решать при помощи имитационного моделирования работы помехоустойчивого кода для требуемой модели канала.

Декодирование NB-LDPC кода реализовано по алгоритму распространения доверия в соответствии с [121] и требует в качестве входных данных апостериорные вероятности приема символов кодового блока. В разделе 3.1.3 приведены выражения для различных вариантов построения алгоритма приема,

однако здесь предлагается рассмотреть алгоритм некогерентного приема для одного луча, поскольку для канала с АБГШ такой сценарий является единственным, а для ионосферного канала – наихудшим, поскольку не позволяет организовать разнесенный прием. Таким образом для расчета апостериорных вероятностей в канале с АБГШ согласно [1,122] будет использоваться выражение

$$\frac{W(\bar{y}_l / c_l) W_{uu}(\bar{y}_k)}{W_{uu}(\bar{y}_l) W(\bar{y}_k / c_k)} = e^{\frac{2E_c(y_e - y_k)^2}{2\sigma_{uu}^2}}, \quad (2.15)$$

а для расчета в канале с замираниями — выражение (3.50):

$$\frac{W(\bar{y}_l / c_l) W_{uu}(\bar{y}_k)}{W_{uu}(\bar{y}_l) W(\bar{y}_k / c_k)} = \left(\frac{|\dot{y}_l|^2}{|\dot{y}_k|^2} \right)^{\frac{1-N_p}{2}} I_{N_p-1} \left[\sqrt{\frac{|\dot{y}_l|^2}{\sigma_{uu}^2} \frac{E_s^2 \sum_{j=1}^{N_p} |\dot{h}_j|^2}{\sigma_{uu}^2}} \right] \left[I_{N_p-1} \left[\sqrt{\frac{|\dot{y}_k|^2}{\sigma_{uu}^2} \frac{E_s^2 \sum_{j=1}^{N_p} |\dot{h}_j|^2}{\sigma_{uu}^2}} \right] \right]^{-1}.$$

На рисунках 2.5 и 2.6 приведены наборы кривых помехоустойчивости для двух рассматриваемых видов каналов в виде частоты появления ошибок в кадре (frame error rate – FER), равной $1 - P_{дек}$. Для построения зависимостей $P_{декз}(E_c/N_0, r)$ и $P_{декu}(E_c/N_0, r)$ был выбран диапазон кодовых скоростей от 22/25 до 2/5 (минимальная кодовая скорость, при которой длительность кодового блока не превышает T_{pg}).

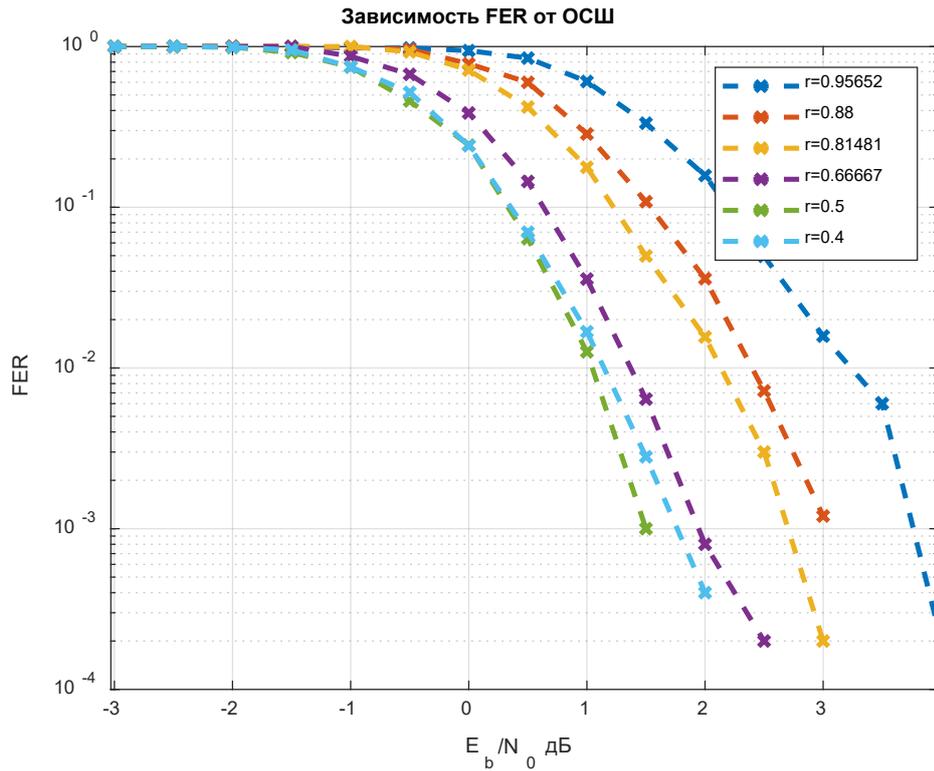


Рисунок 2.5 – Зависимость FER от ОСШ и кодовой скорости для канала с АБГШ

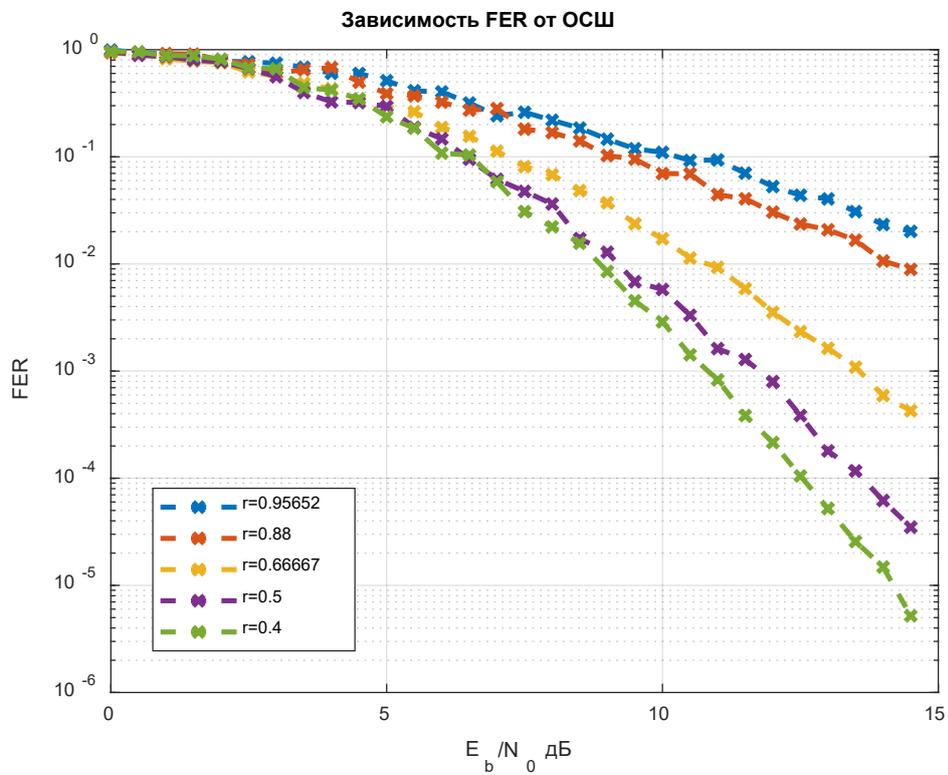


Рисунок 2.6 – Зависимость FER от ОСШ и кодовой скорости для канала с замираниями

2.4 Прогнозирование отношения сигнал шум на входе приемного устройства

Для определения вероятностей обнаружения и декодирования радиограммы в зависимости от условий, в которых работает линия связи, необходимо провести прогнозирование распространения радиоволны для Земной и ионосферной волн. Расчет отношения мощности сигнала к мощности шума при распространении по Земной волне производился с использованием медианной напряженности поля полезного сигнала в дБмкВ/м E_n , рассчитываемой в соответствии с рекомендацией МСЭ-Р Р.368-10 [89] как:

$$E_n = 60 + 20 \log_{10} \left(\frac{\sqrt{\frac{\eta P_{пер} G_{пер}}{4\pi}}}{d_{км}} \right), \quad (2.16)$$

где η – собственный импеданс свободного пространства, равный 376.73 Ом, $G_{пер}$ – коэффициент усиления передающей антенны, $P_{пер}$ – излучаемая мощность, Вт, $d_{км}$ – расстояние от передающей до приемной станции в км.

Полученная напряженность поля позволяет рассчитать мощность полезного сигнала на входе приемного устройства в дБм как:

$$P_{rx} = E_n + 10 \log_{10} (G_{пр}) - 20 \log_{10} (f_0) + 42.8, \quad (2.17)$$

где $G_{пр}$ – коэффициент усиления приемной антенны, f_0 – центральная частота радиосигнала.

Далее в соответствии с рекомендацией МСЭ-Р Р.372-16 [123,124] рассчитываются медианные значения коэффициентов атмосферного, индустриального и галактического шумов f_{aa} , f_{am} и f_{ag} соответственно, по

которым общий уровень шума на входе приемного устройства в полосе Δf определяется как:

$$P_{ш} = (f_{aa} + f_{am} + f_{ag})k_0T\Delta f, \quad (2.18)$$

где k_0 – постоянная Больцмана, T – температура в Кельвинах принятая равной 290 градусам (16.85 градусов Цельсия).

Исходя из описанных выражений для расчета мощности сигнала и шума на приемной стороне рассчитываются зависимости ОСШ для земной волны в полосе приема Δf . На рисунке 2.7 представлен пример расчета для полосы Δf равной 180 кГц, несущей частоты от 5 до 9 МГц, мощности передающей станции 50 Вт и коэффициентов усиления приемной и передающей антенн приведенных в таблице 2.1. В качестве передающей и приемной антенны предлагается рассматривать диполь длиной 4 метра, установленный под углом 45 градусов к горизонту.

Таблица 2.1 – Коэффициенты усиления приемной и передающей антенн, использованных в примере прогноза распространения радиоволны

Частота, МГц	G_{np}	$G_{пер}$
5	-8.25	-8.25
5.5	-7.5	-7.5
6	-7	-7
6.5	-6.7	-6.7
7	-6.45	-6.45
7.5	-6.15	-6.15
8	-5.8	-5.8
8.5	-5.4	-5.4
9	-5	-5

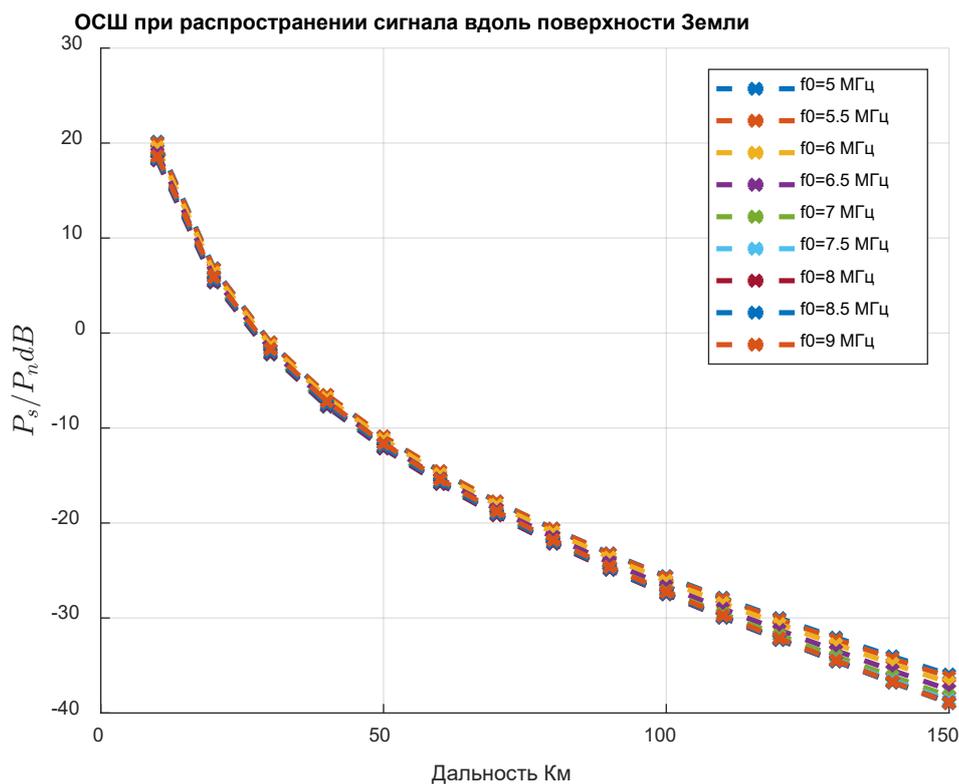


Рисунок 2.7 – Зависимость ОСШ при приеме сигнала вдоль поверхности земли от дальности до источника сигнала

Расчет отношения мощностей сигнала и шума при отражении от ионосферы производился с помощью свободно распространяемого программного пакета ITURNHFProp, реализующего расчет в соответствии с рекомендацией МСЭ-R P.533-14 [120, 124]. Поскольку уровень отраженного сигнала существенно зависит от концентрации электронов, которая варьируется от времени года, времени суток и солнечной активности, при расчете отношений сигнал/шум для выбора параметров радиолинии требуется учитывать изменения условий распространения от этих параметров. В предлагаемой методике число Вольфа предлагается считать константным, что справедливо в течение года, и для дальнейшего расчета оно было выбрано равным 120, как средняя величина за 2022-2025 годы. Для оценки влияния сезонных и суточных колебаний электронной концентрации на отношение сигнал шум были рассчитаны его зависимости в полосе 100 кГц от местного времени для набора несущих частот от 5 до 9 МГц в январе, апреле, июле и октябре соответственно для несущих частот в диапазоне от 5 до 9 МГц с

шагом 0.5 МГц, времени суток с шагом в один час, 12 месяцев. Указанные зависимости приведены на рисунках 2.8-2.11.

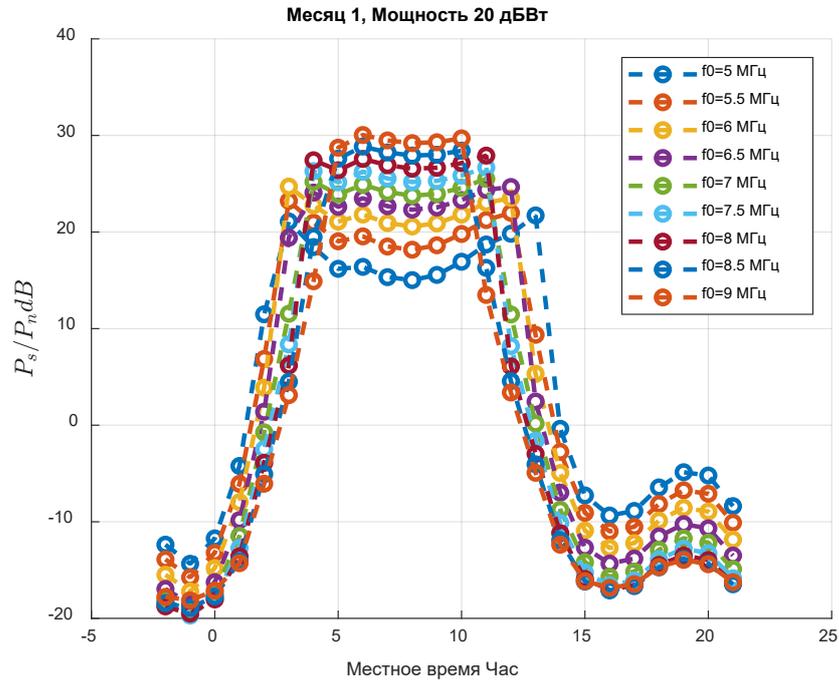


Рисунок 2.8 – Зависимость ОСШ от дальности для января месяца при распространении с отражением от ионосферы Земли

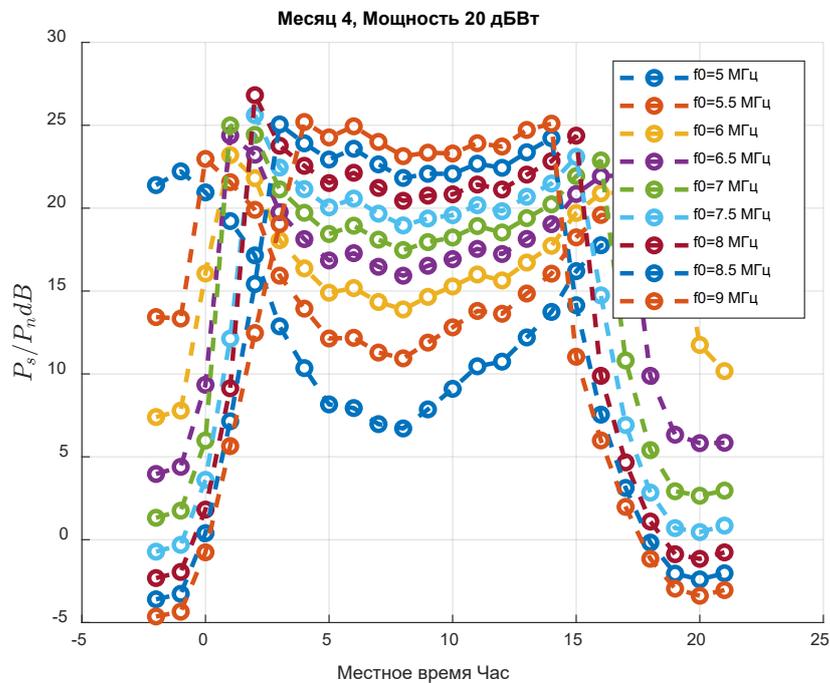


Рисунок 2.9 – Зависимость ОСШ от дальности для апреля месяца при распространении с отражением от ионосферы Земли

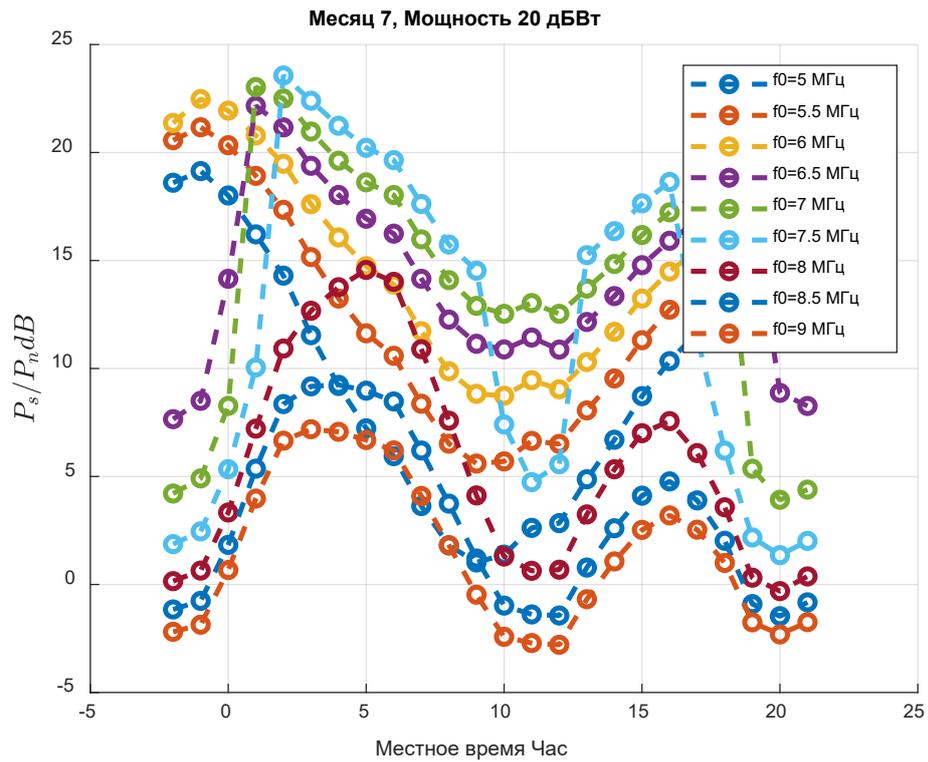


Рисунок 2.10 – Зависимость ОСШ от дальности для июля месяца при распространении с отражением от ионосферы Земли

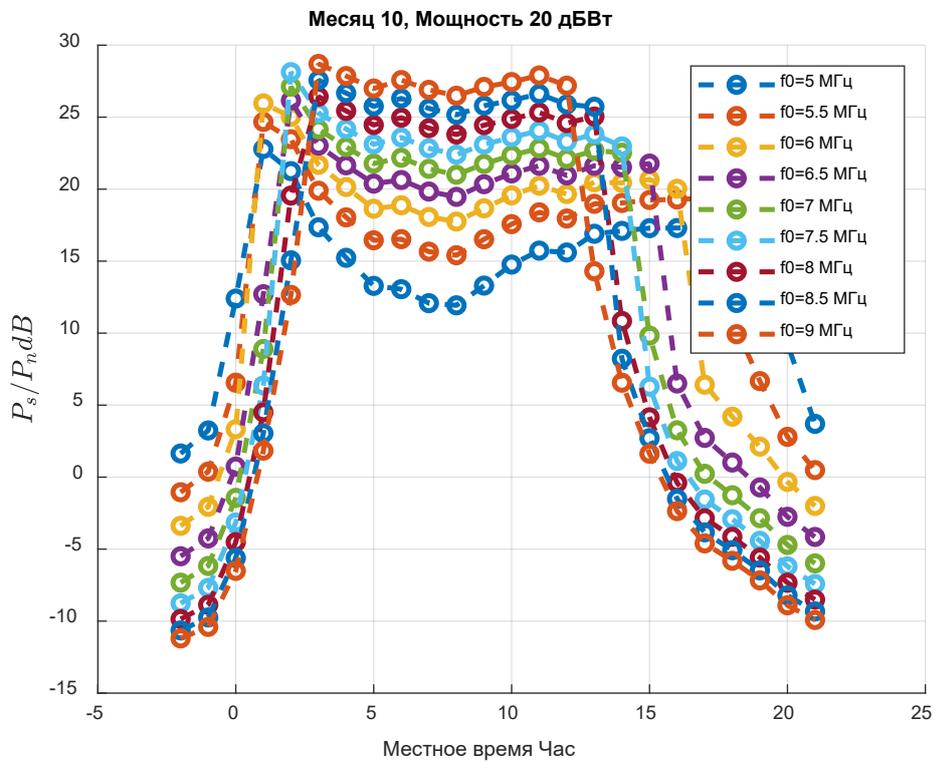


Рисунок 2.11 – Зависимость ОСШ от дальности для октября месяца при распространении с отражением от ионосферы Земли

По приведенным зависимостям видны суточные колебания ОСШ более 40 дБ для всех времен года и меньшее время активного распространения ионосферной волны зимой и осенью, что подтверждает необходимость учета прогноза распространения для всех комбинаций времени суток и времени года при определении параметров радиолинии.

Поскольку обе используемые методики прогнозирования распространения сигнала позволяют определить изменение напряженности электромагнитного поля в зависимости от расстояния между приемной и передающей станцией, то с использованием данных моделей можно получить значения ОСШ для перечисленных выше комбинаций условий распространения при изменении дальности, на которой работает радиолиния от 10 до 150 км с шагом 10 км. Таким образом можно получить два набора отношений мощностей сигнала P_{cu} и P_{cz} к мощности шума $P_{ш}$ для случая распространения вдоль поверхности Земли и при отражении от ионосферы. Значения $P_{cu}/P_{ш}$ и $P_{cz}/P_{ш}$ далее будут рассматриваться в зависимости от расстояния между приемной и передающей станцией d , несущей частоты f_0 , времени суток H , месяца M и обозначаться как $P_{cz}/P_{ш}(d, f_0, H, M)$ и $P_{cu}/P_{ш}(d, f_0, H, M)$ соответственно.

2.5 Определение параметров кадра радиолинии с учетом модели распространения радиосигнала

Рассмотрим пример расчета параметров радиограммы на основе требований и ограничений аналогичных модему прототипу для скорости речевого кодека 700 бит/с и полосы 80 кГц. Тогда, в соответствии с таблицей 1.2 длительность радиограммы будет равна 160 мс, скорость манипуляции 50 кбод при длительности псевдослучайной последовательности в 128 чипов, разрядность символов – 6, излучаемая мощность передающей станции – 100 Вт. Координаты приемной и передающей станций предлагается принять соответствующими

Московской области, приемная и передающая антенны – диполь длиной 4 метра, диапазон рабочих частот – 5-9 МГц.

Для построения доли времени в течении которого радиолиния считается работоспособной по критерию превышения вероятностью приема $P_{пр}$ величины 0.95 были рассчитаны кривые вероятностей обнаружения и кривые помехоустойчивости для NB-LDPC кодов с кодовыми скоростями в диапазоне от 22/25 до 2/5 и длиной информационного блока 22 символа в соответствии с выражениями представленными в разделе 0. Также был проведен прогноз радиолинии для заданной полосы сигнала, мощности передающей станции и типа приемной и передающих антенн.

На рисунке 2.12 приведен срез отношения мощностей сигнала к шуму для 13 часов дня, января месяца и частоты 9 МГц. По зависимости видно, что ОСШ по Земной волне превышает ОСШ по ионосферной на расстоянии до 35 км и резко снижается с увеличением расстояния.

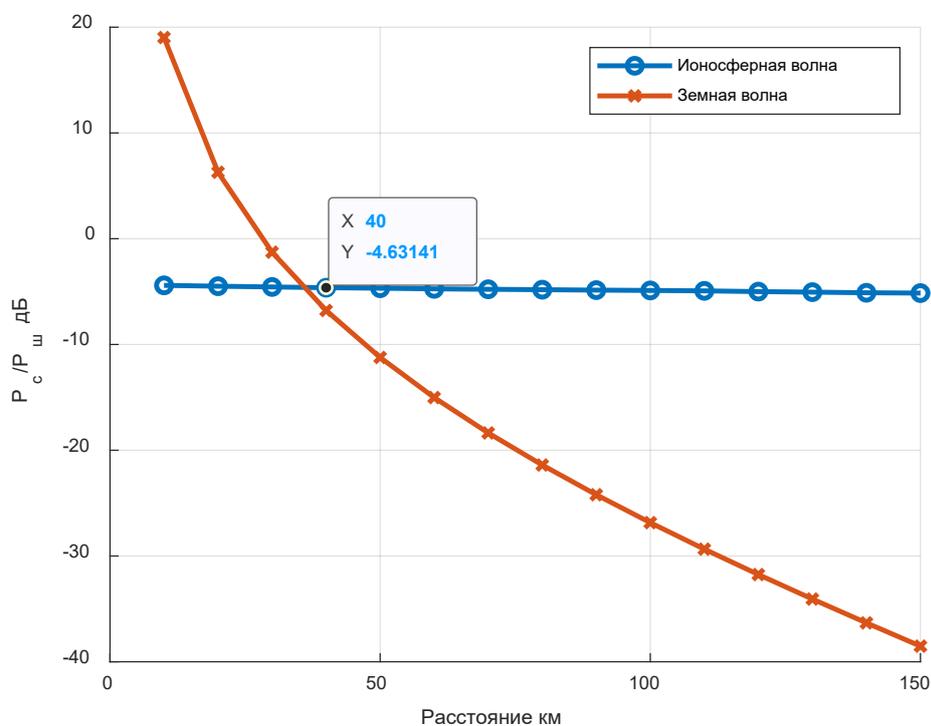


Рисунок 2.12 – Зависимость отношения мощностей сигнала и шума по Земной и ионосферной волне от расстояния для 16 часов дня, января месяца и частоты 9 МГц

На рисунках 2.13 и 2.14 приведены зависимости вероятностей обнаружения, рассчитанных для представленного выше среза ОСШ и длин преамбул соответствующих, согласно выражению (2.6), кодовым скоростям для которых были получены кривые помехоустойчивости.

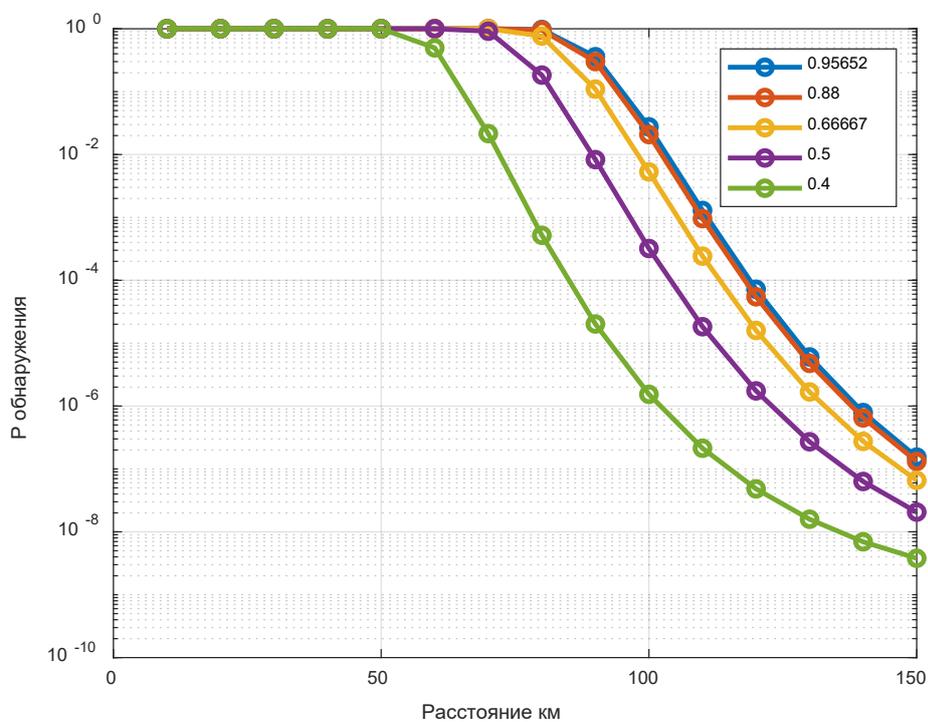


Рисунок 2.13 – Зависимость вероятности обнаружения сигнала по Земной волне от расстояния для 13 часов дня, января месяца и частоты 9 МГц

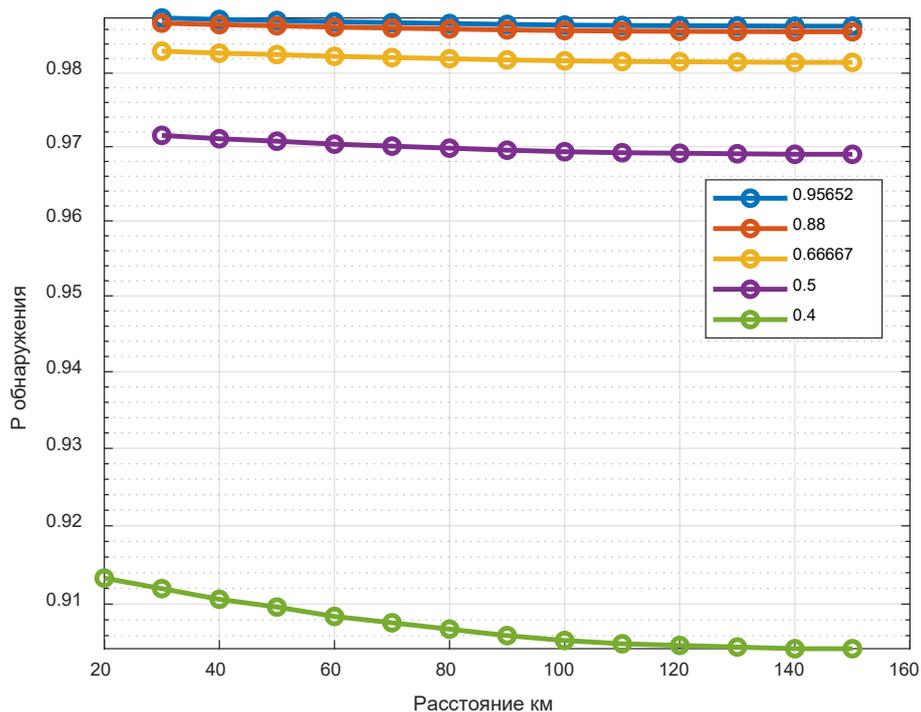


Рисунок 2.14 – Зависимость вероятности обнаружения сигнала по ионосферной волне от расстояния для 13 часов дня, января месяца и частоты 9 МГц

По данным зависимостям наблюдается резкий спад вероятности обнаружения сигнала прошедшего по Земной волне. В результате чего на кривой вероятности обнаружения совместно по Земной и ионосферной волне, представленной на рисунке 2.15 вероятность обнаружения сигнала распространяющегося по ионосферной волне начинает превышать вероятность для Земной волны начиная с дальности 60-80 км (в зависимости от длительности синхропоследовательности), что видно по характерному скачку на кривых вероятности обнаружения.

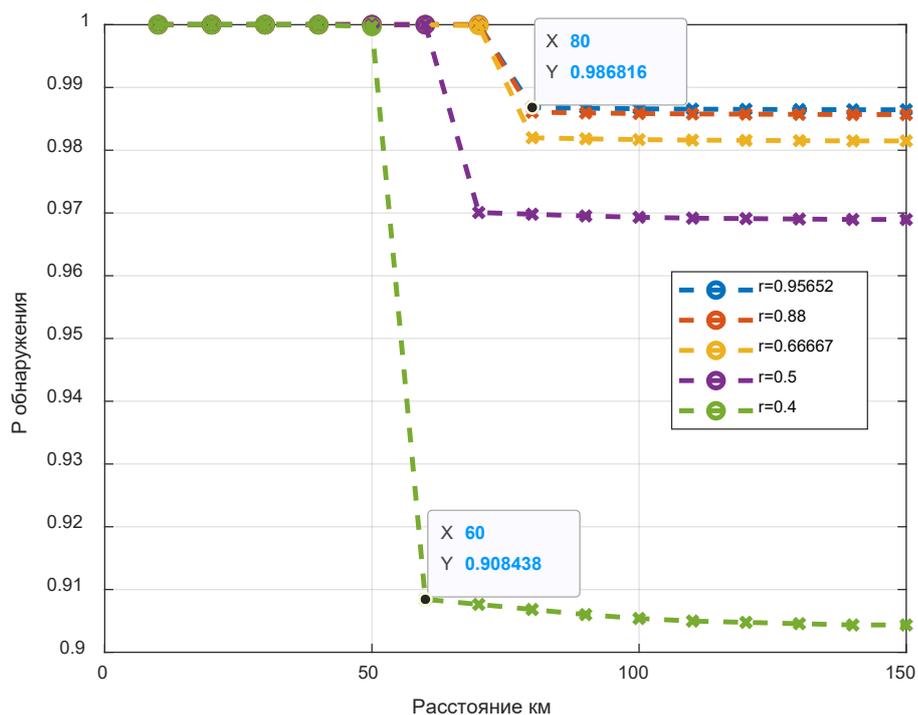


Рисунок 2.15 – Зависимость вероятности обнаружения сигнала совместно по Земной и ионосферной волне от расстояния для 13 часов дня, января месяца и частоты 9 МГц

На рисунке 2.16 приведена зависимость коэффициента готовности радиолинии, рассчитанного в соответствии с описанием, представленным в разделе 2.1 для минимальной вероятности приема, равной 0.95. По данной зависимости видно, что в течении наибольшего времени пороговое значение $P_{пр}$ превышает при кодовой скорости 22/25. Этот факт обуславливается тем, что при заданных требованиях к длительности радиограммы, объему информационного сообщения и ОСШ на входе приемного устройства наибольший вклад в общую вероятность приема вносит вероятность обнаружения сигнала, что требует распределения большей части энергии радиограммы в сторону синхропоследовательности. Однако дальнейшее увеличение кодовой скорости приводит к ухудшению помехоустойчивости используемого кода (1 дБ разницы при ионосферном распространении согласно рисунку 2.6), позволяя увеличить энергию преамбулы в 1.057 раза, что практически не увеличивает вероятность

обнаружения, и в результате приводит к снижению общей вероятности приема радиограммы.

На рисунке 2.17 представлена зависимость коэффициента готовности, рассчитанная аналогичным способом для скорости передачи данных 2400 бит/с. В данном режиме радиограмма модема прототипа предполагает кодовую скорость $2/3$, однако, по полученным зависимостям коэффициент надежности наибольший для значения кодовой скорости $4/5$.

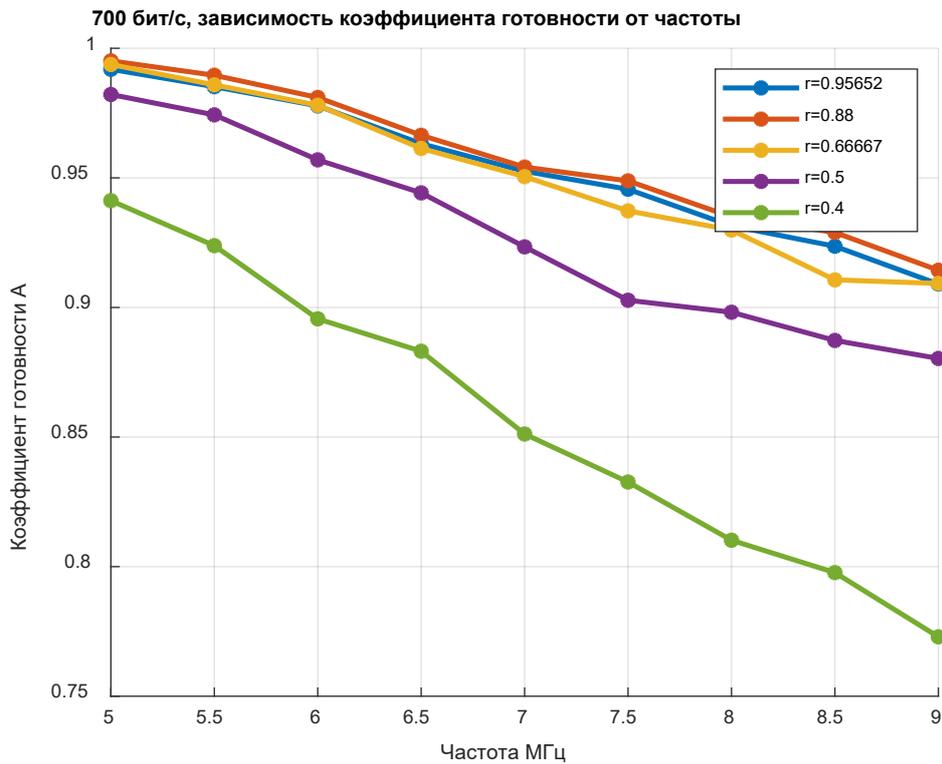


Рисунок 2.16 – Зависимость доли времени работы радиолинии для скорости 700 бит/с по годовому прогнозу от частоты

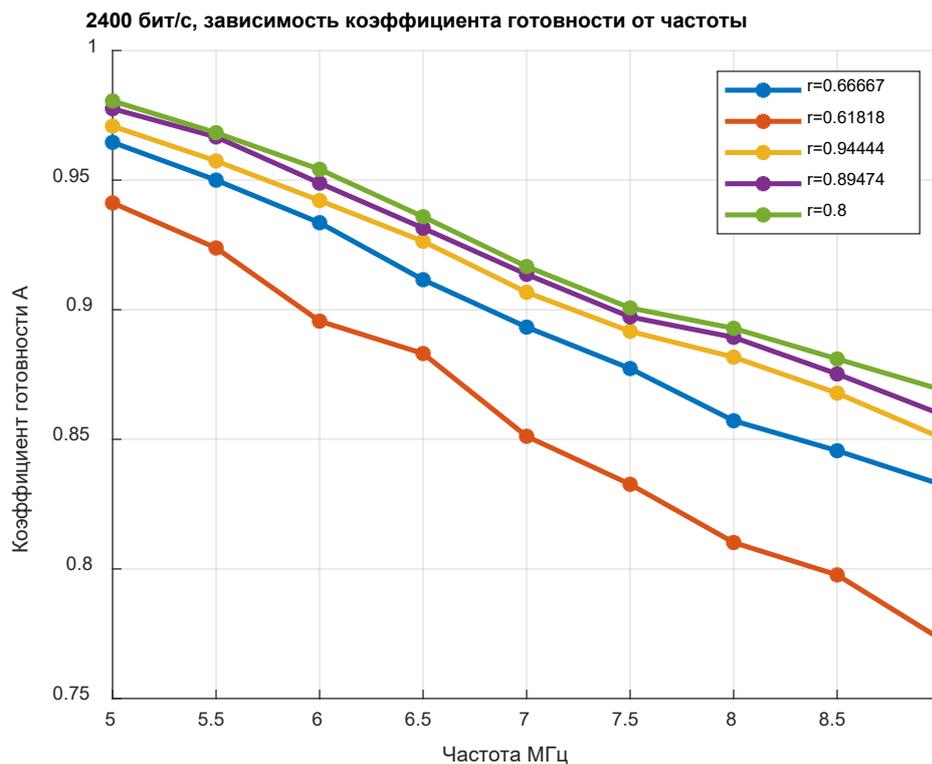


Рисунок 2.17 – Зависимость доли времени работы радиолинии для скорости 2400 бит/с по годовому прогнозу от частоты

2.6 Сравнение помехоустойчивости с радиограммой модема прототипа

Поскольку излучаемая мощность входит линейно в расчет ОСШ для Земной и отраженной волны, энергетический выигрыш от использования параметров радиограммы, полученных в результате использования описанной выше методики расчета в сравнении с радиограммой модема прототипа, может быть выражен следующим образом:

- рассчитать долю времени, для которого, по результатам прогнозирования, превышает пороговая вероятность приема у радиолинии с новыми параметрами радиограммы;

- найти такую мощность для радиограммы модема прототипа, при которой доля времени работы совпадет с полученной ранее.

Тогда отношение мощности, используемой в прогнозе для предлагаемой радиограммы и мощности для радиограммы модема прототипа можно

рассматривать как энергетический выигрыш от применения предлагаемой методики в рамках рассмотренного примера.

На рисунке 2.18 представлены графики зависимости доли времени работы радиолинии для скорости передачи информации 700 бит/с от частоты для предлагаемой радиограммы при мощности 100 Вт и радиограммы модема прототипа при мощности 190 Вт. При таком отношении мощностей доля времени работы для рассматриваемых радиолиний практически совпадает, что позволяет говорить о возможности снижения мощности радиолинии в 1.9 раз (2.8 дБ) без потери в среднем времени обеспечения связи за счет применения радиограммы, рассчитанной в соответствии с предложенной методикой.

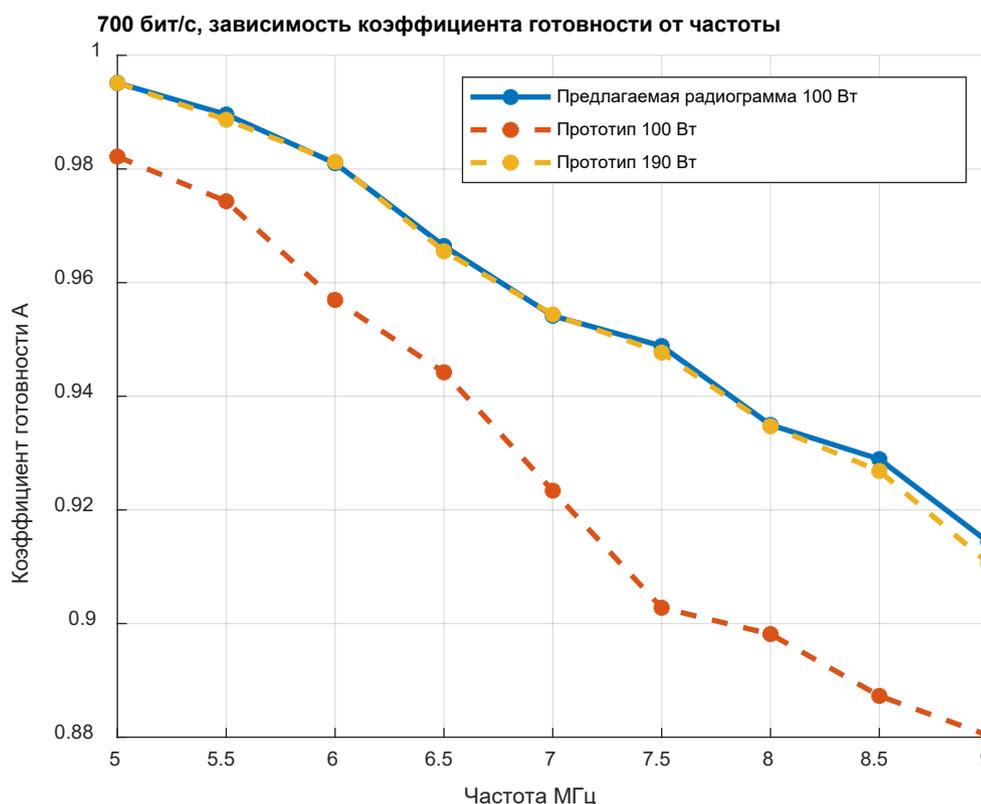


Рисунок 2.18 – Зависимость коэффициента готовности по годовому прогнозу от частоты для предлагаемой радиограммы и радиограммы модема прототипа при мощности 100 и 190 Вт и скорости 700 бит/с

На рисунке 2.19 представлена зависимость аналогичного сравнения по величине коэффициента готовности для скорости передачи информации 2400 бит/с.

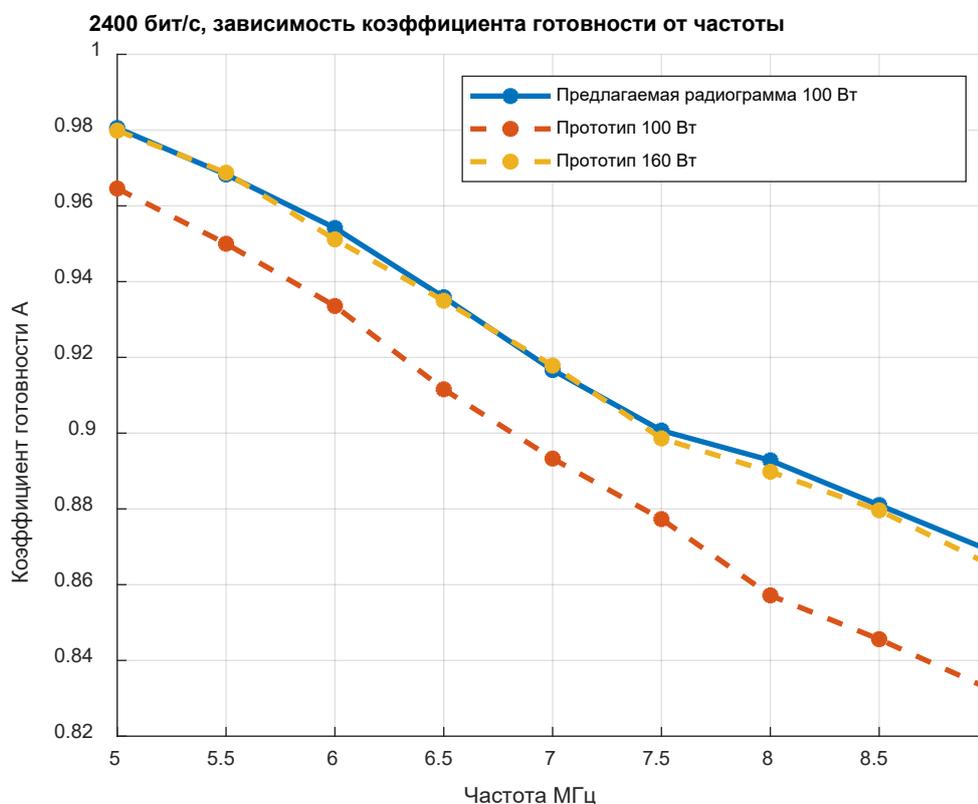


Рисунок 2.19 – Зависимость коэффициента готовности по годовому прогнозу от частоты для предлагаемой радиограммы и радиограммы модема прототипа при мощности 100 и 160 Вт и скорости 2400 бит/с

2.7 Выводы по разделу 2

В разделе предложена методика определения параметров радиограммы, обеспечивающих максимальную вероятность обнаружения и декодирования информационного блока цифровой радиолинии передачи речевой информации в ДКМВ диапазоне. Предложенная методика использует результаты предсказания параметров распространения радиоволны вдоль земной поверхности и при ее отражении от ионосферы Земли. Таким образом, было учтено влияние отношения мощности сигнала к мощности шума на соотношение энергии

последовательности синхронизации и объема избыточности в блоке помехоустойчивого кода, при котором максимизируется вероятность обнаружения и декодирования упомянутого блока кода. В результате, предлагаемая методика дает возможность рассчитать зависимость доли времени, в течении которого радиоприемник обеспечивает вероятность приема радиосигнала не ниже пороговой в зависимости от рабочей частоты, для каждого из возможных вариантов радиосигнала. Показано, что полученные зависимости позволяют найти значение кодовой скорости с наибольшим средним временем работы для всех частот из рабочего диапазона. В результате сравнения с радиосигналом, используемым в модеме прототипе, установлено, что радиосигнал с параметрами, рассчитанными в соответствии с предложенной методикой, обеспечивает равное среднее время работы при излучаемой мощности в 1.9 раз меньше (2.8 дБ), чем необходимая при применении радиосигнала модема прототипа, для скорости 700 бит/с и в 1.6 раз меньше (2 дБ) для скорости 2400 бит/с .

3 Разработка когерентного алгоритма обработки не двоичных широкополосных сигнально-кодовых конструкций

3.1 Алгоритмы обработки в условиях многолучевого распространения в ионосферном канале

3.1.1 Общие выражения

Рассмотрим вначале простой случай однолучевого распространения и расширим его на многолучевой случай.

Наиболее полной статистикой для принятия решения по каждому символу для каждой позиции принятого кодового блока не двоичного кода будет являться набор апостериорных вероятностей. Т.е. для обработки блока потребуется N векторов по 2^m апостериорных вероятностей вида

$$P(c_k / \mathbf{y}_j), \quad k = 1, \dots, 2^m \quad j = 1, 2, \dots, N, \quad (3.1)$$

где $\mathbf{y}_j = [\dot{y}_{j1}, \dot{y}_{j2}, \dots, \dot{y}_{j2^m}]^T$ – вектор откликов 2^m корреляторов при обработке j -го сигнала в радиограмме, c_k – предполагаемый принятый символ. Более того, декодирование кодового блока не двоичного кода LDPC по алгоритму распространения доверия требует вычисления упомянутых вероятностей. Опустим для простоты индекс j в \mathbf{y}_j и получим выражения для апостериорных вероятностей в общем виде.

Воспользуемся правилом произведения вероятностей в форме:

$$dP(\mathbf{y}, c_k) = W(\mathbf{y}, c_k) d\mathbf{y} = P(c_k / \mathbf{y}) W(\mathbf{y}) d\mathbf{y}, \quad (3.2)$$

где $dP(\mathbf{y}, c_k) = W(\mathbf{y}, c_k) d\mathbf{y}$ – вероятность того, что одновременно был передан символ c_k и вектор наблюдений оказался в объеме $d\mathbf{y}$ относительно точки \mathbf{y} в $2M$ -мерном пространстве ($M = 2^m$ комплексных наблюдаемых чисел \mathbf{y} являются

$2M = 2^{m+1}$ вещественными числами и принадлежат соответствующему пространству), $W(\mathbf{y})$ - $2M$ -мерная безусловная плотность вероятности вектора наблюдений \mathbf{y} , $W(\mathbf{y})d\mathbf{y}$ - вероятность того, что вектор наблюдений оказался в объеме $d\mathbf{y}$ относительно точки \mathbf{y} в $2M$ -мерном пространстве.

Запишем (3.1) в форме:

$$P(c_k / \mathbf{y}) = \frac{W(\mathbf{y}, c_k) d\mathbf{y}}{W(\mathbf{y}) d\mathbf{y}} = \frac{W(\mathbf{y} / c_k) P(c_k)}{\sum_{l=1}^{2^m} W(\mathbf{y} / c_l) P(c_l)}, \quad (3.3)$$

где $P(c_k)$, $k = 1, \dots, 2^m$ - априорные вероятности передачи символа c_k из M доступных вариантов, независимые от действий наблюдателя и методов обработки принимаемого сигнала, $W(\mathbf{y} / c_k)$ - функция правдоподобия гипотезы о приеме символа c_k при наблюдаемой выборке \mathbf{y} (условная плотность вероятности выборки \mathbf{y} при передаче символа c_k). Выражение (3.3) известно как формула обратной вероятности (формула Байеса). В знаменателе (3.3) используется формула полной вероятности

$$W(\mathbf{y}) d\mathbf{y} = \sum_{l=1}^{2^m} W(\mathbf{y} / c_l) P(c_l) d\mathbf{y}. \quad (3.4)$$

Значения вектора наблюдений $\mathbf{y} = [\dot{y}_1, \dot{y}_2, \dots, \dot{y}_M]^T$ некоррелированные, в силу приближения ортогональности используемых сигналов (выступающих в качестве координатных функций при ортогональном разложении случайного процесса [118,119]), гауссовские комплексные величины (а значит и независимые). Тогда справедливо

$$W(\mathbf{y} / c_k) = \prod_{u=1}^M W(\dot{y}_u / c_k) \quad (3.5)$$

где $W(\dot{y}_u / c_k)$ - функция правдоподобия гипотезы о передаче символа c_k при наблюдении \dot{y}_u на выходе устройства обработки u -го варианта ортогонального сигнала.

Полагаем, что передача любого из $M = 2^m$ символов априорно равновероятна, тогда справедливо:

$$P(c_k) = P(c_l) = \frac{1}{M} \quad \forall k, l \quad (3.6)$$

С учетом (3.5) и (3.6) выражение (3.3) переписывается в форме:

$$P(c_k / \mathbf{y}) = \frac{W(\mathbf{y} / c_k)}{\sum_{l=1}^{2^m} W(\mathbf{y} / c_l)} = \frac{\prod_{u=1}^{2^m} W(\dot{y}_u / c_k)}{\sum_{l=1}^{2^m} \prod_{u=1}^{2^m} W(\dot{y}_u / c_l)} = \frac{\left(\prod_{\substack{u=1 \\ u \neq k}}^{2^m} W(\dot{y}_u / c_k) \right) W(\dot{y}_k / c_k)}{\sum_{l=1}^{2^m} \left[\left(\prod_{\substack{u=1 \\ u \neq l}}^{2^m} W(\dot{y}_u / c_l) \right) W(\dot{y}_l / c_l) \right]}, \quad (3.7)$$

где $W(\dot{y}_u / c_k)$ – функция правдоподобия гипотезы о приеме символа c_k при наблюдении \dot{y}_u на выходе u -го коррелятора. Очевидно, что при несовпадающих индексах u и k функция правдоподобия будет определяться плотностью вероятности шума:

$$W(\dot{y}_u / c_k) = W_{uu}(\dot{y}_u) \quad \text{при } u \neq k \quad (3.8)$$

Деля знаменатель на числитель, и, учитывая что $2^m - 2$ в каждом слагаемом знаменателя совпадают множителями числителя (с индексами, отличающимися от k и l), получим

$$P(c_k / \mathbf{y}) = \frac{W(\dot{y}_k / c_k)}{\sum_{l=1}^{2^m} \left(\frac{W(\dot{y}_l / c_l)}{W_{uu}(\dot{y}_l)} \right)} \quad (3.9)$$

Принятие жестких решений по каждому двоичному символу по критерию максимума апостериорной вероятности запишется в форме

$$\hat{c}_k = \arg \max_{k=1, \dots, 2^m} [P(c_k / \mathbf{y})] = \arg \max_{k=1, \dots, 2^m} \left[\frac{W(\dot{y}_k / c_k)}{W_{uu}(\dot{y}_k)} \right] \quad (3.10)$$

и соответствует критерию максимума отношения правдоподобия, вычисляемых для каждого варианта передаваемого символа.

Для упрощения вычислений перепишем формулу (3.9) в форме

$$P(c_k / \mathbf{y}) = \frac{1.0}{\sum_{l=1}^{2^m} \left(\frac{W(\dot{y}_l / c_l)}{W_{uu}(\dot{y}_l)} \frac{W_{uu}(\dot{y}_k)}{W(\dot{y}_k / c_k)} \right)} \quad (3.11)$$

В знаменателе дроби (3.11) вычисляется сумма отношений отношений правдоподобия для каждой возможной пары символов, один из которых является предполагаемым принятым символом c_k .

В условиях многолучевого распространения использование широкополосных сигналов позволяет осуществлять разделение и сложение многолучевых компонент, что является одним из вариантов разнесенного приема. Эффект разнесения здесь достигается за счет того, что отдельные многолучевые компоненты распространяются по различным траекториям в ионофере Земли, отражаясь от различных слоев ионосферы и претерпевая двойное лучепреломление в силу анизотропности среды.

При обработке каждой j -й ветки разнесения (многолучевой компоненты сигнала) наблюдается свой вектор \mathbf{y}_j , и требуется вычислить апостериорные вероятности по каждому символу с учетом наблюдений со всех веток разнесения:

$$P(c_k / \mathbf{y}_1, \mathbf{y}_2, \dots, \mathbf{y}_{N_p}) = \frac{W(\mathbf{y}_1, \mathbf{y}_2, \dots, \mathbf{y}_{N_p}, c_k)}{W(\mathbf{y}_1, \mathbf{y}_2, \dots, \mathbf{y}_{N_p})} = \frac{W(\mathbf{y}_1, \mathbf{y}_2, \dots, \mathbf{y}_{N_p} / c_k) P(c_k)}{\sum_{l=1}^{2^m} W(\mathbf{y}_1, \mathbf{y}_2, \dots, \mathbf{y}_{N_p} / c_l) P(c_l)} \quad (3.12)$$

Аналогично можно получить

$$P(c_k / \mathbf{y}_1, \mathbf{y}_2, \dots, \mathbf{y}_{N_p}) = \frac{W(\bar{y}_k / c_k)}{W_{uu}(\bar{y}_k)} = \frac{1}{\sum_{l=1}^{2^m} \left(\frac{W(\bar{y}_l / c_l)}{W_{uu}(\bar{y}_l)} \frac{W_{uu}(\bar{y}_k)}{W(\bar{y}_k / c_k)} \right)}, \quad (3.13)$$

где \bar{y}_l - вектор откликов l -х корреляторов по всем веткам разнесения (значения $\dot{y}_{l,1}$, $\dot{y}_{l,2}$, ..., \dot{y}_{l,N_p}), N_p - число веток разнесения (число многолучевых компонент), $W(\bar{y}_l / c_l)$ - функция правдоподобия гипотезы о приеме символа c_l при наблюдениях \bar{y}_l , $W_{uu}(\bar{y}_l)$ - совместная функция плотности вероятности шумовых

откликов l -х корреляторов всех N_p веток разнесения. В условиях многоканального разнесенного приема с учетом независимости шума в каналах справедливо:

$$\frac{W(\bar{y}_l / c_l)}{W_{uu}(\bar{y}_l)} = \prod_{j=1}^{N_p} \frac{W(\dot{y}_{l,j} / c_l)}{W_{uu}(\dot{y}_{l,j})}, \quad (3.14)$$

тогда

$$\begin{aligned} P(c_k / \mathbf{y}_1, \mathbf{y}_2, \dots, \mathbf{y}_{N_p}) &= \frac{\prod_{j=1}^{N_p} \frac{W(\dot{y}_{k,j} / c_k)}{W_{uu}(\dot{y}_{k,j})}}{\sum_{l=1}^{2^m} \left(\prod_{j=1}^{N_p} \frac{W(\dot{y}_{l,j} / c_l)}{W_{uu}(\dot{y}_{l,j})} \right)}, \quad (3.15) \\ &= \frac{1.0}{\sum_{l=1}^{2^m} \left(\prod_{j=1}^{N_p} \left[\frac{W(\dot{y}_{l,j} / c_l)}{W_{uu}(\dot{y}_{l,j})} \frac{W_{uu}(\dot{y}_{k,j})}{W(\dot{y}_{k,j} / c_k)} \right] \right)} \end{aligned}$$

Правило принятия решения (3.10) в условиях многолучевого разнесенного приема переписывается в форме

$$\begin{aligned} \hat{c}_k &= \arg \max_{k=1, \dots, 2^m} \left[P(c_k / \mathbf{y}_1, \mathbf{y}_2, \dots, \mathbf{y}_{N_p}) \right] = \arg \max_{k=1, \dots, 2^m} \left[\frac{W(\bar{y}_k / c_k)}{W_{uu}(\bar{y}_k)} \right] = \\ &= \arg \max_{k=1, \dots, 2^m} \left[\prod_{j=1}^{N_p} \frac{W(\dot{y}_{k,j} / c_k)}{W_{uu}(\dot{y}_{k,j})} \right] \end{aligned} \quad (3.16)$$

3.1.2 Модель наблюдений

Выход корреляционного приемника для каждой обрабатываемой многолучевой компоненты, с учетом возможности их разделения без влияния друг на друга (полагаем идеальное разделение лучей), можно записать в виде вектора статистик:

$$\dot{y}_{i,j} = E_s \dot{h}_j \delta_{ik} + \dot{n}_{i,j}, \quad (3.17)$$

где $\dot{y}_{i,j}$ – сигнал с выхода i -го коррелятора, обрабатывающего j -ю многолучевую компоненту во время приема символа с индексом k ($k = 1, \dots, 2^m$), \dot{h}_j –

коэффициент передачи канала для j -ой многолучевой компоненты, E_s - энергия принятого символа, δ_{ik} - символ Кронекера, $\dot{n}_{i,j}$ - шумовая составляющая статистики. Будем полагать, что все варианты передаваемых символов обладают одинаковой энергией E_s .

Коэффициенты передачи канала \dot{h}_j являются независимыми комплексным гауссовскими величинами для различных многолучевых компонент и, в общем случае, зависимыми в соответствии с моделью Ваттерсона в рамках одной многолучевой компоненты (ветки разнесения) для смежных символов во времени.

Значения $\dot{n}_{i,j}$ являются комплексными гауссовскими величинами с нулевым средним и дисперсией вещественной и мнимой частей, равной σ_u^2 . Дисперсия σ_u^2 равна

$$\sigma_u^2 = E_s \sigma_{uu}^2 = \frac{E_s N_0}{2}, \quad (3.18)$$

где σ_{uu}^2 - дисперсия отсчетов шума на входе коррелятора, $\frac{N_0}{2}$ - уровень двусторонней спектральной плотности мощности квазибелого шума в основном диапазоне частот.

Мгновенное отношение сигнал/шум для одной многолучевой компоненты составляет

$$SNR_j = |\dot{h}_j|^2 \frac{E_s}{N_0}. \quad (3.19)$$

Отношение сигнал/шум для одной многолучевой компоненты с учетом усреднения по реализациям Рэлеевских замираний составляет

$$SNR_{mean,j} = 2\sigma_{A,j}^2 \frac{E_s}{N_0}, \quad (3.20)$$

где $\sigma_{A,j}^2$ - параметр распределения Рэля модуля $|\dot{h}_j|$ для j -й многолучевой компоненты.

Суммарное максимальное отношение сигнал/шум при оптимальном когерентном приеме всех многолучевых компонент составляет

$$SNR_{mrc} = \frac{E_s}{N_0} \sum_{j=1}^{N_p} |\dot{h}_j|^2. \quad (3.21)$$

Суммарное усредненное отношение сигнал/шум при оптимальном когерентном приеме всех многолучевых компонент составляет

$$SNR_{mean} = \frac{E_s}{N_0} \sum_{j=1}^{N_p} (2\sigma_{A,j}^2). \quad (3.22)$$

3.1.3 Частные выражения для вычисления апостериорных вероятностей

3.1.3.1 Когерентная обработка при полностью известных параметрах канала

Запишем функцию правдоподобия в форме

$$\begin{aligned} W(\dot{y}_{k,j} / c_k) &= W_{uu}(\dot{y}_{k,j} - E_s \dot{h}_j) = \\ &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{uu}} e^{-\frac{(y_{k,j,real} - E_s h_{j,real})^2}{2\sigma_{uu}^2}} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{uu}} e^{-\frac{(y_{k,j,imag} - E_s h_{j,imag})^2}{2\sigma_{uu}^2}} = \\ &= \left(\frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{uu}} \right)^2 e^{-\frac{|\dot{y}_{k,j}|^2 - 2E_s \operatorname{Re}(\dot{y}_{k,j} \dot{h}_j^*) + E_s^2 |\dot{h}_j|^2}{2\sigma_{uu}^2}} \end{aligned} \quad (3.23)$$

Плотность вероятности шума, рассчитанная для наблюдений соответственно равна

$$W_{uu}(\dot{y}_{k,j}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{uu}} e^{-\frac{y_{k,j,real}^2}{2\sigma_{uu}^2}} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{uu}} e^{-\frac{y_{k,j,imag}^2}{2\sigma_{uu}^2}} = \left(\frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{uu}} \right)^2 e^{-\frac{|\dot{y}_{k,j}|^2}{2\sigma_{uu}^2}}. \quad (3.24)$$

Тогда отношение правдоподобия запишется в форме

$$\frac{W(\dot{y}_{k,j} / c_k)}{W_{uu}(\dot{y}_{k,j})} = e^{\frac{2E_s \operatorname{Re}(\dot{y}_{k,j} \dot{h}_j^*) - E_s^2 |\dot{h}_j|^2}{2\sigma_{uu}^2}} = e^{\frac{E_s \operatorname{Re}(\dot{y}_{k,j} \dot{h}_j^*)}{\sigma_{uu}^2}} e^{-\frac{E_s^2 |\dot{h}_j|^2}{2\sigma_{uu}^2}}. \quad (3.25)$$

Учет откликов корреляторов для других многолучевых компонент дает

$$\frac{W(\bar{y}_k / c_k)}{W_u(\bar{y}_k)} = \prod_{j=1}^{N_p} \frac{W(\dot{y}_{k,j} / c_k)}{W_u(\dot{y}_{k,j})} = e^{\sum_{j=1}^{N_p} \frac{E_s \operatorname{Re}(\dot{y}_{k,j} \dot{h}_j^*)}{\sigma_u^2}} e^{-\sum_{j=1}^{N_p} \frac{E_s^2 |\dot{h}_j|^2}{2\sigma_u^2}}. \quad (3.26)$$

Отношение отношений правдоподобия будет равно

$$\frac{W(\bar{y}_l / c_l)}{W_u(\bar{y}_l)} \frac{W_u(\bar{y}_k)}{W(\bar{y}_k / c_k)} = \prod_{j=1}^{N_p} \left[\frac{W(\dot{y}_{l,j} / c_l)}{W_u(\dot{y}_{l,j})} \frac{W_u(\dot{y}_{k,j})}{W(\dot{y}_{k,j} / c_k)} \right] = e^{\sum_{j=1}^{N_p} \frac{E_s \operatorname{Re}((\dot{y}_{l,j} - \dot{y}_{k,j}) \dot{h}_j^*)}{\sigma_u^2}}. \quad (3.27)$$

Принятие жёстких решений по (3.16) с учетом монотонности экспоненты приводит к правилу

$$\hat{c}_k = \arg \max_{k=1, \dots, 2^m} \left[P(c_k / \mathbf{y}_1, \mathbf{y}_2, \dots, \mathbf{y}_{N_p}) \right] = \arg \max_{k=1, \dots, 2^m} \left[\sum_{j=1}^{N_p} \operatorname{Re}(\dot{y}_{k,j} \dot{h}_j^*) \right]. \quad (3.28)$$

Правило принятия решения (3.28) известно как правило оптимального когерентного разнесенного приема, обеспечивающего максимальное отношение сигнал/шум (в английской литературе алгоритм MRC – maximum ratio combining). Чтобы использовать правило (3.28) необходимо обладать информацией о дисперсии шума и знать значения множителей канала для каждой многолучевой компоненты \dot{h}_j . Множитель канала \dot{h}_j определяет изменение амплитуды сигнала на величину $|\dot{h}_j|$ и сдвиг по фазе сигнала на величину $\varphi_{h,j} = \arg(\dot{h}_j)$ из-за замираний.

3.1.3.2 Некогерентная обработка при неизвестном фазовом сдвиге

Когда нет возможности осуществлять измерение фазового сдвига и использовать его измеренное значение в указанных выше выражениях, то используются правила принятия решений и формулы для вычисления апостериорных вероятностей, инвариантных к значению фазового сдвига $\varphi_{h,j}$. Метод синтеза таких правил известен и широко используется в статистической радиотехнике [1,2,118].

Отношение правдоподобия (3.25) полагается условным, где в перечне условий учитывается фазовый сдвиг $\varphi_{h,j}$, т.е.

$$\frac{W(\dot{y}_{k,j} / c_k, \varphi_{h,j})}{W_{uu}(\dot{y}_{k,j})} = e^{-\frac{E_s \operatorname{Re}(\dot{y}_{k,j} \dot{h}_j^*)}{\sigma_u^2}} e^{-\frac{E_s^2 |\dot{h}_j|^2}{2\sigma_u^2}} = e^{-\frac{E_s |\dot{h}_j| |\dot{y}_{k,j}| \cos(\arg(\dot{y}_{k,j}) - \varphi_{h,j})}{\sigma_u^2}} e^{-\frac{E_s^2 |\dot{h}_j|^2}{2\sigma_u^2}}. \quad (3.29)$$

Фазовый сдвиг $\varphi_{h,j}$ полагается случайной величиной с некоторой плотностью вероятности $W_\varphi(\varphi_{h,j})$. Тогда совместная условная плотность вероятности наблюдения \dot{y}_k и значения фазового сдвига $\varphi_{h,j}$ при передаче символа c_k может быть записана в форме

$$W(\dot{y}_{k,j}, \varphi_{h,j} / c_k) = W(\dot{y}_{k,j} / c_k, \varphi_{h,j}) W_\varphi(\varphi_{h,j}). \quad (3.30)$$

Откуда, используя правило согласованности, можно избавиться от зависимости от фазового сдвига $\varphi_{h,j}$, путем интегрирования по нему.

$$\begin{aligned} W(\dot{y}_{k,j}, \varphi_{h,j} / c_k) &= \int_{-\pi}^{\pi} W(\dot{y}_k, \varphi_{h,j} / c_k) d\varphi_{h,j} = \\ &= \int_{-\pi}^{\pi} W(\dot{y}_{k,j} / c_k, \varphi_{h,j}) W_\varphi(\varphi_{h,j}) d\varphi_{h,j} = \langle W(\dot{y}_{k,j} / c_k, \varphi_{h,j}) \rangle \end{aligned} \quad (3.31)$$

где операция $\langle \rangle$ означает усреднение, подчеркивая смысл проводимой операции. Действительно, условная плотность вероятности (3.23), как функция (в том числе) от фазового сдвига $\varphi_{h,j}$, усредняется по $\varphi_{h,j}$ в смысле отыскания математического ожидания с учетом плотности вероятности $W_\varphi(\varphi_{h,j})$.

Аналогичным образом можно усреднить отношение правдоподобия (3.29)

$$\frac{W(\dot{y}_{k,j} / c_k)}{W_{uu}(\dot{y}_{k,j})} = \left\langle \frac{W(\dot{y}_{k,j} / c_k, \varphi_{h,j})}{W_{uu}(\dot{y}_{k,j})} \right\rangle = \int_{-\pi}^{\pi} \frac{W(\dot{y}_{k,j} / c_k, \varphi_{h,j})}{W_{uu}(\dot{y}_{k,j})} W_\varphi(\varphi_{h,j}) d\varphi_{h,j}. \quad (3.32)$$

Найдем усреднённое отношение правдоподобия по (3.32) с учетом равномерно распределенной начальной фазе, т.е. при

$$W_\varphi(\varphi_{h,j}) = \frac{1}{2\pi}, \quad -\pi \leq \varphi_{h,j} < \pi. \quad (3.33)$$

Тогда справедливо

$$\begin{aligned} \frac{W(\dot{y}_{k,j} / c_k)}{W_{uu}(\dot{y}_{k,j})} &= \int_{-\pi}^{\pi} \frac{W(\dot{y}_{k,j} / c_k, \varphi_{h,j})}{W_{uu}(\dot{y}_{k,j})} W_{\varphi}(\varphi_{h,j}) d\varphi_{h,j} \\ &= e^{-\frac{E_s^2 |\dot{h}_j|^2}{2\sigma_u^2}} \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} e^{\frac{E_s |\dot{h}_j| |\dot{y}_{k,j}| \cos(\arg(\dot{y}_{k,j}) - \varphi_{h,j})}{\sigma_u^2}} d\varphi_{h,j} = e^{-\frac{E_s^2 |\dot{h}_j|^2}{2\sigma_u^2}} I_0 \left(\frac{E_s |\dot{h}_j| |\dot{y}_{k,j}|}{\sigma_u^2} \right). \end{aligned} \quad (3.34)$$

В (3.34) использовалось интегральное представление функции модифицированной функции Бесселя первого рода нулевого порядка в форме

$$I_0(x) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{x \cos \varphi_0} d\varphi_0 \quad (3.35)$$

Правило принятия решения по (3.16) примет вид

$$\hat{c}_k = \arg \max_{k=1, \dots, 2^m} \left[P(c_k / \mathbf{y}_1, \mathbf{y}_2, \dots, \mathbf{y}_{N_p}) \right] = \arg \max_{k=1, \dots, 2^m} \left[\prod_{j=1}^{N_p} e^{-\frac{E_s^2 |\dot{h}_j|^2}{2\sigma_u^2}} I_0 \left(\frac{E_s |\dot{h}_j| |\dot{y}_{k,j}|}{\sigma_u^2} \right) \right]. \quad (3.36)$$

Отношение отношений правдоподобия будет равно

$$\frac{W(\bar{y}_l / c_l)}{W_{uu}(\bar{y}_l)} \frac{W_{uu}(\bar{y}_k)}{W(\bar{y}_k / c_k)} = \prod_{j=1}^{N_p} \left(I_0 \left(\frac{E_s |\dot{h}_j| |\dot{y}_{l,j}|}{\sigma_u^2} \right) \left[I_0 \left(\frac{E_s |\dot{h}_j| |\dot{y}_{k,j}|}{\sigma_u^2} \right) \right]^{-1} \right). \quad (3.37)$$

При больших отношениях сигнал/шум справедливо

$$\frac{E_s |\dot{h}_j| |\dot{y}_{l,j}|}{\sigma_u^2} = \frac{2 |\dot{h}_j| |\dot{y}_{l,j}|}{N_0} \gg 1. \quad (3.38)$$

Используем асимптотическое разложение $I_0(x)$ в форме

$$I_0(x) \approx \frac{e^x}{\sqrt{2\pi x}}. \quad (3.39)$$

Тогда (3.34) примет вид

$$\frac{W(\dot{y}_{k,j} / c_k)}{W_{uu}(\dot{y}_{k,j})} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \sqrt{\frac{\sigma_u^2}{E_s |\dot{h}_j| |\dot{y}_{k,j}|}} e^{-\frac{E_s^2 |\dot{h}_j|^2 + 2E_s |\dot{h}_j| |\dot{y}_{k,j}|}{2\sigma_u^2}}. \quad (3.40)$$

Правило принятия решения (3.36) запишется в форме

$$\begin{aligned} \hat{c}_k &= \arg \max_{k=1, \dots, 2^m} \left[P(c_k / \mathbf{y}_1, \mathbf{y}_2, \dots, \mathbf{y}_{N_p}) \right] \\ &= \arg \max_{k=1, \dots, 2^m} \left[\prod_{j=1}^{N_p} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \sqrt{\frac{\sigma_u^2}{E_s |\dot{h}_j| |\dot{y}_{k,j}|}} e^{-\frac{E_s^2 |\dot{h}_j|^2 + 2E_s |\dot{h}_j| |\dot{y}_{k,j}|}{2\sigma_u^2}} \right], \end{aligned} \quad (3.41)$$

а отношение отношений правдоподобия будет равно

$$\frac{W(\bar{y}_l / c_l)}{W_u(\bar{y}_l)} \frac{W_u(\bar{y}_k)}{W(\bar{y}_k / c_k)} = \left[\prod_{j=1}^{N_p} \left(\frac{|\dot{y}_{k,j}|}{|\dot{y}_{l,j}|} \right) \right] e^{-\sum_{j=1}^{N_p} \frac{E_s |\dot{h}_j| (|\dot{y}_{l,j}| - |\dot{y}_{k,j}|)}{\sigma_u^2}}. \quad (3.42)$$

3.1.3.3 Некогерентная обработка при неизвестном фазовом сдвиге и усреднению по уровню сигнала

Положим $|\dot{h}_j|$ случайными величинами, распределенными по Рэлею с параметром распределения σ_{Aj}^2 :

$$W_{hj}(|\dot{h}_j|) = \frac{|\dot{h}_j|}{\sigma_{Aj}^2} e^{-\frac{|\dot{h}_j|^2}{2\sigma_{Aj}^2}}. \quad (3.43)$$

Усредним отношение правдоподобия (3.34) по $|\dot{h}_j|$ и получим выражение в форме

$$\frac{W(\dot{y}_{k,j} / c_k)}{W_u(\dot{y}_{k,j})} = \int_0^\infty \frac{W(\dot{y}_{k,j} / c_k, |\dot{h}_j|)}{W_u(\dot{y}_{k,j})} W_{hj}(|\dot{h}_j|) d|\dot{h}_j| = \frac{1}{2\sigma_{Aj}^2} e^{-\frac{|\dot{y}_{k,j}|^2}{2\sigma_u^2} \frac{\sigma_{Aj}^2 E_s^2}{(\sigma_{Aj}^2 E_s^2 + \sigma_u^2)}}. \quad (3.44)$$

Перепишем (3.14) с учетом (3.44) в форме

$$\frac{W(\bar{y}_l / c_l)}{W_u(\bar{y}_l)} = \prod_{j=1}^{N_p} \frac{W(\dot{y}_{l,j} / c_l)}{W_u(\dot{y}_{l,j})} = \prod_{j=1}^{N_p} \frac{1}{2\sigma_{Aj}^2} e^{-\frac{|\dot{y}_{k,j}|^2}{2\sigma_u^2} \frac{\sigma_{Aj}^2 E_s^2}{(\sigma_{Aj}^2 E_s^2 + \sigma_u^2)}}. \quad (3.45)$$

Справедливо

$$\frac{W(\dot{y}_{l,j} / c_l)}{W_u(\dot{y}_{l,j})} \frac{W_u(\dot{y}_{k,j})}{W(\dot{y}_{k,j} / c_k)} = e^{-\frac{(|\dot{y}_{k,j}|^2 - |\dot{y}_{l,j}|^2) \frac{\sigma_{Aj}^2 E_s^2}{2\sigma_u^2 (\sigma_{Aj}^2 E_s^2 + \sigma_u^2)}}}, \quad (3.46)$$

и

$$\frac{W(\bar{y}_l / c_l)}{W_u(\bar{y}_l)} \frac{W_u(\bar{y}_k)}{W(\bar{y}_k / c_k)} = e^{-\sum_{j=1}^{N_p} (|\dot{y}_{k,j}|^2 - |\dot{y}_{l,j}|^2) \frac{\sigma_{Aj}^2 E_s^2}{2\sigma_u^2 (\sigma_{Aj}^2 E_s^2 + \sigma_u^2)}}. \quad (3.47)$$

Правило принятия решения по (3.16) примет вид

$$\hat{c}_k = \arg \max_{k=1, \dots, 2^m} \left[P(c_k / \mathbf{y}_1, \mathbf{y}_2, \dots, \mathbf{y}_{N_p}) \right] = \arg \max_{k=1, \dots, 2^m} \left[\prod_{j=1}^{N_p} \frac{1}{2\sigma_{Aj}^2} e^{|\dot{y}_{k,j}|^2 \frac{\sigma_{Aj}^2 E_s^2}{2\sigma_u^2 (\sigma_{Aj}^2 E_s^2 + \sigma_u^2)}} \right]. \quad (3.48)$$

Если замирования во всех лучах имеют одинаковую интенсивность, то $\sigma_{Aj}^2 = \sigma_A^2$, $\forall j = 1, \dots, N_p$ и правило принятия решения сводится к поиску максимума суммы квадратов модулей откликов корреляторов

$$\hat{c}_k = \arg \max_{k=1, \dots, 2^m} \left[e^{\frac{\sigma_A^2 E_s^2}{2\sigma_u^2 (\sigma_A^2 E_s^2 + \sigma_u^2)} \sum_{j=1}^{N_p} |\dot{y}_{k,j}|^2} \right] \arg \max_{k=1, \dots, 2^m} \left[\sum_{j=1}^{N_p} |\dot{y}_{k,j}|^2 \right]. \quad (3.49)$$

3.1.3.4 Некогерентная обработка при квадратичном сложении

Квадратичное сложение по (3.49) используется при априори неизвестном законе распределения $|\dot{h}_j|$ и является оптимальным вариантом принятия решений в этом случае [1].

Используя модель наблюдений, центрированное и нецентрированное распределения хи-квадрат, можно получить выражения для отношения отношений правдоподобия в форме [122]

$$\frac{W(\bar{y}_l / c_l)}{W_u(\bar{y}_l)} \frac{W_u(\bar{y}_k)}{W(\bar{y}_k / c_k)} = \left(\frac{|\dot{y}_l|^2}{|\dot{y}_k|^2} \right)^{\frac{1-N_p}{2}} I_{N_p-1} \left[\sqrt{\frac{|\dot{y}_l|^2}{\sigma_u^2} \frac{E_s^2 \sum_{j=1}^{N_p} |\dot{h}_j|^2}{\sigma_u^2}} \right] \left[I_{N_p-1} \left[\sqrt{\frac{|\dot{y}_k|^2}{\sigma_u^2} \frac{E_s^2 \sum_{j=1}^{N_p} |\dot{h}_j|^2}{\sigma_u^2}} \right] \right]^{-1}, \quad (3.50)$$

где $I_{N_p-1}(x)$ – модифицированная функция Бесселя первого рода, порядка $N_p - 1$,

$$|\dot{y}_k|^2 = \sum_{j=1}^{N_p} |\dot{y}_{k,j}|^2, \quad |\dot{y}_l|^2 = \sum_{j=1}^{N_p} |\dot{y}_{l,j}|^2. \quad (3.51)$$

Очевидно, что для $N_p = 1$ выражение (3.50) переходит в (3.37).

3.2 Алгоритм когерентной обработки недвоичных широкополосных сигнально-кодовых конструкций с одновременным оцениванием коэффициентов канала

3.2.1 Постановка задачи и основные выражения

Задана разрядность символов m и количество используемых ортогональных сигналов $M = 2^m$. Недвоичная передача осуществляется в рэлеевском канале. Длина радиogramмы составляет N символов, из которых N_{pr} символов известной преамбулы и N_{data} символов полезной нагрузки, причем

$$N = N_{pr} + N_{data}. \quad (3.52)$$

Символы преамбулы необходимы для обнаружения радиogramмы и передаются перед символами полезной нагрузки.

Модель принимаемого сигнала в однолучевом случае можно записать в форме

$$\dot{y}(k, n) = \delta(k, d(n)) \dot{h}(n) E_s + \dot{u}(k, n), \quad n = 0, \dots, N-1, \quad k = 0, \dots, 2^m - 1, \quad (3.53)$$

где $\dot{y}(k, n)$ – матрица комплексных откликов корреляторов, в общем виде размером $M \times N$, $\dot{u}(k, n)$ – матрица комплексных отсчетов гауссовского шума на выходе корреляторов размером $M \times N$, $\dot{h}(n)$ – комплексный множитель канала, $d(n)$ – передаваемый недвоичный символ (от 0 до 2^m-1) в момент времени n ,

$$\delta(k, n) = \begin{cases} 1, & k = n \\ 0, & k \neq n \end{cases} \quad (3.54)$$

– символ Кронекера. Отсчеты шумов, как и ранее, центрированные, независимые в разных откликах корреляторов, в разные моменты времени и в двух каналах (вещественная и мнимая компонента), обладающие одинаковой дисперсией σ_u^2 .

Таким образом, на приеме обрабатывается матрица чисел $\dot{y}(k, n)$, которая содержит в себе шумовые отсчеты и в каждом столбце матрицы одно значение содержит сигнальную составляющую отклика $\dot{h}(n)E_s$. Позиция отклика в соответствующем столбце (т.е. номер строки) определяется передаваемым символом $d(n)$ в соответствующий момент времени n (который совпадает с номером столбца).

При наличии N_p многолучевых компонент, модель наблюдений будет включать в себя N_p матриц размером $M \times N$:

$$\begin{aligned} \dot{y}_j(k, n) &= \delta(k, d(n))\dot{h}_j(n)E_s + \dot{u}_j(k, n), \\ n &= 0, \dots, N-1, k = 0, \dots, 2^m - 1, j = 1, \dots, N_p. \end{aligned} \quad (3.55)$$

Требуется синтезировать алгоритм обработки принимаемой выборки с одновременной оценкой коэффициентов канала $\dot{h}(n)$, принятием «жестких» решений относительно передаваемых символов $d(n)$ и вычислением рассмотренных выше апостериорных вероятностей.

Множители канала $\dot{h}_j(n)$ являются гауссовским процессом с нулевым ожиданием, дисперсией $\sigma_{A,j}^2$ и корреляционной функцией, определяемой моделью канала Ваттерсона. Предполагается, что процесс $\dot{h}_j(n)$ является достаточно медленно меняющимся, чтобы можно было применить фильтр Калмана для уточнения максимально правдоподобных оценок значений $\dot{h}(n)$ при обработке преамбулы и последующей их экстраполяции в моменты приема символов полезной нагрузки.

В отсутствие какой-либо информации о коэффициентах канала $\dot{h}(n)$ может быть осуществлена некогерентная демодуляция путем отыскания максимума

среди суммы квадратов откликов корреляторов в фиксированный момент времени по (3.49), т.е.

$$\hat{d}(n) = \arg \max_{k=0, \dots, 2^m-1} \left(\sum_{j=1}^{N_p} |\dot{y}_j(k, n)|^2 \right). \quad (3.56)$$

Алгоритм (3.56) является оптимальным при одинаковых $\sigma_{A,j}^2$ для Рэлеевских замираний и при неизвестном распределении замираний.

Если коэффициенты $\dot{h}_j(n)$ достоверно известны, то правило принятия решения может быть сформулировано в форме когерентного алгоритма демодуляции по (3.28)

$$\hat{d}(n) = \arg \max_{k=0, \dots, 2^m-1} \left(\operatorname{Re} \left(\sum_{j=1}^{N_p} \dot{y}_j(k, n) \dot{h}_j^*(n) \right) \right). \quad (3.57)$$

Таким образом, для осуществления когерентной демодуляции, которая обеспечивает лучшую помехоустойчивость, следует обладать знаниями относительно значений $\dot{h}_j(n)$. Поэтому необходимо оценивать $\dot{h}_j(n)$ в процессе демодуляции.

Дополнительно для сравнения различных вариантов обработки будем предполагать наличие канала измерения коэффициентов $\dot{h}_j(n)$ для каждой многолучевой компоненты, на выходе которого наблюдаются значения, определяемые выражением

$$\dot{y}_{j,measure}(n) = \dot{h}_j(n) E_s + \dot{u}_{j,measure}(n), \quad n = 0, \dots, N-1, \quad (3.58)$$

где $\dot{u}_{j,measure}(n)$ – отсчеты комплексной огибающей гауссовского шума. Отсчеты шума $\dot{u}_{j,measure}(n)$ – центрированные, дисперсия вещественной и мнимой частей такая же, как и у отсчетов $\dot{u}(k, n)$.

Оценка максимального правдоподобия коэффициентов канала по каналу измерения (3.58) определенная выражением

$$\hat{h}_j(n) = \frac{\dot{y}_{j,measure}(n)}{E_s}, \quad n = 0, \dots, N-1. \quad (3.59)$$

Сравним между собой пять различных вариантов обработки наблюдаемой выборки:

- алгоритм когерентной демодуляции при известных множителях канала по (3.57);

- алгоритм некогерентной демодуляции при неизвестных множителях канала по (3.56);

- алгоритм когерентной демодуляции по (3.56) с учетом оценки коэффициентов канала по (3.59);

- алгоритм когерентной демодуляции с оценкой коэффициентов канала $\dot{h}_j(n)$ фильтром Калмана (с учетом модели динамической системы $\dot{h}_j(n)$) по оценкам канала измерения;

- алгоритм когерентной демодуляции с оценкой коэффициентов канала $\dot{h}(n)$ фильтром Калмана по символам преамбулы и по символам данных.

Наиболее простая динамическая модель изменения коэффициентов $\dot{h}(n)$ может быть записана в форме:

$$\dot{h}_j(n) = \rho \dot{h}_j(n-1) + \dot{\xi}_j(n), \quad (3.60)$$

где ρ – коэффициент корреляции коэффициентов $\dot{h}_j(n)$ в соседние моменты времени, $\dot{\xi}_j(n)$ – шум динамической системы с дисперсией $\sigma_{\xi,j}^2$ (гауссовский центрированный, некоррелированный), причем

$$\sigma_{\xi,j}^2 = (1 - \rho^2) \sigma_{A,j}^2, \quad (3.61)$$

где $\sigma_{A,j}^2$ – дисперсия вещественной и мнимой частей $\dot{h}_j(n)$ для любого $n = 0, \dots, N-1$. В первый момент времени формирование коэффициента $\dot{h}_j(0)$ происходит по формуле

$$\dot{h}(0) = \frac{\sigma_{A,j}}{\sigma_{\xi,j}} \dot{\xi}(0). \quad (3.62)$$

Имея канал измерения коэффициентов (3.58), можно осуществить оптимальную фильтрацию коэффициентов канала $\hat{h}_j(n)$ каждой многолучевой компоненты независимо и проводить дальнейшую когерентную демодуляцию по (3.57) с использованием полученных оценок.

Введем привычные в теории оптимальной фильтрации векторно-матричные обозначения:

$$\mathbf{H} = E_s, \mathbf{F} = \rho, \quad (3.63)$$

- матрицы размером 1×1 ,

$$\mathbf{h}_{n,j} = \hat{h}_j(n), \mathbf{y}_{n,j} = \dot{y}_{j,measure}(n), \quad (3.64)$$

- комплексные векторы размером 1×1 , зависящие от момента времени $n = 0, \dots, N-1, j = 1, \dots, N_p$,

$$\mathbf{Q}_j = \sigma_{\xi,j}^2, \mathbf{R} = \sigma_u^2, \quad (3.65)$$

- матрицы размером 1×1 , описывающие дисперсию шумов динамической системы и наблюдений соответственно, $j = 1, \dots, N_p$.

Тогда фильтрация коэффициентов канала $\hat{h}_j(n)$ для каждой j -й многолучевой компоненты будет заключаться в выполнении следующей последовательности действий.

Предсказание значения оценки коэффициента канала по оценке, полученной на предыдущем шаге, и динамической модели

$$\hat{\mathbf{h}}_{n,j}^- = \mathbf{F} \hat{\mathbf{h}}_{n-1,j}. \quad (3.66)$$

Предсказание матрицы ковариации (ошибки) оценки коэффициента канала, по оцененному значению матрицы ковариации (ошибки) оценки коэффициента канала, полученной на предыдущем шаге

$$\hat{\mathbf{P}}_{n,j}^- = \mathbf{F} \hat{\mathbf{P}}_{n-1,j} \mathbf{F}^T + \mathbf{Q}_j. \quad (3.67)$$

Вычисление матрицы коэффициентов усиления фильтра Калмана

$$\mathbf{K}_{n,j} = \hat{\mathbf{P}}_{n,j}^- \mathbf{H}^T (\mathbf{H} \hat{\mathbf{P}}_{n,j}^- \mathbf{H}^T + \mathbf{R})^{-1}. \quad (3.68)$$

Предсказание ожидаемых на текущем шаге наблюдений

$$\hat{\mathbf{y}}_{n,j}^- = \mathbf{H}\hat{\mathbf{h}}_{n,j}^- \quad (3.69)$$

Уточнение оценки, путем добавления взвешенной невязки наблюдений к спрогнозированному ранее значению оценки

$$\hat{\mathbf{h}}_{n,j} = \hat{\mathbf{h}}_{n,j}^- + \mathbf{K}_{n,j} (\mathbf{y}_{n,j} - \hat{\mathbf{y}}_{n,j}^-). \quad (3.70)$$

Обновление матрицы ковариации (ошибки) оценки коэффициента канала

$$\hat{\mathbf{P}}_{n,j} = (\mathbf{I} - \mathbf{K}_{n,j}\mathbf{H})\hat{\mathbf{P}}_{n,j}^- \quad (3.71)$$

Начальные условия:

$$\hat{\mathbf{h}}_{0,j} = \hat{h}_j(0) = \frac{\dot{y}_{j,measure}(0)}{E_s} \quad (3.72)$$

- МП оценка коэффициента $\dot{h}_j(0)$ в начальный момент времени,

$$\hat{\mathbf{P}}_{0,j} = \frac{\sigma_u^2}{E_s^2} \quad (3.73)$$

- дисперсия МП оценки коэффициента $\dot{h}_j(0)$ в начальный момент времени (вещественной и мнимой компонент).

Фильтрация коэффициентов канала непосредственно по радиограмме (по преамбулам и символам данным) будет иметь отличия в части обработки символов данных, т.к. они не являются известными.

Символы преамбулы являются известными и позволяют выбрать из матрицы наблюдений (3.53) отклик коррелятора, содержащий сигнальную составляющую в текущий момент времени. Фильтрация коэффициентов канала непосредственно по радиограмме будет состоять из следующей последовательности действий.

Предсказание значения оценки коэффициента канала по оценке, полученной на предыдущем шаге, и динамической модели

$$\hat{\mathbf{h}}_{n,j}^- = \mathbf{F}\hat{\mathbf{h}}_{n-1,j} \quad (3.74)$$

Предсказание матрицы ковариации (ошибки) оценки коэффициента канала, по оцененному значению матрицы ковариации (ошибки) оценки коэффициента канала, полученной на предыдущем шаге

$$\hat{\mathbf{P}}_{n,j}^- = \mathbf{F}\hat{\mathbf{P}}_{n-1,j}^-\mathbf{F}^T + \mathbf{Q}_j. \quad (3.75)$$

Вычисление матрицы коэффициентов усиления фильтра Калмана

$$\mathbf{K}_{n,j} = \hat{\mathbf{P}}_{n,j}^- \mathbf{H}^T \left(\mathbf{H} \hat{\mathbf{P}}_{n,j}^- \mathbf{H}^T + \mathbf{R} \right)^{-1}. \quad (3.76)$$

Предсказание ожидаемых на текущем шаге наблюдений

$$\hat{\mathbf{y}}_{n,j}^- = \mathbf{H}\hat{\mathbf{h}}_{n,j}^-. \quad (3.77)$$

Если обрабатывается символ преамбулы, то выбирается значение наблюдения из известной строки матрицы наблюдений

$$\mathbf{y}_{n,j} = \dot{y}_j(d(n), n). \quad (3.78)$$

Если обрабатывается символ данных, то принимается решение по этому символу с использованием прогнозной оценки коэффициента канала по (3.74) в форме

$$\hat{d}^-(n) = \arg \max_{k=0, \dots, 2^m-1} \left(\operatorname{Re} \left(\sum_{j=1}^{N_p} \dot{y}_j(k, n) \left(\hat{h}_j^-(n) \right)^* \right) \right), \quad \hat{h}_j^-(n) \equiv \hat{\mathbf{h}}_{n,j}^-, \quad (3.79)$$

и затем выбирается соответствующее измерение для дальнейшего уточнения оценки

$$\mathbf{y}_{n,j} = \dot{y}_j(\hat{d}^-(n), n). \quad (3.80)$$

Уточнение оценки, путем добавления взвешенной невязки наблюдений к спрогнозированному ранее значению оценки

$$\hat{\mathbf{h}}_{n,j} = \hat{\mathbf{h}}_{n,j}^- + \mathbf{K}_{n,j} \left(\mathbf{y}_{n,j} - \hat{\mathbf{y}}_{n,j}^- \right). \quad (3.81)$$

Обновление матрицы ковариации (ошибки) оценки коэффициента канала

$$\hat{\mathbf{P}}_{n,j} = \left(\mathbf{I} - \mathbf{K}_{n,j} \mathbf{H} \right) \hat{\mathbf{P}}_{n,j}^-. \quad (3.82)$$

Получаемые по (3.70) или по (3.81) оценки коэффициентов канала используются для когерентной демодуляции по (3.57).

На рисунке 3.1 приведена вероятность символьной ошибки приема 6-ти разрядных символов ($m = 6$) в однолучевом канале Ваттерсона. Символьная скорость передачи двоичных символов составила 390 Бод, доплеровский

разброс 2 Гц. В качестве ОСШ на оси абсцисс отмечено ОСШ усредненное по реализациям замираний в соответствии с (3.20).

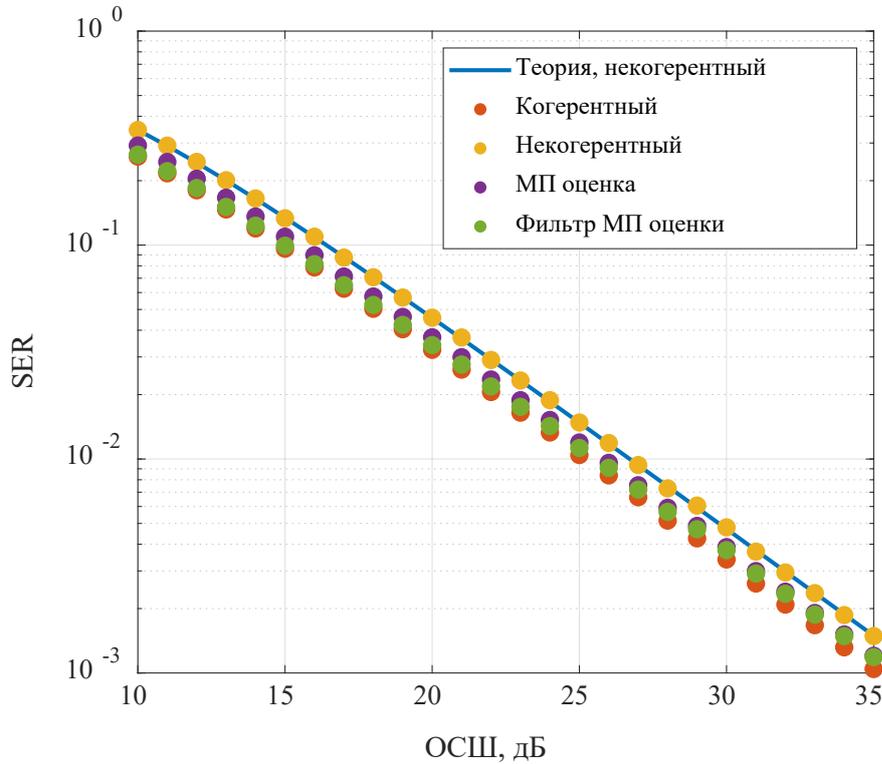


Рисунок 3.1 – Вероятность символьной ошибки, оценка по каналу измерения

Из рисунка видно, что фильтрация МП оценок множителей канала $\hat{h}_j(n)$ обеспечивает помехоустойчивость на уровне когерентного алгоритма с идеальным знанием множителей канала $\hat{h}_j(n)$ при низких ОСШ и приближается к помехоустойчивости когерентного алгоритма с подстановкой в качестве $\hat{h}_j(n)$ их МП оценок при высоких ОСШ.

На рисунке 3.2 приведена вероятность символьной ошибки при оценивании коэффициентов канала непосредственно по символам радиogramмы, – по символам преамбулы и по символам данных (с учетом принятия решений по ним).

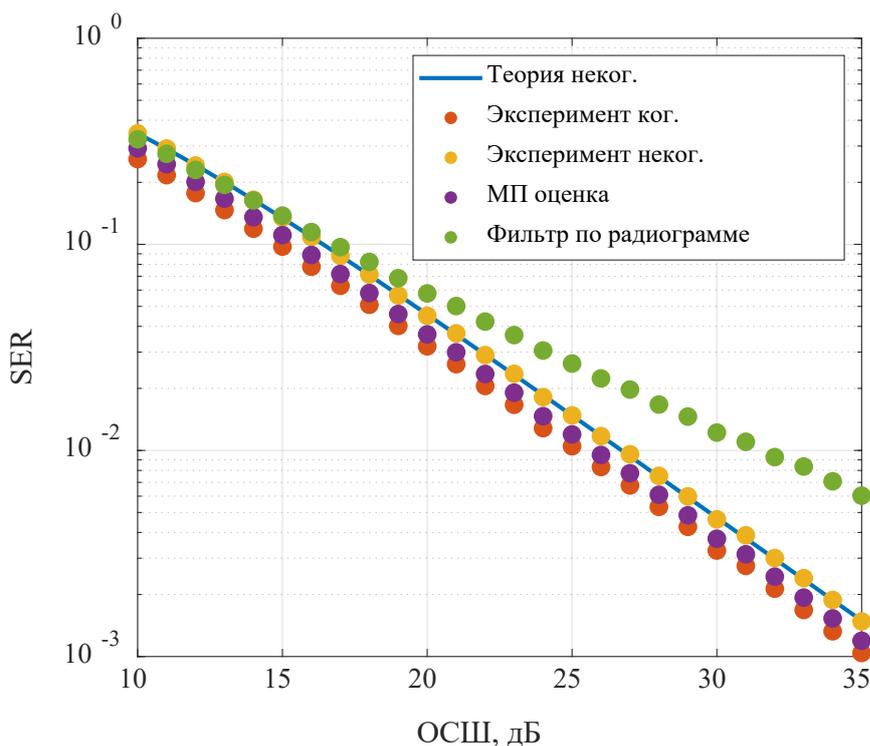


Рисунок 3.2 – Вероятность символьной ошибки, оценка по преамбуле и символам радиограммы

Параметры радиограммы аналогичны радиограмме, используемой в модеме прототипе для передачи речевой информации на скорости 700 бит/с, – 16 символов преамбулы и 44 символов данных (блока NB-LDPC кода).

На рисунке видно, что оценивание коэффициентов канала по радиограмме существенно проигрывает в помехоустойчивости приема информации из-за ошибок в принятии решений, которые влияют на качество оценки, которая в свою очередь влияет на качество принятия решений по символам данных.

Множители канала Ваттерсона не являются обыкновенной марковской последовательностью, поэтому их статистические свойства не соответствуют авторегрессии первого порядка. Действительно, корреляционная функция марковского гауссовского процесса описывается экспоненциально убывающей функцией, тогда как модель канала Ваттерсона предполагает функцию гаусса в качестве корреляционной функции.

Таким образом, используемая модель динамической системы в алгоритме фильтрации не соответствует модели канала, что является источником ошибок фильтрации. Более того, авторегрессия первого порядка позволяет прогнозировать значение коэффициента канала, опираясь только на одно предыдущее значение оценки коэффициента канала. Если предыдущая оценка существенно отклонилась от истинного значения из-за ошибки в символе данных, то и качество прогноза текущего коэффициента канала, опирающегося только на эту предыдущую оценку, будет низким.

Изложенное обуславливает построение авторегрессии более высокого порядка, более соответствующего модели канала Ваттерсона.

3.2.2 Формирование авторегрессионной модели наблюдений и обоснование ее параметров

Одним из вариантов приближения динамической модели к свойствам реального процесса является увеличение порядка авторегрессии до $N_{ap} > 1$ в форме:

$$\dot{h}_j(n) = \sum_{k=1}^{N_{ap}} \alpha_k \dot{h}_j(n-k) + \dot{\xi}_j(n), \quad (3.83)$$

где α_k – коэффициенты авторегрессии, N_{ap} – порядок авторегрессии.

Перейдем к векторно-матричной записи. Определим векторы текущего и предыдущего состояний в форме векторов размером $N_{ap} \times 1$:

$$\begin{aligned} \mathbf{h}_{n,j} &= \left[\dot{h}_j(n), \dot{h}_j(n-1), \dots, \dot{h}_j(n-N_{ap}+1) \right]^T, \\ \mathbf{h}_{n-1,j} &= \left[\dot{h}_j(n-1), \dot{h}_j(n-2), \dots, \dot{h}_j(n-N_{ap}) \right]^T. \end{aligned} \quad (3.84)$$

Тогда динамическая модель будет иметь вид

$$\mathbf{h}_{n,j} = \mathbf{F} \mathbf{h}_{n-1,j} + \mathbf{e}_{n,j}, \quad (3.85)$$

где

$$\mathbf{F} = \begin{pmatrix} \alpha_1 & \alpha_2 & \alpha_3 & \dots & \alpha_{N_{ap}-1} & \alpha_{N_{ap}} \\ 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 & 0 \end{pmatrix}, \quad (3.86)$$

– матрица размером $N_{ap} \times N_{ap}$,

$$\mathbf{e}_{n,j} = [\dot{\xi}_j(n), 0, 0, \dots, 0]^T, \quad (3.87)$$

– вектор размером $N_{ap} \times 1$.

Коэффициенты α_k предполагают решение уравнение Юла-Уокера:

$$\mathbf{R}\mathbf{a} = \mathbf{\rho}, \quad (3.88)$$

где

$$\mathbf{\rho} = [\rho_1, \rho_2, \rho_3, \dots, \rho_{N_{ap}}]^T, \quad (3.89)$$

– вектор коэффициентов корреляции ρ_k между вещественными (или мнимыми) частями $\dot{h}_j(n)$ и $\dot{h}_j(n-k)$,

$$\mathbf{a} = [\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \dots, \alpha_{N_{ap}}]^T, \quad (3.90)$$

– вектор искоемых коэффициентов,

$$\mathbf{R} = \begin{pmatrix} 1 & \rho_1 & \rho_2 & \dots & \rho_{N_{ap}-2} & \rho_{N_{ap}-1} \\ \rho_1 & 1 & \rho_1 & \dots & \rho_{N_{ap}-3} & \rho_{N_{ap}-2} \\ \rho_2 & \rho_1 & 1 & \dots & \rho_{N_{ap}-4} & \rho_{N_{ap}-3} \\ \rho_3 & \rho_2 & \rho_1 & \dots & \rho_{N_{ap}-5} & \rho_{N_{ap}-4} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \rho_{N_{ap}-1} & \rho_{N_{ap}-2} & \rho_{N_{ap}-3} & \dots & \rho_1 & 1 \end{pmatrix}, \quad (3.91)$$

– матрица уравнения.

Решение уравнения (3.88) записывается в форме:

$$\mathbf{a} = \mathbf{R}^{-1}\mathbf{\rho}. \quad (3.92)$$

Найдем коэффициенты для авторегрессии четвертого порядка для канала Ваттерсона. Положим для простоты, что магнитоионные компоненты разделяются отдельно, а частотным сдвигом можно пренебречь, тогда выражение для корреляционной функции (1.5) упростится до вида

$$C(\Delta t) = e^{-2\pi^2\sigma_{sia}^2(\Delta t)^2}, \quad (3.93)$$

а спектральная плотность мощности соответственно до вида

$$S_c(\nu) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{sia}} e^{-\frac{\nu^2}{2\sigma_{sia}^2}}. \quad (3.94)$$

Тогда, с учетом (3.93), справедливо

$$\rho_k = C(kT_s) = e^{-2\pi^2\sigma_{sia}^2(kT_s)^2}. \quad (3.95)$$

Расчетным путем можно показать, что использование напрямую выражений (3.91) – (3.95) приводит к неустойчивой авторегрессии, т.е. к неустойчивому БИХ-фильтру, коэффициентами которого являются коэффициенты авторегрессии. Это можно объяснить тем, что фильтр, обеспечивающий точное совпадение квадрата своей амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) с (3.94), не является физически реализуемым. АЧХ такого фильтра будет описываться функцией Гаусса и, следовательно, импульсная характеристика тоже будет описываться функцией Гаусса, которая не ограничена по оси абсцисс.

Прежде чем формировать модель авторегрессии и вычислять ее коэффициенты, следует сформировать модель вычисления множителей канала в форме скользящего среднего. В качестве коэффициентов в модели будет использоваться конечное число отсчетов импульсной характеристики фильтра, обеспечивающего спектральную плотность мощности формируемого случайного процесса, близкую к (3.94).

Тогда справедливо

$$\rho_k = \frac{\sum_{n=0}^{L-k} b_n b_{n+k}}{\sum_{j=0}^L b_n^2}, \quad (3.96)$$

где L – количество упомянутых коэффициентов (нечетное число), b_j , $j = 0, \dots, L$ – коэффициенты импульсной характеристики фильтра, определяемые по формуле

$$b_n = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \sqrt{S_c(\nu)} e^{j\nu(n-(L-1)/2)T_s} d\nu. \quad (3.97)$$

Коэффициенты b_j можно также получить методом частотной выборки путем дискретизации АЧХ фильтра $\sqrt{S_c(\nu)}$ в частотной области и вычисления обратного быстрого преобразования Фурье.

Таким образом, использование (3.96), вместо прямой подстановки по (3.95), позволяет получить устойчивые модели авторегрессии.

Модель авторегрессии позволяет вычислить дисперсию шума динамической системы для требуемой дисперсии наблюдаемых множителей канала на выходе авторегрессии (от которой зависит уровень сигнала и отношение сигнал/шум). Действительно, модель авторегрессии можно представить как рекурсивный фильтр, на вход которого подается шум динамической системы (см. рисунок 3.3).

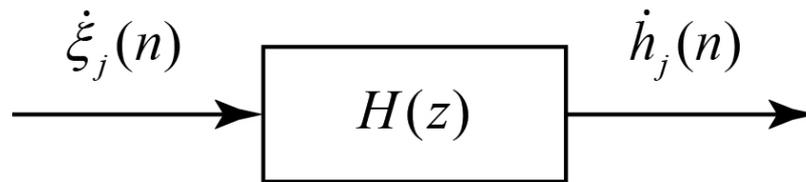


Рисунок 3.3 – Модель авторегрессии как рекурсивный фильтр

Передаточная функция фильтра и его комплексная частотная характеристика определяются коэффициентами авторегрессии соответственно в форме

$$H(z) = \frac{1}{1 - \sum_{k=1}^{N_{ap}} \alpha_k z^{-k}}, \quad (3.98)$$

$$\dot{H}(e^{j\hat{\omega}}) = \frac{1}{1 - \sum_{k=1}^{N_{ap}} \alpha_k e^{-j\hat{\omega}k}}, \quad (3.99)$$

где $\hat{\omega}$ – нормированная частота. Полагая шум динамической системы белым в основном диапазоне частот и гауссовским, запишем дисперсию шума (его вещественной и мнимой частей)

$$\sigma_{\xi,j}^2 = \frac{N_{\xi 0,j}}{2} F_s, \quad (3.100)$$

где $\frac{N_{\xi 0,j}}{2}$ – двухсторонняя спектральная плотность мощности шума динамической системы, $F_s = 1/T_s$ – частота дискретизации, с которой формируются отсчёты множителей канала (равна скорости передачи не двоичных символов).

Дисперсия формируемых множителей канала (вещественной и мнимой частей) определится выражением

$$\begin{aligned} \sigma_{A,j}^2 &= \frac{N_{\xi 0,j}}{2} \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_s/2}^{\omega_s/2} |\dot{H}(e^{j\omega T_s})|^2 d\omega = \frac{N_{\xi 0,j}}{2} F_s \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} |\dot{H}(e^{j\hat{\omega}})|^2 d\hat{\omega} = \\ &= \sigma_{\xi,j}^2 \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} |\dot{H}(e^{j\hat{\omega}})|^2 d\hat{\omega} \end{aligned}, \quad (3.101)$$

где $\omega_s = 2\pi F_s$.

Тогда дисперсию шума динамической системы по заданной дисперсии значений на выходе можно рассчитать по формуле

$$\sigma_{\xi,j}^2 = \sigma_{A,j}^2 \frac{2\pi}{\frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} |\dot{H}(e^{j\hat{\omega}})|^2 d\hat{\omega}}. \quad (3.102)$$

Следует отметить, что авторегрессия порядка $q > 1$ имеет два преимущества:

- прогнозирование очередного значения фильтруемого параметра $\hat{h}_j^-(n)$ осуществляется с помощью $q > 1$ предыдущих оценок $\hat{h}_j(n-1)$, $\hat{h}_j(n-2)$, ..., $\hat{h}_j(n-q)$;

- оценка параметра $\hat{h}_j(n)$ с учетом уточнения по (3.70) (или (3.81)) осуществляется последовательно по $q > 1$ измерениям $\dot{y}_j(k, n)$, $\dot{y}_j(k, n+1), \dots$, $\dot{y}_j(k, n+q-1)$, где в качестве k нужно подставить индекс принятого решения или номер сигнала преамбулы.

Среди недостатков следует отметить рост вычислительной сложности, т.к. увеличиваются размерности векторов и матриц, входящих в основные выражения алгоритма фильтра Калмана. Однако, следует отметить, что вычислительная сложность вырастает не настолько много, как можно было бы ожидать. Например, в (3.68) и (3.76) рост порядка авторегрессии не приводит к росту размерности обращаемой матрицы. В рассматриваемых примерах в (3.68) и (3.76) всегда обращается скаляр без зависимости от порядка авторегрессии. Матрицы \mathbf{F} , \mathbf{H} и \mathbf{Q} имеют много нулевых элементов (см. ниже пример), что позволяет упростить требуемые матричные вычисления.

Рассмотрим пример авторегрессии четвертого порядка в форме

$$\dot{h}_j(n) = \alpha_1 \dot{h}_j(n-1) + \alpha_2 \dot{h}_j(n-2) + \alpha_3 \dot{h}_j(n-3) + \alpha_4 \dot{h}_j(n-4) + \xi_j(n). \quad (3.103)$$

Матрицы, необходимые для работы фильтра Калмана определяются выражениями:

$$\mathbf{F} = \begin{pmatrix} \alpha_1 & \alpha_2 & \alpha_3 & \alpha_4 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{pmatrix}, \quad \mathbf{H} = [E_s, 0, 0, 0] \quad (3.104)$$

$$\mathbf{Q}_j = \begin{pmatrix} \sigma_{\xi, j}^2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}, \quad \mathbf{R} = \sigma_u^2 \quad (3.105)$$

В матрицах (3.104) – (3.105) множество нулевых значений, что позволяет не реализовывать часть арифметических операций и снизить вычислительную

сложность алгоритма. Оценим вычислительную сложность алгоритма оценивания коэффициентов канала с учетом изложенного.

Предсказание значения оценки коэффициентов канала по формуле

$$\hat{\mathbf{h}}_{n,j}^- = \mathbf{F} \hat{\mathbf{h}}_{n-1,j} = \begin{pmatrix} \alpha_1 & \alpha_2 & \alpha_3 & \alpha_4 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{h}_j^-(n-1) \\ \hat{h}_j^-(n-2) \\ \hat{h}_j^-(n-3) \\ \hat{h}_j^-(n-4) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{h}_j^-(n) \\ \hat{h}_j^-(n-1) \\ \hat{h}_j^-(n-2) \\ \hat{h}_j^-(n-3) \end{pmatrix} \quad (3.106)$$

потребуется всего $2N_{ap}$ умножений и $2(N_{ap}-1)$ сложений для вычисления коэффициента $\hat{h}_j^-(n)$, с учетом комплексности коэффициентов и вещественности множителей α_k , $k=1, \dots, N_{ap}$. Умножения на единицы не считаем.

Предсказание матрицы ковариации (ошибки) по формуле

$$\hat{\mathbf{P}}_{n,j}^- = \mathbf{F} \hat{\mathbf{P}}_{n-1,j} \mathbf{F}^T + \mathbf{Q}_j = \begin{pmatrix} \alpha_1 & \alpha_2 & \alpha_3 & \alpha_4 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \hat{\mathbf{P}}_{n-1,j} \begin{pmatrix} \alpha_1 & 1 & 0 & 0 \\ \alpha_2 & 0 & 1 & 0 \\ \alpha_3 & 0 & 0 & 1 \\ \alpha_4 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \sigma_{\xi,j}^2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

потребуется N_{ap}^2 умножений и $N_{ap}(N_{ap}-1)$ сложений при перемножении $\mathbf{F} \hat{\mathbf{P}}_{n-1,j}$, затем еще N_{ap}^2 умножений и $N_{ap}(N_{ap}-1)$ сложений при умножении на \mathbf{F}^T и всего одно сложение при суммировании с \mathbf{Q}_j . Итого $2N_{ap}^2$ умножений, $2N_{ap}(N_{ap}-1)+1$ сложений. Следует отметить, что сложность произведения матриц растет не кубически от их размера, как бывает в общем виде, а квадратично.

Оценку вычислительной сложности вычисления матрицы коэффициентов усиления фильтра Калмана по формуле

$$\mathbf{K}_{n,j} = \hat{\mathbf{P}}_{n,j}^- \mathbf{H}^T (\mathbf{H} \hat{\mathbf{P}}_{n,j}^- \mathbf{H}^T + \mathbf{R})^{-1}$$

рассмотрим по частям. Произведение $\hat{\mathbf{P}}_{n,j}^- \mathbf{H}^T$ потребует всего N_{ap} умножений благодаря виду \mathbf{H} (см. (3.104)). Произведение $\mathbf{H} \hat{\mathbf{P}}_{n,j}^- \mathbf{H}^T$ равно $E_s^2 \hat{P}_{n,j}^-(1,1)$, т.е.

выполняется всего одно умножение (квадрат энергии сигнала E_s^2 можно посчитать заранее). Таким образом, выражение в скобках перед инверсией является скаляром и его вычисление потребует выполнение всего одного умножения и одного сложения. Вычислительно затратная процедура обращения матрицы не выполняется, – вместо этого одно обращение скаляра.

Предсказание ожидаемых на текущем шаге наблюдений по формуле

$$\hat{\mathbf{y}}_{n,j}^- = \mathbf{H}\hat{\mathbf{h}}_{n,j}^-$$

потребуется 2 умножения (с учетом комплексности векторов).

Уточнение оценки по формуле

$$\hat{\mathbf{h}}_{n,j} = \hat{\mathbf{h}}_{n,j}^- + \mathbf{K}_{n,j}(\mathbf{y}_{n,j} - \hat{\mathbf{y}}_{n,j}^-)$$

потребуется выполнения $2N_{ap}$ умножений и $2N_{ap} + 2$ сложений.

Обновление матрицы ковариации (ошибки) оценки коэффициента канала по формуле

$$\hat{\mathbf{P}}_{n,j} = (\mathbf{I} - \mathbf{K}_{n,j}\mathbf{H})\hat{\mathbf{P}}_{n,j}^-$$

рассмотрим по частям. Произведение $\mathbf{K}_{n,j}\mathbf{H}$ потребует выполнения N_{ap} умножений. Вычисление $(\mathbf{I} - \mathbf{K}_{n,j}\mathbf{H})$ потребует выполнения N_{ap} сложений и приведет к матрице вида

$$(\mathbf{I} - \mathbf{K}_{n,j}\mathbf{H}) = \begin{pmatrix} \beta_1 & 0 & 0 & 0 \\ \beta_2 & 1 & 0 & 0 \\ \beta_3 & 0 & 1 & 0 \\ \beta_4 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}, \quad (3.107)$$

где β_k , $k = 1, \dots, N_{ap}$, отличные от единицы и нуля значения. Произведение разности (3.107) на матрицу $\hat{\mathbf{P}}_{n,j}^-$ потребует N_{ap}^2 умножений и $N_{ap}(N_{ap} - 1)$ сложений.

Итого полное число арифметических операций (умножений $R_{умнож}$ и сложений $R_{слож}$) вещественных чисел составит

$$R_{умнож} = 3N_{ap}^2 + 5N_{ap} + 3, \quad (3.108)$$

$$R_{\text{слож}} = 3N_{\text{ар}}^2 + 2N_{\text{ар}} + 2. \quad (3.109)$$

Таким образом, вычислительная сложность алгоритма оценки коэффициентов канала пропорциональна $3N_{\text{ар}}^2$ и растет квадратично от порядка авторегрессии, а не кубически, как можно было ожидать при перемножении матриц. Трудоемкая операция обращения матрицы отсутствует, – вместо нее обращение скаляра.

На рисунке 3.4 приведены графики количества арифметических операций, построенные по формулам (3.108) и (3.109). На рисунке 3.5 приведен график прироста вычислительной сложности при увеличении порядка авторегрессии на единицу. Например, значение ~ 1.6 для $N_{\text{ар}} = 4$ означает, что увеличение порядка авторегрессии с 3-х до 4-х на единицу приведет к росту вычислительной сложности в ~ 1.6 раз, т.е. на величину порядка 60 %.

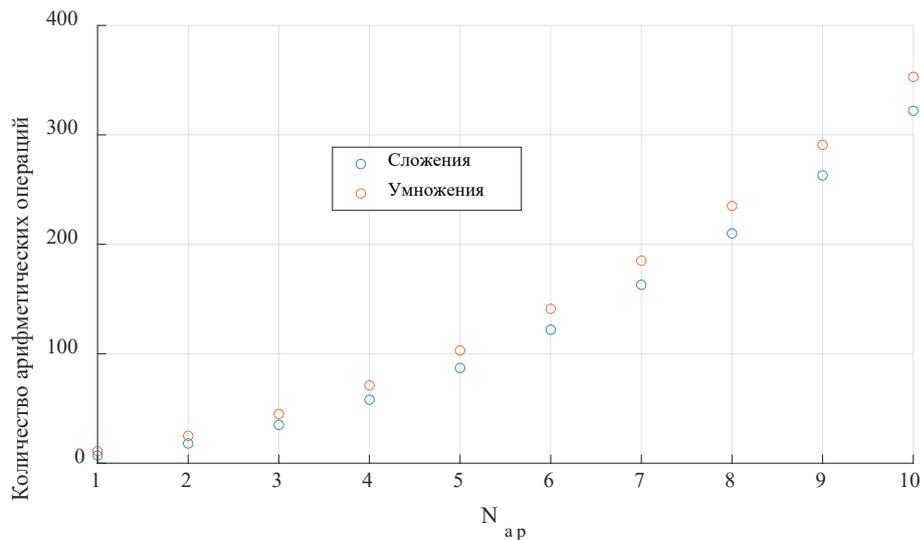


Рисунок 3.4 – Количество арифметических операций

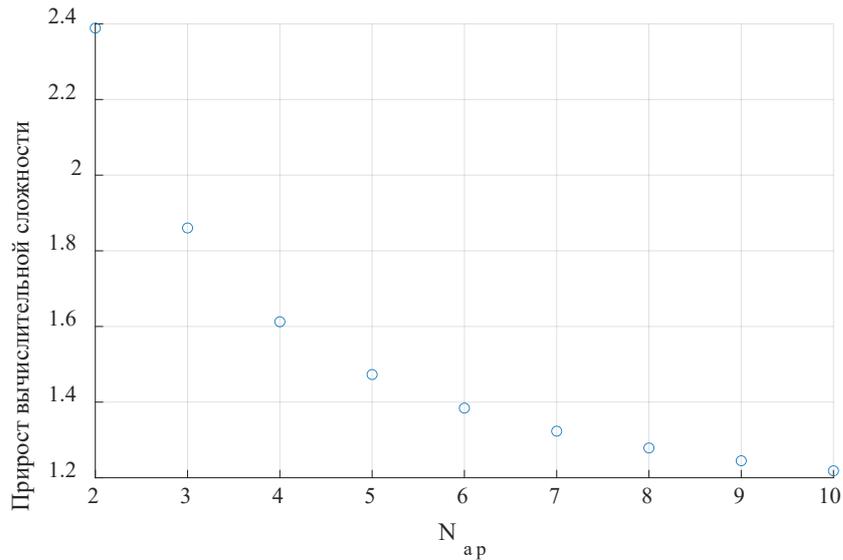


Рисунок 3.5 – Прирост вычислительной сложности

На рисунках 3.6 – 3.8 приведены графики вероятности символьной ошибки до декодера при обработке радиограммы, используемой в модеме прототипе. Можно видеть, что оценивание коэффициентов канала фильтром Калмана по данным с авторегрессией 3-го порядка не обеспечивает помехоустойчивость лучше, чем оценивание коэффициентов канала методом максимального правдоподобия по каналу измерения.

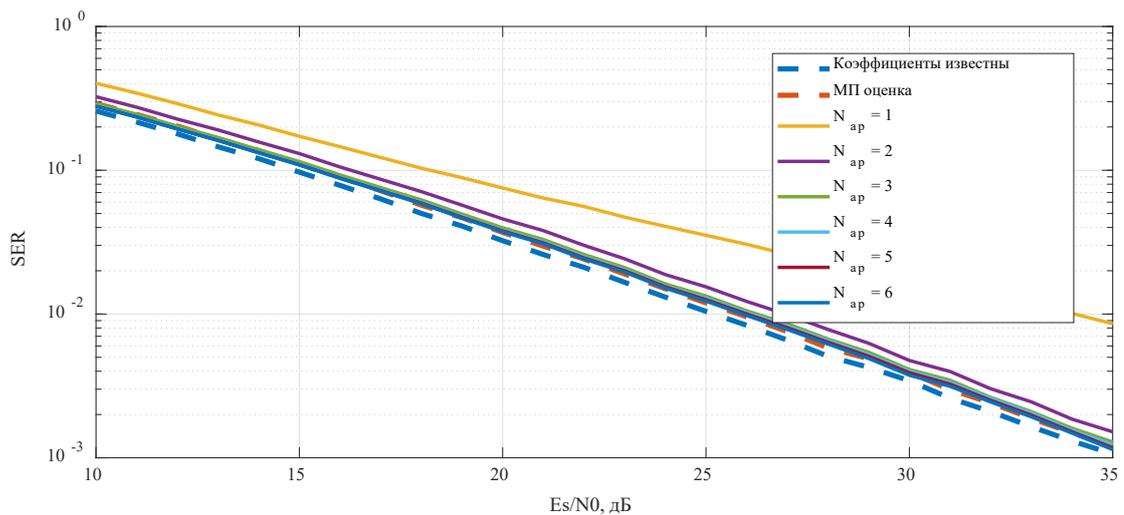


Рисунок 3.6 – Вероятность символьной ошибки при оценивании коэффициентов канала Ваттерсона фильтрами с разным порядком авторегрессии

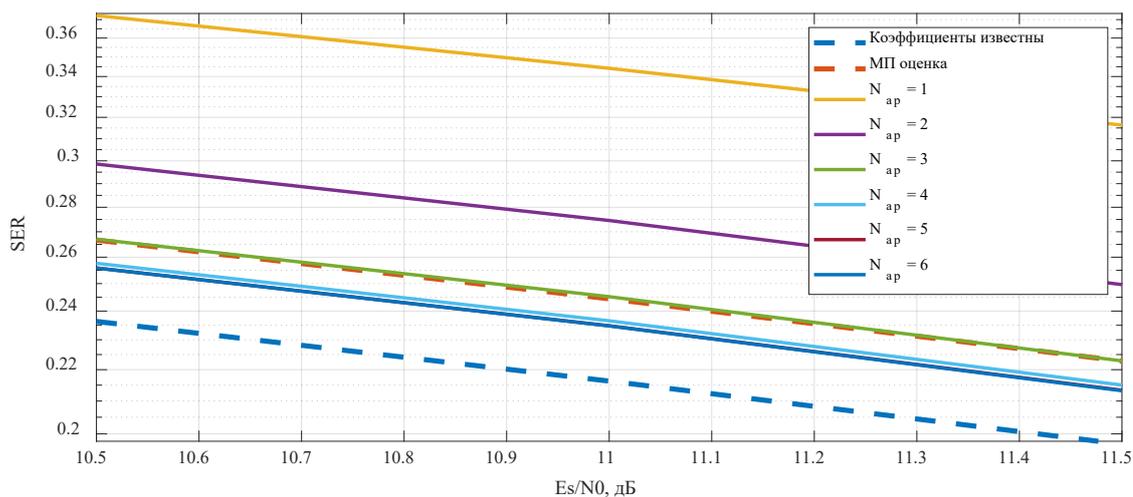


Рисунок 3.7 – Вероятность символьной ошибки при оценивании коэффициентов канала Ваттерсона фильтрами с разным порядком авторегрессии, область низких ОСШ

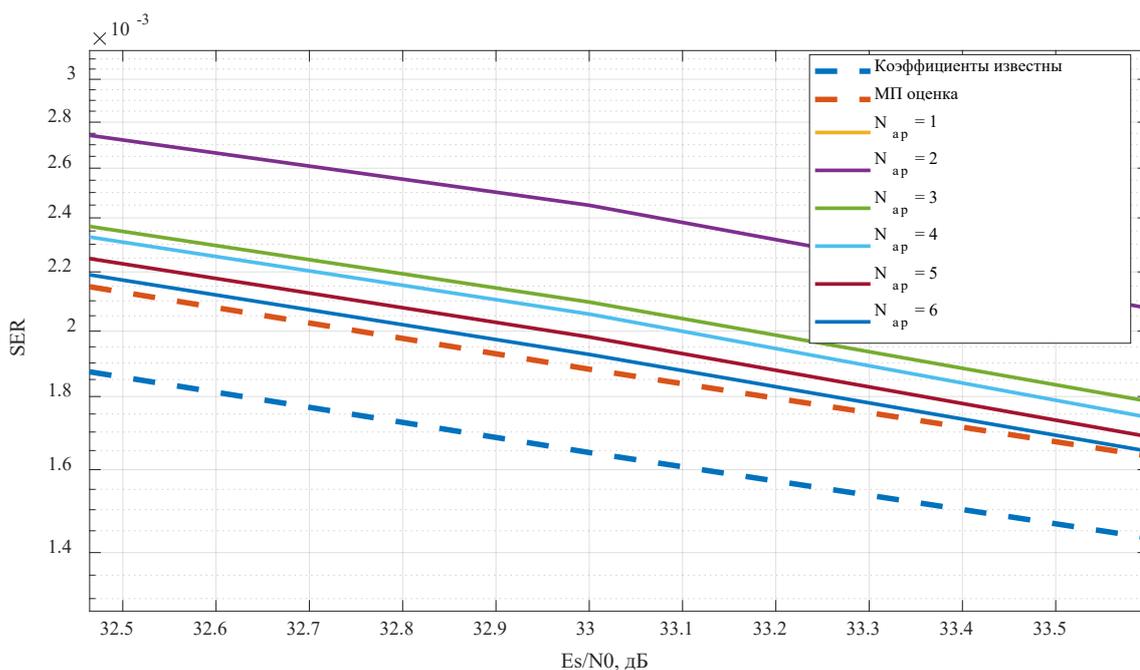


Рисунок 3.8 – Вероятность символьной ошибки при оценивании коэффициентов канала Ваттерсона фильтрами с разным порядком авторегрессии, область высоких ОСШ

Использование авторегрессии более высокого порядка (4-го и выше) обеспечивает помехоустойчивость лучше, чем использование МП оценки, при

низких значениях отношений сигнал/шум. При этом авторегрессии 5-го и 6-го порядков показывают почти одинаковую помехоустойчивость.

С увеличением уровня ОСШ помехоустойчивость снижается и становится хуже, чем для ПМ оценок. Это обуславливается тем, что выигрыш от фильтрации нивелируется погрешностью в получаемых оценках, вызванной ошибками в принятии решений по символам данных.

Разность в ОСШ при одинаковой помехоустойчивости между авторегрессиями 3-го и 4-го порядков при низких ОСШ составляет около 0.2 дБ и 0.1 дБ при высоких ОСШ. Аналогичная разница между авторегрессиями 4-го и 6-го порядков составляет менее 0.1 дБ и около 0.25 дБ.

Доля корректно принятых радиограмм после декодирования кодовых слов кода NB-LDPC в зависимости от длины авторегрессии N_{ap} приведена на рисунке 3.9, а оценка вероятности битовой ошибки приведена на рисунке 3.10. Разница в ОСШ при одинаковой помехоустойчивости (доля корректно принятых блоков около 0.95, BER между 0.001 и 0.01) между авторегрессиями 3-го и 4-го порядков составляет от 0.3 дБ до 0.5 дБ. Между авторегрессиями 4-го, 5-го и 6-го порядков разница незначительна.

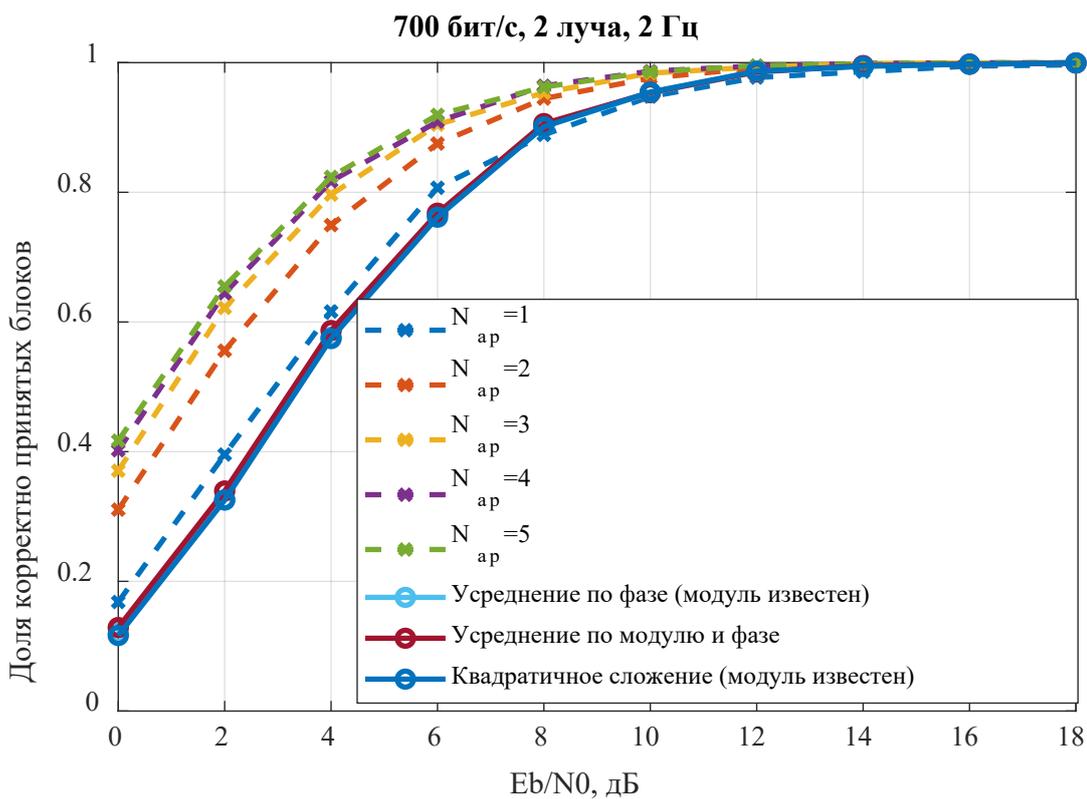


Рисунок 3.9 – Доля корректно принятых блоков, разные варианты авторегрессии, доплеровский разброс 2.0 Гц

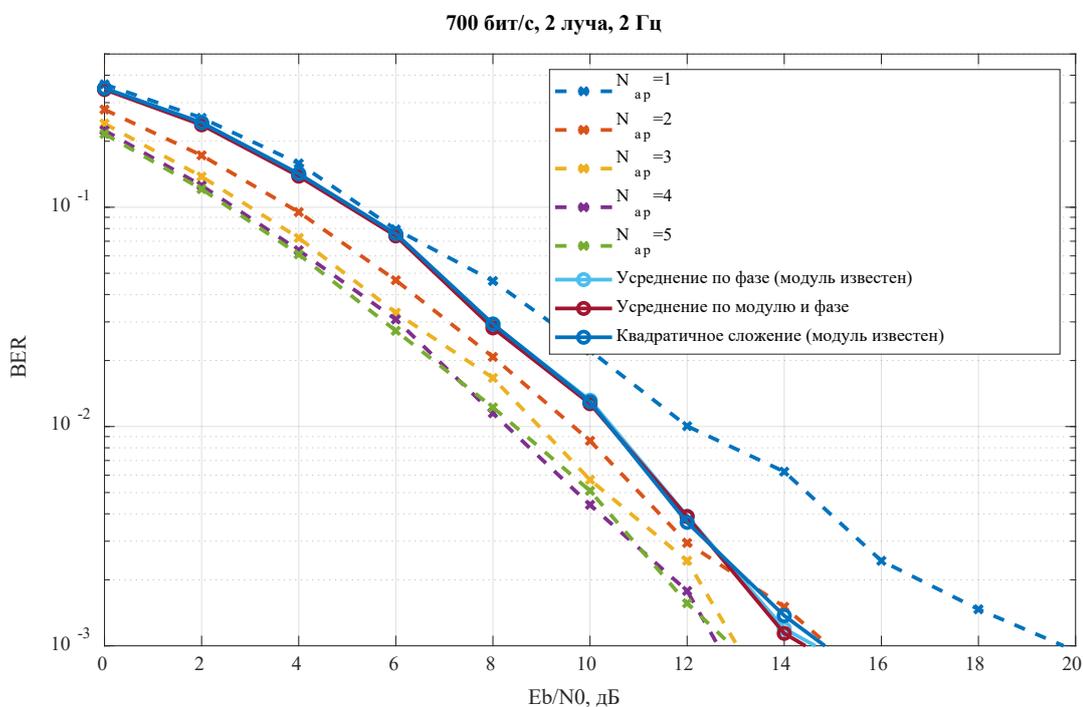


Рисунок 3.10 – Оценка вероятности битовой ошибки, разные варианты авторегрессии, доплеровский разброс 2.0 Гц

Полученные результаты свидетельствуют о том, что увеличение авторегрессии выше 4-го порядка не дает существенный прирост в помехоустойчивости, однако увеличивает вычислительную сложность на 47%.

Таким образом, для дальнейших исследований и применения будем использовать фильтр Калмана с авторегрессией 4-го порядка.

3.3 Оценивание помехоустойчивости алгоритмов когерентной обработки не двоичных широкополосных сигнально-кодовых конструкций

На рисунках 3.11 – 3.13 приведены кривые помехоустойчивости при обработке радиограммы, реализованной в модеме прототипу, для двух различных значений доплеровского расширения 0.5 Гц и 2.0 Гц в двухлучевом ионосферном канале. Параметры радиограммы соответствуют таблице 1.2 для скорости передачи информации 700 бит/с. В качестве показателей помехоустойчивости используются доля корректно принятых радиограмм (кодовых блоков), оценка вероятности битовой ошибки и оценка вероятности символьной ошибки.

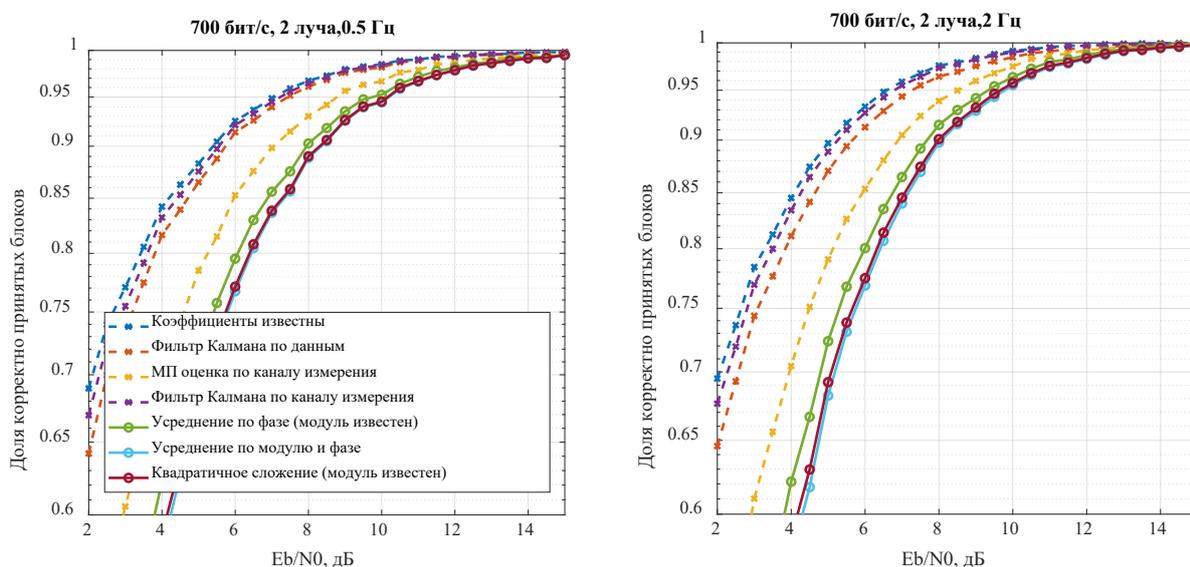


Рисунок 3.11 – Доля корректно принятых блоков, доплеровский разброс 0.5 Гц (слева) и 2.0 Гц (справа)

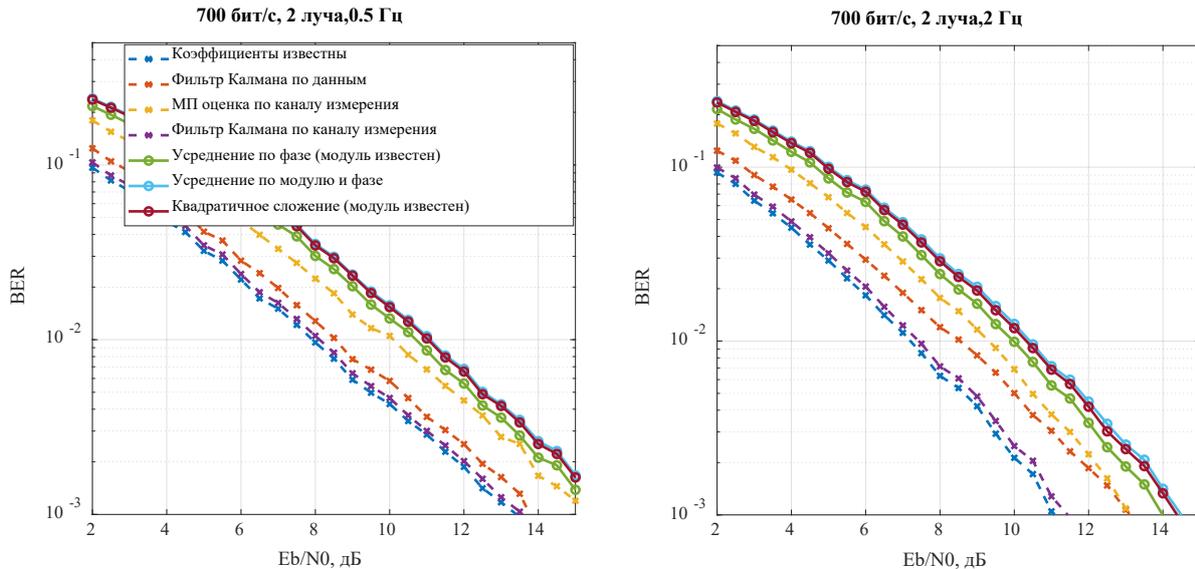


Рисунок 3.12 – Оценка вероятности битовой ошибки, доплеровский разброс 0.5 Гц (слева) и 2.0 Гц (справа)

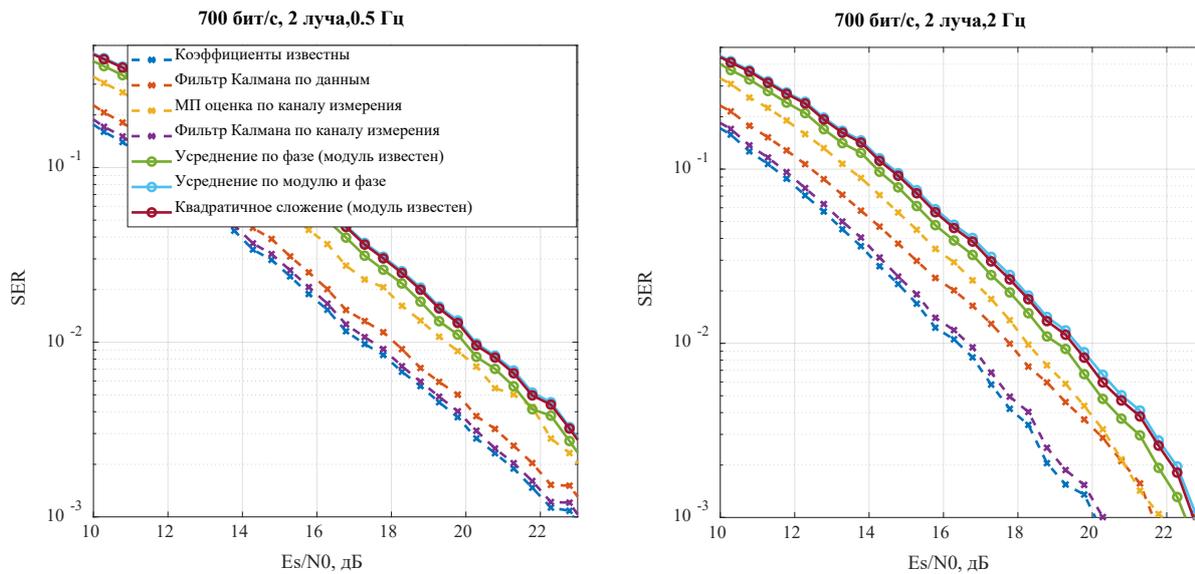


Рисунок 3.13 – Оценка вероятности символьной ошибки, доплеровский разброс 0.5 Гц (слева) и 2.0 Гц (справа)

Обработка радиogramм проводилась некогерентными алгоритмами, путем формирования апостериорных вероятностей с учетом (3.37), (3.47), (3.50) и когерентным алгоритмом. Для когерентного алгоритма использовались различные варианты значений коэффициентов канала: известные значения, значения, полученные по каналу измерения, значения, полученные по каналу измерения и

обработанные фильтром Калмана, значения, полученные в результате обработки отсчетов радиограммы фильтром Калмана (по преамбуле и данным).

Сравнение кривых помехоустойчивости показывает, что алгоритм когерентной обработки с фильтрацией Калмана по данным обеспечивает энергетический выигрыш порядка 2.7 дБ по сравнению с алгоритмом квадратичного сложения, который реализован в модеме прототипе, при уровне доли корректно принятых блоков, составляющей 0.95, и доплеровском разбросе 0.5 Гц. При анализе графиков вероятностей битовой и символьной ошибок наблюдается выигрыш в 2.4 дБ, в том случае, если за точку отсчета для когерентного алгоритма взять то же ОСШ, что и для доли корректно принятых блоков. Для более быстрых замираний (доплеровский разброс 2.0 Гц), энергетический выигрыш составляет 2.4 дБ по графикам доли корректно принятых блоков и 2.0 дБ по графикам вероятностей ошибок.

На рисунках 3.14 – 3.16 представлены кривые помехоустойчивости, аналогичные приведенным выше, однако полученные для работы с радиограммой, параметры которой соответствуют таблице 1.2 для скорости 2400 бит/с.

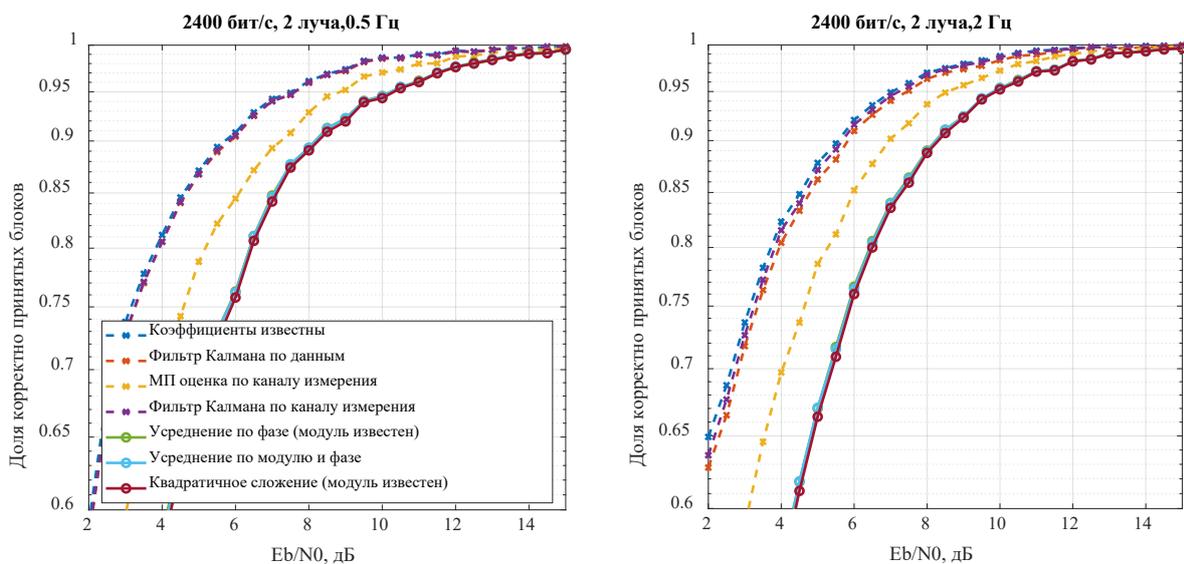


Рисунок 3.14 – Доля корректно принятых блоков, доплеровский разброс 0.5 Гц (слева) и 2.0 Гц (справа)

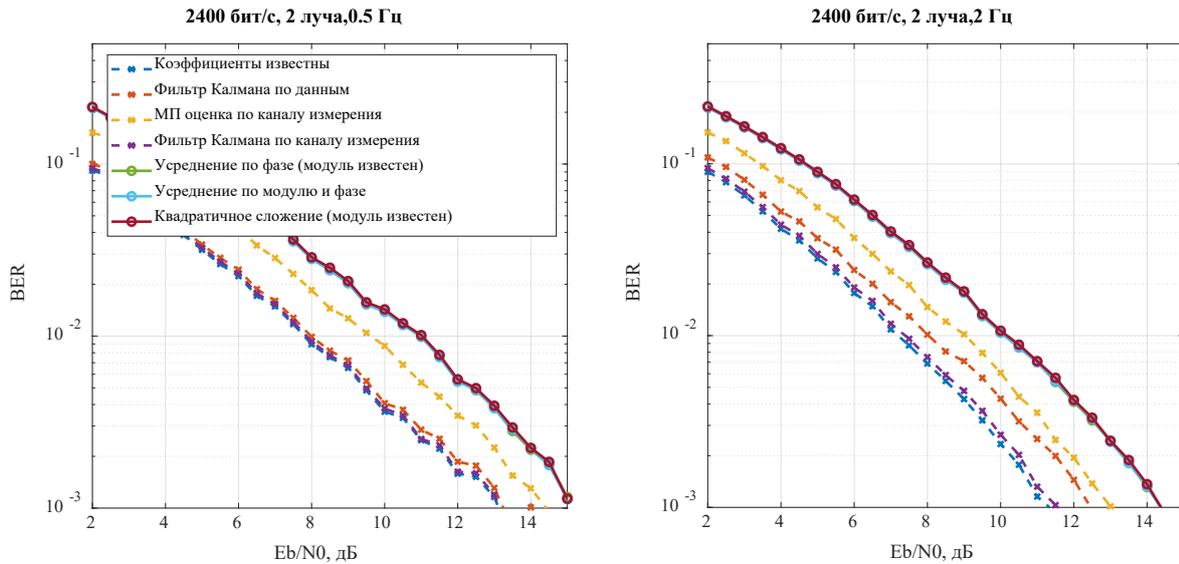


Рисунок 3.15 – Оценка вероятности битовой ошибки, доплеровский разброс 0.5 Гц (слева) и 2.0 Гц (справа)

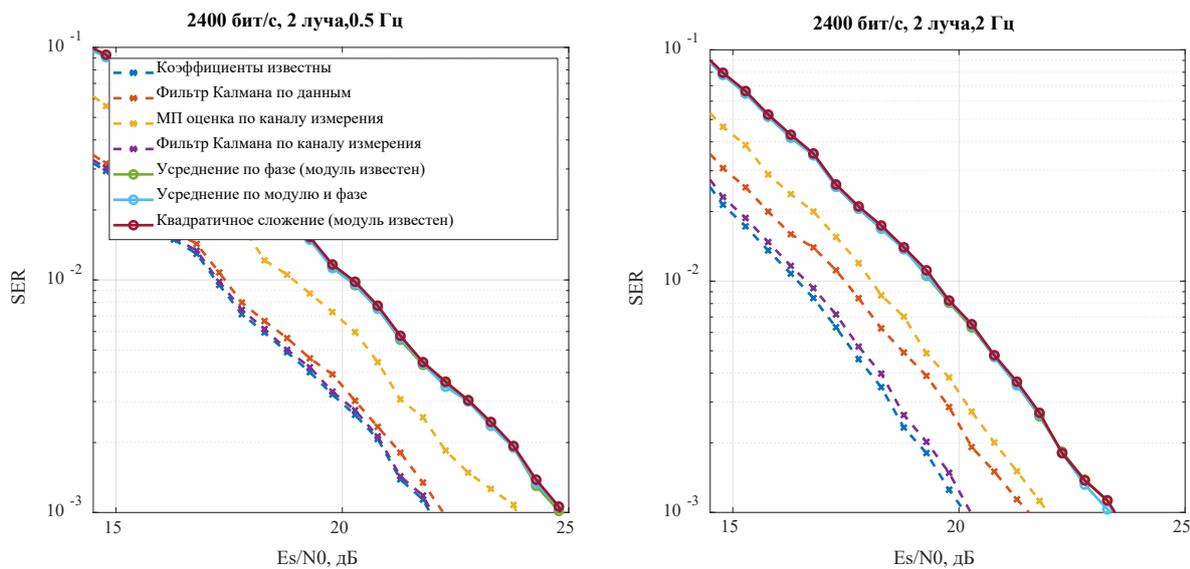


Рисунок 3.16 – Оценка вероятности символьной ошибки, доплеровский разброс 0.5 Гц (слева) и 2.0 Гц (справа)

По приведенным зависимостям энергетический выигрыш для когерентной обработки с фильтрацией Калмана составляет порядка 2.7 дБ по сравнению с алгоритмом квадратичного сложения для доли корректно принятых блоков 0.95 и доплеровском разбросе 0.5 Гц. По графикам вероятностей ошибок наблюдается выигрыш 2.9 дБ относительно аналогичного значения ОСШ для когерентного алгоритма.

Для замираний с доплеровским разбросом 2 Гц энергетический выигрыш составляет 2.5 дБ по доле корректно принятых блоков и 2.1 дБ по графикам вероятностей ошибок.

3.4 Выводы по разделу 3

В разделе рассмотрены алгоритмы обработки широкополосных недвоичных сигнально-кодовых конструкций, в условиях частичной или полной априорной неопределенности относительно коэффициентов канала, для каждой многолучевой компоненты принимаемого сигнала.

Получены выражения для вычисления апостериорных вероятностей по каждому варианту недвоичного символа с учетом многолучевого распространения сигнала в условиях:

- точного знания коэффициентов канала для каждой многолучевой компоненты;
- усреднения по начальной фазе многолучевых компонент при условии их равномерного распределения;
- усреднения по фазе и по модулю коэффициентов канала при условии рэлеевского закона распределения модулей;
- квадратичного сложения многолучевых компонент с известными модулями коэффициентов канала (вариант, реализованный в прототипе).

Разработан алгоритм когерентной обработки радиограмм, передаваемых широкополосными недвоичными сигнально-кодовыми конструкциями, с использованием оценок коэффициентов канала, уточненных фильтром Калмана для каждой многолучевой компоненты по преамбулам радиограмм и непосредственно по передаваемым символам радиограмм, с соответствующим принятием решений.

С целью проведения сравнительных оценок помехоустойчивости и обоснования ключевых аспектов алгоритма, рассмотрены также варианты когерентной обработки с оцениванием коэффициентов канала методом

максимального правдоподобия по отдельному доступному каналу измерения и дополнительной обработки этих оценок фильтром Калмана. В реальном применении отдельный канал измерения может отсутствовать.

На примере радиограмм из модема прототипа, установлено, что авторегрессии 1-го порядка недостаточно для приема радиограмм с помехоустойчивостью сравнимой со значениями, достижимыми при использовании максимально правдоподобных оценок коэффициентов канала.

С целью повышения помехоустойчивости была построена модель авторегрессии более высокого порядка, путем решения уравнения Юла-Уокера, относительно модели Ваттерсона для ионосферного канала. Результаты оценки помехоустойчивости и сложности алгоритма в части оптимальной фильтрации, при увеличении порядка авторегрессии в условиях двухлучевого ионосферного канала, показали, что достаточной можно считать авторегрессию 4-го порядка. Увеличение авторегрессии выше 4-го порядка не дает существенный прирост в помехоустойчивости, однако увеличивает вычислительную сложность на 47%.

Получены оценки помехоустойчивости разработанного алгоритма в форме кривых зависимости доли корректно декодированных радиограмм и оценок вероятностей символьной и битовой ошибок от среднего значения отношения сигнал/шум в двухлучевом ионосферном канале. Сравнение кривых помехоустойчивости показывает, что алгоритм когерентной обработки с фильтрацией Калмана по данным обеспечивает энергетический выигрыш порядка 2.7 дБ по сравнению с алгоритмом квадратичного сложения, который реализован в модеме прототипе (при известных значениях коэффициентов каналов), при уровне доли корректно принятых блоков, составляющей 0.95 и доплеровском разбросе 0.5 Гц. При анализе графиков вероятностей битовой и символьной ошибок (если за точку отсчета для когерентного алгоритма взять, то же ОСШ, что для доли корректно принятых блоков) просматривается выигрыш в 2.4 – 2.9 дБ (в зависимости от скорости передачи информации). Для более быстрых замираний (доплеровский разброс 2.0 Гц), энергетический выигрыш составляет 2.4 – 2.5 дБ

(в зависимости от информационной скорости) по графикам доли корректно принятых блоков, и 2.0 – 2.1 дБ по графикам вероятностей ошибок.

Таким образом, разработанный алгоритм обеспечивает энергетический выигрыш до 2.7 дБ по сравнению с известными реализованными аналогами.

4 Экспериментальные исследования

4.1 Описание алгоритма работы устройства приема сигнала цифровой радиолинии передачи речи ДКМВ диапазона

На рисунке 4.1 приведена блок схема устройства приема сигналов цифровой радиолинии передачи речи с некогерентной обработкой сигналов для каждого из принимаемых лучей (прототип). При приеме радиограммы до демодуляции символов с полезной информацией требуется решить задачи обнаружения и оценки параметров сигнала. В [71] разработан алгоритм обнаружения широкополосного сигнала с одновременной оценкой множества его параметров, включая задержку и частотный сдвиг сигнала, а также наклон дисперсионной характеристики (ДХ) ионосферного канала, характеризующей степень дисперсионных искажений сигнала. В модеме прототипе [116] реализован алгоритм приема, включающий упомянутый выше принцип обнаружения сигнала с независимой оценкой параметров сигнала для каждой многолучевой компоненты при многолучевом распространении сигнала. Компенсация частотного сдвига реализуется посредством умножения отсчетов принимаемого сигнала на комплексный гармонический сигнал с частотой равной $-\hat{f}_0$. Компенсация дисперсионных искажений ионосферного канала реализована в соответствии с [70] и применяется к отсчетам сигнала после устранения частотного сдвига.

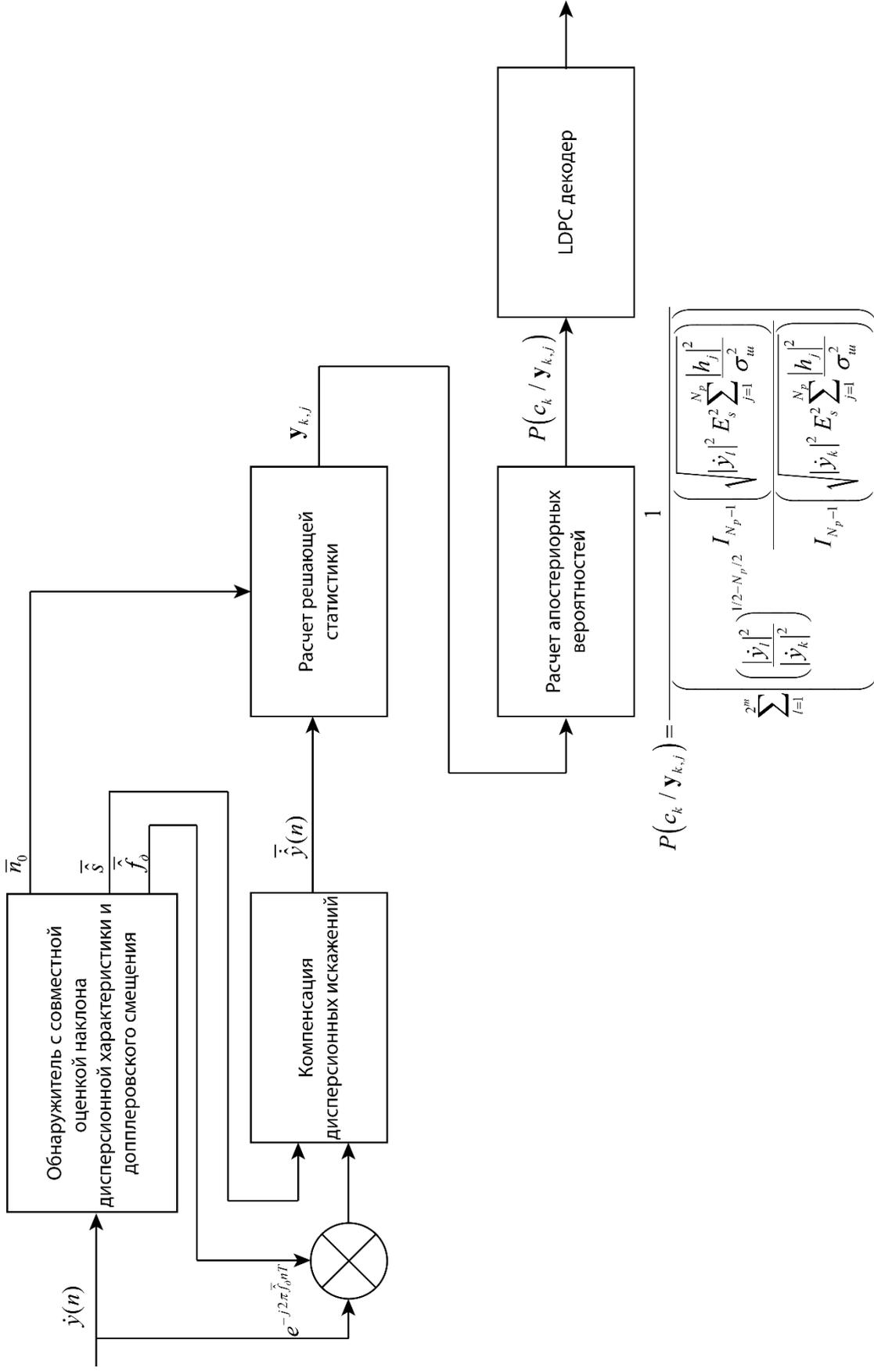


Рисунок 4.1 – Блок схема устройства некогерентного приема сигнала цифровой радиолинии передачи речи ДКМВ диапазона (прототип)

Компенсатор дисперсионных искажений использует значение наклона ДХ, оцененное при обнаружении. Далее производится расчет решающей статистики в виде корреляционных сумм принятых отсчетов и отсчетов последовательностей ансамбля с учетом начальной задержки радиограммы для каждого из лучей. Для матрицы решающих статистик рассчитываются апостериорные вероятности приема каждого из символов кодового блока в соответствии с выражением (3.50), реализуя квадратичное сложение лучей в канале. Рассчитанные апостериорные вероятности поступают на LDPC декодер, выделяющий биты полезной нагрузки.

Схема устройства с когерентной обработкой при оптимальной фильтрации коэффициентов канала и использовании алгоритма описанного в разделе 3.2 (предлагаемое устройство), приведенная на рисунке 4.2 отличается от некогерентного в части расчета апостериорных вероятностей и оценки коэффициентов. Оценки коэффициентов канала требуются для когерентного сложения лучей и расчета апостериорных вероятностей по вещественной части совокупных решающих статистик. Для этого в фильтр Калмана поступают комплексные значения корреляционных сумм $y_{k,j}$ и значения корреляционных сумм y_{np} для последовательностей преамбулы, рассчитанные на этапе обнаружения сигнала. По $y_{k,j}$ и y_{np} , в соответствии с алгоритмом, описанным в разделе 3.2, рассчитываются уточненные оценки коэффициентов канала $\hat{h}_{k,j}$. Расчет апостериорных вероятностей, учитывающий $\hat{h}_{k,j}$ реализован в соответствии с выражением (3.106). После чего, аналогично алгоритму с некогерентным приемом в результате декодирования LDPC кода рассчитываются биты полезной нагрузки. Оценка выигрыша от использования алгоритма оптимальной фильтрации в составе устройства приема сигнала цифровой радиолинии передачи речи

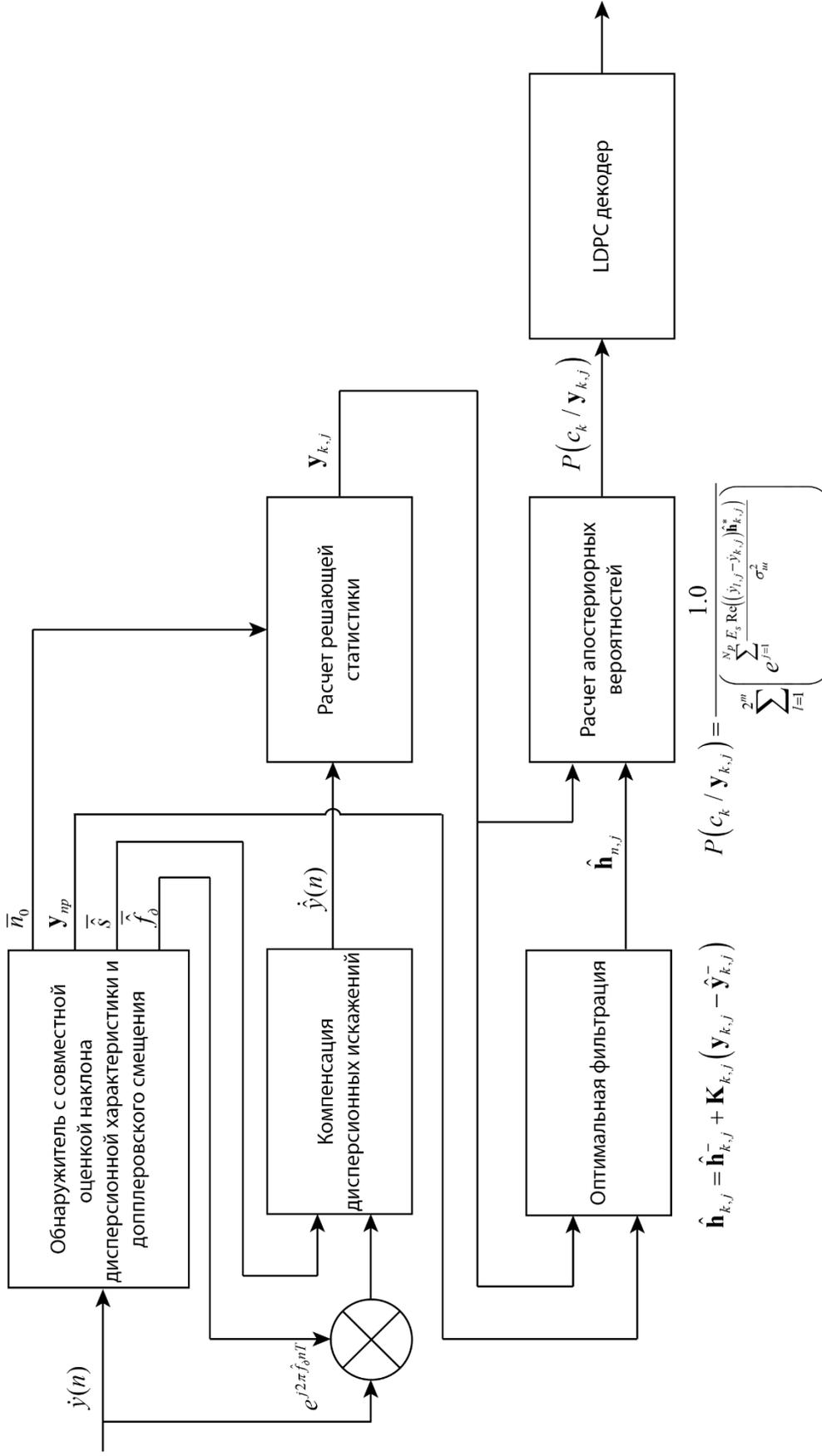


Рисунок 4.2 – Блок схема устройства когерентного приема сигналов цифровой радиолинии передачи речи ДКМВ диапазона

В устройстве приема каждая из радиограмм обнаруживается и принимается независимо. Таким образом невозможно гарантировать непрерывность символов, принимаемых от соседних радиограмм и некорректно учитывать информацию, содержащуюся в памяти фильтра Калмана при обработке новой радиограммы. Следовательно, требуется перезапускать оптимальный фильтр при приеме новой радиограммы.

Для оценки выигрыша по помехоустойчивости был проведен численный эксперимент с использованием разработанной программной модели устройства демодуляции сигналов широкополосной цифровой радиолинии передачи речи, а так же программной модели модема прототипа. Выигрыш был получен за счет использования разработанного алгоритма оптимальной фильтрации коэффициента передачи канала в условиях ионосферного распространения радиоволн в ДКМВ диапазоне с учетом ограничений, накладываемых реализацией алгоритма приема.

Устройство приема, для которого была разработана модель, отличается от реализованного в модеме прототипе добавлением модуля оптимальной фильтрации оценок коэффициентов канала и уточненных оценок при расчете апостериорных вероятностей приема символов кодового блока по когерентной схеме в соответствии с выражением (3.27).

На рисунке 4.3 представлена схема имитационного эксперимента, проведенного для сравнения алгоритмов приема, в состав которой входят:

- устройство 02-01 – модулятор, которое формирует комплексные отсчеты квадратур радиограмм;
- устройство 01-02 – генератор АБГШ, в котором задается дисперсия;
- устройство 02-02 – имитатор канала Ваттерсона, соответствующий модели, описанной в разделе 1.1.2;
- устройство 04-02 – сумматор;
- устройство 03-04 – модуль расчета отношения мощности сигнала к мощности шума;
- устройство 03-05 – модуль отображения отношения мощности сигнала к мощности шума;

- устройство 04-04 – счетчик числа переданных радиограмм;
- устройство 04-05 – модуль отображения числа переданных радиограмм;
- устройство 01-07 – демодулятор с квадратичным сложением лучей, структурная схема которого представлена на рисунке 4.1;
- устройство 01-08 – модуль отображения статистики о работе устройства 01-07;
- устройство 03-07 – демодулятор с оценкой и оптимальной фильтрацией коэффициентов передачи канала, и когерентным сложением лучей, структурная схема которого представлена на рисунке 4.2;
- устройство 03-08 – модуль отображения статистики о работе устройства 03-07.

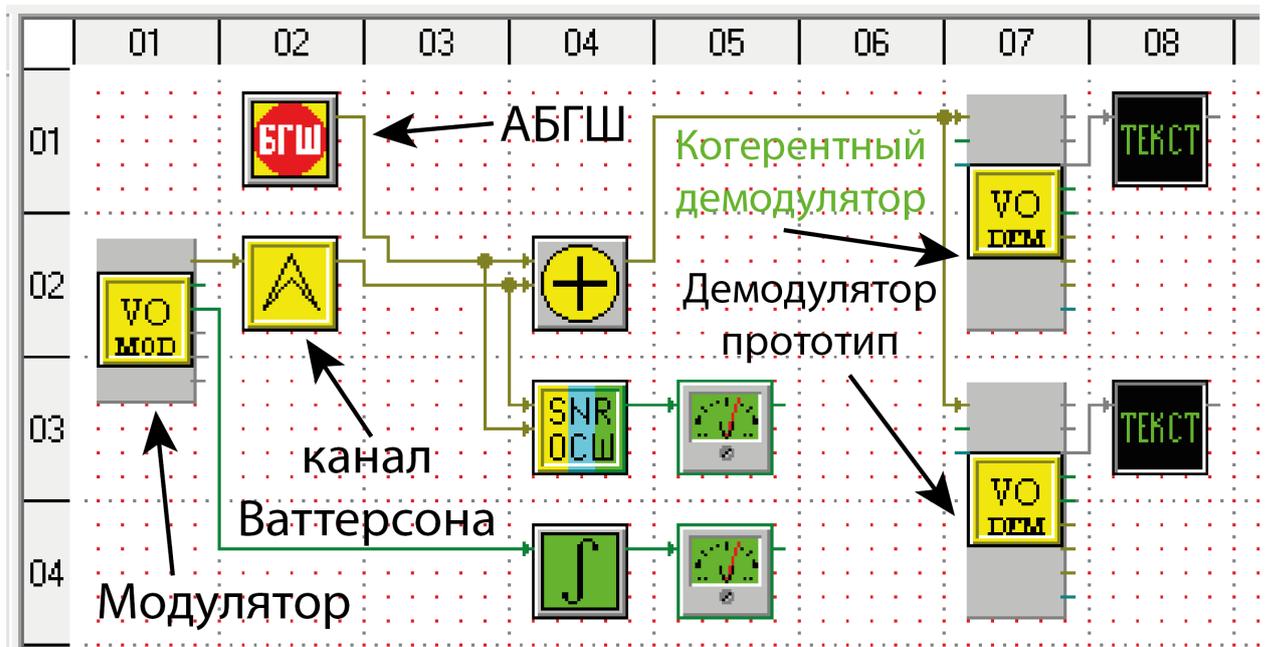


Рисунок 4.3 – Схема эксперимента в среде «Спектр 2»

В алгоритме обнаружения реализована совместная оценка задержки, доплеровского сдвига частоты и наклона дисперсионной характеристики. Было проведено исследование динамики изменения данных параметров [133], по результатам которого было показано, что на длительности используемых радиограмм изменение параметров не сказывается на помехоустойчивости. Также в [125] было показано, что интервал когерентности оценок этих параметров

составляет 3-5 секунд, что много больше длительности используемой радиограммы. Таким образом, с точностью до качества оценки, можно принять влияние этих параметров компенсированным и далее их влияние не будет рассматриваться.

На рисунках 4.4 – 4.6 представлены зависимости вероятностей декодирования кодового блока для алгоритма с некогерентным квадратичным сложением и с когерентным сложением и оптимальной фильтрацией коэффициента передачи в канале. По данным зависимостям виден выигрыш в помехоустойчивости от 1.4 дБ до 2.4 дБ при вероятности декодирования 0.95.

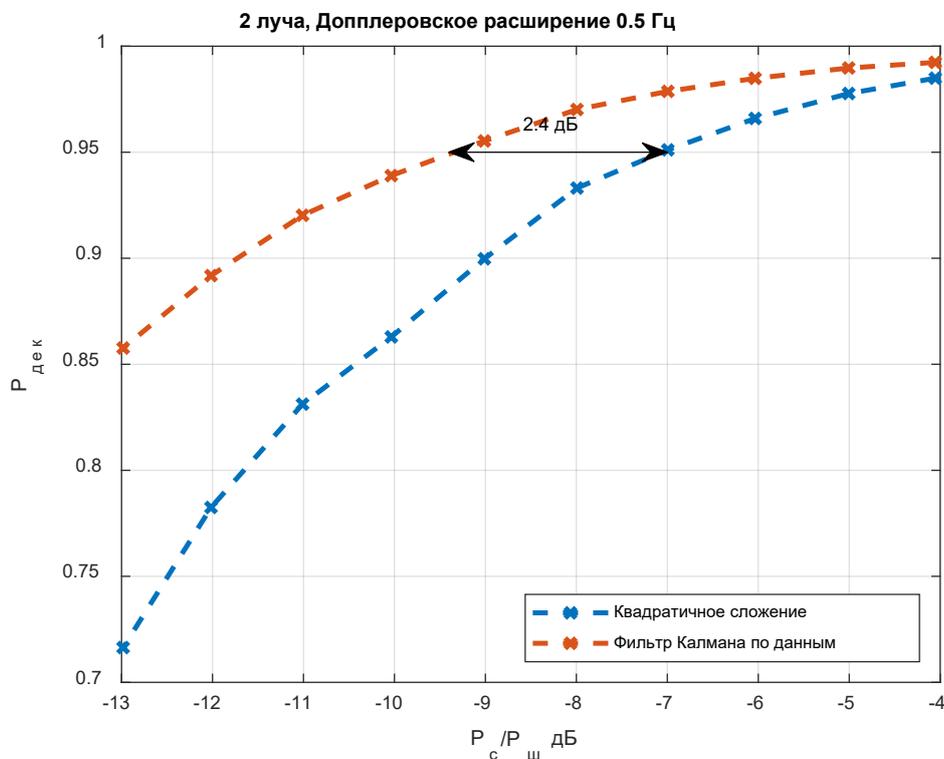


Рисунок 4.4 – Зависимость вероятности декодирования кодового блока от ОСШ при доплеровском разбросе 0.5 Гц

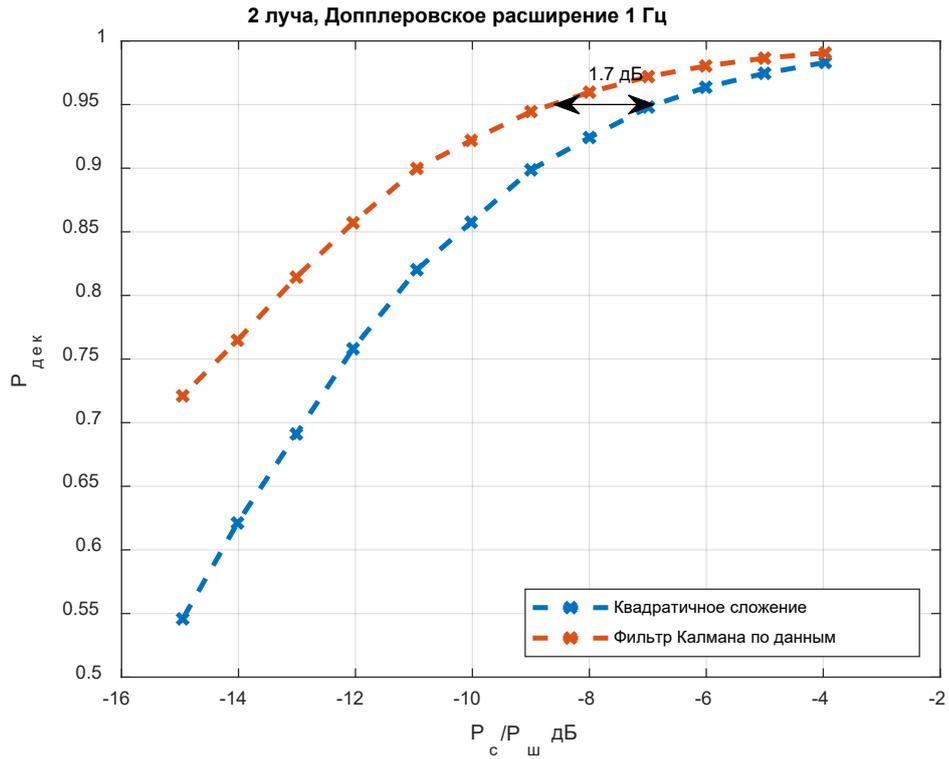


Рисунок 4.5 – Зависимость вероятности декодирования кодового блока от ОСШ при доплеровском разбросе 1 Гц

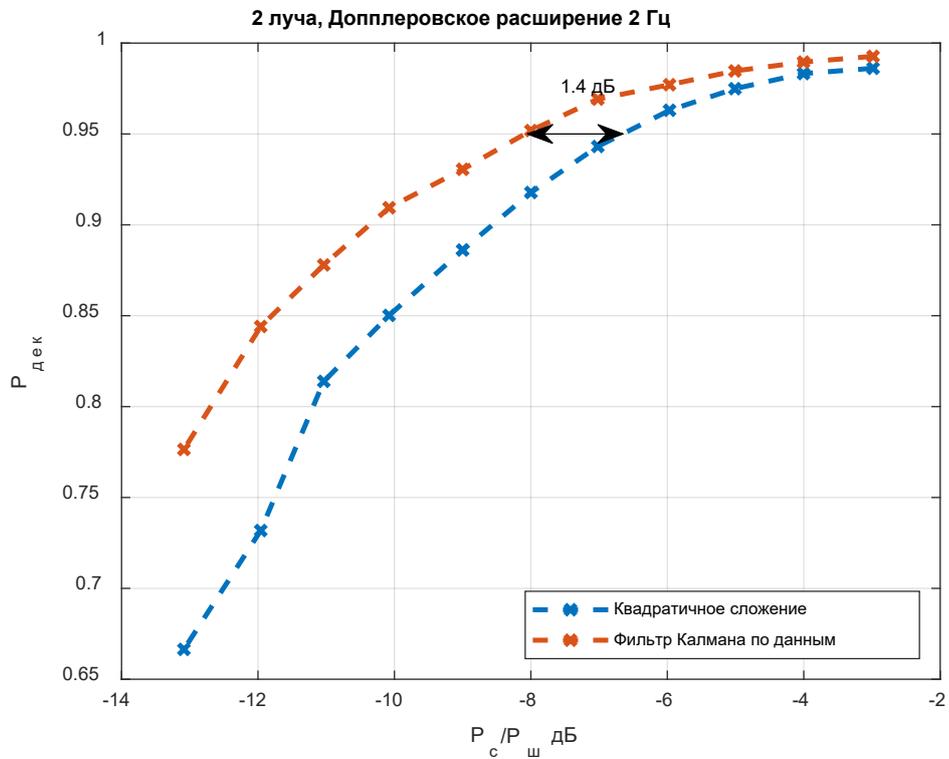


Рисунок 4.6 – Зависимость вероятности декодирования кодового блока от ОСШ при доплеровском разбросе 2 Гц

На рисунках 4.7 - 4.9 представлены зависимости совместной вероятности обнаружения и декодирования радиограммы для модемов с некогерентным квадратичным сложением и с когерентным сложением и оптимальной фильтрацией коэффициента передачи в канале. По данным зависимостям виден выигрыш в помехоустойчивости от 0.6 дБ до 0.7 дБ при вероятности декодирования 0.95 в зависимости от величины доплеровского разброса в канале.

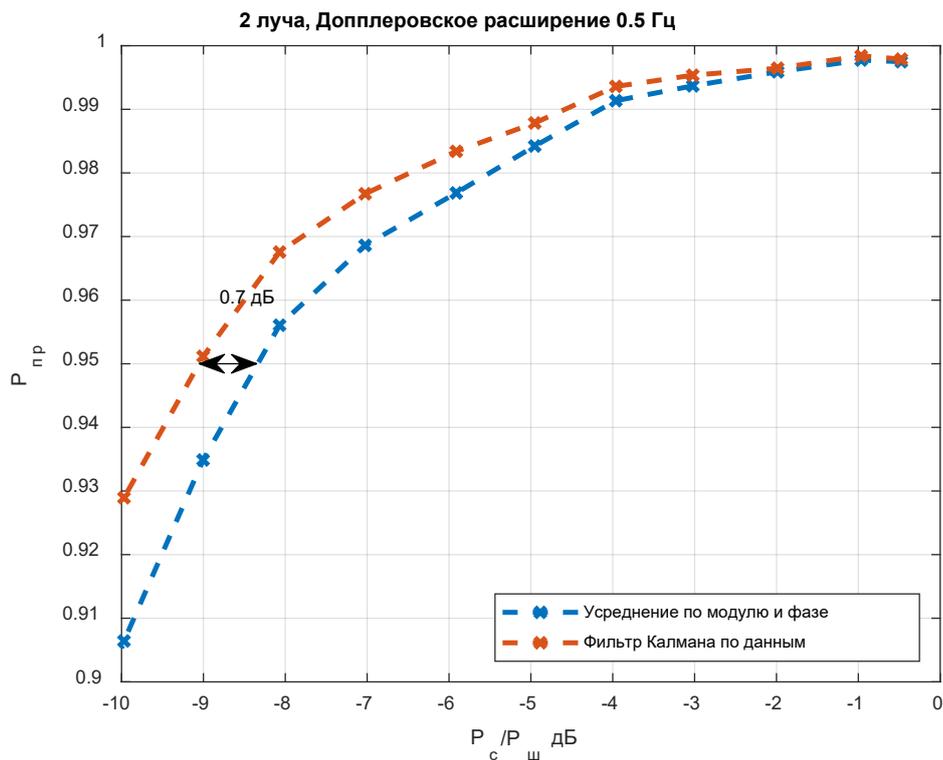


Рисунок 4.7 – Зависимость вероятности приема радиограммы от ОСШ при доплеровском разбросе 0.5 Гц

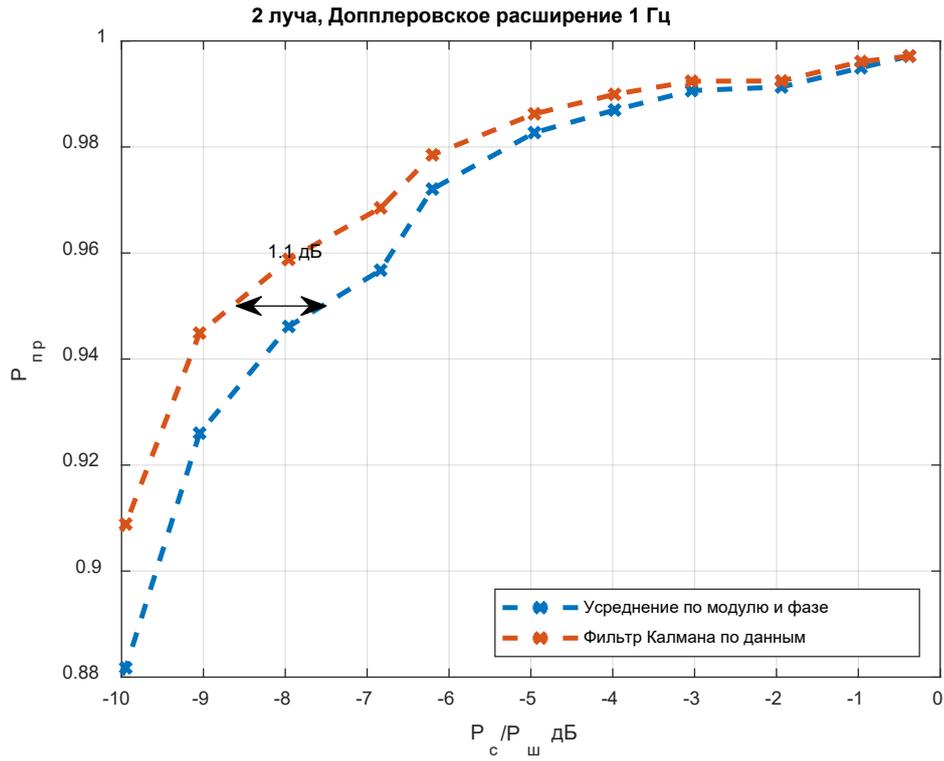


Рисунок 4.8 – Зависимость вероятности приема радиограммы от ОСШ при доплеровском разбросе 1 Гц

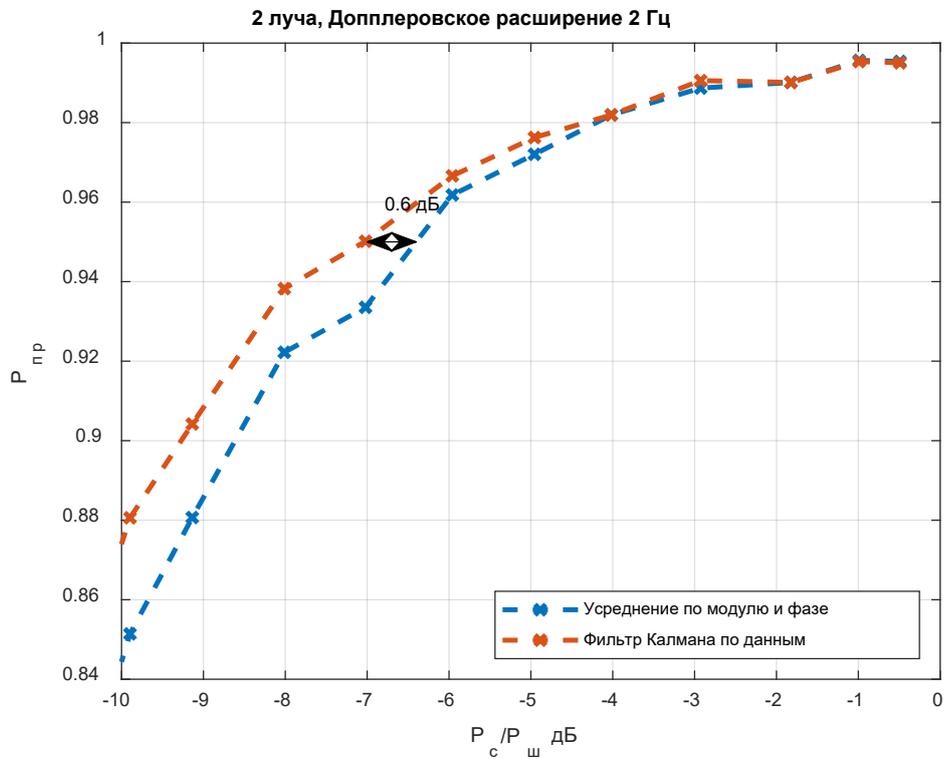


Рисунок 4.9 – Зависимость вероятности приема радиограммы от ОСШ при доплеровском разбросе 2 Гц

4.2 Оценка зависимости помехоустойчивости от точности определения доплеровского расширения

Поскольку в рассматриваемом алгоритме демодуляции не предполагается оценка доплеровского расширения, предлагается оценить зависимость помехоустойчивости от разницы между заданной и фактической величиной доплеровского расширения. Схема данного эксперимента представлена на рисунке 4.10. На данной схеме устройства 02-01, 01-02, 02-02, 02-04, 03-04, 04-04 аналогичны устройствам со схемы на рисунке 4.3. Устройства 01-07, 03-07, 05-07 – демодуляторы с алгоритмом когерентного сложения лучей и оптимальной фильтрацией на базе фильтра Калмана, настроенного на замирания с доплеровским расширением 0.5, 1.0 и 2.0 Гц соответственно.

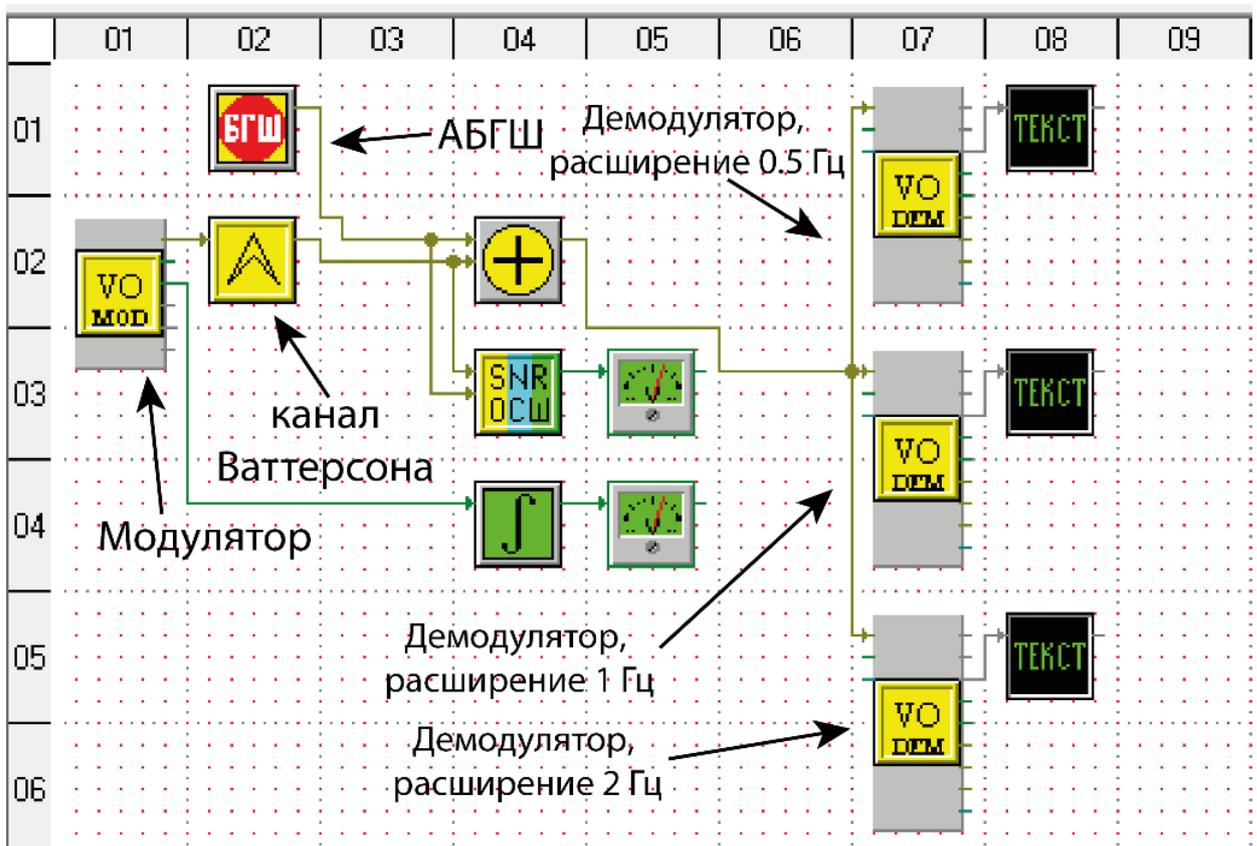


Рисунок 4.10 – Схема эксперимента для определения влияния ошибки в задании доплеровского расширения на помехоустойчивость

На рисунках 4.11 - 4.13 приведены зависимости вероятности декодирования кодового блока от ОСШ при доплеровском расширении в канале 0.5, 1 и 2 Гц. По данным зависимостям при доплеровском разбросе порядка 2 Гц фильтр Калмана настроенный на доплеровский разброс 0.5 Гц проигрывает фильтру для 2 Гц порядка 2 дБ, однако при меньших величинах доплеровского разброса разница между алгоритмами близка к нулю, что позволяет говорить о возможности использования оптимального фильтра при меньших величина доплеровского разброса чем та, для которой он синтезирован без заметного ухудшения помехоустойчивости.

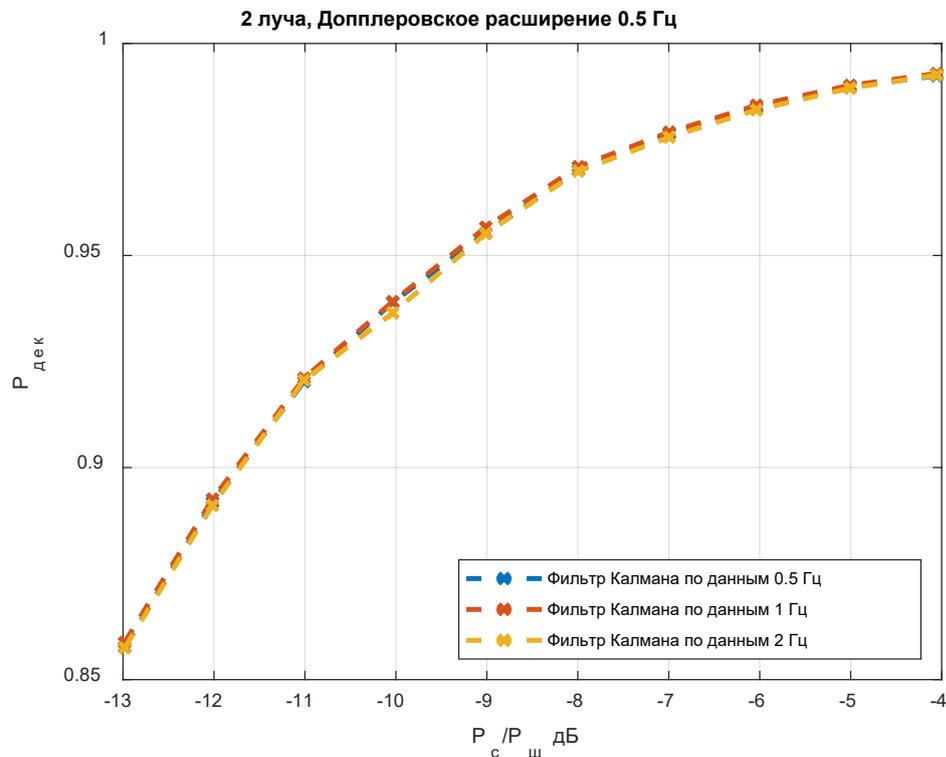


Рисунок 4.11 – Зависимость вероятности декодирования кодового блока от ОСШ при доплеровском разбросе 0.5 Гц

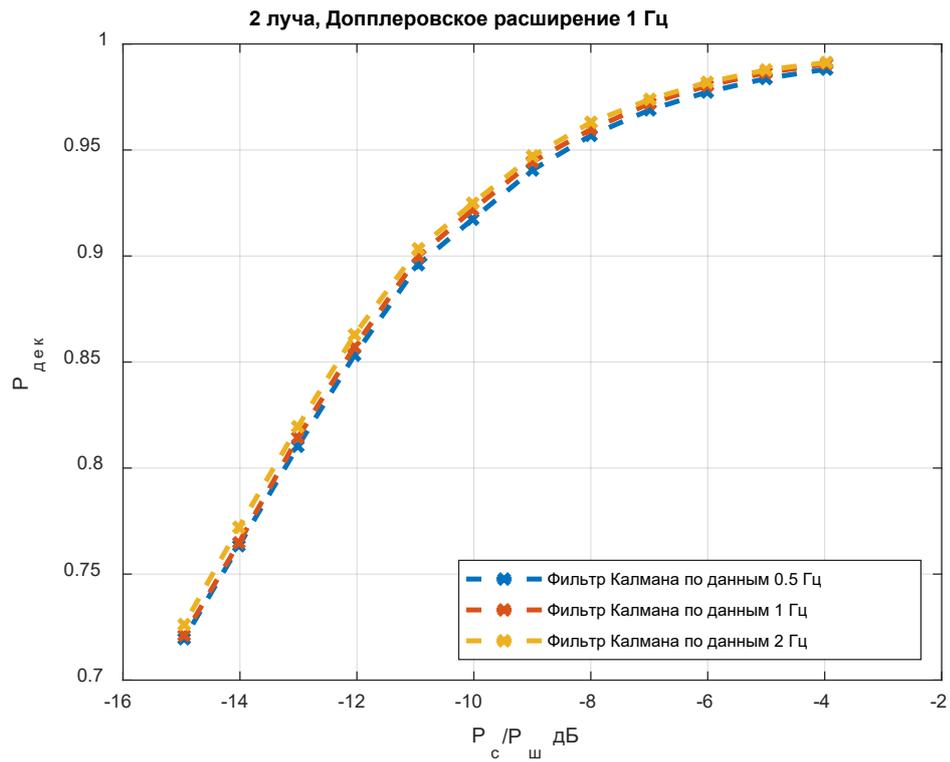


Рисунок 4.12 – Зависимость вероятности декодирования кодового блока от ОСШ при доплеровском разбросе 1 Гц

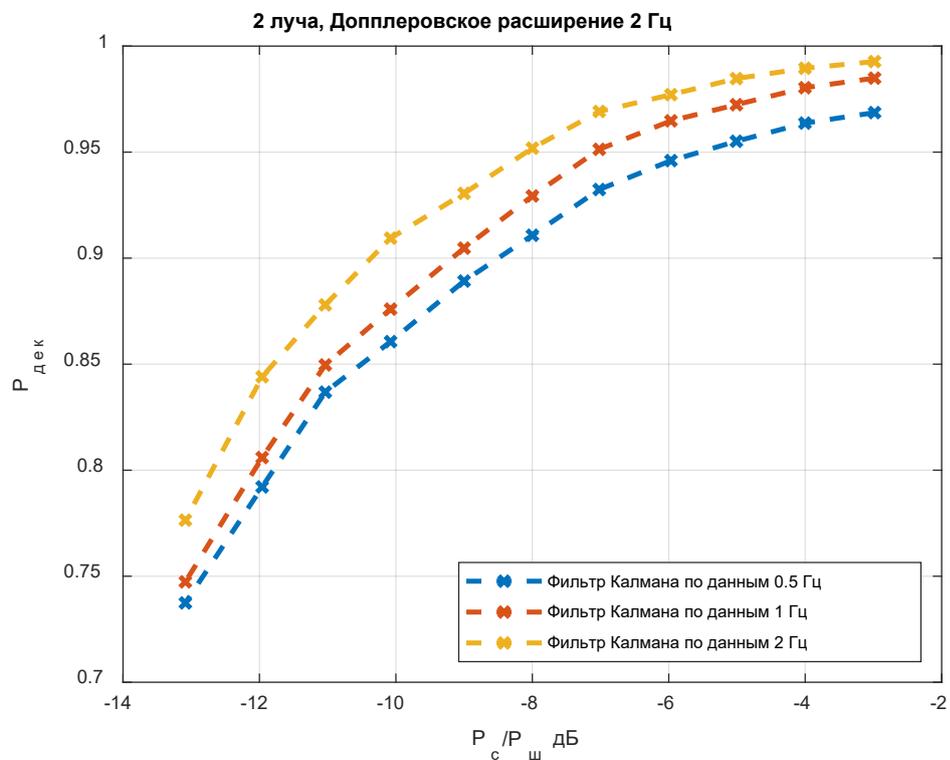


Рисунок 4.13 – Зависимость вероятности декодирования кодового блока от ОСШ при доплеровском разбросе 2 Гц

4.3 Результаты обработки записей эфира

С целью экспериментального подтверждения эффекта, при применении когерентной обработки решающей статистики от лучей принимаемого сигнала, была проведена повторная обработка записей сигналов, принимавшихся во время натуральных испытаний прототипа как описано в [116]. Для решения данной задачи было разработано устройство приема сигналов цифровой радиолинии передачи речи, реализующее разработанный алгоритм. В его состав входит программное обеспечение, позволяющее обрабатывать записи сигналов в формате, использованном во время испытаний, таким образом, чтобы алгоритм приема радиограммы соответствовал представленному на рисунке 4.2 и описанному в разделе 4.1. На рисунке 4.14 приведен графический интерфейс программного модуля обработки записей. В полезной нагрузке каждой радиограммы помимо блоков данных вокодера один байт отведен на служебную информацию о номере радиограммы. Этот номер монотонно возрастает от 0 до 255 после чего сбрасывается к 0. Это позволяет, в предположении что между двумя ближайшими корректно демодулированными радиограммами было передано не более 255 не принятых радиограмм, определить оценку доли корректно принятых радиограмм как:

$$\hat{P}_{np} = \frac{N_{дек}}{N_{дек-1} + \sum_{n=1}^{N_{дек-1}} (i_n - i_{n-1})}, \quad (4.1)$$

где $N_{дек}$ – число корректно декодированных блоков за сеанс связи, i_n – номер радиограммы переданный в составе полезного сообщения для n -й декодированной посылки.

The screenshot shows the Vocoder GUI interface. At the top, there are configuration fields: Number of channel (1), Number of thread (1), Port (7067), 40, 192.168.2.85, Omsk Control (checked), 15000000, and Freq change. Below these are dropdown menus for Fts type (DSSS), Reception, Demod type (700 bit 100 kHz), Kalman, and 2. There are Start and Stop buttons.

Below the configuration is a table with columns: All Block, Good Block, Bad Block, Eth. Errors, Last loss, Fts. Errors, In Buf, Max in Buf, and xpected block (KIC). The table shows 1 row with values: 390, 354, 36, empty, empty, empty, 0, 39, 434 (0.815668).

Below the table is a section for Ch # 1 with a table showing processing results:

Status	Num. Error	Marker	SNR dB	Num. Block	Blocks	SNK	Payload	Count Sum
0			16.5004	0	0	159	m4 [b]E>>™	1
4			17.5312	0	0	85	QПx-€	1
4			19.0477	0	0	86	;)Aes x6ПТ'P	1
4			19.6986	0	0	87	-bl1DZ'θwq1pч...	1
4			21.2793	0	0	88	wy1ДКl _ZN³г†	1

At the bottom, there is a text area with a hex dump of the received data and buttons for Settings, Save, and Clear. The status bar at the bottom shows: Number of packages: 17110000, Number of blocks waiting for processing: 0, and the time 13:21:15.

Рисунок 4.14 – Интерфейс модуля обработки записей

На рисунке 4.15 представлено сравнение оцененных вероятностей приема при обработке алгоритмом с некогерентным квадратичным сложением лучей и с когерентным сложением лучей с оптимальной фильтрацией. Для обработанных записей разработанный алгоритм показал помехоустойчивость либо аналогичную некогерентному, либо лучшую, вплоть до двукратного увеличения числа корректно принятых радиограмм. В среднем, по всем обработанным записям, вероятность ошибки декодирования сократилась в 1.92 раза (на 48%), что привело к уменьшению вероятности ошибки приема в 1.45 раз (на 31%).

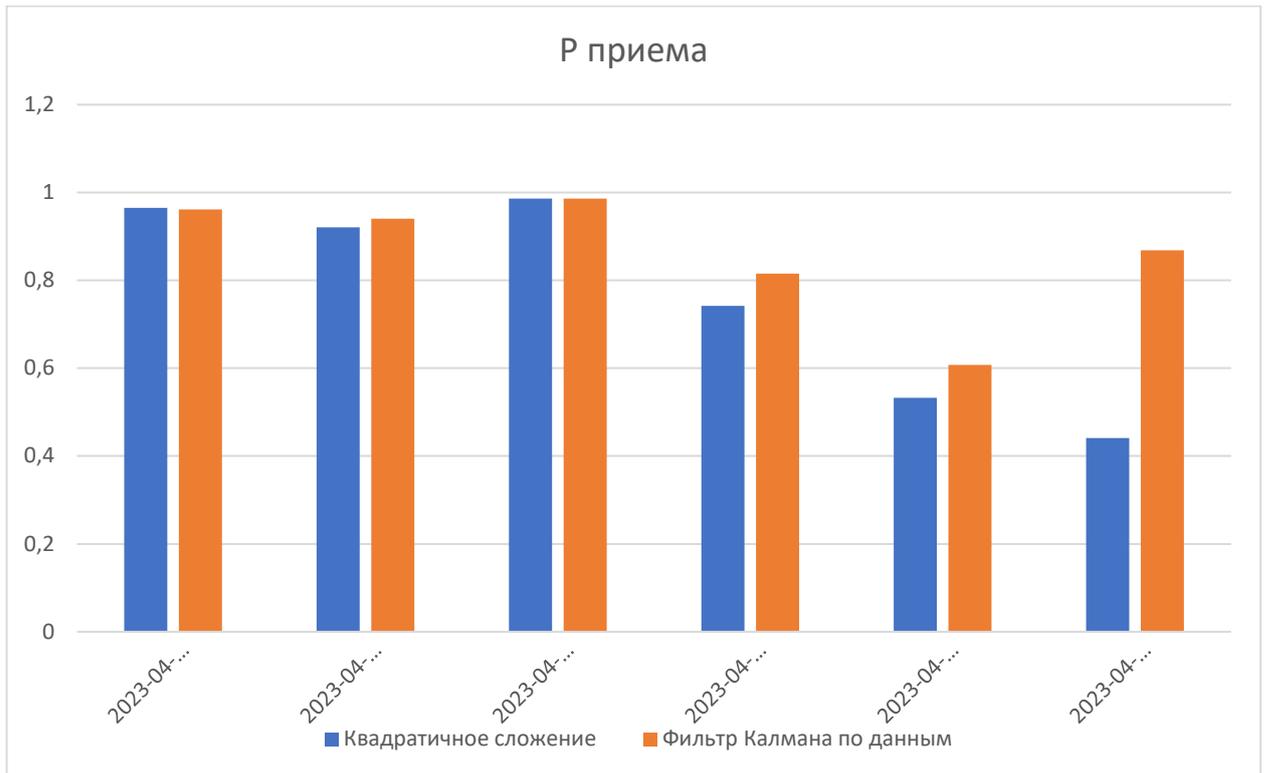


Рисунок 4.15 – Сравнение вероятностей приема для некогерентного приема и когерентного приема с оптимальной фильтрацией

4.4 Выводы по разделу 4

В разделе представлена программная модель устройства приема сигналов цифровой радиолинии передачи речевой информации, реализующая синтезированный в разделе 3 алгоритм когерентной обработки. Разработанная программная модель реализует работу фильтра Калмана по МП оценкам коэффициентов канала, полученным по символам преамбулы, а также по информационным символам, выбранным в соответствии с жесткими решениями, полученными в результате сложения лучей, с использованием коэффициентов передачи канала, рассчитанных на этапе прогноза их значений на основе динамической модели. С целью устранения неопределенности относительно дисперсии шума в канале было реализовано вычисление выборочного значения данной дисперсии по откликам корреляторов для позиций, не отвечающих информационным символам в общей матрице откликов для всей радиограммы.

Проведен численный эксперимент, целью которого являлись апробация и сравнение помехоустойчивости радиолинии, с использованием разработанного алгоритма приема и радиолинии прототипа. При работе алгоритма когерентной обработки в составе модели устройства приема производится сброс фильтра Калмана, так как каждая из радиограмм обрабатывается независимо, и невозможно сохранить непрерывную линию времени на входе фильтра Калмана. С учетом этого, по результатам эксперимента был показан энергетический выигрыш по вероятности декодирования от 1.4 до 2.4 дБ при доплеровском расширении от 0.5 до 2 Гц, соответственно, для разработанной модели с использованием оптимального фильтра, рассчитанного для истинного значения доплеровского разброса. Показано, что в условиях априорной неопределенности относительно скорости замираний в ионосферном канале (значения доплеровского разброса в диапазоне до 2 Гц) следует применять параметры алгоритма оптимальной фильтрации множителей канала, рассчитанные для значения доплеровского разброса, равного 2.0 Гц. Это позволяет обрабатывать широкополосные сигналы в диапазоне значений доплеровских разбросов от 0.5 Гц до 2 Гц с потерями, не превышающими 0.1 дБ относительно точно настроенных алгоритмов оптимальной фильтрации.

Разработан макет устройства приема сигналов цифровой радиолинии передачи речевой информации в диапазоне декаметровых волн. Приведены результаты обработки записей натуральных испытаний радиолинии прототипа с использованием разработанного макета. Установлено, что применение данного алгоритма позволило снизить вероятность ошибки декодирования кодового блока в 1.92 раза (на 48%), а вероятность ошибки приема радиограммы в 1.45 раз (на 31%).

Заключение

Основные результаты, полученные в диссертационном исследовании, состоят в следующем.

1. Разработана методика определения параметров радиограммы радиолинии для передачи речевой информации недвоичными сигнально-кодовыми конструкциями, построенными на основе алфавита ортогональных широкополосных фазоманипулированных сигналов и недвоичного помехоустойчивого кода, учитывающая совместно результаты прогнозирования для распространения сигнала вдоль поверхности Земли и при отражении от ионосферы, а также ограничения, накладываемые на максимальную задержку передачи речи. Указанная методика позволяет уменьшить мощность, требуемую для достижения равной с прототипом доли времени, в течение которого вероятность корректного приема радиограммы составляет в среднем не менее 0.95 в течение календарного года, до 1.9 раз (2.8 дБ).

2. Разработан алгоритм когерентной обработки широкополосных недвоичных СКК в многолучевом ионосферном канале, использующий уточненные, при помощи оптимальной фильтрации, оценки коэффициентов канала, полученные по недвоичным символам данных радиограммы в условиях их априорной неопределенности.

Оценивание коэффициентов канала осуществляется для каждой многолучевой компоненты отдельным фильтром Калмана, с использованием авторегрессии 4-го порядка. Получены выражения для оценивания вычислительной сложности оптимального фильтра. Установлено, что увеличение порядка авторегрессии выше 4-го не дает существенный прирост в помехоустойчивости, однако увеличивает вычислительную сложность на 47%.

Априорная неопределенность, относительно символа данных радиограммы на каждом шаге фильтрации, устраняется путем принятия решения по нему после

когерентного сложения многолучевых компонент с использованием прогнозных значений коэффициентов канала.

3. Получены оценки помехоустойчивости разработанного алгоритма в форме кривых зависимости доли корректно декодированных кодовых блоков и оценок вероятностей символьной и битовой ошибок от среднего значения отношения сигнал/шум в двухлучевом ионосферном канале. Сравнение кривых помехоустойчивости показывает, что алгоритм когерентной обработки с фильтрацией Калмана по данным обеспечивает энергетический выигрыш порядка 2.7 дБ по сравнению с алгоритмом квадратичного сложения (при известных значениях коэффициентов канала), который реализован в прототипе, при уровне доли корректно декодированных кодовых блоков, составляющей 0.95 и доплеровском разбросе 0.5 Гц. При анализе графиков вероятностей битовой и символьной ошибок наблюдается выигрыш до 2.9 дБ. Для более быстрых замираний (доплеровский разброс 2.0 Гц) энергетический выигрыш составляет 2.4 дБ по графикам доли корректно декодированных кодовых блоков и 2.0 дБ по графикам вероятностей ошибок.

4. Разработана программная модель устройства приема сигналов широкополосной цифровой радиолинии передачи речевой информации, реализующая алгоритм когерентной обработки широкополосных недвоичных СКК. Разработанная модель реализует работу фильтра Калмана по МП оценкам коэффициентов канала, полученным по символам преамбулы, а также информационным символам, выбранным в соответствии с жесткими решениями, полученными в результате сложения лучей, с использованием коэффициентов передачи канала, рассчитанных на этапе прогноза их значений на основе динамической модели. С целью устранения неопределенности относительно дисперсии шума, в канале было реализовано вычисление выборочного значения данной дисперсии по откликам корреляторов для позиций, не отвечающим информационным символам в общей матрице откликов для всей радиограммы.

5. В результате проведения тестирования программной модели устройства были разработаны научно-обоснованные рекомендации по применению алгоритма

оптимальной фильтрации в реальных условиях, заключающиеся в перезапуске оптимального фильтра при приеме новой радиограммы, а также в установлении значения доплеровского расширения, используемого при синтезе оптимального фильтра равным 2 Гц, для условий априорной неопределенности относительно скорости замираний в канале. Установлено, что применение указанных выше рекомендаций обеспечивает энергетический выигрыш от 1.4 до 2.4 дБ по сравнению с прототипом.

6. Разработан макет устройства приема сигналов цифровой радиолинии передачи речевой информации в диапазоне декаметровых волн. В результате обработки натуральных записей был достигнут выигрыш по помехоустойчивости, заключающийся в уменьшении вероятности ошибки декодирования кодового блока в 1.92 раза (на 48%) и вероятности ошибки приема радиограммы в 1.45 раз (на 31%), что подтверждает эффективность разработанного алгоритма когерентной обработки недвоичных широкополосных СКК и разработанных научно-обоснованных рекомендаций по его применению.

Таким образом, **научная задача**, заключающаяся в синтезе алгоритмов формирования и обработки сигналов широкополосных цифровых радиолиний передачи речевой информации ДКМВ диапазона, обладающих большей помехоустойчивостью по сравнению с известными, решена.

Цель работы, заключающаяся в повышении помехоустойчивости широкополосных цифровых радиолиний передачи речевой информации в диапазоне декаметровых волн, достигнута.

Список литературы

1. Финк Л.М. Теория передачи дискретных сообщений Изд. 2-е, переработанное, дополненное. – М.: Сов. Радио, 1970. – 728 с.
2. Кловский, Д.Д. Передача дискретных сообщений по радиоканалам / Д. Д. Кловский. – Москва: Связь, 1969. – 375 с.
3. Кловский, Д.Д. Теория передачи сигналов (учебник для студентов электротехнических инст. связи) / А. Г. Зюко, М. В. Назаров, Л.М. Финк, В. А. Шилкин. – Москва: Связь, 1980. – 288 с.
4. Карташевский, В. Г. Обработка пространственно-временных сигналов в каналах с памятью / В. Г. Карташевский. – Москва: Радио и связь, 2000. – 272 с. – ISBN 5-256-01532-X.
5. Карташевский, В. Г. Прием кодированных сигналов в каналах с памятью / В. Г. Карташевский, Д. В. Мишин; Карташевский В. Г., Мишин Д. В.. – Москва: Радио и связь, 2004. – 239 с. – ISBN 5-256-01729-2. – EDN QMNTCR.
6. Алышев Ю. В., Борисенков А. В., Брайнина И. С., Горячкин О. В. и др. Оптимальные методы обработки сигналов в системах радиотехники и связи. – Самара: Изд-во СамНЦ РАН, 2018. – 344 с.
7. Карташевский В.Г., Шатилов С.Б. Адаптивная фильтрация негауссовских сигналов в каналах связи. Методы. Алгоритмы. М.: Радиотехника, 2013. 176 с.
8. Патент № 2377723 С2 Российская Федерация, МПК H04B 7/00. Способ передачи дискретных сообщений по каналам радиосвязи: № 2007125107/09: заявл. 02.07.2007: опубл. 27.12.2009 / В. Л. Хазан, Д. В. Федосов.
9. Патент № 2454015 С1 Российская Федерация, МПК H04L 27/22. Способ демодуляции частотно-манипулированных абсолютно-биимпульсных сигналов, используемых для передачи информации по коротковолновому каналу связи: № 2010142535/08: заявл. 18.10.2010: опубл. 20.06.2012 / В. Л. Хазан, А. Н. Калинин, Ю. В. Романов [и др.] ; заявитель Открытое акционерное общество "Омский научно-исследовательский институт приборостроения" (ОАО

- "ОНИИП"), Государственное образовательное учреждение высшего профессионального образования "Омский государственный технический университет" (ОмГТУ). – EDN QCVSTZ.
10. Патент № 2519011 С1 Российская Федерация, МПК H04L 27/22. Способ передачи информации по коротковолновому каналу связи с использованием частотно-манипулированных сигналов: № 2013107579/08: заявл. 20.02.2013: опубл. 10.06.2014 / В. Л. Хазан; заявитель Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего профессионального образования "Омский государственный технический университет".
 11. Хазан, В. Л. Сеть мобильной автоматической радиосвязи "Марс" для территории России и прилегающих к ней акваторий / В. Л. Хазан // Радиотехника, электроника и связь (РЭС-2015): III Международная научно-техническая конференция, Омск, 06–08 октября 2015 года. – Омск: ООО Издательский дом "Наука", 2015. – С. 147-151.
 12. Хазан, В. Л. Системы специальной радиосвязи: учебное пособие / В. Л. Хазан. – Вологда: Инфра-Инженерия, 2025. – 236 с. – ISBN 978-5-9729-2445-5.
 13. Романов, Ю. В. Эффективность совместного использования каскадного кодирования и приёма с оценкой качества сигнала в КВ системах с ППРЧ / Ю. В. Романов, Н. П. Хмырова // Техника радиосвязи. – 2002. – № 7. – С. 27-38.
 14. Пукса, Д. О. Результаты трассовых испытаний адаптивной КВ-радиолинии высокоскоростной передачи данных файлового типа на базе радиомодема с полосой сигнала до 40 кГц / Д. О. Пукса, Ю. В. Романов // Техника радиосвязи. – 2015. – № 4(27). – С. 14-20.
 15. Результаты трассовых испытаний автоматической адаптивной КВ-радиолинии высокоскоростной передачи данных файлового типа на базе радиомодема с полосой сигнала до 24 кГц / Ю. В. Романов, Д. О. Пукса, М. С. Намзина, Н. С. Будвис // Техника радиосвязи. – 2023. – № 3(58). – С. 7-20.
 16. Результаты трассовых испытаний КВ радиолинии высокоскоростной передачи данных файлового типа "Сатурн" на базе радиомодема с полосой сигнала до 24 кГц / Ю. В. Романов, Д. О. Пукса, М. С. Намзина, Н. С. Будвис // Радиотехника,

- электроника и связь : тезисы докладов VII Международной научно-технической конференции, Омск, 04–06 октября 2023 года. – Омск: Омский научно-исследовательский институт приборостроения, 2023. – С. 36-38.
17. Иванов, А. В. Помехоустойчивость рангового алгоритма демодуляции дискретных частотных сигналов в канале с АБГШ и сосредоточенными помехами / А. В. Иванов, Ю. В. Романов // Техника радиосвязи. – 2024. – № 4(63). – С. 7-20.
18. Модем для организации ионосферной связи с использованием многочастотных широкополосных сигналов / С. С. Аджемов, К. А. Воробьев, И. С. Косилов, Е. М. Лобов // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2012. – Т. 6, № 9. – С. 4-8.
19. Патент № 2221330 С2 Российская Федерация, МПК H04B 1/10, H04B 7/00. широкополосная система радиосвязи КВ-диапазона : № 2002101340/09 : заявл. 10.01.2002 : опубл. 10.01.2004 / О. Ф. Бокк, С. С. Аджемов, В. А. Маковий, Г. О. Бокк; заявитель Федеральное государственное унитарное предприятие "Воронежский научно-исследовательский институт связи".
20. Аджемов, С. С. К вопросу об использовании широкополосных сигналов в ионосферном канале / С. С. Аджемов, В. Э. Русанов, Е. М. Лобов // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2010. – Т. 4, № 11. – С. 49-55.
21. Обеспечение предельной широкополосности систем спутниковой радиосвязи в условиях внутримодовой дисперсии транзионосферных радиоканалов / Д. В. Иванов, В. А. Иванов, Н. В. Рябова, А. А. Кислицын Радиотехника и электроника. – 2023. – Т. 68, № 6. – С. 571-578. – DOI 10.31857/S0033849423060049.
22. Новые возможности систем широкополосной когнитивной связи, работающих в ионосферных КВ-радиоканалах с внутримодовой дисперсией / Д. В. Иванов, В. А. Иванов, Н. В. Рябова, В. В. Овчинников // Радиотехника. – 2022. – Т. 86, № 11. – С. 162-177. – DOI 10.18127/j00338486-202211-23.
23. Повышение достоверности приема коротких сообщений путем одновременного использования частотно-временного разнесения и сенсорной

- диагностики / Д. В. Иванов, В. А. Иванов, Н. В. Рябова, А. Р. Лащевский // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2024. – Т. 29, № 6. – С. 54-63. – DOI 10.18127/j5604128-202406-07.
24. Метод и алгоритмы автоматического обнаружения сигнала в задаче сенсорной диагностики КВ-радиоканала / Д. В. Иванов, В. А. Иванов, А. А. Елсуков [и др.] // Радиотехника. – 2023. – Т. 87, № 12. – С. 158-170. – DOI 10.18127/j00338486-202312-17.
25. Vogler, L.E. A new approach to HF channel modeling and simulation. Part I: Deterministic model: NTIA Report 88-240 / L.E. Vogler, J.A. Hoffmeyer. - Washington D.C.: NTIA, 1988. - 44 p. 6.
26. Vogler, L.E. A new approach to HF channel modeling and simulation. Part II: Stochastic model: NTIA Report 90-255 / L.E. Vogler, J.A. Hoffmeyer. – Washington D.C.: NTIA, 1990. - 44 p. 7.
27. Vogler, L.E. A new approach to HF channel modeling and simulation. Part III: Transfer function: NTIA Report 92-284 / L.E. Vogler, J.A. Hoffmeyer. – Washington D.C.: NTIA, 1992. - 38 p. 8.
28. Watterson, C. Experimental Confirmation of an HF Channel Model / C. Watterson, J. Juroshek, W. Bensema // IEEE Transactions on Communication Technology. - 1970. - Vol. 18, №6. - P. 792-803.
29. Сахтеров, В.И. Исследование распространения радиоволн декаметрового диапазона на среднеширотной трассе с применением широкополосных сигналов: дис. канд. физ-мат наук: 01.04.03. / Владимир Иванович Сахтеров; Троицк: ИЗМИРАН, 2005. - 115 с.
30. Косилов, И. С. О применении многочастотных широкополосных сигналов с ортогональным и неортогональным уплотнением поднесущих в условиях частотной дисперсии ионосферного канала / И. С. Косилов, Е. М. Лобов // Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения. – 2011. – Т. 11, № 3. – С. 226-229.
31. Широкополосные многочастотные сигнально-кодовые конструкции для передачи информации через ионосферный канал / К. А. Воробьев, И. С.

- Косилов, Е. М. Лобов, Е. А. Шиленков // Известия Юго-Западного государственного университета. Серия: Управление, вычислительная техника, информатика. Медицинское приборостроение. – 2012. – № 2-3. – С. 41-46.
32. Hunt B. T. Examining the Performance of MIL-STD-188-110D Waveform 0 Against FBMC-SS Over Skywave HF Channels / B. T. Hunt, D. B. Haab, T. C. Sego, T. V. Holschuh, H. Moradi, B. Farhang-Boroujeny. – DOI: 10.1109/TVT.2022.3189762. // IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 71, no. 11, pp. 11637-11649, Nov. 2022.
33. Laraway S. A. HF band filter bank multi-carrier spread spectrum / S. A. Laraway, H. Moradi, B. Farhang-Boroujeny. – DOI: 10.1109/MILCOM.2015.7357648. // MILCOM 2015 - 2015 IEEE Military Communications Conference. Tampa, FL, USA, 2015, pp. 1445-1453.
34. Farhang-Boroujeny B. Channel equalization via channel identification: algorithms and simulation results for rapidly fading HF channels / B. Farhang-Boroujeny. – DOI: 10.1109/26.544455 // IEEE Transactions on Communications. vol. 44, no. 11, pp. 1409-1412, Nov. 1996.
35. Даренский В.Д. Помехоустойчивые сигнально-кодовые конструкции на основе больших систем дискретных частотных сигналов и турбоподобных кодов для КВ канала / В.Д. Даренский, А.Ю. Капусткин, И.В. Головкин // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. - 2018. - Т. 12, № 5. - С. 27-30.
36. Сигнально кодовая конструкция с использованием ортогональных сигналов и турбо-подобных кодов для некогерентного приема / И. В. Головкин, Д. Н. Манькин, Б. А. Елсуков, С. С. Клоков // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2014. – Т. 8, № 10. – С. 15-19.
37. Головкин, И. В. Сигнально-кодовая конструкция с использованием ДЧ-сигналов первого порядка и турбо-подобных кодов КВ-канала / И. В. Головкин, Б. А. Елсуков, С. С. Клоков // Телекоммуникации. – 2016. – № 6. – С. 40-47.
38. Кандауров, Н. А. Сигнально-кодовые конструкции для низкоэнергетических широкополосных радиолиний декаметрового диапазона: специальность 05.12.13 "Системы, сети и устройства телекоммуникаций": диссертация на

- соискание ученой степени кандидата технических наук / Кандауров Николай Александрович, 2019. – 147 с.
39. Кандауров, Н. А. Сигнально-кодовые конструкции для низкоскоростной широкополосной декаметровый связи / Н. А. Кандауров // Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов. – 2019. – Т. 10, № 6. – С. 33-38.
40. Стратонович, Р.Л. Применение теории Марковских процессов для оптимальной фильтрации сигналов. / Р.Л. Стратонович // Радиотехника и электроника. – 1960. - Т. 5, №11. - С. 1751-1763. 48.
41. Стратонович, Р.Л. Условные Марковские процессы и их применение к теории оптимального управления. / Р.Л. Стратонович. - М.: Изд-во МГУ, 1966. – 319 с.
42. Kalman, R.E. New results in linear prediction and filtering theory. / R.E. Kalman, R.S. Bucy // Trans. ASME, J. Basic Eng. – 1961. - V.83D. - pp.95-108. 44.
43. Kalman, R.E. New approach to linear filtering and prediction problem. / R.E. Kalman // Trans. ASME, J. Basic Eng. – 1960. - V. 82, № 1. - pp. 35-45. 45.
44. Браммер, К. Фильтр Калмана - Бьюси: детерминированное наблюдение и стохастическая фильтрация. / Пер. с нем. под ред. Казакова И.Е./ К. Браммер, Г. Зиффлинг. - М: Наука, 1982. – 199 с.
45. Шлома, А.М. Косвенный метод нелинейной фильтрации Марковских процессов. / А.М. Шлома // Радиотехника и Электроника. - 1986. - Т 31, № 7. - С. 1304-1310. 75. Шлома, А.М. Нелинейная фильтрация Марковских процессов по косвенным переменным. / А.М. Шлома, М.Г. Бакулин // Радиотехника. - 1989. - №11. - С. 49-54.
46. Шлома, А.М. Синтез системы фазовой автоподстройки частоты косвенным методом нелинейной фильтрации. / А.М. Шлома, М.Г. Бакулин // Радиотехника и Электроника. – 1989. - Т.34, № 6. - С. 1691-1698.
47. Шлома, А.М. Применение косвенного метода нелинейной фильтрации для синтеза систем ФАПЧ 2-го порядка. / А.М. Шлома, В.Б. Крейнделин // МТУСИ. Научно-техническая конференция профессорско-преподавательского и инженерно-технического состава: тез. докл. – 26-28 января 1993. - С.68.

48. Крейнделин, В.Б. Сравнительный анализ точности прямого и косвенного методов нелинейной фильтрации. / В.Б. Крейнделин // Сб. Научных трудов учебных заведений связи «Элементы и устройства систем связи». Ленинград. - 1994. - №159. - С. 19-25.
49. Бакулин, М.Г. Алгоритм фильтрации линейных рекуррентных последовательностей из смеси с шумом. / М.Г. Бакулин, В.Б. Крейнделин, А.Л. Терехов // Радиотехника. – 1994. - № 6. – С. 66 – 74.
50. Poborchaya, N. E. Synthesis and analysis of the compensation algorithm to the qam signal distortion due to non idealities of quadrature downconversion at awgn and phase noise in the presence of quazideterministic bandpass interference / N. E. Poborchaya, A. V. Pestryakov, E. R. Khasyanova // T-Comm. – 2015. – Vol. 9, No. 3. – P. 82-85.
51. Поборчая, Н. Е. Синтез и анализ алгоритмов оценки искажений сигнала в системе с ММО в условиях априорной неопределенности / Н. Е. Поборчая, А. В. Пестряков // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2019. – Т. 13, № 10. – С. 13-20. – DOI 10.24411/2072-8735-2018-10312.
52. Поборчая, Н. Е. Анализ влияния априорной неопределенности относительно дисперсии аддитивного шума на работу алгоритмов оценивания параметров сигнала / Н. Е. Поборчая // Электросвязь. – 2021. – № 2. – С. 39-42. – DOI 10.34832/ELSV.2021.15.2.005.
53. Поборчая, Н. Е. Разработка эффективных методов и алгоритмов оценивания параметров канала связи в условиях априорной неопределенности: специальность 05.12.04 "Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения": диссертация на соискание ученой степени доктора технических наук / Поборчая Наталья Евгеньевна, 2021. – 397 с.
54. Калинин А.И., Черенкова Л.Е. Распространение радиоволн и работа радиолиний. М.: Связь, 1971. 439 с.
55. Черенкова Л.Е., Чернышов О.В. Распространение радиоволн. М.: Радио и связь, 1984. 272 с.

56. Барабашов, Б. Г. Динамическая адаптивная структурно-физическая модель ионосферного радиоканала / Б. Г. Барабашов, Г. Г. Вертоградов // Математическое моделирование. – 1996. – Т. 8, № 2. – С. 3-18. – EDN ZIBWUC.
57. Барабашов, Б. Г. Программный комплекс прогнозирования траекторных и энергетических характеристик радиоканалов диапазона 2–30 МГц "Трасса" (часть 1) / Б. Г. Барабашов, М. М. Анишин // Техника радиосвязи. – 2013. – № 1(19). – С. 25-34. – EDN SEOКОТ.
58. Барабашов, Б. Г. Программный комплекс прогнозирования траекторных и энергетических характеристик радиоканалов диапазона 2–30 МГц "Трасса" (часть 2) / Б. Г. Барабашов, М. М. Анишин // Техника радиосвязи. – 2013. – № 2(20). – С. 13-21.
59. Сахтеров, В.И. Исследование распространения радиоволн декаметрового диапазона на среднеширотной трассе с применением широкополосных сигналов [Текст]: дис. ... кандидата физико-математических наук: 01.04.03./ Сахтеров Владимир Иванович. – Троицк: ИЗМИРАН, 2005. – 115 с.
60. Сахтеров, В.И. Устройство и принцип работы установки передачи и приема коротковолновых сигналов для связи и диагностики структуры ионосферы / Л. Б. Волкомирская, О. А. Гулевич, И. В. Крашенинников [и др.] // Инженерный вестник Дона. – 2018. – № 4(51). – С. 5.
61. Сахтеров, В.И. Коротковолновая широкополосная радиостанция "АНГАРА - 5М" / В. И. Сахтеров, Р. В. Писарев, В. В. Лобзин [и др.] // Радиотехника и электроника. – 2002. – Т. 47, № 9. – С. 1149-1152.
62. Результаты экспериментов в средних широтах с использованием широкополосных коротковолновых сигналов для связи и диагностики структуры ионосферы / Л. Б. Волкомирская, О. А. Гулевич, И. В. Крашенинников [и др.] // Инженерный вестник Дона. – 2019. – № 1(52). – С. 11.
63. Котенко, О. О. Повышение достоверности передачи информации в радиопереносах коротковолновой радиосвязи на основе применения эффективных сигнально-кодовых конструкций: специальность 05.12.04 "Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения": диссертация на соискание ученой

- степени кандидата технических наук / Котенко Олег Олегович. – Санкт-Петербург, 2013. – 165 с. – EDN SUUUTH.
64. Методика повышения помехоустойчивости декаметровых радиолиний за счет применения многоступенчатой адаптации / А. Е. Алекаев, В. А. Липатников, П. И. Кузин, А. В. Бухарин // Вопросы оборонной техники. Серия 16: Технические средства противодействия терроризму. – 2021. – № 11-12(161-162). – С. 15-25.
65. Рябова, М. И. Особенности эффектов частотной дисперсии и магнитоионного расщепления при квазизенитном распространении в ионосфере сложных широкополосных сигналов: специальность 01.04.03 "Радиофизика": автореферат диссертации на соискание ученой степени кандидата физико-математических наук / Рябова Мария Игоревна. – Москва, 2012. – 22 с.
66. Рябова, Н. В. Диагностика и имитационное моделирование помехоустойчивых декаметровых радиоканалов / Н. В. Рябова; Министерство образования Российской Федерации, Марийский государственный технический университет. – Йошкар-Ола: Поволжский государственный технологический университет, 2003. – 291 с. – ISBN 5-8158-0254-9.
67. Эффекты дисперсии в ионосферных радиоканалах. Ч. 1. Модели распространения волновых пакетов в диспергирующих ионосферных каналах / Д. В. Иванов, В. А. Иванов, М. И. Рябова, В. В. Овчинников // Радиотехника. – 2024. – Т. 88, № 8. – С. 111-126. – DOI 10.18127/j00338486-202408-11.
68. Эффекты дисперсии в ионосферных радиоканалах. Ч. 2. Виды частотно-временной дисперсии / Д. В. Иванов, В. А. Иванов, М. И. Рябова, В. В. Овчинников // Радиотехника. – 2024. – Т. 88, № 11. – С. 63-77. – DOI 10.18127/j00338486-202411-10.
69. Эффекты дисперсии в ионосферных радиоканалах. Ч. 3. Внутримодовая дисперсия и технология широкополосной КВ-связи / Д. В. Иванов, В. А. Иванов, М. И. Рябова, В. В. Овчинников // Радиотехника. – 2025. – Т. 89, № 1. – С. 24-36. – DOI 10.18127/j00338486-202501-02.
70. Лобова, Е. О. Алгоритмы компенсации дисперсионных искажений широкополосных сигналов на базе банка цифровых фильтров: специальность

- 05.12.04 "Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения": диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук / Лобова Елизавета Олеговна, 2021. – 189 с.
71. Липаткин, В. И. Повышение качества обнаружения широкополосного сигнала и точности совместного оценивания его параметров в условиях частотной дисперсии ионосферы Земли: диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук / Липаткин Владислав Игоревич, 2023. – 157 с.
72. Методика оценки параметров частотной дисперсии ионосферного канала с помощью широкополосного фазоманипулированного сигнала / Е. М. Лобов, И. С. Косилов, Н. А. Кандауров, Б. А. Елсуков // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2014. – Т. 8, № 9. – С. 49-53.
73. System of frequency providing of hf communication channels based on the new digital sounder on usrp platform / D. V. Ivanov, V. A. Ivanov, N. V. Ryabova [et al.] // T-Comm. – 2015. – Vol. 9, No. 3. – P. 86-88.
74. Lobov E.M. Optimum estimation and filtering of the ionospheric channel dispersion characteristics slope algorithms / E. M. Lobov, E. O. Smerdova, N. A. Kandaurov [et al.]. – DOI 10.1109/SINKHROINFO.2017.7997537. // 2017 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications, SINKHROINFO 2017, Kazan, 03–04 July 2017. – Kazan, 2017. – P. 7997537.
75. Лобов, Е. М. Оценка импульсной характеристики широкополосного ионосферного канала с помощью метода обратной фильтрации / Е. М. Лобов, Е. О. Смердова // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2017. – Т. 11, № 3. – С. 24-27.
76. Studying the Parameters of Frequency Dispersion for Radio Links of Different Length Using Software-Defined Radio Based Sounding System / V. A. Ivanov, D. V. Ivanov, N. V. Ryabova [et al.] // Radio Science. – 2019. – Vol. 54, No. 1. – P. 34-43. – DOI 10.1029/2018RS006636.
77. Belgibaev R.R. Software-Defined Radio Ionosonde for Diagnostics of Wideband HF Channels with the Use of USRP Platform / R. R. Belgibaev, V. A. Ivanov, D. V. Ivanov, A. R. Lashevsky. – DOI 10.1109/WECONF.2019.8840637. // 2019 Wave

- Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF 2019), Saint Petersburg, 03–07 June 2019. Vol. 2. – Saint Petersburg: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2019. – P. 8840637.
78. Lipatkin, V. I. Computationally Efficient Implementation of Joint Detection and Parameters Estimation of Signals with Dispersive Distortions on a GPU / V. I. Lipatkin, E. M. Lobov, N. A. Kandaurov // *Sensors*. – 2022. – Vol. 22, No. 9. – DOI 10.3390/s22093105.
79. Lipatkin, V. I. The quality of estimation of parameters of a broadband signal with non-optimal reception under conditions of dispersion distortions in the Earth's ionosphere / V. I. Lipatkin, E. M. Lobov, E. O. Lobova // *T-Comm*. – 2022. – Vol. 16, No. 8. – P. 46-53. – DOI 10.36724/2072-8735-2022-16-8-46-53.
80. Lobov E. M. Wideband signals dispersion distortion compensator based on digital filter banks / E. M. Lobov, E. O. Lobova, B. A. Elskov. – DOI 10.1109/SOSG.2018.8350615. // 2018 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, Moscow, 14–15 march 2018. – Moscow: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2018. – P. 8350615-4.
81. Adjemov S.S. Methods and algorithms of broadband HF signals dispersion distortion compensation / S. S. Adjemov, E. M. Lobov, N. A. Kandaurov, E. O. Lobova. – DOI 10.1109/SYNCHROINFO.2019.8814074. // 2019 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications, SYNCHROINFO 2019, Yaroslavl, 01–03 июля 2019 года. – Yaroslavl, 2019. – P. 8814074.
82. Ivanov D.V. Method of Training Mode of Adaptive System for Frequency Dispersion Correction in Wideband Ionospheric HF Communication Channels / D. V. Ivanov, V. A. Ivanov, V. V. Ovchinnikov, M. I. Ryabova. – DOI 10.1109/WECONF.2019.8840628. // 2019 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF 2019), Saint Petersburg, 03–07 June 2019. Vol. [2]. – Saint Petersburg: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2019. – P. 8840628.

83. Chirov D. S. Wideband HF signals dispersion distortion compensator based on digital filter banks. Theory and approbation / D. S. Chirov, E. O. Lobova. – DOI 10.36724/2072-8735-2020-14-4-57-65. // T-Comm. – 2020. – Vol. 14, No. 4. – P. 57-65.
84. Ovchinnikov V. V. Correction for dispersion distortions of frequency response of wideband HF radio channel with the use of the deconvolution method / V. V. Ovchinnikov, D. V. Ivanov. – DOI 10.23919/URSIGASS49373.2020.9232379. // 2020 33rd General Assembly and Scientific Symposium of the International Union of Radio Science, URSI GASS 2020 : 33, Rome, 29 August – 2020. – Rome, 2020. – P. 9232379.
85. Ivanov D.V. Adaptive SDR-Equalizer for Frequency Dispersion Correction in Single-Mode Wideband HF Radio Channels / D. V. Ivanov, V. A. Ivanov, M. I. Ryabova, V. V. Ovchinnikov. – DOI 10.1109/SYNCHROINFO49631.2020.9166085. // 2020 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications, SYNCHROINFO 2020, Svetlogorsk, 01–03 July 2020. – Svetlogorsk, 2020. – P. 9166085.
86. Lobov E.M. Dispersion distortion tracking compensator based on the sigma-point Kalman / E. M. Lobov, V. S. Priputin, E. O. Lobova, E. A. Liberman. – DOI 10.36724/2072-8735-2021-15-1-41-47. // T-Comm. – 2021. – Vol. 15, No. 1. – P. 41-47.
87. Гинзбург В.Л. Распространение электромагнитных волн в плазме / В.Л. Гинзбург - М.: Наука, 1967. - 550с.
88. Дэвис К. Радиоволны в ионосфере / К. Дэвис; пер. с англ. И.В. Ковалевского и А.П. Кропоткина; Под ред. А.А. Корчака. — М.: Изд-во «Мир», 1973. - 502 с
89. ITU-R Recommendation P.368-10: Ground-Wave Propagation Prediction Method for Frequencies between 10 kHz and 30 MHz, 2022.
90. Варакин, Л. Е. Системы связи с шумоподобными сигналами / Л. Е. Варакин. — Москва: Научно-техническое издательство "Радио и связь", 1985. — 384 с.
91. Варакин Л.Е. Теория сложных сигналов. — М.: Сов. радио, 1970 — 376 с.

92. Abdaoui A. A Kalman based SISO equalizer for HF ionospheric channel / Abdaoui A., Vu-thien H., Goutelard C., Bouallegue A. – DOI: 10.1109/ISSPIT.2003.1341174. // Proceedings of the 3rd IEEE International Symposium on Signal Processing and Information Technology (IEEE Cat. No.03EX795), Darmstadt, Germany, 2003, pp. 526-530.
93. Baddour K. E. Autoregressive modeling for fading channel simulation / Baddour K. E., Beaulieu N.C. – DOI: 10.1109/TWC.2005.850327 // IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 4, no. 4, pp. 1650-1662, July 2005.
94. Chen, L. M. Adaptive multiuser DFE with Kalman channel estimation for DS-CDMA systems in multipath fading channels / L. M. Chen, B. S. Chen, W. S. Hou // Signal Processing. – 2001. – Vol. 81, No. 4. – P. 713-733.
95. Elgenedy M. A. Iterative Bi-directional Kalman-DFE equalizer for the high data rate HF waveforms in the HF channel / Elgenedy M. A., Sourour E., Fikri M. – DOI: 10.1109/ICCSPA.2013.6487277. // 2013 1st International Conference on Communications, Signal Processing, and their Applications (ICCSPA), Sharjah, 2013, pp. 1-6.
96. Arikan F. Adaptive tracking of narrowband HF channel response / Arikan F., Arikan O. – DOI: 10.1029/2003RS002879. // Radio Science, vol. 38, no. 6, pp. 16-1-16-9, Dec. 2003.
97. Kuramesh K. Characterization and estimation of high frequency channel with multiple antenna system: PhD thesis / M S Ramaiah University of Applied Sciences. – Bangalore, 2013. – 246 p.
98. Loiola M. B. Kalman Filter-Based Channel Tracking in MIMO-OSTBC Systems / Loiola M. B., Lopes R. R., Romano J. M. T. – DOI: 10.1109/GLOCOM.2009.5425545. // GLOBECOM 2009 - 2009 IEEE Global Telecommunications Conference, Honolulu, HI, USA, 2009, pp. 1-6.
99. Karthickmanoj R. Evaluation of Filtering Techniques in Channel Estimation for MIMO - OFDM Systems / Karthickmanoj R., Padmapriya J., Sasilatha T., Aagash G. – DOI:10.1088/1742-6596/1979/1/012025. // International Conference on Recent Trends in Computing (ICRTCE-2021), 2021, pp. 1 – 7.

100. Banelli P. Data-Aided Kalman Tracking for Channel Estimation in Doppler-Affected OFDM Systems / Banelli P., Cannizzaro R. C., Rugini L. – DOI: 10.1109/ICASSP.2007.366490. // 2007 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing - ICASSP '07, Honolulu, HI, USA, 2007, pp. III-133-III-136.
101. Schulz-Rittich P. Channel estimation for DS-CDMA with transmit diversity over frequency selective fading channels / Schulz-Rittich P., Baltersee J., Fock G. – DOI: 10.1109/VETECS.2001.945040. // IEEE VTS 53rd Vehicular Technology Conference, Spring 2001. Proceedings (Cat. No.01CH37202), Rhodes, Greece, 2001, pp. 1973-1977 vol.3.
102. Wai Kit Wong Extended Kalman Filter Based Decision Feedback Fuzzy Adaptive Equalizer For Power Line Channel / Wai Kit Wong, Heng Siong Lim. – DOI: 10.1109/ISPLC.2006.247472. // 2006 IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications, Orlando, FL, USA, 2006, pp. 261-266.
103. Rajender G., Anil Kumar T., Srinivasa Rao K. Channel Estimation using Modified Extended Kalman Filter Based Algorithm for Fading Channels // International Journal of Innovative Technology and Exploring Engineering (IJITEE) ISSN: 2278-3075, Volume-8, Issue-11S2, September 2019
104. Yutong Chen, Kalman filter based channel estimation method in wireless communication and its performance optimization // Journal of Combinatorial Mathematics and Combinatorial Computing, 127a, 2025, 4593–4609, DOI: 10.61091/jcmcc127a-260
105. Tang R. Kalman Filter Channel Estimation in 2×2 and 4×4 STBC MIMO-OFDM Systems / Tang R., Zhou X. and Wang C. – DOI: 10.1109/ACCESS.2020.3027377. // IEEE Access, vol. 8, pp. 189089-189105, 2020.
106. Kaur H. Channel Estimation in MIMO-OFDM System: A Review / H. Kaur, M. Khosla and R. K. Sarin. – DOI: 10.1109/ICECA.2018.84747472018. // Second International Conference on Electronics, Communication and Aerospace Technology (ICECA), Coimbatore, India, 2018, pp. 974-980.

107. Jain R. Kalman Filter Based Channel Estimation // International Journal of Engineering Research & Technology (IJERT), Vol. 3, Issue 4, 2014, pp. 277 – 282.
108. Lindbom L. Tracking of time-varying mobile radio channels .1. The Wiener LMS algorithm / Lindbom L., Sternad M., Ahlen A. – DOI: 10.1109/26.974267. // IEEE Transactions on Communications, vol. 49, no. 12, pp. 2207-2217, Dec. 2001.
109. Lindbom L. Tracking of time-varying mobile radio channels. II. A case study / Lindbom L., Ahlen A., Sternad M., Falkenstrom M. – DOI: 10.1109/26.975781. // IEEE Transactions on Communications, vol. 50, no. 1, pp. 156-167, Jan. 2002.
110. McGuire M. Low-order Kalman filters for channel estimation / McGuire M., Sima M. – DOI: 10.1109/PACRIM.2005.1517298. // 2005 IEEE Pacific Rim Conference on Communications, Computers and signal Processing, 2005., Victoria, BC, Canada, 2005, pp. 352-355.
111. Yanfei G. MIMO channel tracking based on Kalman filter and MMSE-DFE / Yanfei G., Zishu H. – DOI: 10.1109/ICCCAS.2005.1493398. // Proceedings. 2005 International Conference on Communications, Circuits and Systems, 2005., Hong Kong, China, 2005, pp. 223-226 Vol. 1,
112. Parseh R. Diversity Effects in Kalman Filtering Over Rayleigh Fading Channels / Parseh R., Kansanen K. – DOI: 10.1109/TSP.2015.2464196. // in IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 63, no. 23, pp. 6329-6342, Dec.1, 2015.
113. Paul Tirthankar, Karmakar Priyabrata, Paul Tanmoy, Performances of Kalman filter and LMS Algorithm in Channel Estimation // International Journal of Engineering Research & Technology (IJERT), Vol. 1 Issue 5, July 2012, pp. 1 – 5
114. Safaya R. A Multipath Channel Estimation Algorithm using a Kalman filter: Master's thesis / Illinois Institute Of Technology. – Chicago, 1997. – 81 p.
115. Liu Z. Space-time coding and Kalman filtering for time-selective fading channels / Liu Z., Ma X., Giannakis G.B. – DOI: 10.1109/26.983312. // in IEEE Transactions on Communications, vol. 50, no. 2, pp. 183-186, Feb. 2002,
116. Исследование возможности построения скрытых радиолиний для передачи речи в диапазоне частот от 1,5 МГц до 30 МГц // Отчет о НИР, МТУСИ, 2023 г., 185 с.

117. Воробьев, К. А. Сравнение и анализ характеристик блочных и сверточных турбокодов / К. А. Воробьев, С. С. Аджемов // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2011. – Т. 5, № 11. – С. 17-19.
118. Левин, Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники. Книга 1 / Б. Р. Левин. – М.: Советское радио, 1966. – 728 с.
119. Левин, Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники. Книга 2 / Б. Р. Левин. – М.: Советское радио, 1975. – 392 с.
120. ITU-R Recommendation P.533-14 Method for the prediction of the performance of HF circuits, 2019
121. Davey M. and MacKay D.J.C. Low density parity check codes over GF(q) // IEEE Commun. Lett. 1998. Vol. 2, № 6. P. 165–167
122. Метод определения помехоустойчивости сложных сигнально кодовых конструкций на основе семейства широкополосных ортогональных сигналов и недвоичного LDPC-кода в условиях ионосферного канала / Е. М. Лобов, И. С. Косилов, Н. А. Кандауров, Б. А. Елсуков // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2014. – Т. 8, № 8. – С. 55-59.
123. ITU-R Recommendation P.372-17 Radio noise, 2024
124. Varlamov V. O. Maximum Levels of Atmospheric Radio Noise Affecting Digital Radio Broadcasting in the LF and MF Bands in Various Regions / V. O. Varlamov, A. Waal, O. V. Varlamov. – DOI: 10.1109/EMCTECH58502.2023.10296987. // 2023 International Conference on Engineering Management of Communication and Technology (EMCTECH), Vienna, Austria, 2023, pp. 1-6.
125. Иванов Д. В., Иванов В. А., Овчинников В. В., Рябова Н. В. Энергетические характеристики диспергирующего широкополосного канала связи и скорости передачи информации в когнитивной беспроводной сенсорной сети // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2025. Том 19. №10. С. 13-20.
126. Lobov E.M. Synthesis of the Optimal Dispersion Slope and Phase Joint Filtering Algorithm for the Broadband Signal in the Ionospheric Radio Channel / E. M. Lobov, E. O. Lobova and V. O. Varlamov. – DOI: 10.1109/IEEECONF56737.2023.10092032. // 2023 Systems of Signals Generating

- and Processing in the Field of on Board Communications, Moscow, Russian Federation, 2023, pp. 1-5.
127. Lobova E.O. Comparison of Optimal Filtering Algorithms of the Channel Dispersion Slope and the Signal Phase Shift / E. O. Lobova, V. O. Varlamov, E. M. Lobov. – DOI: 10.1109/SYNCHROINFO57872.2023.10178533.2023. // Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO, Pskov, Russian Federation, 2023, pp. 1-5.
128. Lobov E. M. On Progressive Edge Growth Parity Check Matrix Generation for NB-LDPC Codes in HF Communications / E. M. Lobov, A. D. Grigorieva, V. O. Varlamov. – DOI 10.1109/SYNCHROINFO61835.2024.10617767. // Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications. – 2024. – Vol. 7, No. 1. – P. 272-276.
129. Chertova O.G. Development of Turbo Product Code with Elementary Encoders as LDPC Code / O. G. Chertova, D. S. Chirov, A. D. Grigorieva, V. O. Varlamov. – DOI 10.1109/IEEECONF60226.2024.10496787. // Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications. – 2024. – Vol. 7, No. 1. – P. 20-25.
130. Kandaurov N. A. Analysis of Interference HF Range / N. A. Kandaurov, E. O. Lobova, V. O. Varlamov. – DOI 10.1109/IEEECONF53456.2022.9744307. // 2022 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, SOSG 2022 - Conference Proceedings, Moscow, 15–17 марта 2022 года. – Moscow, 2022.
131. Varlamov V.O. Error Correction Codes Parameters Optimization in Wideband HF Range Digital Voice Radio Links / V. O. Varlamov, E. M. Lobov. / DOI: 10.1109/IEEECONF60226.2024.10496777 // 2024 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, Moscow, Russian Federation, 2024, pp. 1-4.
132. Varlamov V.O. Algorithm of Ionospheric Channel Dispersion Characteristic Slope and Transmission Coefficients Joint Optimal Filtering / V. O. Varlamov, E. O. Lobova and E. M. Lobov. – DOI: 10.1109/SYNCHROINFO61835.2024.10617471.2024

- Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO), Vyborg, Russian Federation, 2024, pp. 1-5,
133. Сравнение качества оптимальной фильтрации наклона дисперсионной характеристики фильтром стратоновича и сигма-точечным фильтром Калмана / В. О. Варламов, Н. А. Кандауров, Е. О. Лобова, Е. М. Лобов // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2023. – Т. 17, № 1. – С. 12-19. – DOI 10.36724/2072-8735-2023-17-1-12-19.
134. Современные методы обработки широкополосных сигналов в условиях дисперсионных искажений в ионосфере Земли / Е. М. Лобов, Н. А. Кандауров, Е. О. Лобова [и др.] // Радиотехника. – 2023. – Т. 87, № 12. – С. 17-31. – DOI 10.18127/j00338486-202312-03.
135. Варламов, В. О. Методика определения скорости помехоустойчивого кода цифровой голосовой радиолнии ДКМВ диапазона / В. О. Варламов // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2025. – Т. 19, № 2. – С. 23-30. – DOI 10.36724/2072-8735-2025-19-2-23-30.
136. Варламов В.О., Лобов Е.М. Алгоритм когерентной обработки широкополосных недвоичных сигнально-кодовых конструкций для передачи речи в декаметровом радиоканале // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2025. Том 19. №12. С. 59-76.
137. Varlamov, V. Study of HF broadband digital radio line signals coherent reception device noise immunity. Synchroinfo Journal 2026, vol. 12, no. 1, pp. 2-12.
138. Современные методы обработки широкополосных сигналов радиолний связи в условиях дисперсионных искажений в ионосфере Земли / Е. М. Лобов, Н. А. Кандауров, Е. О. Лобова [и др.] // Распространение радиоволн: Сборник докладов XXVIII Всероссийской открытой научной конференции, Йошкар-Ола, 16–19 мая 2023 года / Редколлегия: Д.С. Лукин, Д.В. Иванов, Н.В. Рябова [и др.]. – Йошкар-Ола: Поволжский государственный технологический университет, 2023. – С. 43-50.
139. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2023668903 Российская Федерация. Программа для работы SDR Red Pitaya по

расписанию: № 2023664705 : заявл. 13.07.2023 : опубл. 05.09.2023 / Н. А. Кандауров, В. И. Липаткин, В. О. Варламов [и др.]; заявитель Ордена Трудового Красного Знамени федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Московский технический университет связи и информатики».

сигналов в КВ диапазоне и обоснования технического облика перспективной широкополосной радиостанции ДКМВ диапазона для передачи данных и речевых сообщений в рамках НИР «Полоса-ПИШ».

Разработанная соискателем методика определения параметров радиограммы для широкополосных цифровых радиолиний передачи речевой информации в диапазоне декаметровых волн с использованием широкополосных фазоманипулированных сигнально-кодовых конструкций была использована при построении аналогичной методики для определения параметров радиограммы других видов сигналов, также рассматриваемых для использования в будущей перспективной радиостанции.

Алгоритм когерентной обработки широкополосных недвоичных сигнально-кодовых конструкций в условиях многолучевого распространения сигнала в ионосферном канале и научно-обоснованные рекомендации по его применению в условиях априорной неопределенности относительно скорости замираний сигнала в ионосферном канале позволили провести сравнительную оценку помехоустойчивости различных вариантов сигнально-кодовых конструкций, рассматриваемых для использования в будущей перспективной радиостанции.

Члены комиссии:



В.А. Степкин



Ю.С. Радченко



А.В. Зюльков

«УТВЕРЖДАЮ»

Заместитель проректора по научной
работе ордена Трудового Красного
Знамени федерального государственного
бюджетного образовательного учреждения
высшего образования «Московский
технический университет связи и
информатики»



Н.В. Кленов

«февраль» 2026 г.
М.П.

Акт об использовании научных результатов
диссертационной работы В.О. Варламова
«Повышение помехоустойчивости широкополосных цифровых радиолиний
передачи речевой информации в диапазоне декаметровых волн»

Комиссия в составе: начальника НИЧ МТУСИ, д.т.н., профессора Терешонка М.В., заместителя начальника отдела НИО-48 НИЧ МТУСИ Журавлева А.П. и ведущего инженера Бугубаева А.В. установила, что результаты исследований диссертационной работы Варламова В.О. «Повышение помехоустойчивости широкополосных цифровых радиолиний передачи речевой информации в диапазоне декаметровых волн» в части разработки алгоритма когерентного обработки широкополосных недвоичных сигнально-кодовых конструкций в условиях многолучевого распространения сигнала в ионосферном канале и научно-обоснованных рекомендаций по его применению в условиях априорной неопределенности относительно скорости замираний сигнала в ионосферном канале использованы при выполнении составной части опытно-конструкторской работы шифр «Близнец-ТУС».

Члены комиссии:

М.В. Терешонок

А.П. Журавлев

А.В. Бугубаев

«УТВЕРЖДАЮ»

Проректор по учебной работе ордена
Трудового Красного Знамени
федерального государственного
бюджетного образовательного учреждения
высшего образования «Московский
технический университет связи и
информатики»



Е.В. Краснов
_____ Е.В. Краснов

16 февраля 2026 г.

Акт об использовании научных результатов
диссертационной работы В.О. Варламова

«Повышение помехоустойчивости широкополосных цифровых радиолиний
передачи речевой информации в диапазоне декаметровых волн»

Комиссия в составе: председатель – зав. кафедрой «Радиотехнические системы», д.т.н., проф. Чиров Д.С., члены – доцент кафедры «Радиотехнические системы» к.т.н., доц. Кандауров Н.А., доцент кафедры «Радиотехнические системы» к.т.н. Липаткин В.И. составили настоящий акт о том, что в учебном процессе кафедры «Радиотехнические системы» при чтении курсов «Статистическая теория радиотехнических систем» и «Радиотехнические системы передачи информации» используются результаты диссертационной работы на тему «Повышение помехоустойчивости широкополосных цифровых радиолиний передачи речевой информации в диапазоне декаметровых волн» В.О. Варламова, а именно:

- методика определения параметров радиограммы для широкополосных цифровых голосовых радиолиний;
- алгоритм когерентного приема широкополосных недвоичных сигнально-кодовых конструкций в условиях многолучевого распространения сигнала в ионосферном канале.

Председатель комиссии:

Д.С. Чиров
_____ Д.С. Чиров

Члены комиссии:

Н.А. Кандауров
_____ Н.А. Кандауров

В.И. Липаткин
_____ В.И. Липаткин