

ФЕДЕРАЛЬНОЕ АГЕНТСТВО СВЯЗИ

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

На правах рукописи

Кандауров Николай Александрович

**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

Научный руководитель:
доктор технических наук,
профессор Шинаков Ю.С.

Москва, 2019

Оглавление

Введение.....	4
1 Низкоскоростные широкополосные декаметровые радиолнии	10
1.1 Современное состояние и перспективы использования.....	10
1.2 Математическая модель ионосферного канала	13
1.3 Широкополосные сигнально-кодовые конструкции в декаметровом диапазоне	24
1.4 Примеры радиолний и показатели их эффективности	28
1.5 Выводы к разделу 1	30
2 Синтез ансамблей нелинейных псевдослучайных последовательностей	32
2.1 Последовательности Голда	33
2.2 Последовательности де Брейна.....	35
2.2.1 Свойства ансамбля де Брейна	35
2.2.2 Алгоритм формирования последовательностей де Брейна.....	37
2.2.3 Исследование автокорреляционных свойств последовательностей де Брейна	40
2.2.4 Исследование взаимокорреляционных свойств последовательностей де Брейна	43
2.3 Новый ансамбль двоичных последовательностей, образованных сложением по модулю два последовательностей Голда и де Брейна	49
2.4 Оценка показателей структурной скрытности	60
2.5 Выводы к разделу 2.....	62
3 Обоснование вида и параметров сигнально-кодовых конструкций широкополосной радиолнии и алгоритма приема в условиях дисперсионных искажений	63
3.1 Определение оптимальной базы сигнала в условиях частотной дисперсии.....	66
3.2 Предлагаемые параметры сигнально-кодовых конструкций, исследование помехоустойчивости при различных параметрах	71
3.3 Выбор алгоритма оценки и компенсации дисперсионных искажений.....	76
3.3.1 Оценка применимости метода максимального правдоподобия	76
3.3.2 Оценка применимости метода деления на подполосы.....	84
3.4 Алгоритм слежения за дисперсионными искажениями.....	88
3.5 Выводы к разделу 3	93
4 Экспериментальные исследования эффективности разработанной сигнально-кодовой конструкции и компенсации дисперсионных искажений	95
4.1 Описание структуры радиограммы и метода повышения скрытности	95

4.1.1	Структура радиограммы	95
4.1.2	Повышение скрытности радиолинии	96
4.2	Описание макета радиолинии	99
4.3	Описание эксперимента.....	103
4.3.1	Трасса, время, прогноз дисперсионных искажений	103
4.3.2	Приемные антенны.....	104
4.4	Результаты натурных испытаний	107
4.5	Выигрыш от использования радиолинии	109
4.6	Выводы к разделу 4.....	116
	Заключение	118
	Список сокращений	120
	Список литературы	122
	Приложение А Модели каналов	128
	Приложение Б Корреляционные характеристики ансамблей псевдослучайных последовательностей.....	133
	Приложение В Оценка помехоустойчивости разных вариантов сигнально-кодовых конструкций.....	138
	Приложение Г Акты внедрения.....	146

Введение

Актуальность работы. Декаметровая радиосвязь – резервный вид связи, особо востребованный в условиях чрезвычайных ситуаций на труднодоступных и удаленных территориях.

При этом требуется надёжная передача коротких текстовых сообщений тревожного и/или уведомительного характера объёмом всего в несколько десятков или сотен слов, но на большие расстояния, измеряемые тысячами, а иногда и десятками тысяч километров. Примерами таких ситуаций являются: передача сообщений с морских судов в мировом океане и с Северного морского пути, связь с геологами и туристскими группами в экспедициях, телеметрия с удаленных территорий и т.д. В этих случаях нет необходимости в высоких скоростях передачи данных.

Недостатком является зависимость качества радиосвязи в разных частотных диапазонах от состояния ионосферы, в частности, авроральных явлений в ней, времени суток, солнечной активности, помеховой обстановки, а также загруженность декаметрового диапазона мощными радиовещательными станциями.

Возможное решение проблемы - вторичное использование радиочастотного спектра декаметрового диапазона за счёт организации широкополосных каналов на основе шумоподобных сигналов с относительно низкими скоростями передачи. А также использование сложных сигнально-кодовых конструкций для повышения надёжности передачи информации.

При использовании широкополосных сигналов в декаметровом диапазоне существенное влияние на сигнал оказывает частотная дисперсия. Ионосфера Земли является средой распространения радиоволн различных диапазонов, для которых фазовая часть передаточной функции зависит от частоты. Таким образом, из-за частотной дисперсии отдельные части широкополосного сигнала имеют различные задержки распространения. Такое различие приводит к ошибке синхронизации и сказывается на качестве приема информации. Для улучшения качества приема информации необходимо оценивать и компенсировать дисперсионные искажения.

Один из основных недостатков обычной декаметровой радиосвязи - широкая доступность передаваемой информации, обусловленная возможностью приёма отражённых от ионосферы радиосигналов на обширных территориях всего земного шара, а, следовательно, проблемы в обеспечении конфиденциальности передаваемой информации.

Способы обеспечения конфиденциальности (без использования криптографических средств защиты информации): повышение энергетической скрытности (незаметность для узкополосных приёмных средств) и структурной скрытности (сложность правильной демодуляции принимаемого сигнала) радиолинии. При этом не должна ухудшаться помехоустойчивость радиосвязи.

Актуальной является проблема разработки сигнально-кодовой конструкции для широкополосной радиолинии декаметрового диапазона с компенсацией дисперсионных искажений и повышением энергетической и структурной скрытности.

Решение этой задачи позволит создать новые общедоступные средства резервной связи, что и обуславливает актуальность темы диссертационной работы.

Степень разработанности темы.

Передача информации через ионосферный канал в декаметровом диапазоне рассматривалась многими авторами, например, в работах Головина О.В. [1], Финка Л.М. [2], Аджемова С.С. [3,4], Воглера Л.Е. [5-7], Ваттерсона С. [8], Комаровича В.Ф., Сахтерова В.И. [9] и других.

В основе практически всех работ, посвященных разработке сигнально-кодовых конструкций для применения в широкополосном ионосферном канале, лежит использование технологии прямого расширения спектра (direct sequence spread spectrum, DSSS), псевдослучайной перестройки рабочей частоты (FHSS) или ортогонального частотного разделения (OFDM). Под сигнально-кодовыми конструкциями в работах Зяблова В.В. [10,11], Назарова Л.Е. [12,13], Даренского В.Д. [14], Чирова Д.С. [15] и других понимается сочетание помехоустойчивого кодера с модулятором при согласовании разрядности кодового символа с объемом ансамбля сигналов. Каждый сигнал из ансамбля ассоциируется с одним из кодовых символов. Во многих работах авторы (Климов И.З., Сахтеров В.И., Nilsson J. [16]) использовали упрощенные модели ионосферного канала, пренебрегая влиянием дисперсионных искажений на помехоустойчивость передачи информации. В работах Perry В. [17,18], Low J. [19] проводится предварительное зондирование для нахождения частотной характеристики канала.

Вопросом исследования дисперсионных искажений в широкополосном ионосферном канале занимались Иванов Д.В. [20], Рябова Н.В., Рябова М.И.[21]. В работах данных авторов предложена модель широкополосного ионосферного канала с учетом дисперсионных искажений, показано влияние искажений на широкополосные сигналы, получены

аналитические соотношения, позволяющие оценить влияния этих искажений на качество приема.

Вопросы структурной и энергетической скрытности поднимались в работах авторов Каневского З.М., Литвиненко В.П. [22], Борисова В.И. [23], и других. Авторы предлагают метод определения структурной скрытности. В основе метода лежит определение числа двоичных измерений (диз), которые необходимо произвести для раскрытия структуры сигнала. В работах Климова И.З., Копысова А.Н. [24] приведены исследования структурной скрытности широкополосных сигналов на основе FHSS и сигнально-кодовых конструкций на основе дискретно-частотных сигналов (ДЧС). Всеми авторами, занимающихся вопросами структурной скрытности, отмечается необходимость создания больших ансамблей сигналов для повышения скрытности. При использовании технологии DSSS для расширения спектра сигнала используются ансамбли псевдослучайных последовательностей (ПСП). При этом такие последовательности должны обладать небольшими боковыми пиками взаимнокорреляционной (ВКФ) и автокорреляционной функции (АКФ) относительно основного пика. Это необходимо для минимизации взаимных помех и точной синхронизации. Известные используемые ансамбли таких последовательностей, как Голд, Касами имеют линейные алгоритмы формирования и небольшие размеры ансамбля, что не позволяет получить большие значения структурной скрытности. Для повышения энергетической скрытности актуальным становится вопрос расширения полосы сигнала и понижения отношения сигнал/шум на входе приемника, при котором гарантируется прием.

Цель диссертационной работы состоит в повышении энергетической и структурной скрытности низкоскоростной широкополосной декаметровый радиополосы посредством разработки новых сигнально-кодовых конструкций и алгоритмов приёма.

Для достижения поставленной цели в работе поставлены и решены следующие задачи исследования:

- 1) синтез новых нелинейных псевдослучайных последовательностей с ансамблем больше существующих и хорошими корреляционными свойствами, что позволит повысить скрытность сигнала и противостоять обнаружению автокорреляционным обнаружителем;
- 2) анализ параметров сигнально-кодовой конструкции при дисперсионных искажениях и энергетической скрытности;
- 3) разработка алгоритма и устройства приема предлагаемых сигнально-кодовых конструкций с компенсацией дисперсионных искажений по информационному сигналу;
- 4) разработка алгоритма повышения структурной скрытности.

Объектом исследования являются низкоскоростные радиолинии декаметровой радиосвязи.

Предметом исследования являются сигнально-кодовые конструкции для низкоскоростных радиолиний, использующих широкополосные сигналы для обмена информацией через ионосферную радиолинию в условиях дисперсионных искажений.

При решении поставленных задач исследования использовались методы теории случайных процессов, теории вероятностей и математической статистики, теории электрической связи и статистической радиотехники, методы вычислительного эксперимента.

Научная новизна работы

1. Предложен алгоритм повышения структурной скрытности низкоскоростной широкополосной декаметровой радиолинии за счет использования новых нелинейных псевдослучайных последовательностей, формируемых путем композиции нелинейных последовательностей де Брейна и линейных последовательностей Голда, и алгоритма формирования радиограммы.

2. Предложен алгоритм обнаружения и приема широкополосных фазоманипулированных сигналов, обеспечивающий компенсацию дисперсионных искажений в следящем режиме. В результате проведенных вычислительных экспериментов и натурных испытаний показана эффективность данного алгоритма.

3. Предложена новая сигнально-кодовая конструкция на основе NB-LDPC кода и фазоманипулированных сигналов, в которой использование нового ансамбля нелинейных псевдослучайных последовательностей (НПСП) позволяет повысить структурную скрытность, а компенсация дисперсионных искажений – понизить требуемое отношение сигнал/шум при приеме, и вследствие этого повысить энергетическую скрытность, что подтверждено моделированием и натурными испытаниями на односкачковой ионосферной трассе.

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

Теоретическая и практическая значимость работы. Теоретическая значимость заключается в разработке алгоритма приема сигналов с компенсацией дисперсионных искажений и алгоритма повышения скрытности. Полученные в работе научные результаты позволяют предложить технические решения для создания помехоустойчивой

широкополосной декаметровая радиолнии с повышенной энергетической и структурной скрытностью.

Практическая значимость заключается в программной реализации алгоритма приема с компенсацией дисперсионных искажений.

Внедрение результатов работы осуществлено в НИР «Створ-И-СЧ» в РТУ МИРЭА. Акт внедрения представлен в приложении Г.

Апробация работы. Основные результаты диссертационной работы докладывались и обсуждались на следующих конференциях: на международной конференции «Радиоэлектронные устройства и системы для инфокоммуникационных технологий» (г. Москва, 2017 г.), на 3 международных научно-технических конференциях «Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов» (г. Санкт-Петербург, 2015 г., г. Самара, 2016 г., г. Казань, 2017 г.), на 2 международных отраслевых научно-технических конференциях «Технологии информационного общества» (г. Москва, 2015, 2016 г.).

Публикации результатов. Основные положения диссертации опубликованы в ведущих рецензируемых научно-технических журналах, входящих в Перечень ВАК (5 работ), а также в изданиях, индексируемых в базе данных Scopus (1 работа), в материалах международных и отраслевых конференций. Получено 8 свидетельств о государственной регистрации программы для ЭВМ. Всего опубликовано 18 работ.

Личный вклад автора. Все выносимые на защиту научные результаты получены соискателем лично. Автор принимал непосредственное участие в планировании и проведении работы, обработке и обсуждении полученных результатов, подготовке публикаций.

Положения, выносимые на защиту

1. Предложенный алгоритм повышения структурной скрытности радиолнии за счет использования нового ансамбля нелинейных ПСП обеспечивает повышение структурной скрытности не менее чем на 4000 дБ по сравнению с использованием известных линейных ПСП при длине последовательности 8192 бита; при этом обеспечивается уровень максимальных выбросов ВКФ, не превышающий 10% от уровня главного пика АКФ.

2. Предложенное устройство обнаружения и приема широкополосных фазоманипулированных сигналов за счет автоматического следящего компенсатора дисперсионных искажений позволяет получить энергетический выигрыш 0.7 дБ по сравнению с использованием ионосферного зонда. Совокупный энергетический выигрыш от компенсации дисперсионных искажений достигает 7 дБ в отношении сигнал/шум в полосе

сигнала 400 кГц при вероятности битовой ошибки 10^{-4} на однокачковой трассе, что обеспечивает соответствующее повышение энергетической скрытности радиолинии.

3. Предложенная сигнально-кодовая конструкция, благодаря компенсации дисперсионных искажений, позволяет повысить энергетическую скрытность радиолинии в отношении сигнал/шум на входе приемника при вероятности битовой ошибки 10^{-4} на 11 дБ, а также, благодаря новому ансамблю нелинейных псевдослучайных последовательностей и алгоритму формирования радиограммы, повысить структурную скрытность на 2000 дБ относительно известных радиолиний.

Структура и объем. Диссертационная работа состоит из введения, четырех разделов, заключения и четырех приложений. Работа изложена на 147 страницах, содержит 91 рисунок, 20 таблиц, список использованных источников литературы из 91 наименования.

1 Низкоскоростные широкополосные декаметровые радиолнии

В данном разделе рассмотрены следующие вопросы: существующие имитационные модели ионосферного канала, описание модели применяемой в данной диссертации, затем рассмотрение видов и особенностей известных сигнально-кодовых конструкций, используемых для передачи в ионосферном канале. Также приведено описание ближайших прототипов и их характеристик для определения вектора развития низкоскоростных широкополосных радиолний.

1.1 Современное состояние и перспективы использования

В настоящее время, несмотря на всеобщее применение мобильной и спутниковой связи, остается актуальным развитие декаметровой связи. Современное состояние элементной базы и повышение производительности вычислительных процессоров позволяет реализовывать ранее недоступные алгоритмы цифровой обработки сигналов.

Следует отметить, что в настоящее время актуальна проблема перегруженности частотного ресурса декаметрового диапазона, в котором функционирует большое количество радиостанций, сгруппированных на вещательных поддиапазонах. Кроме того, существует большое количество коммерческих и специальных радиолний на различных частотах. Вся эта перегруженность влияет на качество работы и затрудняет использование новых радиолний.

Все радиолнии, используемые в декаметровом диапазоне, можно разделить на группы по различным характеристикам. Например, по мощности передатчика: для вещательных станций используются высокомошные передатчики до 20 кВт, а носимые передающие станции, как правило, обладают мощностью от 1 до 30 Вт. По видам модуляции: вещательные станции используют разновидности амплитудной модуляции, зондирующие сигналы ионосферы с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ), различные специальные и коммерческие радиолнии применяют такие виды модуляции как частотная (ЧМ), фазовая (ФМ), квадратурная амплитудная (КАМ), многочастотная схема модуляции с ортогональным частотным распределением несущих в полосе канала - OFDM (например, на основе стандарта MIL-STD-188-C) и различные сигнально-кодовые конструкции и методы расширения спектра (MITRE, KB-ШПС, ДЧС-19). В тоже время сигналы могут быть и узкополосными, и широкополосными. Все модемы, используемые в радиолнии, обладают различными скоростями передачи информации - низкоскоростные модемы (до 1200 бит/с),

среднескоростные (от 1200 до 14400 бит/с) и высокоскоростные (>14400 бит/с) [25]. Также в современном мире актуальна такая характеристика радиолиний как защищённость от несанкционированного доступа третьих лиц к передаваемой информации. Защищенность радиолинии можно оценить через понятие скрытности, которая, в свою очередь, включает в себя скрытность энергетическую - обнаружение факта самого излучения, и структурную - вскрытие структуры радиограммы.

Из-за перегруженности частотного спектра декаметрового диапазона и наличия значительных помех, а также из-за необходимости повышения скорости передачи информации возникает необходимость использования широкополосные сигналы [26]. В тоже время с точки зрения защищенности радиолинии тоже выгодно использовать широкополосные сигналы из-за их повешенной энергетической скрытности. Но при этом существует проблема, которая возникает из-за свойств среды распространения, а именно ионосферы. При передаче широкополосных сигналов возникает групповая задержка распространения сигнала в зависимости от частоты, называемая дисперсионными искажениями [27]. Дисперсионные искажения вносят существенные ограничения на использования широкополосных сигналов в декаметровой связи, так как потери достигают 5-10 дБ при полосе сигнала 200-400 кГц. В этих условиях является перспективным разработка методов оценки и компенсации дисперсионных искажений во время приема широкополосных информационных сигналов при передаче через ионосферный канал, так как в существующих радиолиниях не используются такие методы, а используется предварительное зондирование. Компенсация дисперсионных искажений позволит повысить помехоустойчивость и уменьшить требуемый уровень отношения сигнал/шум на входе приемника, что в свое время может способствовать понижению мощности передающей станции, а как следствие повышению энергетической скрытности.

В современных системах связи в декаметровом диапазоне для повышения помехоустойчивости используются различные помехоустойчивые коды, такие как сверточные [28], блочные (Рида-Соломона) [29,30], турбо-коды, LDPC [31] и другие.

Возвращаясь к термину защищенность радиолинии, целесообразно отдельно остановиться на структурной скрытности сигнально-кодовой конструкции или радиолинии, современном состоянии данной проблемы и путях развития. Структурная скрытность сигнала определяется его кодированием и модуляцией [23]. Показателем для оценки структурной скрытности может являться вероятность раскрытия его структуры при условии обнаружения сигнала. В [22] изложен метод определения структурной скрытности сигналов, для которого

не требуется знания алгоритмов обработки. При данном методе определяется потенциальная структурная скрытность, выражаемая числом двоичных измерений (диз), которые необходимо осуществить для раскрытия структуры сигнала. Скрытые методы связи были первоначально разработаны, чтобы скрыть передачу сообщений для военного применения и предотвратить их обнаружение вражескими приемниками. Такие системы известны как системы с низкой вероятностью обнаружения (LPD). Тесно связаны с LPD сигналы с низкой вероятностью перехвата (LPI), которые трудно перехватывать, хотя и не обязательно трудно обнаружить. Например, для обнаружения сигнала используют энергетический детектор, который просто сообщает о наличии излучения на данной частоте. В тоже время современные системы перехвата используют корреляционные методы обнаружения и оценки параметров сигналов, к таким устройствам относятся автокорреляционный и циклостационарный обнаружители, которым посвящено много работ в зарубежной литературе [32,33-35]. Хотя термины «обнаружение» и «перехват» иногда используются взаимозаменяемо, их различие можно описать следующим образом.

Обнаружение сигнала можно рассматривать как процесс простого обнаружения присутствия сигнала без попытки оценить параметры сигнала с целью извлечения содержимого сообщения сигнала. Однако определенная оценка параметров сигнала будет частью процесса «перехвата», поскольку для определения наличия сигнала необходимо сделать определенные предположения. Например, приемник должен настроить свою центральную частоту на определенную полосу. Если приемник обнаруживает, что сигнал действительно присутствует, информация о полосе пропускания также будет доступна, что по своей сути является частью оценки несущей частоты представляющего интерес сигнала. Однако это может быть недостаточно точным, и для выполнения демодуляции может потребоваться дополнительная информация, такая как тип модуляции, символьная скорость, информация о ПСП.

При обнаружении сигналов с прямым расширением спектра (DSSS) сторонний приёмник не знает расширяющей последовательности и должен использовать альтернативные алгоритмы обнаружения сигнала, скрытого в шуме.

Параметры, которые могут быть использованы для обнаружения сигналов с прямым расширением спектра, при низких значениях отношения сигнал/шум (ОСШ), включают в себя длину ПСП, тип модуляции, скорость передачи данных и чипов, ширину полосы сигнала, несущую частоту и статистические параметры сигнала и шума.

Современные радиолинии не предусматривают применение специальных алгоритмов повышения структурной скрытности и в силу этого обладают довольно низкими значениями данной характеристики. Например, такие системы как MITRE обладают значениями структурной скрытности в 10-20 диз. Отечественные радиолинии Ангара-8И [9], КВ-ШПС обладают похожими характеристиками, радиолиния ДЧС-19 имеет структурную скрытность, оцениваемую приблизительно в 900 диз. Подводя итог, можно сделать вывод, что требуются методы и алгоритмы повышения структурной скрытности сигналов, в особенности широкополосных. Одним из путей развития данного направления, в частности для широкополосных шумоподобных сигналов, является разработка больших ансамблей псевдослучайных последовательностей со сложным алгоритмом формирования, так как, например, в радиолинии КВ-ШПС используется ансамбль ПСП Голда, который позволяет получить значения структурной скрытности всего в 13 диз. Так же перспективна разработка алгоритмов формирования структуры радиограммы для повышения сложности ее расшифровки при возможном перехвате.

Резюмируя выше указанное, отметим, что в данной диссертационной работе решаются следующие актуальные задачи: разработка ансамбля нелинейных псевдослучайных последовательностей большого объема с хорошими корреляционными характеристиками и алгоритмов формирования структуры радиограммы (для повышения структурной скрытности), разработка алгоритма оценки и компенсации дисперсионных искажений (для повышения помехоустойчивости радиолинии и уменьшения отношения сигнал/шум на входе приемника при передаче широкополосных сигналов через ионосферный канал, а вследствие этого повышения энергетической скрытности), разработка сигнально-кодовых конструкций (для низкоэнергетических радиолиний на основе решения двух предыдущих задач и алгоритма приема таких конструкций).

1.2 Математическая модель ионосферного канала

Для исследования сигнально-кодовых конструкций для декаметровой радиолинии необходимо определиться с адекватной моделью ионосферного канала, которая позволит произвести имитационное моделирование и оценить характеристики. Рассмотрим наиболее известные модели ионосферных каналов и опишем модель, которую используемую в настоящей диссертации.

Известны многие модели ионосферного канала, такие как модель Ваттерсона, Воглера и Хоффмайера [5-7], Яу [36], и модель, разработанная (ПГТУ).

Самая распространенная модель декаметрового ионосферного узкополосного канала связи – это феноменологическая модель Ваттерсона [8]. В силу популярности модели среди разработчиков программных и аппаратных имитаторов ионосферных радиоканалов и систем связи декаметрового диапазона рассмотрим ее структуру, преимущества и недостатки более детально.

Функциональная схема модели изображена на рисунке 1.1.

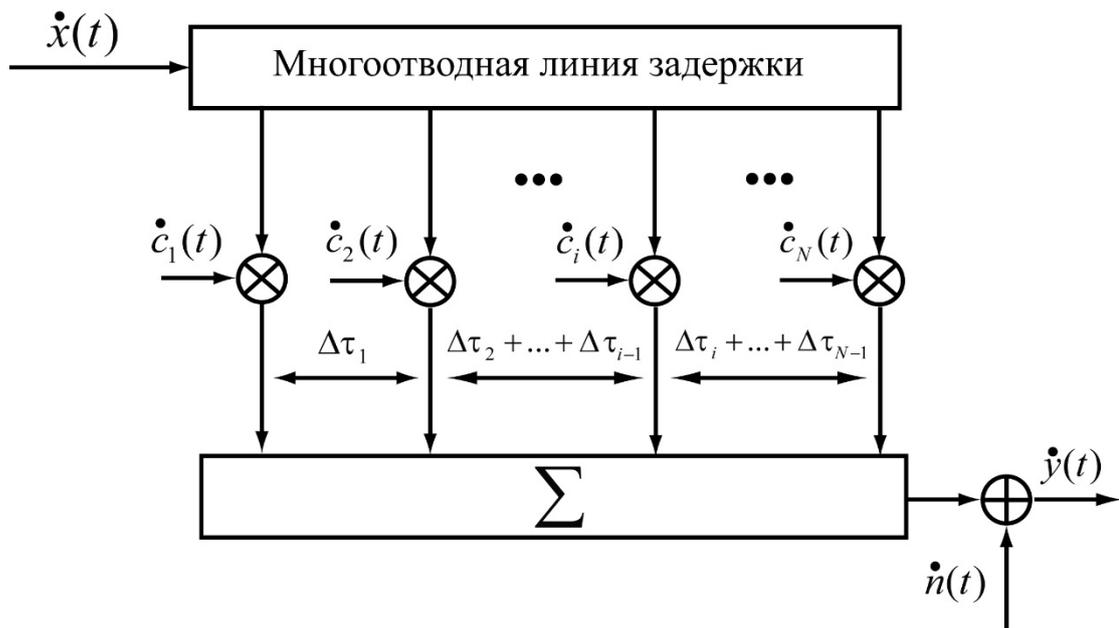


Рисунок 1.1 - Схема модели Ваттерсона

Комплексная огибающая $\dot{x}(t)$ передаваемого сигнала подается в многоотводную линию задержки. Каждый отвод соответствует отдельно принимаемому лучу без учета магнитоионного расщепления. Затем каждый луч умножается на модулирующую функцию $\dot{c}_i(t)$ и поступает на сумматор, где складывается с остальными лучами в выходной сигнал $\dot{y}(t)$. После этого добавляется аддитивный шум $\dot{n}(t)$:

$$\dot{y}(t) = \sum_{i=1}^{N_r} \dot{c}_i(t) \dot{x}(t - \tau_i) + \dot{n}(t), \quad \tau_1 = 0, \quad (1.1)$$

где: N_r – количество лучей (отводов линии задержки), τ_i – задержка i -го луча, относительно первого. Модель базируется на 3-х тезисах [8]:

- все функции $\dot{c}_i(t)$ это комплексные гауссовские случайные процессы;
- все процессы $\dot{c}_i(t)$ независимы между собой;

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

$$S_c(\nu) = \frac{A_{sia}}{\sqrt{2\pi}\sigma_{sia}} e^{-\frac{(\nu-\nu_{sia})^2}{2\sigma_{sia}^2}} + \frac{A_{sib}}{\sqrt{2\pi}\sigma_{sib}} e^{-\frac{(\nu-\nu_{sib})^2}{2\sigma_{sib}^2}} \quad (1.2)$$

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

$$C(\Delta t) = \langle \dot{c}_i(t) \dot{c}_i^*(t + \Delta t) \rangle = A_{sia} e^{-2\pi^2\sigma_{sia}^2(\Delta t)^2 + j2\pi\nu_{sia}\Delta t} + A_{sib} e^{-2\pi^2\sigma_{sib}^2(\Delta t)^2 + j2\pi\nu_{sib}\Delta t} \quad (1.3)$$

В (1.3) треугольные скобки означают операцию статистического усреднения.

При рассмотрении узкополосного ионосферного канала невозможно временное разделение магнитоионных компонент вследствие малой задержки во времени, поэтому их наличие учитывается в частотной области. На рисунке 1.2 представлена спектральная плотность мощности модулирующих функций $\dot{c}_i(t)$, где используются следующие 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 (1.2) и половина доплеровского расширения для обыкновенной и необыкновенной компонент.

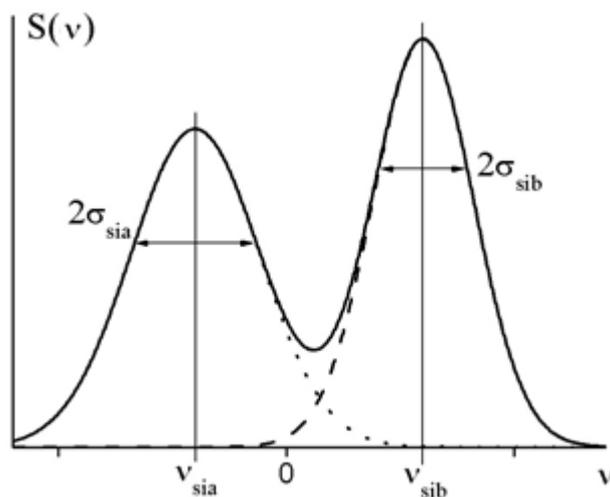


Рисунок 1.2 - Спектральная плотность мощности модулирующих функций

Для имитационного моделирования параметры, такие как задержки между лучами, задаются перед моделированием и подразумеваются фиксированными. Таким образом, модель воспроизводит *стационарный* ионосферный канал, что справедливо в интервале времени не более 10 мин.

Недостатками модели Ваттерсона для разработки широкополосных систем связи являются:

- ширина канала не более 12 кГц,
- пренебрежение дисперсионными искажениями,
- фиксированные значения задержек между многолучевыми компонентами.

Имитаторы на основе модели Ваттерсона используются для тестирования модемов декаметрового диапазона. Алгоритмы тестирования и режимы работы имитатора канала описаны в документе [37], имеющем рекомендательный характер. В [26] определяется 10 режимов работы модели канала, которые перечислены в таблице 1.1. 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 [21]

№	Широты	Режим	Взаимная задержка лучей, мс	Максимальное доплеровское расширение $2\sigma_{si}$, 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

Результаты исследования сотрудников Harris Corporation показали, что реализованные имитаторы на базе модели Ваттерсона могут приводить к различным значениям средней вероятности ошибки в приеме информации для модемов при одних и тех же параметрах [36].

В настоящее время в Harris Corporation на основе модели Ваттерсона разрабатывается имитатор ионосферного канала для сигналов с шириной спектра до 48 кГц [38, 39].

Одно из существенных отличий узкополосного ионосферного канала (для сигналов с полосой до 100 кГц) от широкополосного – это возможность пренебречь дисперсионными искажениями. В широкой полосе частот дисперсионные свойства среды оказывают существенное влияние на качество связи.

Поэтому предлагается дополнить модель Ваттерсона учетом дисперсионных искажений из модели канала, разработанной в ПГТУ. Сотрудники Поволжского государственного технологического университета активно проводят исследования дисперсионных свойств ионосферы в широкой полосе частот (порядка 1 МГц, см. [20]). Модель основана на передаточной функции канала с нелинейной фазо-частотной характеристикой (ФЧХ), которая получается в результате аппроксимации участка прогнозируемой ионограммы полиномом. Таким образом, групповая задержка распространения сигнала в зависимости от частоты (дисперсионная характеристика, ДХ) записывается в форме:

$$\tau(f) = \sum_{k=0}^{N_r} \alpha_k (f - f_p)^k, f_p - \frac{\Delta f}{2} \leq f \leq f_p + \frac{\Delta f}{2}, \quad (1.4)$$

Коэффициент наклона касательной к дисперсионной характеристике (1.4) в ночное время в 2-3 раза больше, чем в дневное. А также в 3-5 раз больше с увеличением числа скачков, чем для односкачковой трассы. В дневное время коэффициент увеличивается с увеличением числа скачков распространения в 2-2.5 раза по сравнению с односкачковой трассой [20]. Степень полинома увеличивается с приближением рабочей частоты к максимально применимой частоте (МПЧ).

Передаточная функция в многолучевом канале для i -го луча определяется выражением

$$\dot{H}_i(f) = H_{i0}(f) e^{-j\varphi_i(f)}, f_p - \frac{\Delta f}{2} \leq f \leq f_p + \frac{\Delta f}{2}, \quad (1.5)$$

где: $H_{i0}(f)$ – АЧХ канала для i -го луча, $-\varphi_i(f)$ – ФЧХ канала для i -го луча, которая имеет вид:

$$\varphi_i(f) = \varphi_i(f_p) + 2\pi \int_{f_p}^f \tau_{ni}(f) df, \text{ где } f_p - \text{рабочая частота.} \quad (1.6)$$

Импульсная реакция канала для i -го луча распространения вычисляется применением обратного преобразования Фурье к (1.5). В [20] показано, что для большинства односкачковых трасс можно ограничиться линейным законом в (1.4). В таком случае, в предположении

постоянства АЧХ в рассматриваемом диапазоне частот, импульсную реакцию для i -го луча можно получить аналитически через интегралы Френеля [20]:

$$\begin{aligned} \dot{h}_i(\tau) = \int_{-\Delta f/2}^{+\Delta f/2} \dot{H}_i(f) e^{j2\pi f\tau} df = \frac{H_0(f_p) e^{j\left(-\varphi_i(f_p) + 2\pi f_p\tau + \frac{\pi}{s_i}(\tau - \tau_{ni}(f_p))^2\right)}}{\sqrt{2s_i}} \times \\ \times \left\{ [C(z_{2i}) - C(z_{1i})] - j[S(z_{2i}) - S(z_{1i})] \right\} \end{aligned} \quad (1.7)$$

В (1.7) приняты обозначения s_i – наклон дисперсионной характеристики (ДХ) канала для i -го луча (коэффициент при линейном члене в (1.4) для i -го луча),

$$\begin{aligned} z_{1i} = \sqrt{\frac{2}{s}}(\tau - \tau_{ni}(f_p)) - \sqrt{\frac{s}{2}}\Delta f, \quad z_{2i} = \sqrt{\frac{2}{s}}(\tau - \tau_{ni}(f_p)) + \sqrt{\frac{s}{2}}\Delta f, \quad \Delta f \text{ – полоса частот сигнала,} \\ C(z) = \int_0^z \cos\left(\frac{\pi}{2}t^2\right) dt, \quad S(z) = \int_0^z \sin\left(\frac{\pi}{2}t^2\right) dt \quad \text{– интегралы Френеля.} \end{aligned} \quad (1.8)$$

Дисперсность канала определяется полосой когерентности канала Δf_{kpi} , которая определяется как диапазон частот, на границах которого набег нелинейной составляющей ФХЧ не превышает 1 рад по сравнению с набегом на средней частоте [20]. Полосу когерентности Δf_{kpi} , введенную в [20], будем называть Δf_{kpi} критической полосой частот. Для линейной ДХ справедливо

$$\Delta f_{kpi} = \sqrt{4 / (\pi |s_i|)}. \quad (1.9)$$

Для удобства можно ввести коэффициент дисперсности, который для i -го луча запишется в форме:

$$p_i = \Delta f / \Delta f_{kpi} = \sqrt{s_i / s_{kpi}}, \quad (1.10)$$

где $s_{kpi} = 4 / (\pi \Delta f^2)$ – критический наклон ДХ для канала с полосой пропускания Δf (при $s_i = s_{kpi}$ справедливо $\Delta f = \Delta f_{kpi}$).

С помощью (1.9) и (1.10), можно получить зависимость наклона ДХ s от интересующего коэффициента дисперсности p и полосы пропускания Δf :

$$s_i(p_i) = 4\pi^{-1} (p_i \Delta f^{-1})^2, \quad (1.11)$$

Импульсная и частотная характеристика канала определяется суммой по всем лучам:

$$\dot{h}(\tau) = \sum_{i=1}^{N_r} \dot{h}_i(\tau), \quad \dot{H}(f) = \sum_{i=1}^{N_r} \dot{H}_i(f) \quad (1.12)$$

Комплексная огибающая сигнала на выходе канала $\dot{y}(t)$ определяется выражением:

$$\dot{y}(t) = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{h}(\tau) \dot{x}(t - \tau) d\tau, \quad (1.13)$$

или через преобразование Фурье:

$$\dot{y}(t) = \sum_{i=1}^{N_r} \int_{f_p - \Delta f/2}^{f_p + \Delta f/2} \dot{S}_x(\omega) \dot{H}_i(\omega) e^{j\omega t} d\omega = \int_{f_p - \Delta f/2}^{f_p + \Delta f/2} \dot{S}_x(\omega) \dot{H}(\omega) e^{j\omega t} d\omega. \quad (1.14)$$

В приложении А на рисунке А.3 слева изображены расчетные полученные импульсные реакции широкополосного ионосферного канала в рамках описанной модели, для различных коэффициентов дисперсности. На рисунке А.2 справа изображены полученные в натурном эксперименте амплитудные спектры ЛЧМ-сигнала на выходе согласованного фильтра. В работе [20] доказывается, что указанные спектры повторяют форму импульсной реакцией канала.

Преимущество данной модели состоит в учете дисперсионных искажений, что важно при моделировании передачи широкополосных сигналов. Недостатком модели является отсутствие учета замираний отдельных лучей.

Следует отметить, что сотрудники Поволжского государственного технологического университета регулярно публикуют работы с теоретическими и экспериментальными результатами исследований ионосферного канала (например, [21,40]).

Таким образом, из данной модели нам требуется импульсная характеристика дисперсионного канала.

Опишем модель широкополосного ионосферного канала для решения задач настоящей диссертации в виде модификации модели Ваттерсона, с учетом дисперсионных искажений по модели, разработанной в ПГТУ.

Схема модели широкополосного ионосферного канала изображена на рисунке 1.3. Комплексная огибающая $\dot{x}(t)$ передаваемого сигнала поступает на многоотводную линию задержки. Каждый отвод представляет собой отдельный принимаемый луч. Лучи, соответствующие магнитоионному расщеплению, также моделируются отдельно – каждая с помощью отдельного отвода от линии задержки. Отдельные лучи умножаются на модулирующие функции $\dot{c}_i(t)$, свойства которых такие же, как и у аналогичных модулирующих функций модели Ваттерсона [8]. Затем каждый из лучей распространения подвергается дисперсионным искажениям посредством свертки с импульсной реакцией дисперсионного канала $\dot{h}_i(\tau)$ по (1.7), после чего складываются в выходной сигнал $\dot{y}(t)$ с учетом аддитивного шума $\dot{n}(t)$:

$$\dot{y}(t) = \sum_{i=1}^{N_r} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{c}_i(t) \dot{x}(t - \tau) \dot{h}_i(\tau) + \dot{n}(t), \quad (1.15)$$

где N_r – общее число отводов линии задержки. Выражение (1.15) по внешнему виду аналогично выражению (А.8). Действительно, принятая модель (см. рисунок 1.3) является расширением модели Ваттерсона по принципу – учет дисперсионных искажений сигнала посредством его свертки с импульсной реакцией канала. Данная модель ионосферного канала была реализована в виде программного модуля для ЭВМ [41].

Свойства модулирующих функций описаны выше, а общепринятые значения параметров перечислены в таблице 1.1.

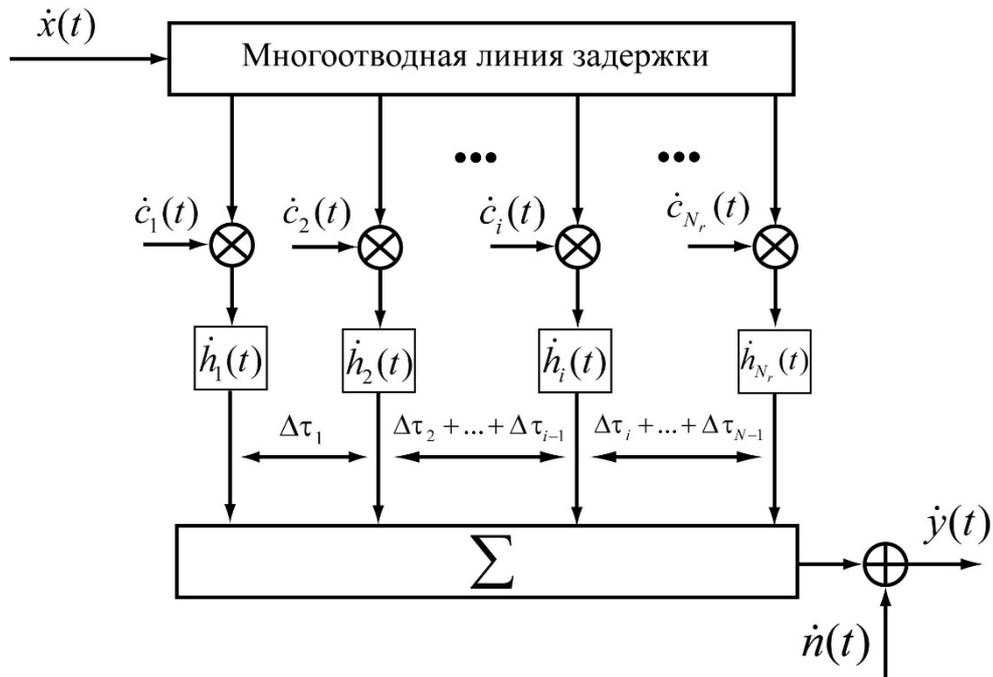


Рисунок 1.3 - Модель широкополосного ионосферного канала;

Число лучей распространения и степень их дисперсионных искажений будем выбирать из прогнозируемых ионограмм наклонного распространения сигналов для конкретной трассы.

Дисперсионные искажения прогнозируются посредством трассировки лучей выбранной радиотрассы. Предположим, что основная доля энергии сигнала, которая рассеивается в ионосфере будет рассеяна вблизи точки поворота луча. Данное предположение справедливо, т.к. именно вблизи точки поворота луча не выполняется условие применимости методов геометрической оптики.

Для простоты аппроксимируем профиль электронной концентрации ионосферы гиперболическим секансом, возведенным в квадрат [41]:

$$N(z) = N_m \operatorname{sech}^2 \left((z - z_0) / (2z_m) \right), \quad (1.16)$$

где N_m – максимальная электронная концентрация, z_0 – высота слоя, z_m – полуширина слоя, $\text{sech}(x) = \cosh^{-1}(x)$. Квадрат коэффициента преломления ионосферы без учета магнитного поля Земли определится выражением:

$$n^2(f, z) = 1 - \frac{f_{cr}^2}{f^2} \text{sech}^2\left(\frac{(z - z_0)}{2z_m}\right), \quad (1.17)$$

где f_{cr} – критическая частота.

Указанная аппроксимация удобна тем, что позволяет получить явные аналитические выражения для действующих высот отражения сигнала с несущей частотой f_e при вертикальном распространении:

$$f_e(\tau_e) = f_{cr} \left[1 + e^{\left(\frac{2z_0 - c_{ce}\tau_e}{2z_m}\right)} \right]^{-0.5}, \quad (1.18)$$

где c_{ce} – скорость света в вакууме, τ_e – групповая задержка вертикального распространения сигнала с несущей частотой f_e , $c_{ce}\tau_e$ – соответствующая действующая высота отражения.

Групповая задержка луча τ_n при наклонном распространении для интересующей несущей частоты вычисляется по известным формулам [29] с учетом теорем эквивалентности через эквивалентную задержку вертикального распространения луча в зависимости от частоты без учета сферичности ионосферы:

$$\tau_n(\tau_e) = \tau_e \cos^{-1}[\varphi_0(\tau_e)], \quad (1.19)$$

$$f_n(\tau_e) = f_{cr} \cos^{-1}[\varphi_0(\tau_e)] \left[1 + e^{\left(\frac{2z_0 - c_{ce}\tau_e}{2z_m}\right)} \right]^{-0.5}. \quad (1.20)$$

В (1.19) и (1.20) приняты обозначения: $\varphi_0(\tau_e)$ – угол падения электромагнитной волны на ионосферный слой, f_e – несущая частота вертикально распространяющейся волны, эквивалентная частоте наклонно распространяющегося колебания f_n , τ_e – групповая задержка (параметр для (1.19) и (1.20)) вертикального распространения волны с частотой f_e с учетом времени возвращения в точку излучения, τ_n – групповая задержка наклонного распространения волны с частотой f_n .

Выражения для секанса $\cos^{-1}[\varphi_0(\tau_e)]$ без учета сферичности и с учетом сферичности Земли имеют вид:

$$\cos^{-1}[\varphi_0(\tau_s)] = \sqrt{1 + \left(\frac{D}{c_{св}\tau_s}\right)^2} \text{ и} \quad (1.21)$$

$$\cos^{-1}[\varphi_0(\tau_s)] = \sqrt{1 + \left(\frac{2R_e \sin \frac{D}{2R_e}}{c_{св}\tau_s + 2R_e \left(1 - \cos \frac{D}{2R_e}\right)}\right)^2}, \quad (1.22)$$

где D – расстояние между передатчиком и приемником без учета сферичности Земли.

Таким образом, используя выражения (1.19) и (1.20) с учетом несущей частоты и времени задержки вертикально распространяющейся волны, можно построить зависимость групповой задержки от частоты. После трассировки лучей выполняется аппроксимация групповой задержки распространения линейной зависимостью от частоты в выбранной полосе частоте.

Данным методом были получены прогнозируемые ионограммы распространения сигнала на однокачковой трассе Москва – Новосибирск для 4 апреля 2017 года в 6:00 по UTC (см рисунок 1.4). По полученной кривой используя линейную аппроксимацию можно получить наклон дисперсионной характеристики в требуемой полосе частот. На рисунке 1.4 жирной линией изображен диапазон частот в полосе от 12 до 13 МГц (полоса 1 МГц) с наклоном $DX_s = 100 \text{ мкс} / \text{МГц}$. Для трассы Москва – Омск ионограмма приведена на рисунке 1.5.

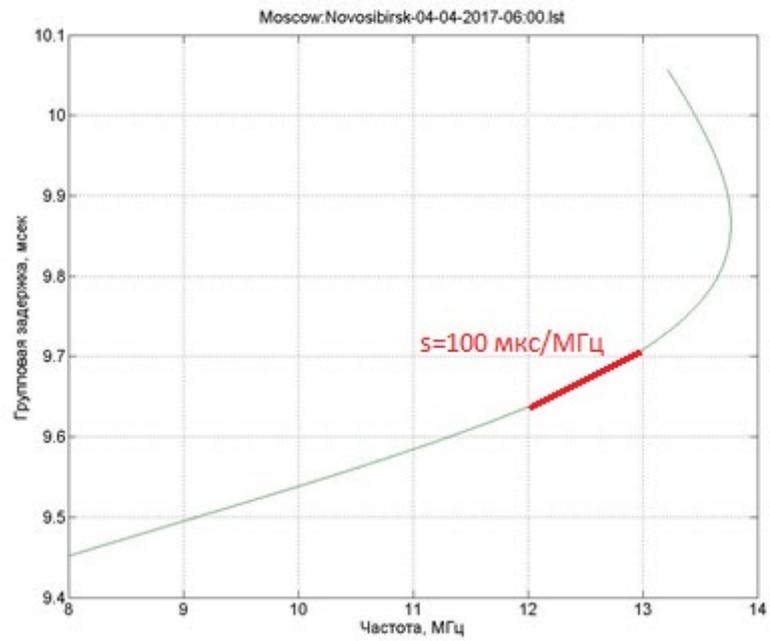


Рисунок 1.4 - Ионограмма распространения сигнала. Прогноз на трассе Москва – Новосибирск

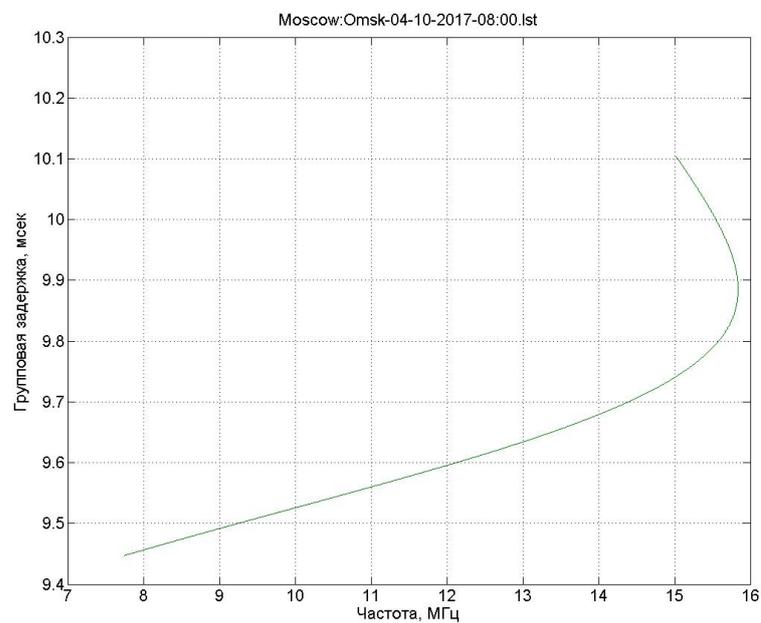


Рисунок 1.5 - Ионограмма распространения сигнала. Прогноз на трассе Москва – Омск

1.3 Широкополосные сигнально-кодовые конструкции в декаметровом диапазоне

Под сигнально-кодowymi конструкциями в литературе обычно понимается обобщенный каскадный код, внутренним кодом которого является ансамбль сигналов, а внешним – помехоустойчивый код [10,43]. Параметры ансамбля сигналов и используемого помехоустойчивого кода согласуются друг с другом таким образом, чтобы получить оптимальные СКК для заданных условий [10,44]. В качестве критерия оптимальности может выступать скорость передачи информации при заданной ширине, используемой полосы частот канала и отношении сигнал/шум, как в этой книге [10].

Однако, при таком определении (в качестве обобщенного каскадного кода) почти любая система связи использует тривиальные СКК, т.к. содержит последовательное соединение кодека и модема [10, с. 74]. В данном виде термин «сигнально-кодовая конструкция» используется в настоящей диссертационной работе.

Интерес к применению сигналов с расширенным спектром (сигналы с прямым расширением спектра, ШПС; в зарубежной литературе DSSS, сигналы типа DS-CDMA) в декаметровом диапазоне исследователи и инженеры проявляли еще в 80-х годах прошлого столетия [18,19]. Среди более современных работ можно отметить [9,45,46,16]. В 1993 году несколькими авторами независимо друг от друга были предложены схемы комбинирования сигналов с прямым расширением спектра и сигналов с ортогональным частотным мультиплексированием (OFDM) с целью объединить преимущества обеих технологий [47,48,49].

В работе [50,51] предлагается использовать сигналы DS-CDMA в ионосферном канале. Автор предлагает при должном подборе ширины спектра и длины расширяющей ПСП эффективно принимать многолучевые компоненты сигнала с помощью приемника типа Rake.

В работах [45,46] автор использует для передачи информации сигналы DS-CDMA с применением кода Рида-Соломона, а также с перемежителем. В качестве модели ионосферного канала, автор использует модель Воглера и Хоффмайера.

На рисунке 1.6 изображена система связи широкополосными сигналами через ионосферный канал, которую исследует автор в своих работах.

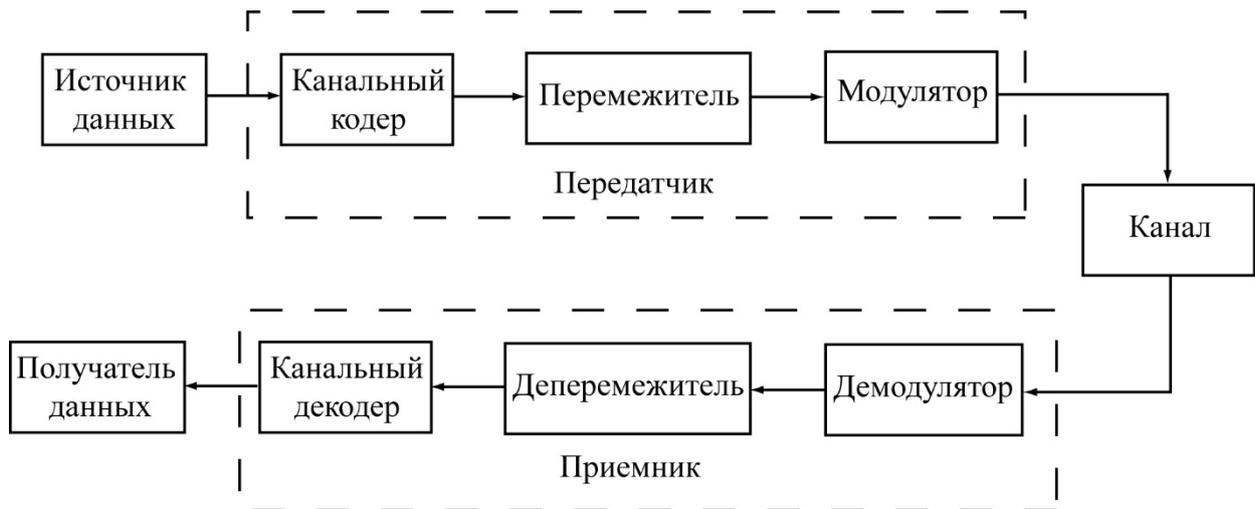


Рисунок 1.6 - Система связи широкополосными сигналами через ионосферный канал

Параметры системы, следующие:

- канальная скорость 2400 бит/с,
- используется сигнал с прямым расширением спектра,
- длина ПСП B : 1 (без последовательности), 25, 33, 50,
- модуляция: дифференциальная ФМ-2,
- Rake-приемник:
 - число отводов: от 1 до 50,
 - минимальная задержка между отводами: $1/T_c$, T_c – длительность чипа,
 - ширина спектра сигнала: $2400B(1 + \beta)$ (до 144 кГц),
- помехоустойчивое кодирование:
 - коды Рида-Соломона (63, 31, 32) и (63, 41, 22), с декодером Берлекэмпа-Мессис, работающим с жесткими решениями,
 - сверточный код с относительной скоростью кодирования 1/2, кодовое ограничение 7, декодер Витерби, работающий с мягкими решениями (уровень квантования 64 бита), глубина декодирования 112 бит.

Автор исследует помехоустойчивость указанной системы на трех трассах в трех случаях (для каждой из трасс): 1) приемник с одним коррелятором без кодирования, 2) приемник типа Rake с различным числом отводов без кодирования, 3) приемник типа Rake с различным числом отводов с кодированием и перемежением.

В первом случае для авроральной и экваториальной трассы увеличение полосы сигнала в 50 раз (от 2880 Гц, до 144000 Гц, изменяя длину ПСП от 1 до 50 при постоянной канальной скорости), приводит к потере помехоустойчивости порядка 10 дБ из-за существенных

дисперсионных искажений в широкой полосе частот. Экваториальная трасса однолучевая, а авроральная трасса имеет не разрешаемые во времени лучи при заданных параметрах. Для полярной трассы применение расширения спектра позволяет существенно улучшить качество приема за счет различения многолучевых компонент с увеличением полосы частот передаваемого сигнала (более чем на 15 дБ для длины ПСП 25 и 50). Однако, при дальнейшем увеличении полосы сигнала энергетическая эффективность системы начинает падать из-за дисперсионных искажений.

Во втором случае Rake-приемник может улучшить энергетическую эффективность системы в случае многолучевого распространения и существенного размытия энергии сигнала во времени (существенного настолько, чтобы декоррелировать отдельные лучи распространения). Энергетический выигрыш зависит от числа отводов Rake-приемника. Например, для экваториальной (однолучевой) трассы для $B = 50$ и числа отводов Rake-приемника 50, выигрыш составляет порядка 7 дБ. С другой стороны, слишком большое число отводов Rake-приемника может и ухудшить помехоустойчивость за счет суммирования большого числа «шумовых» отводов, в которых энергия принимаемых лучей относительно мала. Чтобы получить существенное повышение производительности системы для авроральной трассы большого числа отводов Rake-приемника не требуется, т.е. лучи приходят с малым взаимным запаздыванием. С другой стороны, расширять полосу частот сигнала необходимо только до тех пор, пока не достигается эффект различения лучей. Дальнейшее увеличение полосы частот сигнала приводит только к увеличению вероятности ошибки из-за дисперсионных искажений. Рекомендуемое число отводов Rake-приемника для достижения средней вероятности ошибки не менее 0.01 при длине ПСП $B = 50$ и E_b / N_0 не менее 15 дБ: 10 - для экваториальной трассы, 25 - для полярной трассы и 5 - для авроральной трассы.

Испытания с применением помехоустойчивого кодирования показали, что, в целом, код Рида-Соломона оказался эффективнее сверточного кода, за счет возможности исправлять пакеты ошибок (6-ти битные символы). Выигрыш кода Рида-Соломона составляет порядка 5 дБ относительно сверточного кода (по уровню средней вероятности ошибки $P_o = 10^{-4}$). Однако, включение в схему перемежителя полностью меняет дело. Применение сверточного кода с перемежителем дает выигрыш от 5 до 15 дБ относительно кода Рида-Соломона.

Пожалуй, одна из первых попыток реально применить широкополосные сигналы типа DS-CDMA в ионосферном канале принадлежит корпорации MITRE (США) [18, 19]. Вначале сотрудники MITRE разработали метод адаптивной коррекции дисперсионных искажений

широкополосного сигнала в реальном времени, который изложили в двух отчетах [18, 19]. Используя метод возможно корректировать дисперсионные искажения для одного луча в канале с шириной полосы до 5 МГц. Метод основан на использовании зондирования канала ЛЧМ-сигналом для нахождения частотной характеристики канала для применения ее в инверсной фильтрации. На основе метода разработан аппаратный эквалайзер широкополосного ионосферного канала с шириной полосы 1 МГц и длиной импульсной характеристики 125 мкс (существует вариант с шириной полосы 500 кГц и длиной импульсной характеристики 250 мкс). После этого, используя эквалайзер, был разработан модем, в основе которого лежат сигналы DS-CDMA для связи через ионосферный канал в полосе частот до 1 МГц [19]. Длина используемой расширяемой ПСП 256 чипов, скорость передачи чипов 512 кГц (занимаемая сигналом полоса при этом составляет 1.024 МГц), используемая ФМ-2 и ФМ-4 с относительным кодированием (DBPSK и DQPSK соответственно). Скорость передачи информации при этом составляет соответственно 2 и 4 кбит/с.

Отечественные разработки представлены модемами Ангара-5М и Ангара-8И [9]. В модеме Ангара-5М в синхро-канале используются расширяющие последовательности Стиффлера (последовательности, получаемые сложением по модулю два последовательностей Уолша-Адамара и М-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. В ходе экспериментов автор [9] установил, что оптимальная с точки зрения скорости передачи информации и надежности связи ширина рабочей полосы составляет 150 кГц. При этом нет необходимости применять фильтры, корректирующие дисперсионные искажения. Сигнал наблюдался и при более широких полосах. Ослабление сигнала при ширине полосы, равной 300 кГц, составила -10...-15 дБ относительно уровня сигнала при полосе 20 кГц, а при полосе 600 кГц – ниже -20 дБ.

1.4 Примеры радиолиний и показатели их эффективности

Для оценки требуемых характеристик будущей радиолинии необходимо выбрать радиолинии прототипы от параметров и характеристик которых мы будем отталкиваться при разработке новых сигнально-кодовых конструкций. Такими радиолиниями являются отечественные низкоэнергетические декаметровые радиолинии «КВ-ШПС» и «ДЧ-19».

Радиолиния «ДЧ-19» используется на односкачковых ионосферных трассах, мощность передающей станции 30 Вт. Полоса, занимаемая сигналом, 40 кГц. Для передачи информации используется сигнально-кодовая конструкция, построенная по принципу обобщенных каскадных кодов.

Сигнально-кодовая конструкция, лежащая в основе радиолинии «ДЧ-19» представляет собой сочетание ансамбля дискретно частотных сигналов (ДЧС-19/9), в виде внутреннего кода, с помехоустойчивым кодом Рида-Соломона в поле Галуа 2^8 , в виде внешнего кода. Передаваемая информация разбивается на 8 битные символы, которые кодируются помехоустойчивым кодом Рида-Соломона, а затем каждый такой символ передается соответствующим ему одним сигналом из ансамбля, содержащем в себе 256 сигналов.

Энергетическая скрытность характеризуется отношением сигнал/шум -5 дБ при $P_{\text{ошб}} = 10^{-4}$. В то время как структурная скрытность составляет 879 Диз.

Радиолиния «КВ-ШПС» в отличие от предыдущей обладает полосой сигнала 50 кГц и мощностью передающей станции в 2 Вт. В основе радиолинии лежит шумоподобный сигнал, полученный прямым расширением спектра псевдослучайной последовательностью и модуляцией ФМ-2. В роли псевдослучайно последовательности используется ПСП Голда с длиной 2048. Таким образом в сигнально-кодовой конструкции внутренний код представляется ансамблем из 16 шумоподобных сигналов. Внешний код представлен недвоичным кодом с малой плотностью проверок на четность в поле Галуа 2^4 , таким образом разрядность кодового символа согласована с объемом сигналов. Передача ведется с помощью одного ансамбля в течении всей радиограммы, что позволяет получить значение структурной скрытности ~ 13 Диз.

Основные параметры данных радиолиний приведены в таблице 1.2.

Таблица 1.2 - Параметры радиолиний

Параметр	Значение для «ДЧ-19»	Значение для «КВ-ШПС»
Полоса сигнала, кГц	40	50
Тип сигнала	ДЧС 19/9	ФМ ПСП
База сигнала	171	2048
Мощность ансамбля	342	2049
Информационная скорость, бит/с	200	20
Скрытность, диз	879	13
ОСШ при $P_{\text{ошб}} = 10^{-4}$, дБ	-5	-18

На рисунке 1.7 представлены кривые помехоустойчивости сигнально-кодовых конструкций используемых в данных радиолиниях. Имитационное моделирование проводилось в модели ионосферного канала, описанного выше.

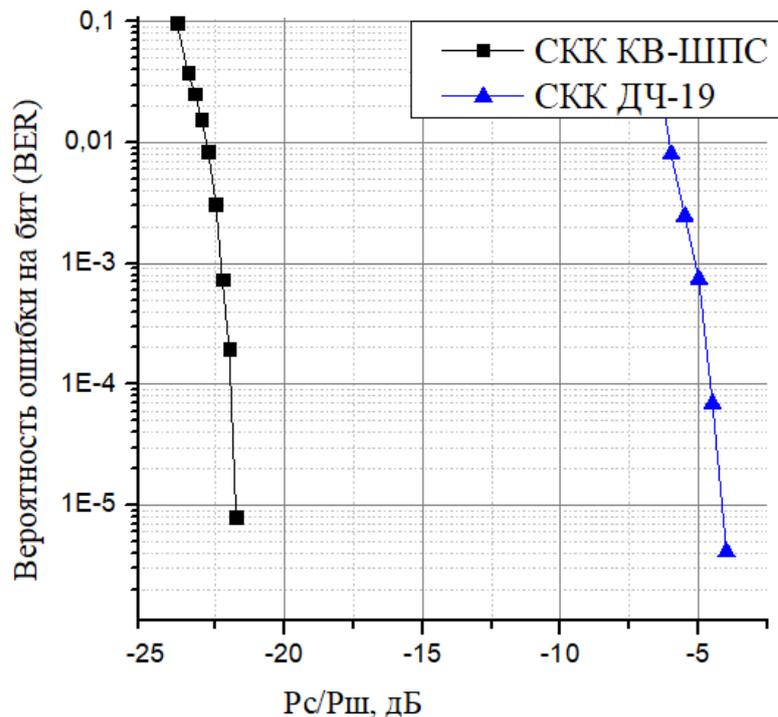


Рисунок 1.7 - Кривые помехоустойчивости ДЧС-19 и КВ-ШПС

Как видно из данного рисунка лучшей помехоустойчивостью обладает радиолиния «КВ-ШПС». Таким образом энергетическая скрытность «КВ-ШПС» выше. Таким образом для повышения энергетической скрытности новые разрабатываемые сигнально-кодовые

конструкции должны работать при отношениях сигнал/шум меньше – (минус) 25 дБ. А для повышения структурной скрытности использовать большие ансамбли сигналов, позволяющие получить значения больше 1000 диз, а также особые алгоритмы формирования структуры самой радиограммы.

1.5 Выводы к разделу 1

1. В современное время актуальна задача повышения защищенности радиолиний в декаметровом диапазоне, в существующих радиолиниях не уделялось отдельного внимания скрытности передачи информации и защиты от несанкционированного доступа к ней третьими лицами

2. Очевидна важность и необходимость наличия адекватной модели ионосферного канала связи для разработки и производства систем декаметровой радиосвязи в целом и для разработки и испытаний новых сигнально-кодовых конструкций, в частности. При выполнении диссертационной работы проведен аналитический обзор современных имитационных моделей ионосферных каналов связи. Установлены недостатки этих каналов для оценки передачи широкополосных сигналов. Описана модель ионосферного канала для использования в данной диссертации, которая включает в себя объединение модели Воттерсона и учета дисперсионных искажений широкополосных сигналов по модели, разработанной в ПГТУ

3. Проведен анализ сигнально-кодовых конструкций с расширенным спектром, которые были предложены различными авторами для связи через ионосферный канал связи. Среди предложенных СКК на базе сигналов с классическим методом прямого расширения спектра (сигналы типа DS-CDMA) и СКК с одновременным применением технологий DSSS и OFDM – MC-CDMA; во всех перечисленных в разделе работах не проводилось исследования влияния дисперсионных искажений на помехоустойчивость систем связи с использованием упомянутых СКК.

4. Рассмотрены радиолинии прототипы, основанные на сигнально-кодовых конструкциях включающие в себя ансамбль сигналов ДЧС с помехоустойчивым кодом Рида-Соломона и ансамбль шумоподобных ФМ ШПС с недвоичным кодом с малой плотностью проверок на четность. Приведены основные характеристики данных радиолиний, такие как скорость, ширина полосы сигнала, показатели энергетической и структурной скрытности. В

результате анализа данных радиолиний определено, что для повышения энергетической скрытности будущей радиолинии по сравнению с существующими необходимо добиваться значений $P_{\text{шб}} = 10^{-4}$ при отношении сигнал/шум меньше -(минус) 25 дБ. Так же необходимы алгоритмы повышения структурной скрытности выше значений 1000 Диз и разработка ансамблей сигналов с большим объемом.

Учитывая вышесказанное очевидно актуальность разработки широкополосных сигнально-кодовой конструкции с повышенной скрытностью. Для улучшения результатов скрытности по сравнению с рассмотренными прототипами в новой радиолинии требуется применять меры по борьбе с энергетическим и автокорреляционным обнаружителями, а именно, уменьшения значений отношения сигнал/шум при которых ведется прием и использование больших ансамблей сигналов. А также актуальна задача оценки и компенсации дисперсионных искажений по информационному сигналу для увеличения полосы частот используемых сигналов сверх полосы когерентности.

2 Синтез ансамблей нелинейных псевдослучайных последовательностей

Для повышения структурной скрытности радиолинии одним из главных требований является обеспечение сложности расшифровки структуры передаваемых радиограмм. Сложность расшифровки радиограммы зависит, в частности от сложности и объема используемого ансамбля сигналов в сигнально-кодовых конструкциях (СКК). При использовании СКК на основе фазоманипулированных сигналов сложность расшифровки радиограммы напрямую зависит от свойств используемого для расширения спектра сигнала семейства псевдослучайных последовательностей (ПСП).

В качестве основных свойств ПСП обычно выделяют длину ПСП, размер ансамбля ПСП, сложность формирования ПСП, а также сложность её «расшифровки», свойства авто- и взаимно-корреляционных функций ПСП. Сложность расшифровки ПСП напрямую зависит от используемого алгоритма формирования ПСП.

Существуют линейные алгоритмы формирования ПСП, в которых используются линейных операций для получения элементов ПСП. ПСП, полученные с помощью таких алгоритмов, называются линейными ПСП (ЛПСП). Примером таких последовательностей можно назвать М-последовательности, ПСП Голда, Касами и пр. Достоинством линейного алгоритма формирования ЛПСП служит простота исполнения такого алгоритма, которая слабо зависит от длины ЛПСП. В то же время существенным недостатком линейного алгоритма формирования ЛПСП является легкость «расшифровки» этого алгоритма и восстановление структуры ЛПСП для осуществления перехвата ШПС. Широко известные ЛПСП типа М-последовательностей можно восстановить, приняв $2L$ (где L – длина регистра сдвига, формирующего ПСП) элементов ПСП с помощью алгоритма Берлекэмпа-Мессе [52]. Например, ЛПСП типа М-последовательности длины 511, полученную с помощью регистра сдвига длиной 9 ячеек, можно восстановить, приняв всего 18 элементов этой ЛПСП. Этот недостаток вынуждает искать другие, более сложные способы формирования ПСП с целью затруднить восстановление алгоритма формирования ПСП и, соответственно, декодирования шумоподобного сигнала. Одним из таких путей является введение нелинейных операций в алгоритм формирования ПСП. Такие ПСП, называемые нелинейными ПСП (НПСП), гораздо сложнее в формировании и исследовании, но они имеют существенное преимущество в стойкости к раскрытию структуры алгоритма формирования НПСП. Существует большое

число видов всевозможных псевдослучайных последовательностей. В этом разделе рассмотрены основные виды ПСП, их свойства и корреляционные функции.

2.1 Последовательности Голда

Последовательности Голда характеризуются большим размером ансамбля и однородными и ограниченными значениями взаимно-корреляционной функции. Любая последовательность Голда образуется сложением по модулю «два» двух М-последовательностей, которые образуют предпочтительную пару [52, С. 120]. В множестве Голда всего $2^n + 1$ последовательностей, включая две исходные М-последовательности. Например, для последовательностей длины 1023 существуют 1025 последовательностей Голда. Множества последовательностей Голда имеют трехуровневые корреляционные функции, принимающие значения: $\{-1, -2^{\frac{n+1}{2}} - 1, 2^{\frac{n+1}{2}} - 1\}$ для нечетных n, и $\{-1, -2^{\frac{n}{2}+1} - 1, 2^{\frac{n}{2}+1} - 1\}$ для четных n [52].

На рисунках 2.1, 2.3 показаны взаимнокорреляционные функции ПСП Голда с добавлением бита четности для различных длин последовательностей.

На рисунке 2.2 показана взаимнокорреляционная функция ПСП Голда без добавления бита четности.

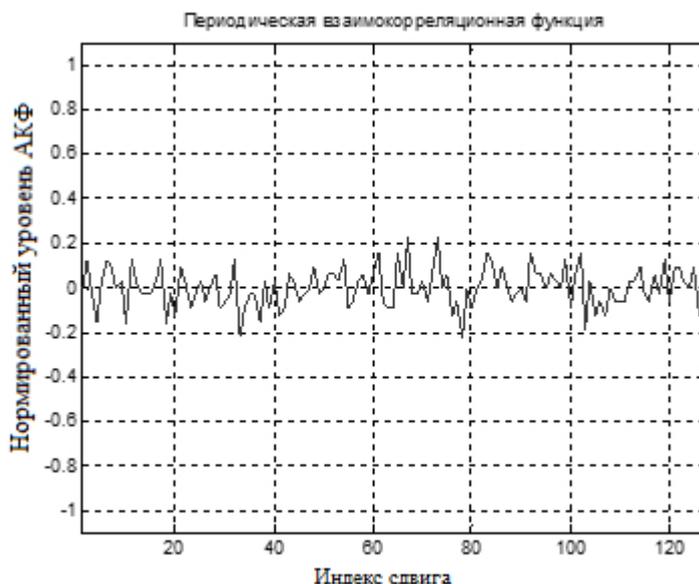


Рисунок 2.1 - Пара ПСП Голда с битом четности. Длина 128. Индексы ПСП Голда 0, 1. Макс = 0,21875

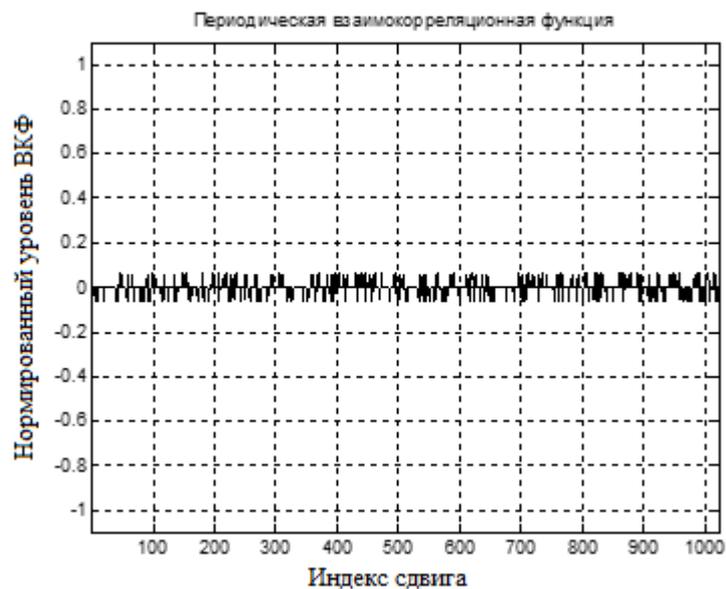


Рисунок 2.2 - ВКФ пары ПСП Голда без бита четности. Длина 1023. Индексы ПСП Голда 0, 1. Макс = 0,0615836

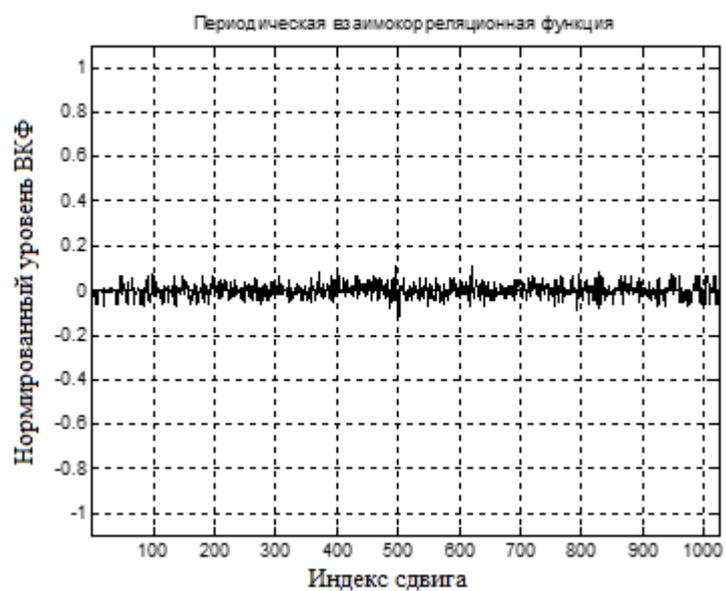


Рисунок 2.3 - ВКФ пары ПСП Голда с битом четности. Длина 1024. Индексы ПСП Голда 0, 1. Макс = 0,105469

В таблице 2.1 указаны максимальные выбросы ВКФ ПСП Голда при добавлении бита четности.

Таблица 2.1 - Максимальные выбросы взаимнокорреляционной функции ПСП Голда.

Длина ПСП	ПСП Голда без бита четности	ПСП Голда с битом четности (длина+1)
31	0,225806	0,625
63	0,238095	0,4375
127	0,11811	0,34375
511	0,060665	0,208984
1023	0,061584	0,15625
2047	0,030777	0,113281

Как видно из таблицы 2.1, из-за добавления бита четности растет уровень максимальных выбросов ВКФ ПСП Голда.

2.2 Последовательности де Брейна

2.2.1 Свойства ансамбля де Брейна

Псевдослучайные последовательности де Брейна являются последовательностями максимальной длины с нелинейным алгоритмом формирования [53]. Длина последовательности де Брейна равна 2^n , где n – целое число. Отличительная особенность последовательностей де Брейна – большой размер ансамбля. Последовательности де Брейна также известны как циклы де Брейна.

Циклом де Брейна для некоторых натуральных параметров n и k называется циклическая последовательность из k^n цифр k -ичной системы счисления, в которой любая возможная подпоследовательность длины n встречается ровно единожды.

Циклы де Брейна названы по имени голландского математика Николаса де Брейна, который рассматривал их в 1946 году [54], хотя они изучались и ранее [55].

Количество последовательностей де Брейна заданной длины

$$Q = \frac{(k!)^{k^{n-1}}}{k^n},$$

где k – основание системы счисления; $n = \log_k(N)$, N – длина последовательности.

Для двоичных последовательностей де Брейна $k = 2$ получаем

$$Q = 2^{2^{n-1} - n}.$$

Двоичные последовательности де Брейна обладают следующими свойствами:

- полная сбалансированность (количество 0 и 1 одинаково) (в M-последовательности количество 1 превышает количество 0 на 1 шт.);
- длина последовательности всегда является степенью 2;
- объем ансамбля в зависимости от длины увеличивается пропорционально $\sim 2^{\frac{N}{2}}$ для $N > 8$, где N-длина последовательности;
- последовательность де Брейна длины N содержит все возможные комбинации $\log_2(N)$ -разрядного числа;
- последовательность де Брейна всегда содержит $\log_2(N)$ идущих подряд нулей и $\log_2(N)$ идущих подряд единиц;
- последовательность де Брейна имеет нелинейный алгоритм формирования;
- большой ансамбль последовательностей заданной длины (экспоненциальный рост ансамбля с ростом длины).

Циклы де Брейна применяются в криптографии, генетике и других областях.

В таблице 2.2 указаны длина последовательности де Брейна и размер ансамбля последовательностей при основании системы счисления $k=2$.

Таблица 2.2 - Характеристики двоичных последовательностей де Брейна .

Длина последовательности, N	Объем ансамбля, Q	Длина последовательности, N	Объем ансамбля, Q
4	1	256	2^{120}
8	2	512	2^{247}
16	16	1024	2^{502}
32	2^{11}	2048	2^{1013}
64	2^{26}	4096	2^{2036}
128	2^{57}	8192	2^{4083}

2.2.2 Алгоритм формирования последовательностей де Брейна

Классическим способом формирования последовательностей де Брейна является использование графа де Брейна. Графом де Брейна для натуральных параметров k и n называется ориентированный граф, вершинам которого соответствуют все возможные n -значные k -ичные последовательности, а рёбра соединяют те и только те пары вершин, для которых последние $n-1$ цифр первого числа совпадают с первыми $n-1$ цифрами второго числа [54].

Для построения последовательности используется цикл де Брейна. Он в графе де Брейна соответствует Гамильтонову циклу в таком графе, т.к. Гамильтонов цикл — это такой цикл, который проходит один раз по каждой вершине графа.

Рассмотрим алгоритм поиска Гамильтонова цикла в графе де Брейна. Пусть вершины в графе пронумерованы от 0 до $N-1$, где N - длина последовательности де Брейна. Поиск может начинаться от любой вершины т.к. последовательности де Брейна периодические. Для удобства начнем поиск с вершины 0. В графе де Брейна от каждой вершины отходит по 2 ребра, исключение составляют первая (0) и последняя ($N-1$) вершины, где имеется по 1 ребру (2 ребро ведет в ту же вершину и поэтому не рассматривается). Соответственно от вершины 0 ведет только одно ребро в вершину под номером 1. Из вершины 1 выходит 2 ребра (обозначим их связь-1 и связь-2). Необходимо отметить 2 варианта формирования последовательностей де Брейна с помощью прохода по графу де Брейна. Первый вариант соответствует предпочтительному выбору первой связи со следующей вершиной. Вторым вариантом соответствует предпочтительному выбору второй связи со следующей вершиной. Эти два варианта отличаются формированием ансамбля последовательностей де Брейна с 0-го индекса и с ($N-1$)-го индекса (с конца ансамбля).

Далее создается список, в котором запоминаются пройденные вершины, и происходит проход по графу де Брейна соответственно выбранной стратегии (по первым связям или по вторым связям со следующей вершиной, в зависимости от того, с какого индекса осуществляется формирование ансамбля). На каждом шаге происходит проверка, нет ли текущей вершины в уже запомненном списке вершин. Если повторения вершин нет, то текущая вершина запоминается и происходит переход на следующий шаг. Если обнаружено повторение вершины, то первая связь пропускается и проверяется вершина, к которой приводит переход по второй связи. Если же обнаружено повторение вершины, к которой привел переход и по второй связи, то происходит откат назад на тот шаг, где вторая связь была еще не проверена. Далее процесс поиска уникальных вершин повторяется. На рисунке 2.4

показан процесс прохода по графу де Брейна на примере последовательности длиной 8 при пустом списке пройденных вершин. Будем считать, что это последовательность де Брейна с индексом 0. На рисунке синим цветом показаны пути, приведшие к повторению вершин и поэтому не участвующие в формировании последовательности, красным показан путь прохода по графу де Брейна, приведший к построению последовательности де Брейна.

По горизонтальной оси указаны шаги прохода по графу, по вертикальной оси указаны номера вершин графа де Брейна.

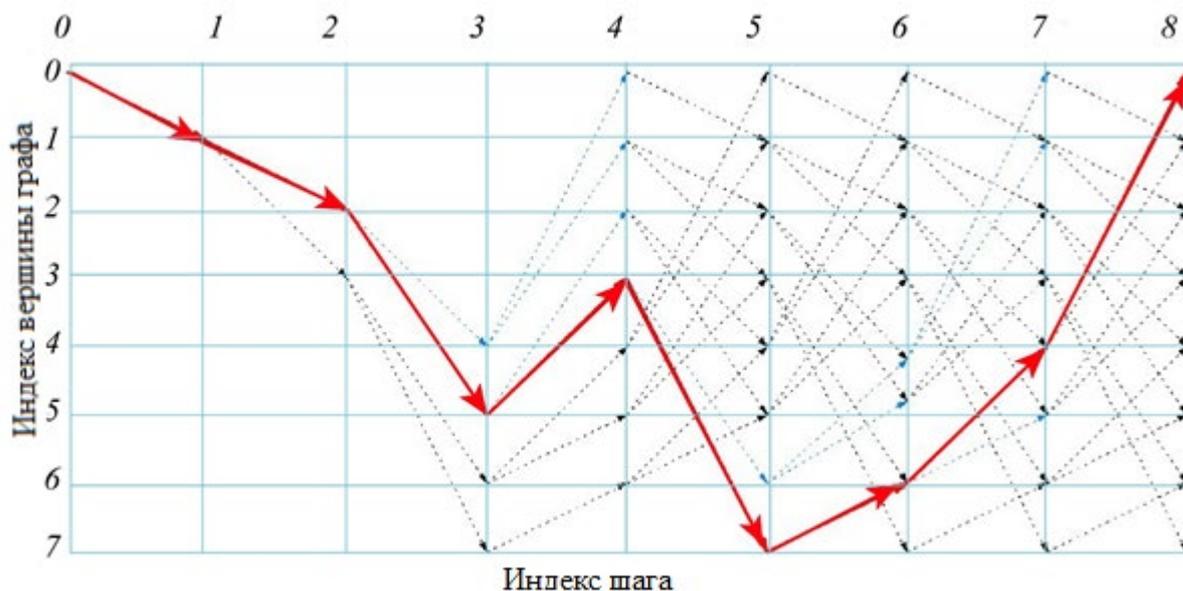


Рисунок 2.4 - Построение последовательности де Брейна длины 8 с индексом 0.

Для построения пути следующей последовательности, необходимо проверить вторую связь последней вершины в списке непроверенных вершин, если эта связь не привела к получению пути, происходит переход к предыдущей вершине из списка, эта операция производится до тех пор, пока не построится Гамильтонов цикл. Вершина, на второй связи которой построился цикл, удаляется из списка непроверенных. Для получения последовательности со следующим индексом данный алгоритм производится еще раз.

На рисунке 2.5 показан процесс прохода по графу де Брейна для построения последовательности длиной 8 с индексом 1 (всего существует 2 последовательности де Брейна длины 8).

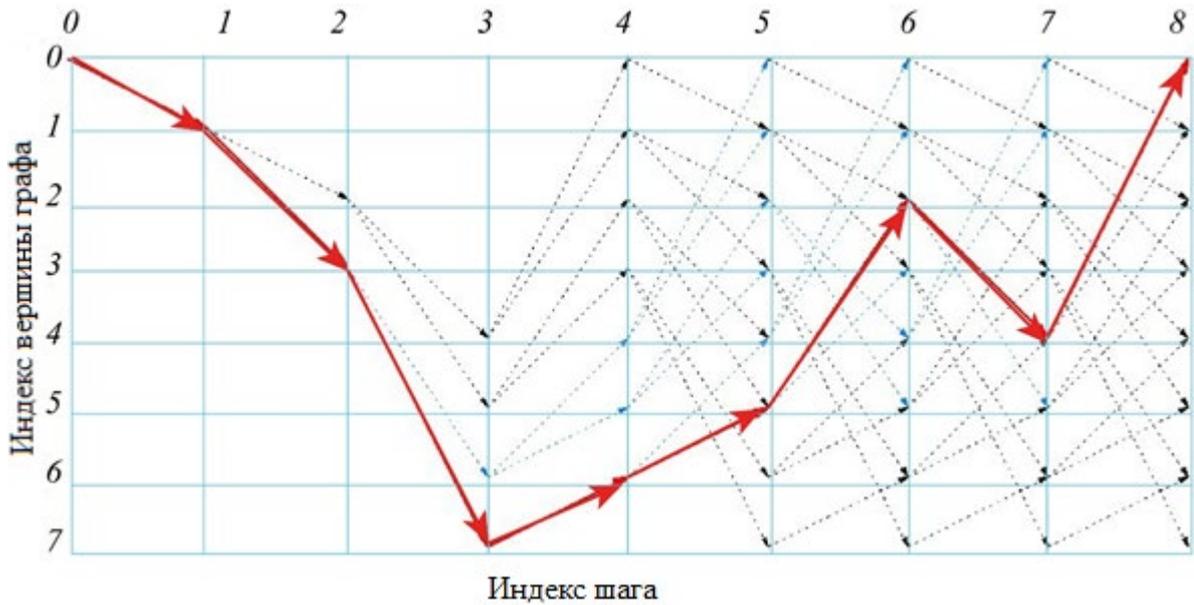


Рисунок 2.5 - Построение последовательности де Брейна длины 8 с индексом 1.

На рисунке видно, что построение новой последовательности началось на шаге 1, при этом использовалась вторая связь с следующей вершиной (3).

Бинарная последовательность де Брейна получается делением по модулю «два» каждого элемента списка вершин пути прохода по графу де Брейна. Путь полученный при построении последовательности с индексом 0 имеет следующий вид – 0-1-2-5-3-7-6-4, а бинарный вид – 01011100, классический вид последовательности де Брейна начало с нулевых значений – 00010111. Для индекса 1 путь представляет собой – 0-1-3-7-6-5-2-4, а бинарный вид 00011101.

Граф де Брейна может быть представлен в виде матрицы смежности. Матрица смежности графа G с конечным числом вершин N (пронумерованных числами от 0 до $N-1$) — это квадратная матрица A размера $N \times N$, в которой значение элемента a_{ij} равно 1 при наличии связи i -ой вершины графа с j -ой вершиной и равно 0 при отсутствии связи. На 2.6 представлена матрица смежности графа де Брейна с числом вершин 8.

	0	1	2	3	4	5	6	7
0	0	1	0	0	0	0	0	0
1	0	0	1	1	0	0	0	0
2	0	0	0	0	1	1	0	0
3	0	0	0	0	0	0	1	1
4	1	1	0	0	0	0	0	0
5	0	0	1	1	0	0	0	0
6	0	0	0	0	1	1	0	0
7	0	0	0	0	0	0	1	0

Рисунок 2.6 - Матрица смежности графа де Брейна длины 8.

При реализации данного алгоритма поиска циклов де Брейна может быть применена рекурсия как для поиска одной выделенной последовательности, так и для поиска заданного количества следующих последовательностей [56].

Недостатком описанного алгоритма формирования последовательностей является невозможность формирования последовательности с произвольным индексом. Для получения такой последовательности необходимо сформировать все последовательности из ансамбля. Одним из путей решения данной проблемы является предварительное формирование последовательностей, удовлетворяющих заданным требованиям, например, максимальный выброс ВКФ которых не превышает требуемого значения и сохранение полученного ансамбля последовательностей для его дальнейшего использования.

2.2.3 Исследование автокорреляционных свойств последовательностей де Брейна

Применение псевдослучайных последовательностей в системах связи возможно при небольших боковых пиках автокорреляционной функции, иначе возможна ложная синхронизация. Пары кодовых последовательностей подбираются так, чтобы взаимная корреляционная функция (ВКФ) имела минимальное значение при их попарной корреляции. Это гарантирует минимальный уровень взаимных помех. Таким образом выбор оптимального ансамбля для системы связи сводится к поиску таких последовательностей, в которых центральный пик АКФ имеет наибольший уровень, а боковые лепестки АКФ и максимальные выбросы ВКФ по возможности минимальны.

Для исследования корреляционных свойств разных двоичных последовательностей (Голда, Касами, де Брейна и т.д.) автором была разработана программа расчета корреляционных функций с помощью графического процессора [56].

Результаты исследований автокорреляционных свойств последовательностей де Брейна различных длин представлены в таблицах 2.3 - 2.5.

Таблица 2.3 - Выбросы АКФ де Брейна при длине последовательности = 16 (ансамбль состоит из $2^4 = 16$ последовательностей)

Уровень боковых выбросов ПАКФ	Количество последовательностей
0	8
0,25	4
0,5	4

Таблица 2.4 - Выбросы АКФ де Брейна при длине последовательности = 32 (ансамбль состоит из $2^{11} = 2048$ последовательностей)

Уровень боковых выбросов ПАКФ	Количество последовательностей
0	4
0,125	682
0,25	1212
0,375	114
0,5	36

Таблица 2.5 - Выбросы АКФ де Брейна при длине последовательности = 64 (ансамбль состоит из $2^{26} = 67108864$ последовательностей)

Уровень боковых выбросов ПАКФ	Количество последовательностей
0,0625	37236
0,125	7609496
0,1875	28414564
0,25	23606452
0,3125	5354288
0,375	1921028

0,4375	86724
0,5	78252
0,5625	128
0,625	696

На рисунках 2.7 - 2.12 изображены графики периодических и непериодических автокорреляционных функций последовательностей де Брейна длины 16.

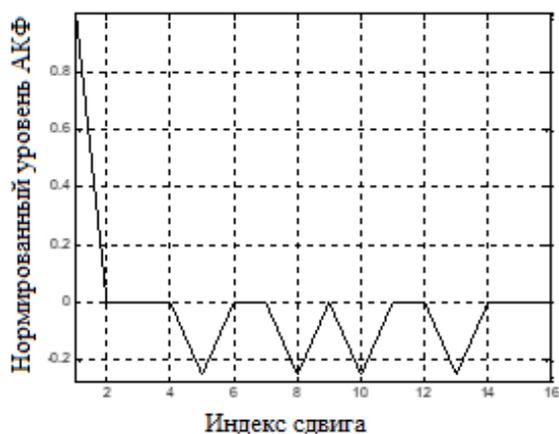


Рисунок 2.7 - ПАКФ де Брейна с индексом 1
максимальный выброс = 0.22

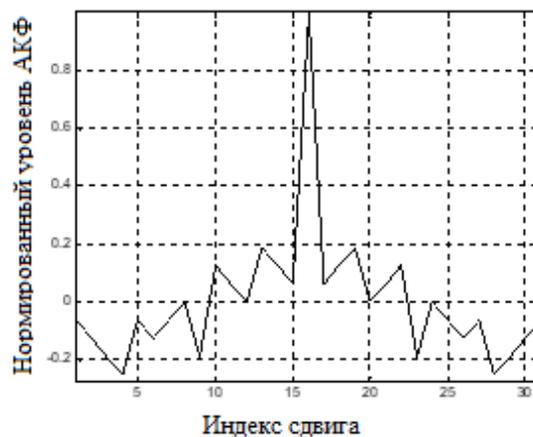


Рисунок 2.8 - НАКФ де Брейна с индексом 1
максимальный выброс = 0.22

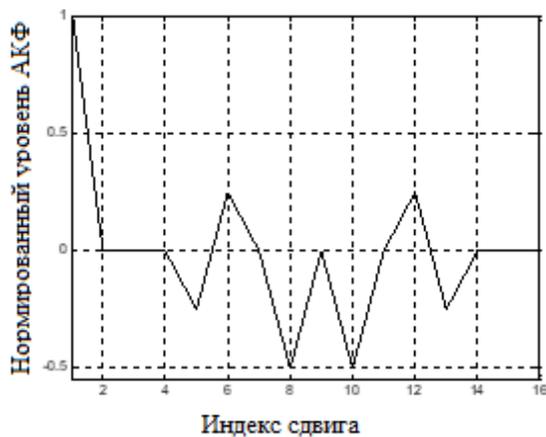


Рисунок 2.9 - ПАКФ де Брейна с индексом 2
максимальный выброс = 0.5

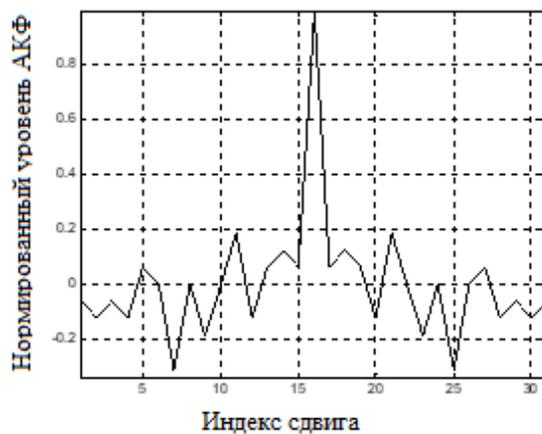


Рисунок 2.10 - НАКФ де Брейна с индексом 2
2 максимальный выброс = 0.25

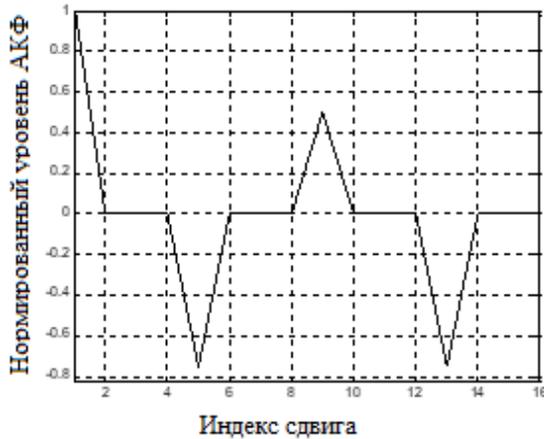


Рисунок 2.11 - ПАКФ де Брейна с индексом
6 максимальный выброс = 0.75

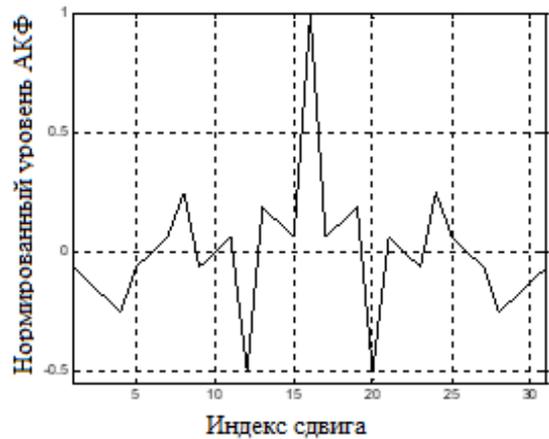


Рисунок 2.12 - НАКФ де Брейна с индексом
6 максимальный выброс = 0.5

В приложении Б на рисунках Б.1 - Б.10 представлены графики периодических и непериодических автокорреляционных функций (ПАКФ и НАКФ соответственно) последовательностей де Брейна длины 32.

Для последовательностей де Брейна простая оценка максимальных выбросов автокорреляционной функции может быть описана следующим образом:

$$0 \leq \max \theta(\tau) \leq 2^n - 4 \left\lfloor \frac{2^n}{2n} \right\rfloor, \text{ для } 1 \leq \tau \leq L-1, L - \text{длина ПСП}$$

2.2.4 Исследование взаимокорреляционных свойств последовательностей де Брейна

При исследовании взаимокорреляционных свойств последовательностей де Брейна рассматривались пары последовательностей внутри ансамбля последовательностей одной длины. Ансамбль последовательностей длины N содержит Q последовательностей. Число возможных пар последовательностей составляет $Q! / ((Q-2)!2!)$. Автором было проведено исследование ВКФ всех возможных пар этих последовательностей для значений $N=16, 32, 64$. Значения ВКФ пар последовательностей и их количество приведены на гистограммах ниже (рисунки 2.13 - 2.15).

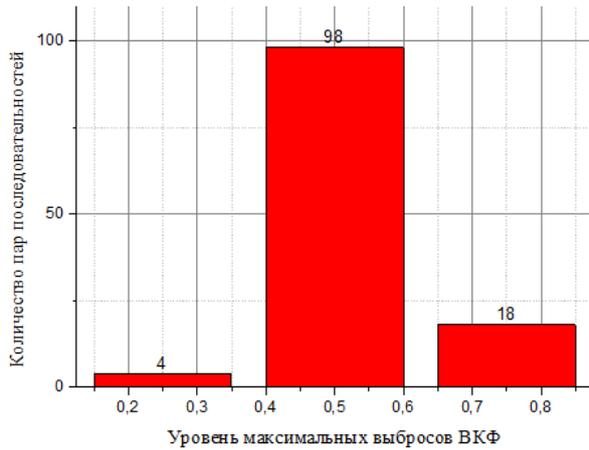


Рисунок 2.13 - Значения ВКФ

последовательностей де Брейна длины 16

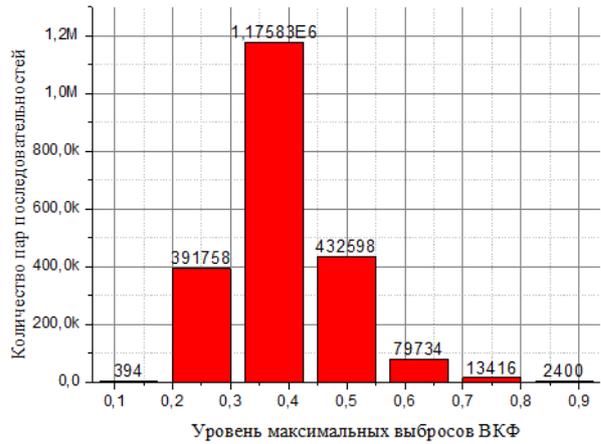


Рисунок 2.14 - Значения ВКФ

последовательностей де Брейна длины 32

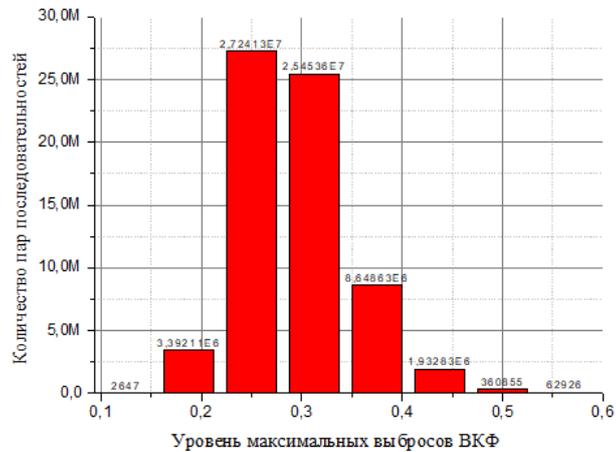


Рисунок 2.15 - Значения ВКФ последовательностей де Брейна длины 64

Как видно из рисунков 2.13 - 2.15, уровень максимального выброса ВКФ падает с увеличением длины последовательности.

Графики ВКФ последовательностей де Брейна длины 16 показаны на 2.16 - 2.18

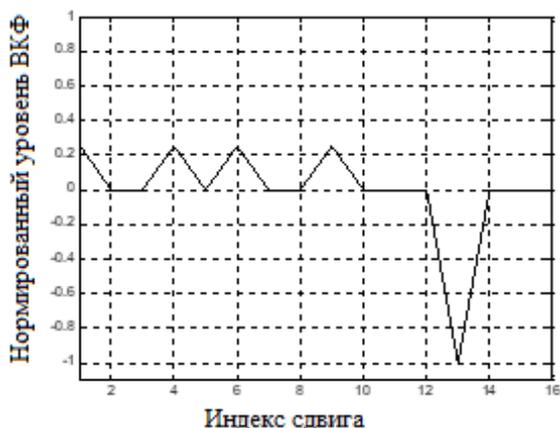


Рисунок 2.16 - График ВКФ пары последовательностей с максимальным выбросом ВКФ 0,25

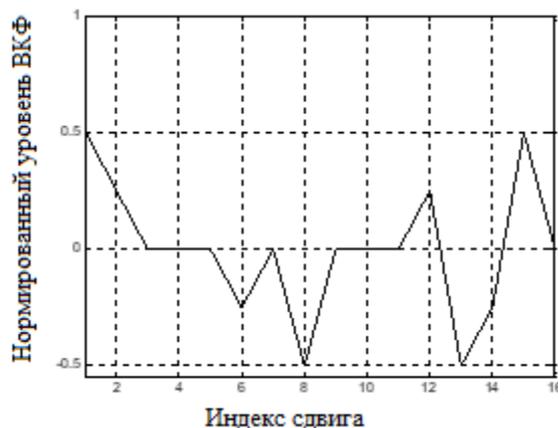


Рисунок 2.17 - График ВКФ пары последовательностей с максимальным выбросом ВКФ 0,5

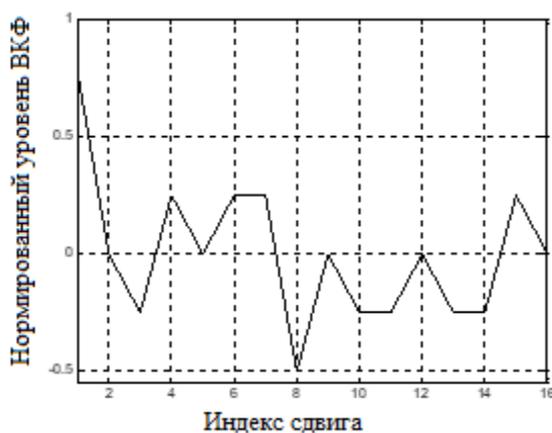


Рисунок 2.18 - График ВКФ пары последовательностей с максимальным выбросом ВКФ 0,75

Значения максимальных выбросов ВКФ последовательностей Голда (длина 63) и последовательностей де Брейна (длина 64) приведены в таблице 2.6. При исследовании взаимокорреляционных свойств последовательностей де Брейна рассматривались пары последовательностей внутри ансамбля последовательностей одной длины. Значения ВКФ пар последовательностей и их количество приведены в таблице 2.7. Ансамбль последовательностей длины 64 содержит 67108864 последовательностей, в результате

исследования ВКФ было получено ($\approx 2 \cdot 10^{15}$) пар последовательностей и значения максимального выброса их ВКФ [58].

Таблица 2.6 - Максимальные выбросы ВКФ ПСП Голда и НПСП де Брейна при длине 64

ПСП Голда	НПСП де Брейна
0,225806	0,9375

Таблица 2.7 - Значения ВКФ последовательностей де Брейна длины 64

Выбросы ВКФ	Количество пар ПСП в % от общего числа
0,9375	< 0.01
0,875	< 0.01
0,8125	< 0.01
0,75	< 0.01
0,6875	< 0.01
0,625	0,017
0,5625	0,094
0,5	0,54
0,4375	2,88
0,375	12,89
0,3125	37,93
0,25	40,59
0,1875	5,06
0,125	< 0.01

Графики ВКФ последовательностей де Брейна длины 32 показаны на рисунках 2.19 - 2.25.

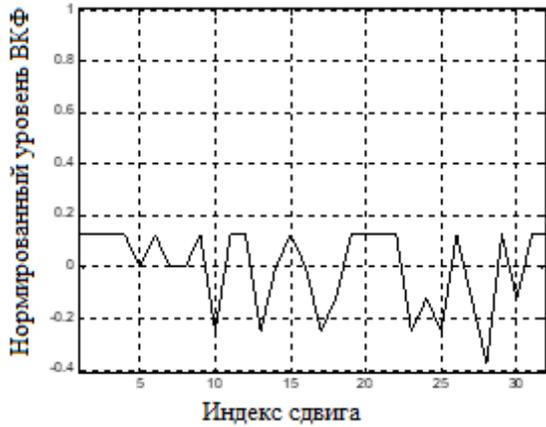


Рисунок 2.19 - График ВКФ пары последовательностей с максимальным выбросом ВКФ 0,375

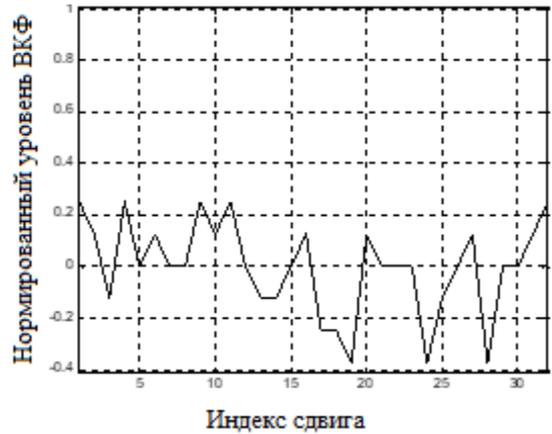


Рисунок 2.20 - График ВКФ пары последовательностей с максимальным выбросом ВКФ 0,4

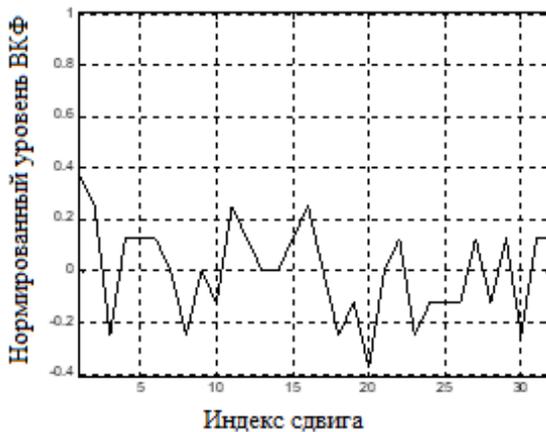


Рисунок 2.21 - График ВКФ пары последовательностей с максимальным выбросом ВКФ 0,375 (0-21)

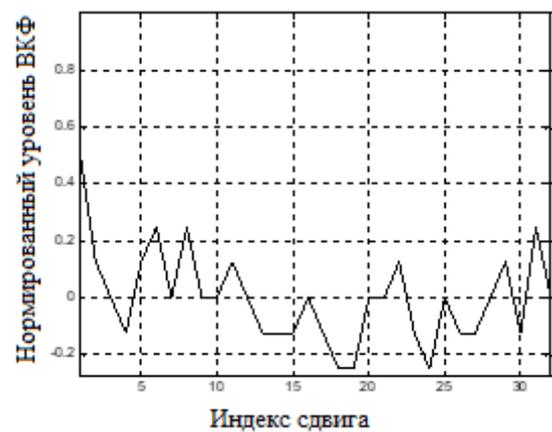


Рисунок 2.22 - График ВКФ пары последовательностей с максимальным выбросом ВКФ 0,5 (0-7)

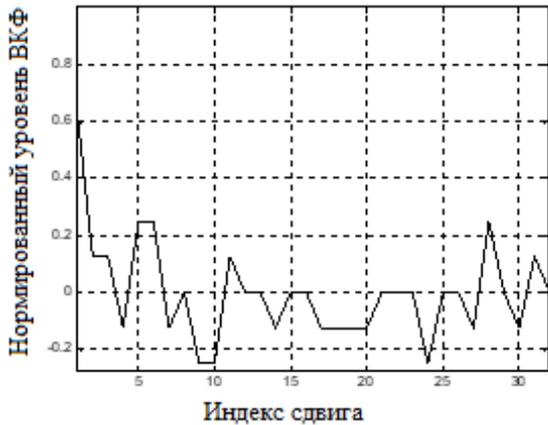


Рисунок 2.23 - График ВКФ пары последовательностей с максимальным выбросом ВКФ 0,625 (0-5)

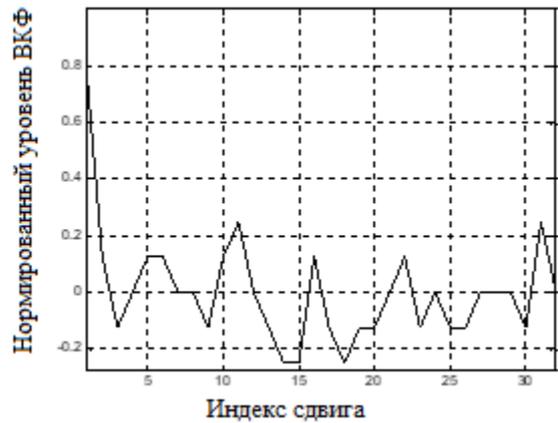


Рисунок 2.24 - График ВКФ пары последовательностей с максимальным выбросом ВКФ 0,75 (0-2)

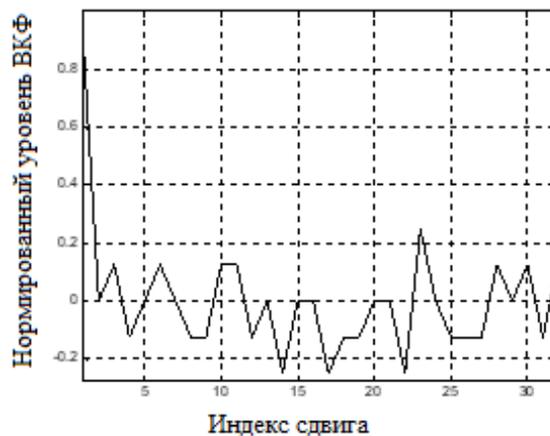


Рисунок 2.25 - График ВКФ пары последовательностей с максимальным выбросом ВКФ 0,875 (0-1)

Для взаимнокорреляционной функции двух последовательностей де Брейна одинаковой длины справедлива следующая оценка:

$$-2^n \leq R_{ab}(\tau) \leq 2^n - 4, \text{ при } 0 \leq \tau \leq L - 1, L - \text{длина НПСП}$$

Анализ выше приведенных сведений позволяет сделать вывод, что несмотря на значительный размер ансамбля НПСП де Брейна, большинство последовательностей обладают выбросами ВКФ, существенно превышающими аналогичные показатели ПСП Голда и ПСП Касами. Таким образом, для использования в СКК требуется ансамбль, который

обладает размерами, соизмеримыми с ансамблем НПСП де Брейна, но при этом обладают лучшими корреляционными характеристиками.

2.3 Новый ансамбль двоичных последовательностей, образованных сложением по модулю два последовательностей Голда и де Брейна

Для улучшения взаимнокорреляционных свойств ПСП и увеличения объема ансамбля предлагается новый класс последовательностей, формируемый по следующему алгоритму. Ансамбль последовательностей Голда (или Касами) с линейным алгоритмом формирования предлагается расширить с помощью сложения по модулю «два» с последовательностями де Брейна, имеющими ту же длину и нелинейный алгоритм формирования. Возникает вопрос согласования длины последовательностей. Существует два варианта решения данной задачи: первый - добавление бита четности к последовательностям Голда и сложение с ПСП де Брейна полной длины, или второй вариант - у алгоритма формирования ПСП де Брейна отсекается нулевое состояние регистра сдвига, тем самым получается длина $2^n - 1$.

Результаты исследования корреляционных свойств таких последовательностей приведены в таблице 2.8. Индекс последовательности де Брейна это индекс в графе де Брейна.

В таблице приведены результаты анализа выбросов ВКФ ансамбля последовательностей:

ПСП Голда без бита четности;

ПСП Голда с битом четности;

результат сложения по модулю 2 каждой ПСП ансамбля Голда с битом четности с ПСП де Брейна с индексом 0;

результат сложения по модулю 2 каждой ПСП ансамбля Голда без бита четности с усеченной на 1 элемент (0) ПСП де Брейна с индексом 0.

Таблица 2.8 - Максимальные по модулю выбросы ВКФ ансамбля последовательностей

Длина ПСП	ПСП Голда без бита четности	ПСП Голда с битом четности (длина+1)	ПСП Голда \oplus ПСП деБрейна(0) с битом четности (длина+1)	ПСП Голда \oplus ПСП деБрейна (0) без бита четности
31	0,225806 (0-1)	0,625 (1-17)	0,625 (15-24)	0,612903 (1-8)
63	0,238095 (0-1)	0,4375 (0-29)	0,5 (6-7)	0,492063 (2-3)
127	0,11811 (0-1)	0,34375 (8-82)	0,40625 (12-22)	0,370079 (1-80)
511	0,060665 (0-1)	0,2089 (182-361)	0,234375 (130-396)	0,232877 (1-472)
1023	0,061584 (0-1)	0,15625 (40-232)	0,182617 (130-635)	0,155425 (1-233)
2047	0,030777 (0-1)	0,113281 (89-419)	0,132813 (236-1725)	0,11871 (0-115)

Примечание: \oplus (исключающее ИЛИ) - операция логического сложения по модулю 2.

На рисунках 2.26 - 2.29 показаны графики ВКФ последовательностей, полученных в результате сложения по модулю 2 ПСП Голда и ПСП де Брейна приведенных к одинаковой длине путем добавления бита четности к ПСП Голда или усечения ПСП де Брейна.

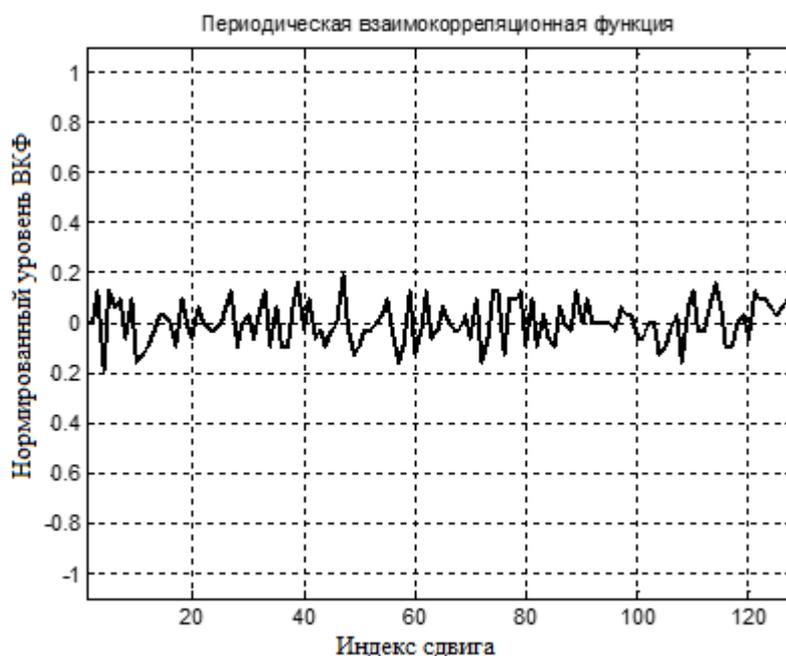


Рисунок 2.26 - Пара ПСП Голда с битом четности сложенных с одной ПСП де Брейна. Длина 128. Индексы ПСП Голда 0, 1. Индекс ПСП де Брейна = 0. Макс = 0,1875

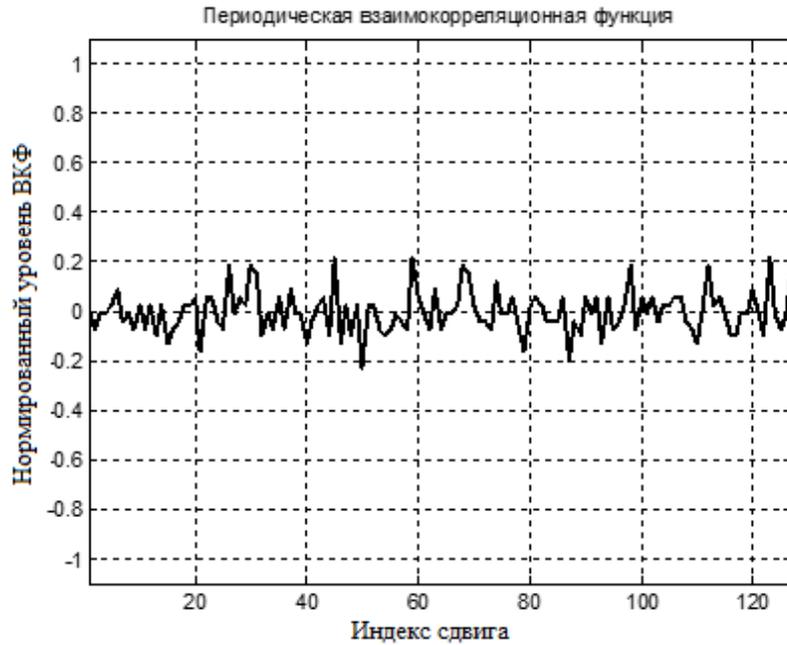


Рисунок 2.27 - Пара ПСП Голда без бита четности сложенных с одной усеченной ПСП де Брейна (удален 0-й элемент). Длина 127. Индексы ПСП Голда 0, 1. Индекс ПСП де Брейна = 0. Макс = 0,212598

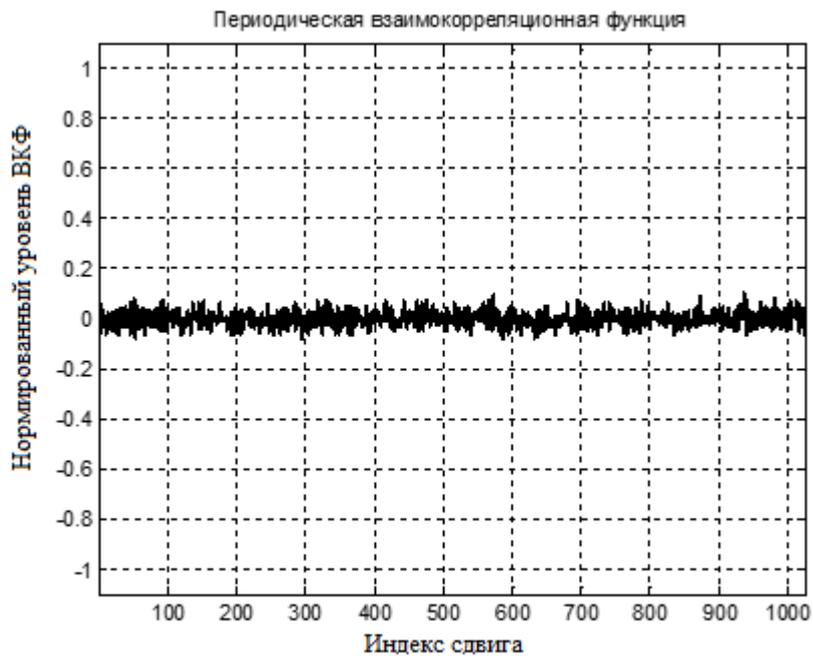


Рисунок 2.28 - Пара ПСП Голда с битом четности сложенных с ПСП де Брейна. Длина 1024. Индексы ПСП Голда 0, 1. Индекс ПСП де Брейна = 0. Макс = 0,101563

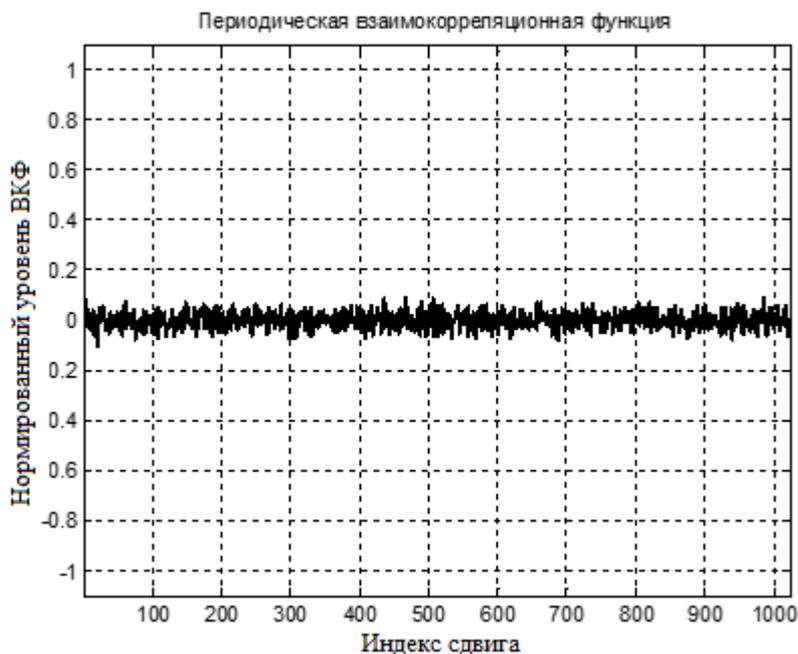


Рисунок 2.29 - Пара ПСП Голда без бита четности сложенных с усеченной ПСП де Брейна (удален 0-й элемент). Длина 1023. Индексы ПСП Голда 0, 1. Индекс ПСП де Брейна = 0.

$$\text{Макс} = 0,0889541$$

Зависимость максимального выброса взаимокорреляционной функции внутри ансамбля последовательностей, полученных сложением по модулю два ансамбля ПСП Голда и ПСП де Брейна от индекса последовательности де Брейна показана в таблицах 2.9 и 2.10.

Таблица 2.9 - Максимальные выбросы ВКФ ПСП полученных в результате сложения по модулю 2 ПСП Голда с битом четности и ПСП де Брейна в зависимости от индекса ПСП де Брейна ($N_{\max} = Q - 1$ – максимальный индекс ПСП де Брейна данной длины, Q - размер ансамбля де Брейна)

Длина ПСП	Индекс ПСП де Брейна					
	0	1	10^5	$N_{\max} - 10^5$	$N_{\max} - 1$	N_{\max}
32	0,625	0,625	-	-	0,625	0,625
64	0,5	0,5625	0,546875	0,5	0,625	0,5625
128	0,40625	0,40625	0,40625	0,40625	0,4375	0,429688
512	0,234375	0,232422	0,234375	0,234375	0,242188	0,242188
1024	0,182617	0,1875	0,179688	0,175781	0,171875	0,175781
2048	0,132813	0,13623	0,132813	0,134277	0,132813	0,130859

Таблица 2.10 - Максимальные выбросы ВКФ ПСП полученных в результате сложения по модулю 2 ПСП Голда без бита четности и урезанной ПСП де Брейна в зависимости от индекса НПСП де Брейна ($N_{\max} = Q - 1$ – максимальный индекс НПСП де Брейна данной длины, Q - размер ансамбля де Брейна)

Длина ПСП	Индекс ПСП де Брейна					
	0	1	10^5	$N_{\max} - 10^5$	$N_{\max} - 1$	N_{\max}
31	0,612903	0,741935	-	-	0,612903	0,483871
63	0,492063	0,555556	0,428571	0,428571	0,492063	0,428571
127	0,370079	0,370079	0,338583	0,370079	0,370079	0,370079
511	0,232877	0,225049	0,201566	0,201566	0,201566	0,201566
1023	0,155425	0,155425	0,155425	0,155425	0,139785	0,143695
2047	0,11871	0,120664	0,114802	0,105032	0,106986	0,106986

Результаты исследования взаимокорреляционной функции, представленные в таблицах выше, позволяют сделать вывод о том, что для расширения отдельно взятого ансамбля ПСП Голда можно использовать все доступные индексы ПСП де Брейна. Но для обеспечения удовлетворительных взаимокорреляционных свойств, получающихся в результате сложения по модулю два ПСП Голда и НПСП де Брейна, необходимо выбирать НПСП де Брейна с удовлетворительными взаимокорреляционными свойствами.

Для обеспечения удовлетворительных взаимокорреляционных свойств ансамблей ПСП, получающихся в результате сложения по модулю два ансамбля ПСП Голда и ПСП де Брейна, было проведено исследование максимального и минимального выброса корреляционной функции на примере взаимной корреляции ПСП Голда с индексом 0 и ПСП де Брейна с различным индексом, взятым с начала и с конца ансамбля ПСП де Брейна. Результаты этого исследования представлены в таблице 2.11.

Таблица 2.11 - Взаимная корреляция последовательностей, образованных сложением по модулю 2 последовательности Голда с битом четности с индексом 0 и последовательности де Брейна с различным индексом. В скобках – индекс ПСП де Брейна. $N_{\max} = Q - 1$ – максимальный индекс НПСП де Брейна данной длины, Q - размер ансамбля де Брейна

Длина ПСП	Минимум ВКФ(индекс)	Максимум ВКФ (индекс)
64	0,1875 (1)-($N_{\max} - 1$)	0.8125 (0)-(1)
128	0,15625 (10^5)-($N_{\max} - 10^5$)	0,86875 (0)-(1)
512	0,109375 (0)-($N_{\max} - 10^5$)	0,992188 (0)-(1)
1024	0,081055 (10^5)-(N_{\max})	0,992188 (0)-(1)
2048	0,065918 (0)-(N_{\max})	0,998047 (0)-(1)

По результатам, приведенным в таблице 2.11 можно сделать вывод, что уровень максимальных выбросов ВКФ у последовательностей с индексами далеко расположенными друг от друга меньше, чем у последовательностей с соседними индексами.

На рисунке 2.30 и 2.31 представлены графики зависимости максимального выброса ВКФ от индекса последовательности.

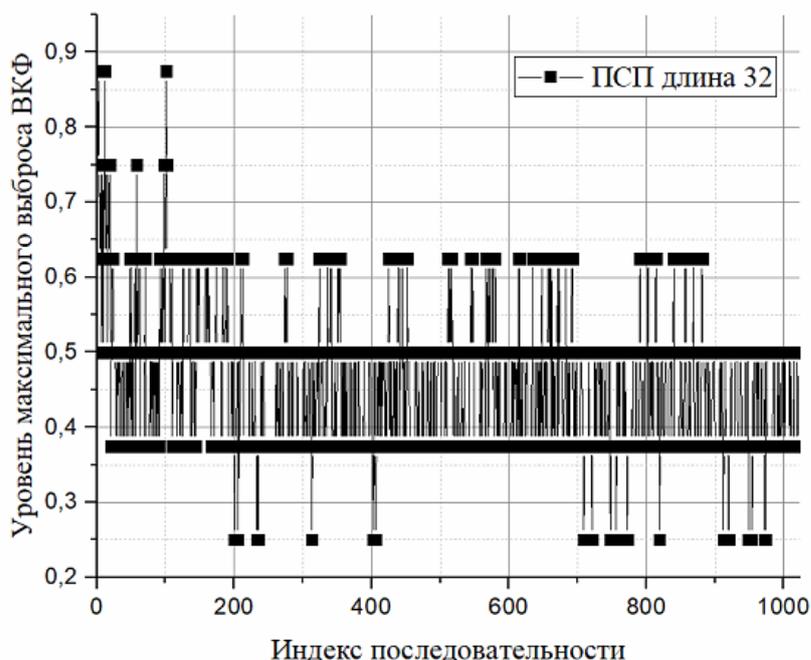


Рисунок 2.30 - Выбросы Голд (0) \oplus де Брейн (0) и Голд (0) XOR де Брейн (1...1024)

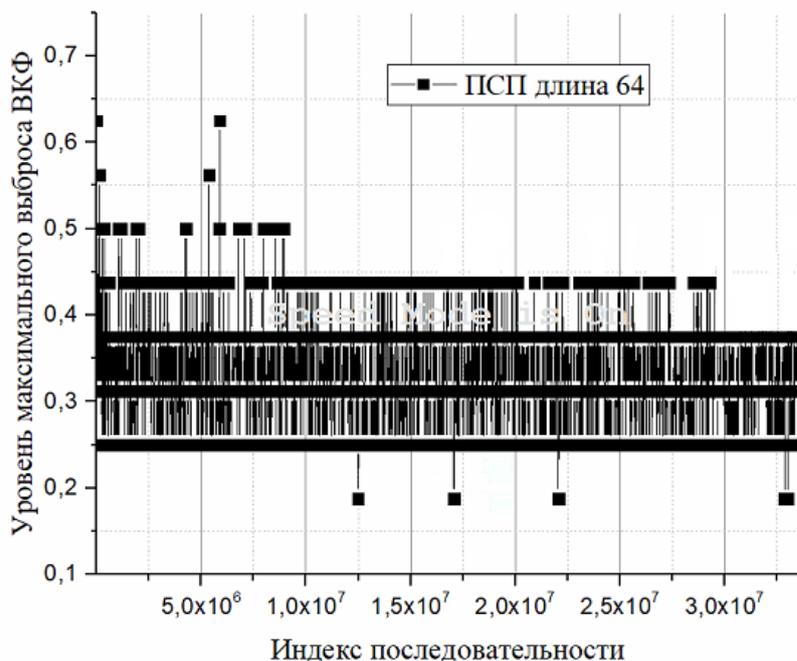


Рисунок 2.31 - Выбросы Голд (0) \oplus де Брейна (0) и Голд(0) XOR де Брейна (1...3.3*10⁷)

На первом рисунке зависимость при длине последовательности 32 расчет ВКФ производился для последовательности, полученной сложением по модулю два ПСП Голда с индексом 0 с НПСП де Брейна с индексом 0, и последовательностей, полученных сложением два ПСП Голда с индексом 0 с НПСП де Брейна с индексами 1-1024. Аналогично произведен анализ максимальных выбросов для длины 64. Из результатов, представленных на рисунках 2.30 - 2.31 можно сделать вывод, что уровень максимальных выбросов уменьшается с увеличением расстояния между индексами последовательностей. Таким образом, для получения меньших выбросов ВКФ необходимо выбирать последовательности с индексами, разнесенными между собой на большое расстояние. В таблице 2.12 приведены выбросы для последовательностей, полученных сложением по модулю два ПСП Голда (0) и НПСП де Брейна с разными индексами, которые взяты с шагом 10⁵. Таких последовательностей взято 5 штук, то есть, например, с использованием этих НПСП и всего ансамбля Голда длины 64 (65 последовательностей) можно получить ансамбль новых последовательностей объемом 325 штук с хорошими корреляционными свойствами.

Таблица 2.12 - Максимальные выбросы ВКФ при разных индексах при длине 64

Индекс последовательности	Макс. Выброс ВКФ	Индекс последовательности	Макс. Выброс ВКФ
$0-10^5$	0.31250	$1*10^5-3*10^5$	0.31250
$0-2*10^5$	0.31250	$1*10^5-4*10^5$	0.31250
$0-3*10^5$	0.31250	$2*10^5-3*10^5$	0.37500
$0-4*10^5$	0.31250	$2*10^5-4*10^5$	0.31250
$1*10^5-2*10^5$	0.37500	$3*10^5-4*10^5$	0.31250

Для упрощения метода выбора НПСП де Брейна для сложения по модулю два с ПСП Голда были проанализированы пути прохождения по графу для построения последовательностей де Брейна с разными индексами. На рисунке 2.32 - приведены пути для соседних индексов (индекс 0 и 1) – выброс 0.875, а на рисунке 2.33 - для далеко расположенных между собой индексов, позволяющих получить максимальный выброс ВКФ – 0.25. Как видно из данных рисунков, чем дальше индексы отстают друг от друга, тем сильнее различаются пути прохождения по графу. Так при соседних индексах путь отличается только на один участок, на котором была выбрана вторая связь на одной вершине из списка непроверенных (алгоритм построения описан ранее). Пути расходятся на 19 шаге построения. В то время как, при индексах, позволяющих получить низкие максимальные выбросы пути расходятся уже на 4 и 5 шаге (то есть в этой вершине используется вторая связь), а также далее по мере построения пути встречаются вершины, где выбирается вторая связь.

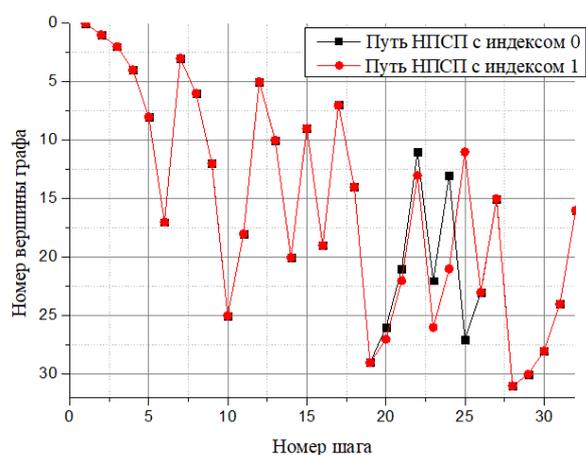


Рисунок 2.32 - Пути построение НПСП длиной 32, индексы 0;1.

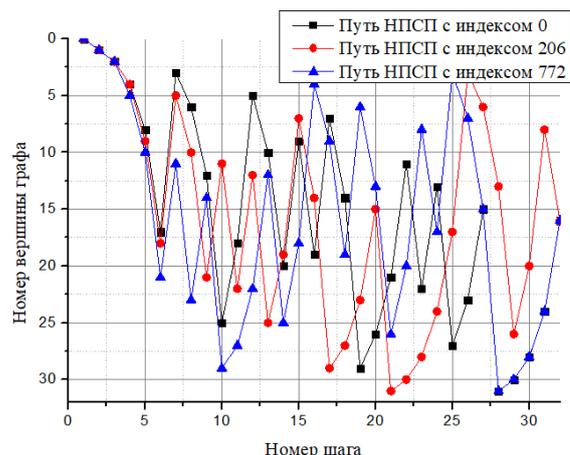


Рисунок 2.33 - Пути построение НПСП длиной 32, индексы 0;206;772.

Таким образом для построения последовательности де Брейна с малыми максимальными выбросами ВКФ требуется строить пути прохождения по графу, выбирая вторую связь в вершинах графа, начиная с начала списка непроверенных вершин. При получении последовательности необходимо проверить уровень максимальных выбросов, при неудовлетворительном уровне выбросов необходимо попробовать вторую связь в следующей вершине из списка.

Затем было проведено исследование максимальных выбросов ВКФ внутри разных подансамблей, полученных сложением по модулю два разных последовательностей де Брейна длиной 8192 и всех последовательностей Голда соответствующей длины. Результаты данного исследования приведены в виде гистограмм на рисунках 2.34 - 2.36. На данных рисунках указано количество пар ВКФ с определенным уровнем максимального выброса. В скобках приведены индексы последовательностей де Брейна и Голда.

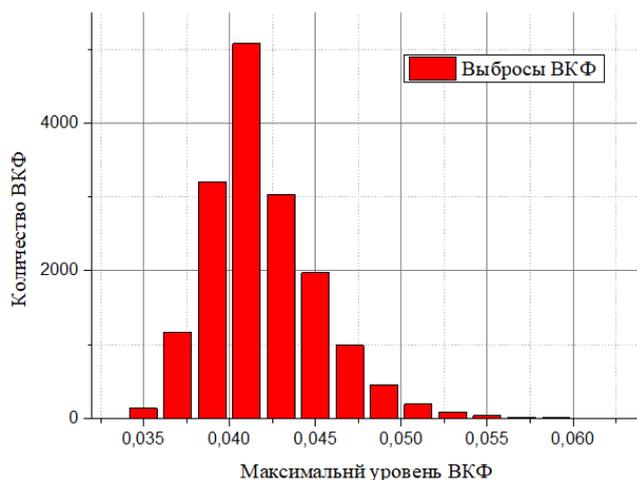


Рисунок 2.34 - Голд (8064...8192) \oplus де Брейн (0) и Голд (0...127) \oplus де Брейн (1)

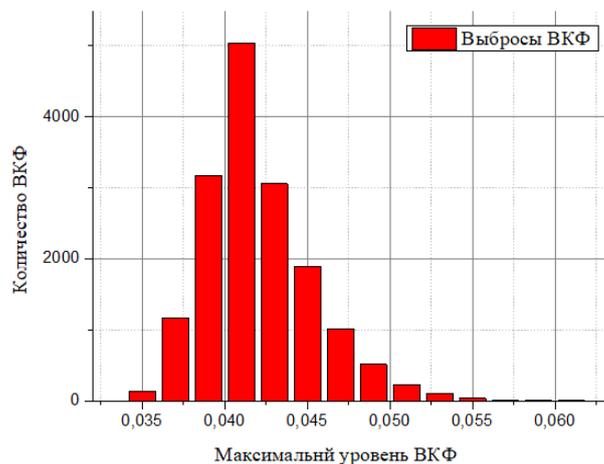


Рисунок 2.35 - Голд (8064...8192) \oplus де Брейн (1201) и Голд (0...127) \oplus де Брейн (1202)

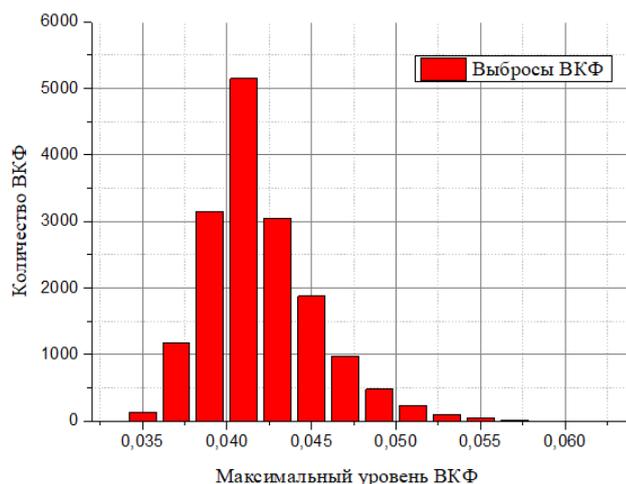


Рисунок 2.36 - Голд (8064...8192) \oplus де Брейн (1000101) и Голд (0...127) \oplus де Брейн (1000100)

На рисунке 2.37 приведена гистограмма распределения максимальных выбросов ВКФ последовательностей, входящих в один подансамбль, образованный сложением по модулю два всего ансамбля ПСП Голда с последовательностью де Брейна с индексом 0. Всего при длине 8192 образуется ~ 33 миллиона пар ВКФ. Как видно из данной гистограммы основное количество ВКФ обладает максимальными выбросами, расположенными в диапазоне от 0.04 до 0.05 от пика АКФ. Этот же результат подтверждается при смене индекса последовательности де Брейна.

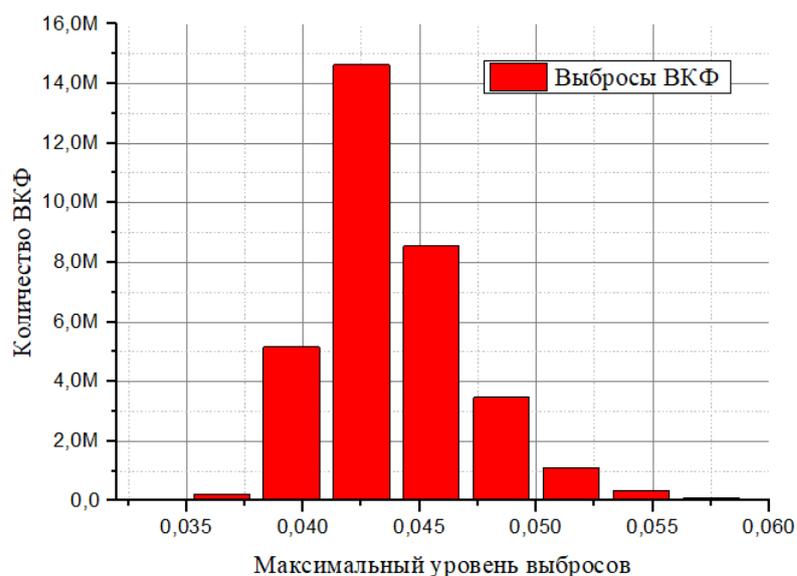


Рисунок 2.37 - Максимальные выбросы ВКФ при длине ПСП 8192 (Голд \oplus де Брейн с индексом 0).

Так же было проведено исследование ансамблей НПСП полученных с помощью сочетания ансамблей последовательностей Касами и де Брейна тем же самым способом, что указан выше. Результаты приведены в таблице 2.13.

Таблица 2.13 - Максимальные выбросы ВКФ размер ансамбля при сложении различных типов ПСП с НПСП де Брейна (в скобках размер ансамбля)

Длина ПСП	Голд ($\approx 10^{77}$)	Касами мал. ($\approx 10^{75}$)	Касами бол. ($\approx 10^{78}$)
1023 (без бита четности)	0,155425	0,135875	0,182796
1024 (с битом четности)	0,183594	0,132813	0,21875

Как видно из таблицы 2.13 при увеличении размера ансамбля растет и уровень максимальных выбросов ВКФ. Использование ПСП Голда для расширения позволяет увеличить размер ансамбля на два порядка по сравнению с использованием малого ансамбля Касами, проигрыш в максимальном уровне выбросов ВКФ составляет около 2%. Возможно дальнейшее увеличение размера ансамбля еще на порядок за счет использования большого ансамбля последовательностей Касами, но в этом случае возрастает на 3% максимальный выброс по сравнению с использованием последовательностей Голда.

На основании результатов исследования, проведенных в этом разделе, можно сделать вывод, что наиболее подходящими (с точки зрения получения наиболее низких значений максимального выброса взаимнокорреляционной функции последовательностей, полученных сложением по модулю два ПСП Голда и ПСП де Брейна) являются последовательности де Брейна с индексами, далеко отстоящими друг от друга. Предложенный алгоритм выбора ПСП де Брейна позволяет получать последовательности, как с индексами относительно начала ансамбля, так и с индексами относительно конца ансамбля.

Таким образом, оптимальным по совокупности уровня максимальных выбросов ВКФ и размеру ансамбля вариантом для использования в новой СКК является ансамбль, полученный методом сложения по модулю два псевдослучайных последовательностей Голда и НПСП де Брейна.

2.4 Оценка показателей структурной скрытности

Ниже приведена оценка размеров ансамблей при разной длине последовательности и показателей структурной скрытности. При этом в качестве показателя структурной скрытности использовано число двоичных измерений (диз) [22], которые необходимо произвести для раскрытия структуры сигнала.

Скрытность системы связи с использованием ШПС, состоящего из одной НПСП, можно представить, как

$$S_1 = \log_2(N_{psp}),$$

где N_{psp} – длина НПСП [22]. Тогда скрытность системы связи, использующей алфавит ШПС, определится как

$$S_m = \log_2(m \cdot N_{psp}),$$

где m – размер алфавита ШПС. При смене алфавита ШПС с каждым сеансом радиосвязи скрытность системы возрастет и составит

$$S_k = \log_2(m \cdot N_{psp} \cdot k)$$

где k – коэффициент расширения алфавита ШПС.

Коэффициент расширения алфавита ШПС можно представить, как

$$k = \frac{N_s}{N_a},$$

где N_s - общее количество НПСП заданной длины, N_a - количество НПСП, используемых в одном сеансе.

В таблице 2.14 приведены размеры ансамблей различных ПСП: Голда, де Брейна, формируемых с помощью графа, де Брейна, а также ансамблей, полученных сложением по модулю два ПСП Голда и де Брейна. В таблице 2.15 приведены соответствующие показатели скрытности ансамблей.

Таблица 2.14 - Размер ансамблей ПСП Голда, ПСП де Брейна и ПСП получающихся в результате сложения по модулю 2 ансамблей ПСП Голда и де Брейна

Длина	Голд	Де Брейн	Голд XOR де Брейн
2047	2049	$2^{1013} \approx 10^{305}$	$\approx 2^{1024} \approx 10^{308}$
8191	8193	$2^{4083} \approx 10^{1229}$	$\approx 2^{4096} \approx 10^{1233}$
16383	16385	$2^{8178} \approx 10^{2462}$	$\approx 2^{8192} \approx 10^{2466}$

Таблица 2.15 - Значения показателя структурной скрытности сигнала, использующего разные ансамбли

Длина	Голд	Де Брейн	Голд XOR де Брейн
2047(8)	≈ 11	1013	≈ 1024
8191(2)	≈ 13	4083	≈ 4096
16383(4)	≈ 14	8178	≈ 8192

Как видно из приведенных таблиц, новый ансамбль сигналов позволяет значительно увеличить показатели структурной скрытности по сравнению с существующими ансамблями, используемыми в существующих радиоприемах [24].

2.5 Выводы к разделу 2

Исследование автокорреляционных и взаимокорреляционных свойств ансамблей линейных псевдослучайных последовательностей (Голд, Касами) и нелинейных (де Брейна) показало, что последовательности де Брейна имеют значительно больший размер ансамбля, но в тоже время плохие корреляционные свойства (большой уровень максимальных выбросов ВКФ), что не позволяет использовать их для построения сигнально-кодовых конструкций с повышенной скрытностью.

Предложенные новые нелинейные псевдослучайные последовательности, формируемые на основе ЛПСП Голда (Касами) и НПСП де Брейна позволяют расширить объем ансамбля относительно последовательностей Голда и улучшить взаимокорреляционные характеристики по сравнению с последовательностями де Брейна.

Проведенное исследование корреляционных свойств предложенных последовательностей для различной длины показало удовлетворительные их корреляционные свойства, а именно невысокие уровни максимальных выбросов ВКФ внутри подансамбля, образованного сложением по модулю два ансамбля ПСП Голда (Касами) и одной из последовательностей де Брейна. Также выявлено, что при формировании последовательностей с использованием НПСП де Брейна с индексами достаточно разнесенными друг от друга корреляционные свойства улучшаются.

Эмпирически показано, что максимальный уровень их боковых лепестков для НПСП длины 8192 не превышает 10% от уровня основного пика.

Общий ансамбль НПСП достигает значений 2^{4096} последовательностей.

Показатель структурной скрытности ансамбля при этом составляет не менее 4096 дБз при длине 8192, что существенно превышает показатели эксплуатируемых в настоящее время и известных перспективных радиолиний.

3 Обоснование вида и параметров сигнально-кодовых конструкций широкополосной радиолнии и алгоритма приема в условиях дисперсионных искажений

Как говорилось выше под сигнально-кодовыми конструкциями понимается обобщенный каскадный код. Ансамбль сигналов выполняет роль внутреннего кода. В качестве внешнего кода используется помехоустойчивый корректирующий код. Если параметры внутреннего ансамбля сигналов $X = (l, \Delta, Q)$ (где l - размерность евклидова пространства, Δ - коэффициент взаимной корреляции, Q - количество сигналов), а параметры внешнего корректирующего кода $A = (n, k, d)_q$ (где n - длина кодового блока, k - длина информационной части, d - минимальное расстояние Хэмминга), то параметры результирующего многомерного ансамбля сигналов, который будем называть сигнально-кодовой конструкцией, $Y = (N, \rho, K)$, где $N = ln$, $\rho = \Delta \frac{d}{n}$, $K = Q^k$. В этом случае каждый из сигналов ассоциируется с одним из символов q -ичного внешнего кода [10].

Рассмотрим отдельно составляющие сигнально-кодовой конструкции. Для роли внешнего кода предлагается использовать недвоичный код NB-LDPC, который в ионосферном канале обладает наилучшей помехоустойчивостью [59]. NB-LDPC - низкоплотностный код, частный случай блочного линейного кода с проверкой чётности. Отличительной чертой кода является малая плотность значимых элементов проверочной матрицы. Благодаря этому достигается простота реализации средств кодирования. Описывается NB-LDPC код проверочной матрицей. Одним из вариантов построения недвоичных LDPC кодов является метод распространения массива [60]. В основу этого метода положен алгоритм построения NB-LDPC кодов на базе кодовых слов Рида-Соломона.

Для NB-LDPC кода, определенного над конечным полем Галуа $GF(q)$, распространение массива это операция, которая применяется к каждому ненулевому элементу матрицы, при которой этот элемент заменяется вектором длиной $q-1$ содержащим единственный ненулевой элемент. Для элемента, $0 \leq i \leq q-2$, ненулевым будет i -ый элемент вектора расположения. Используя вектор расположения получается матрица размерностью $(q-1) \times (q-1)$, где каждый следующий ряд получается путем циклического сдвига предыдущего с умножением

его на примитивный элемент α . На рисунке 3.1 представлена матрица, которой будет заменен элемент α^4 над полем Галуа GF(8).

$$\begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & \alpha^4 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \alpha^5 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \alpha^6 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \alpha^1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \alpha^2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \alpha^3 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

Рисунок 3.1 – Матрица для замены элемента α^4 над полем Галуа GF(8)

После применения операции распространение массива к матрице размерностью $a \times b$ получится матрица размерностью $a(q-1) \times b(q-1)$. Кодирование происходит умножением информационного вектора на порождающую матрицу. Для декодирования информации используется итеративный алгоритм FFT-QSPA [60].

Как говорилось выше, для решения проблемы загруженности декаметрового диапазона и повышения энергетической скрытности актуально использовать широкополосные шумоподобные сигналы [52]. Поэтому на роль внутреннего кода предлагается ансамбль шумоподобных фазоманипулированных сигналов. Фазоманипулированные сигналы представляют собой последовательность импульсов, начальные фазы которых изменяются по заданному закону. В большинстве случаев начальные фазы: 0 и π . Фазоманипулированные сигналы характеризуются кодовыми последовательностями [52]. Предлагается в роли кодовых последовательностей использовать новые псевдослучайные последовательности, описанные в разделе 2.

Ансамбли сигналов могут быть поверхностно-сферическими и объемно-сферическими. В первом случае точки, соответствующие сигналам, расположены на N-мерной сфере. Сигналы фазовой модуляции являются поверхностно-сферическими [10]. Так же известно, что параллельную передачу координат по каналу можно осуществлять либо по времени, либо по частоте, либо при помощи физической среды направления передачи. Таким образом, сложный фазоманипулированный сигнал, характеризующийся кодовой последовательностью (ПСП) из N символов, может быть представлен как сигнал в N-мерном пространстве [10].

Исходя из выше изложенного, внутренний код на основе сложных фазоманипулированных сигналов может быть описан как:

$X = (l, \Delta, Q)$, где l - длина псевдослучайной последовательности, Δ - максимальные выбросы ВКФ, Q - количество псевдослучайных последовательностей.

Для согласования внутреннего и внешнего кода необходимо, чтобы количество сигналов в ансамбле (количество ПСП) было равно $Q = 2^q$.

На рисунке 3.2 представлена схема формирования новой сигнально-кодовой конструкции для повышения скрытности радиолинии.

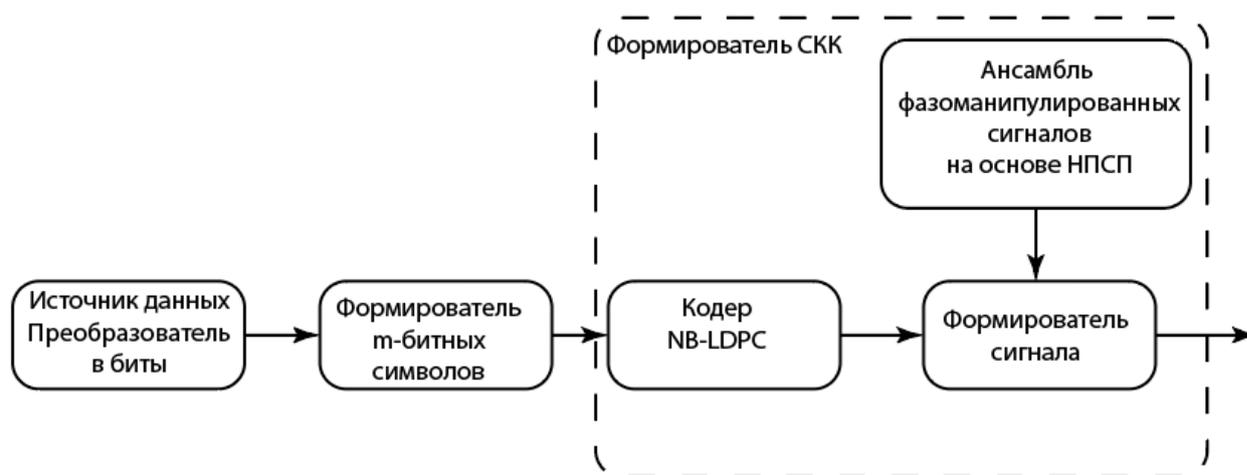


Рисунок 3.2 - Схема формирования новой СКК

Поток информационных бит делится на m -битные символы, кодируется недвоичным помехоустойчивым кодом с малой плотностью проверок на четность. Затем каждому полученному m -битному кодовому символу ставится в соответствие свой сложный фазоманипулированный сигнал, основанный на заранее выбранной НПСП. Это значит, что за каждым кодовым символом из поля Галуа $GF(2^m)$ закреплен свой сигнал. Таким образом необходимым условием является сочетание размера ансамбля с разрядностью помехоустойчивого кода, под этим понимается, что размер ансамбля сигналов, основанных на НПСП, должен быть равен:

$$Q = 2^m, \quad (3.1)$$

где Q – размер ансамбля сигналов (равен количеству необходимых НПСП), m – разрядность кодового символа (количество бит в кодовом слове).

3.1 Определение оптимальной базы сигнала в условиях частотной дисперсии

При использовании сигнально-кодовых конструкций на основе сложных шумоподобных фазоманипулированных сигналов важно найти оптимальное в смысле обеспечения помехоустойчивости сочетание между различными параметрами, а именно, скоростью помехоустойчивого кода, разрядностью символа, длиной расширяющей последовательности. Дисперсионные искажения при увеличении базы до значений, превышающих некий порог, снижают эффективность расширения полосы частот. В работе было проведено исследование базы шумоподобного фазоманипулированного сигнала для определения оптимального значения базы сигнала при дисперсионных искажениях.

В данном разделе используются следующие определения:

совокупная база – база фазоманипулированного сигнала с учетом скорости помехоустойчивого кода, разрядности символа кода и длины ПСП;

эквивалентная база – совокупная база ШПС с учетом энергетических потерь из-за дисперсионных искажений.

Значение для совокупной базы ШПС B с учетом относительной скорости помехоустойчивого кодирования r , разрядности символа m , длины расширяющей ПСП N_{psp} и параметра сглаживающего фильтра β в форме[62]:

$$B = \frac{T_s}{\tau_{psp}} \frac{1 + \beta}{m \cdot r} = N_{psp} \frac{1 + \beta}{m \cdot r} \quad (3.2)$$

При этом база за счет расширения спектра составляет

$$B_{psp} = N_{psp} (1 + \beta) \quad (3.3)$$

Найдем выражение для эквивалентной базы ШПС с учетом дисперсионных искажений. Для этого выразим отношение сигнал/шум в полосе принимаемого полезного сигнала через нормированное отношение энергии передаваемого кодового символа к спектральной плотности мощности шума

$$\frac{P_s}{P_n} = \frac{1}{N_0 \Delta f} \frac{E_s}{T_s} = \frac{E_s R_s}{N_0 \Delta f} = \frac{E_s R_s}{N_0 R_{psp} (1 + \beta)} = \frac{E_s R_{psp}}{N_0 R_{psp} N_{psp} (1 + \beta)} = \frac{E_s}{N_0 N_{psp} (1 + \beta)}. \quad (3.4)$$

В (3.4) учтена связь между шириной спектра сигнала Δf по уровню -3 дБ, символьной скоростью R_{psp} и коэффициентом сглаживания фильтра β . С учетом разрядности

передаваемого символа и относительной скорости помехоустойчивого кодирования можно записать:

$$E_s = m \cdot r \cdot E_b .$$

Тогда

$$\frac{P_s}{P_n} = \frac{E_b}{N_0} \frac{m \cdot r}{N_{psp} (1 + \beta)} . \quad (3.5)$$

Откуда получается:

$$\frac{P_s}{P_n} = \frac{E_b}{N_0} \frac{1}{B} , \quad (3.6)$$

где значение совокупной базы задается выражением (3.2).

Далее учтем, что при одной и той же средней мощности излучения передатчика, а значит и средней мощности сигнала в полосе приема (при неизменных средних условиях распространения сигнала), уровень отношения энергии символа к спектральной плотности мощности шумов может быть разным в зависимости от уровня дисперсионных искажений. В [63] были рассчитаны эквивалентные энергетические потери из-за дисперсионных искажений, и был введен коэффициент энергетических потерь $K^2(p)$ (p - коэффициент дисперсности, который зависит от наклона дисперсионной характеристики s и полосы сигнала Δf (см. формулы (1.10) и (1.11))), и количественно показывал во сколько раз уровень накапливаемой энергии сигнала при оптимальном приеме в условиях искажений меньше соответствующего уровня без искажений. График зависимости представлен на рисунке 3.3. Для того, чтобы устранить указанные потери, необходимо либо скомпенсировать дисперсионные искажения, либо поднять уровень излучаемой мощности в соответствующее число раз.

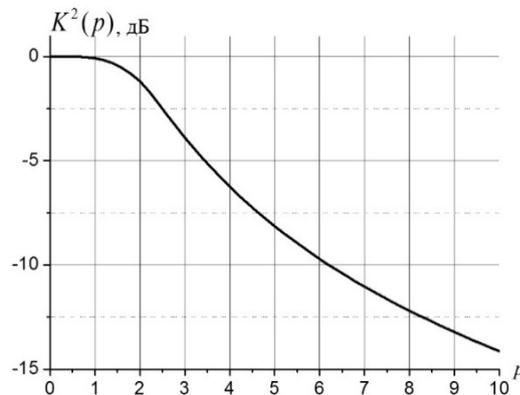


Рисунок 3.3 - График коэффициента энергетических потерь в зависимости от коэффициента дисперсности канала

Умножим и разделим (3.5) на $K^2(p)$, тогда

$$\frac{P_s}{P_n} = \frac{E_b K^2(p)}{N_0} \frac{m \cdot r}{N_{psp} (1 + \beta) K^2(p)} = \frac{E_b(p)}{N_0} \frac{1}{B_s}, \quad (3.7)$$

где $E_b(p) = E_b K^2(p)$ – энергия, накапливаемая с учетом потерь, а

$$B_s = \frac{N_{psp} (1 + \beta) K^2(p)}{m \cdot r} \quad (3.8)$$

– эквивалентная база ШПС. Перепишем (3.8) в форме

$$B_s = \frac{N_{psp} (1 + \beta) K^2(s, \Delta f)}{m \cdot r} = \frac{R_{psp} (1 + \beta) K^2(s, \Delta f)}{R_s \cdot m \cdot r} = \frac{\Delta f}{R_b} K^2(s, \Delta f) \quad (3.9)$$

Выражение (3.9) описывает эквивалентную базу ШПС с учетом помехоустойчивого кода и дисперсионных искажений. Эквивалентная база ШПС зависит от скорости передачи информации, ширины спектра и коэффициента энергетических потерь при заданном наклоне дисперсионной характеристики s . Действительно, расширение спектра, т.е. прямое увеличение ширины спектра Δf при фиксированной скорости передачи информации R_b , увеличивает эквивалентную базу ШПС до тех пор, пока выигрыш за счет этого увеличения не будет нивелироваться возрастающими энергетическими потерями, численно описываемыми $K^2(s, \Delta f)$ [63].

С учетом изложенного эквивалентная база сигнала полностью определяется скоростью передачи информации, шириной спектра, используемого для ее передачи, и коэффициентом энергетических потерь из-за дисперсионных искажений.

В этих условиях задачу отыскания оптимальной эквивалентной базы можно решить с точки зрения максимизации помехоустойчивости. Будем ее решать в 2 этапа. Во-первых, найдем максимальное значение эквивалентной базы при заданной скорости передачи информации при заданных дисперсионных искажениях. Это позволит максимизировать накапливаемую энергию полезного сигнала при его фиксированной средней принимаемой мощности. Во-вторых, найдем такую комбинацию $R_s \cdot m \cdot r$, которая доставляет максимум помехоустойчивости. Тогда будем считать, что отыскали оптимальную эквивалентную базу с точки зрения максимизации помехоустойчивости.

На рисунке 3.4 приведены кривые эквивалентной базы в зависимости от коэффициента сглаживания β формирующего фильтра (учтено, что $\Delta f = R_{psp} (1 + \beta)$) и для различных значений наклонов дисперсионной характеристики. Из графиков видно, что расширение

спектра имеет смысл до некоторой оптимальной величины, дальше которой потери из-за дисперсионных искажений будут больше выигрыша, вносимого этим расширением. Очевидно, чем сильнее проявляются дисперсионные свойства канала (чем выше наклон дисперсионной характеристики s), тем меньше возможность расширить спектр и тем меньше будет максимальная эквивалентная база (что хорошо видно на представленных графиках). Для $\beta = 0.3$ значения оптимальной эквивалентной базы находятся в диапазоне от 200 до 300 кГц для наклонов дисперсионной характеристики от 80 до 60 мкс/МГц соответственно. Результат 200 кГц соответствует, полученному с помощью имитационного моделирования результату.

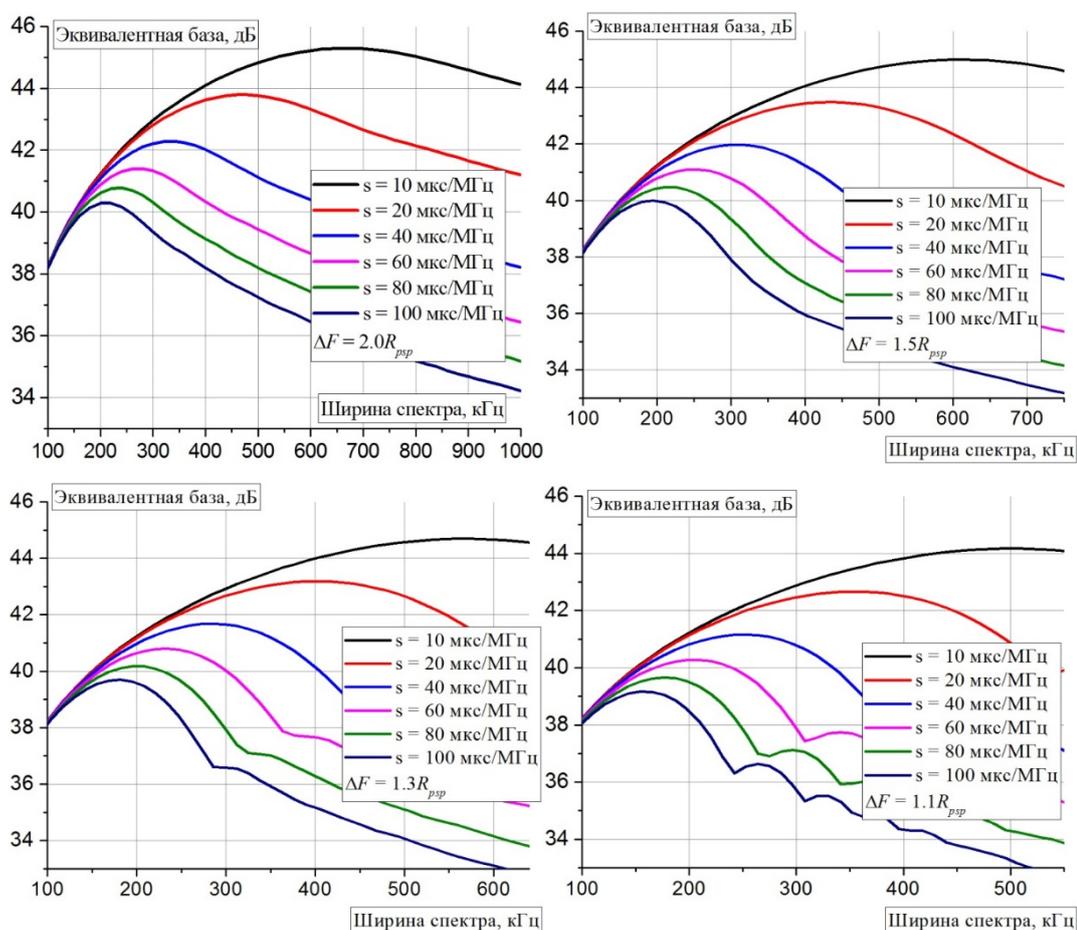


Рисунок 3.4 - Значения эквивалентной базы для различных наклонов дисперсионной характеристики и коэффициента сглаживания формирующего фильтра

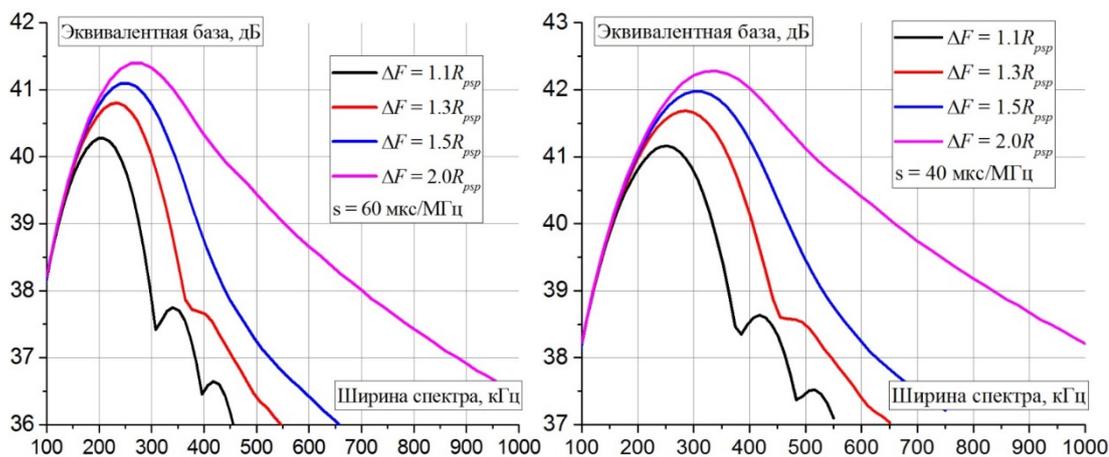


Рисунок 3.5 - Эволюция эквивалентной базы в зависимости от степени равномерности спектра

На рисунке 3.5 показаны кривые, позволяющие проследить эволюцию эквивалентной базы в зависимости от коэффициента сглаживания фильтра β , т.е. в зависимости от равномерности сформированного спектра сигнала.

На рисунке 3.6 приведены кривые вероятности битовой ошибки в зависимости от различной относительной скорости кодирования r и разрядности кодовых символов m . Эквивалентная база по (3.9) одинаковая для всех вариантов и составила 38.24 дБ при $\beta = 0.3$ и $\Delta F = 200 \text{ кГц}$. Согласно кривым, изображенным на предыдущих рисунках (см. в частности рисунок 3.4) для заданных параметров эквивалентная база является оптимальной. Максимальная помехоустойчивость при этом достигается для $m = 8$ и $r = 1/4$.

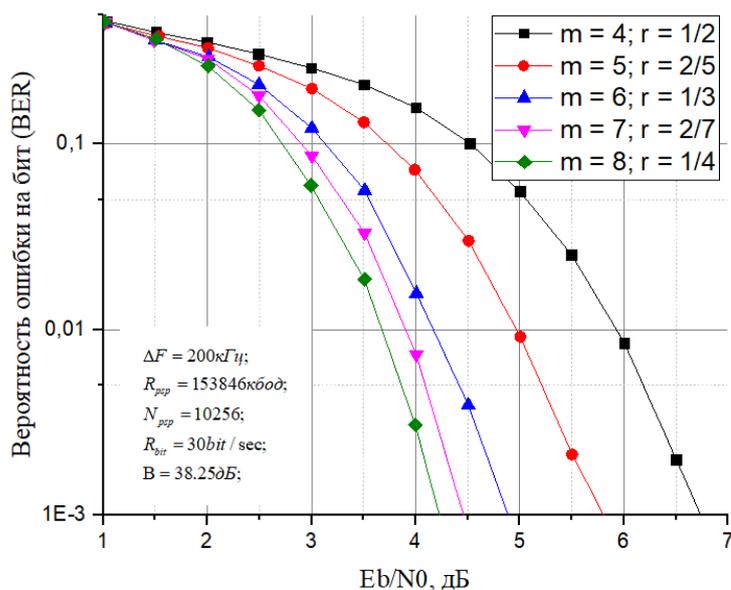


Рисунок 3.6 - Кривые средней вероятности битовой ошибки в зависимости от различной относительной скорости кодирования и разрядности кодовых символов

Дальнейшее увеличение разрядности кодового символа и, соответственно, размера ансамбля приводит к существенному росту вычислительной сложности процедуры демодуляции-декодирования, в связи с чем и не было рассмотрено. Действительно, на уровне средней вероятности битовой ошибки 10^{-3} разница между тремя кривыми для $m = 6, 7$ и 8 не превышает 0.75 дБ.

Таким образом проведенное исследование показывает, что при увеличении полосы сигнала за значения более $200-250$ кГц необходимо компенсировать дисперсионные искажения, вносимые ионосферным широкополосным каналом, для получения выигрыша от расширения спектра.

3.2 Предлагаемые параметры сигнально-кодовых конструкций, исследование помехоустойчивости при различных параметрах

Для обеспечения заданных характеристик перспективной системы связи (информационной скорости, объема полезной и служебной информации за одну радиограмму, коэффициент сглаживания фильтра, время передачи блока) были проведены оценки основных параметров широкополосных сигналов, спектр которых расширен за пределы полосы когерентности канала, составляющей величину порядка $100-150$ кГц для однокачковых трасс [20].

Для расчёта примем коэффициент сглаживания фильтра типа корень из приподнятого косинуса равным

$$\beta = 0.3 \quad (3.10)$$

Будем производить расчет параметров для широкополосных сигналов с полосой Δf равной $300, 400, 600, 800$ кГц, тогда скорость передачи элементов ПСП будет равна

$$R_{psp} = \frac{\Delta f}{1 + \beta} \quad (3.11)$$

На выходе помехоустойчивого кодера скорость символов будет составлять

$$R_s = \frac{R_b}{r \cdot m} \quad (3.12)$$

где R_b – информационная (битовая) скорость, r – скорость помехоустойчивого кода, m – разрядность символа (количество бит в символе).

Используя скорость элементов ПСП, рассчитаем длину ПСП

$$N_{psp} = \frac{R_{psp}}{R_s} \quad (3.13)$$

Если длина ПСП не целое число, то округляется до ближайшего большего. Следующим шагом необходимо произвести расчет параметров кодека. Кодек NB-LDPC на вход принимает блок размером

$$K = \frac{X_1 + X_2}{m}, \quad (3.14)$$

где X_1 – число информационных бит, X_2 – число служебных бит.

Число символов в блоке на выходе NBLDPC-кодера

$$N = \frac{K}{r}, \quad (3.15)$$

где r – скорость кода. Число проверочных символов в блоке NBLDPC-кодера

$$M = N - K \quad (3.16)$$

Время передачи блока информации при полученной символьной скорости будет равно

$$T_{бит} = \frac{N}{R_s} \quad (3.17)$$

На основе рассчитанных параметров NBLDPC кода сгенерируем матрицу Таннера для каждого варианта скорости кода и разрядности символа.

Затем произведем расчет остальных характеристик сигнально-кодовой конструкции. Длительность символа после помехоустойчивого кодера будет равна

$$T_s = 1 / R_s \quad (3.18)$$

Длительность элемента ПСП

$$\tau_{psp} = 1 / R_{psp} \quad (3.19)$$

Совокупная база сигнала в логарифмическом масштабе

$$B = 10 \lg \left(\frac{T_s}{\tau_{psp}} \frac{1 + \beta}{m \cdot r} \right), \quad (3.20)$$

где T_s – длительность символа после кодера, τ_{psp} – длительность элемента ПСП, β – коэффициент сглаживания фильтра, m – разрядность кода, r – скорость помехоустойчивого кода.

Основные параметры радиограммы, такие как скорость и объем информации, представлены в таблице 3.1.

Таблица 3.1 - Параметры радиогаммы для передачи с использованием ШПС

Скорость информационная R , бит/сек	30
Количество полезной информации, бит	1600
Количество служебной информации, бит	122
Коэффициент фильтра β	0,3
Время передачи блока $T_{\text{бл}}$, сек	57,4

В сигнально-кодовой конструкции, как указано выше, в роли внешнего кода предлагается использовать недвоичный код NB-LDPC. На основании этого рассмотрим основные параметры кода, для которого будет оценена помехоустойчивость. Основываясь на параметрах радиогаммы из таблицы 3.1, рассчитаем параметры кода при разных скоростях (таблица 3.2.).

Таблица 3.2 - Параметры кода NB-LDPC при разных скоростях кода

Скорость кода r	1/3	2/7
Разрядность символа m	6	7
Символьная скорость R_s , симв/сек	15	15
Длина псевдослучайной последовательности	15384	15384
Количество символов перед кодером	287	246
Количество символов после кодера	861	861
Число проверочных символов кодера	574	615
Длительность символа кодера T_s , сек	0,067	0,067

Расчетные данные параметров сигнала по всем вариантам ширины полосы приведены в таблицах 3.3 –3.6.

Таблица 3.3 – Параметры шумоподобного сигнала на основе NB-LDPC с полосой 300 кГц

Полоса Δf , кГц	300
Скорость элементов ПСП R_{ncn} , эл/сек	230769,23
Длительность элемента ПСП τ_{ncn} , сек	$4,3 \cdot 10^{-6}$
Совокупная база сигнала B , дБ	40,0

Таблица 3.4 - Параметры шумоподобного сигнала на основе NBLDPC с полосой 400 кГц

Полоса Δf , кГц	400
Скорость элементов ПСП R_{ncn} , эл/сек	307692,3
Длительность элемента ПСП τ_{ncn} , сек	$3,25 \cdot 10^{-6}$
Совокупная база сигнала B , дБ	41,25

Таблица 3.5 - Параметры шумоподобного сигнала на основе NBLDPC с полосой 600 кГц

Полоса Δf , кГц	600
Скорость элементов ПСП R_{ncn} , эл/сек	461538,46
Длительность элемента ПСП τ_{ncn} , сек	$2,16 \cdot 10^{-6}$
Совокупная база сигнала B , дБ	43,01

Таблица 3.6 - Параметры шумоподобного сигнала на основе NBLDPC с полосой 800 кГц

Полоса Δf , кГц	800
Скорость элементов ПСП R_{ncn} , эл/сек	615384,61
Длительность элемента ПСП τ_{ncn} , сек	$1,625 \cdot 10^{-6}$
Совокупная база сигнала B , дБ	44,25

Из данных этих таблиц можно сделать следующие выводы. Совокупная база сигнала достигает 44 дБ при скорости передачи информации 30 бит/с и ширине спектра до 800 кГц. Это означает, что прием можно вести при уровне отношения сигнал/шум по мощности в полосе 800 кГц примерно до -33 дБ. Более точное значение может быть получено в ходе имитационного моделирования с использованием алгоритмов обработки предлагаемых сигналов.

Недостатком рассмотренного метода являются существенные дисперсионные искажения сигнала в полосе частот, расширенной за полосу когерентности (порядка 150 кГц), и необходимость их корректировки.

Автором разработаны программные модули для проведения имитационного моделирования различных вариантов СКК при передаче через ионосферный канал [64, 65, 66]. Для оценки помехоустойчивости СКК использовался метод описанный в [67]. Данный метод позволяет свести оценку помехоустойчивости СКК к определению помехоустойчивости недвоичного LDPC-кода в недвоичном канале с замираниями и разнесенным приемом, что

позволяет определить потенциальные возможности сигнально-кодовой конструкции [68]. Для моделирования использовалась модель ионосферного канала с 2 лучами, описанная выше. Во время моделирования использовался прием одной многолучевой компоненты, а также некогерентное сложение двух многолучевых компонент. Были получены оценки помехоустойчивости исследуемых сигнально-кодовых конструкций на основе NBLDPC-кода для разных параметров СКК. В приложении В представлены графики помехоустойчивости исследуемых сигнально-кодовых конструкций.

По результатам исследования можно сделать вывод, что лучшую помехоустойчивость из рассмотренных вариантов обеспечивает NB-LDPC код со скоростью – $2/7$.

На рисунке 3.7 представлены графики помехоустойчивости для кода $(2/7; 2^7(128))$ в широкополосном ионосферном канале с дисперсионными искажениями при разной полосе сигнала.

На рисунке 3.8 представлены графики помехоустойчивости для кода $(2/7; 2^7(128))$ в широкополосном ионосферном канале с дисперсионными искажениями при разной полосе сигнала и некогерентном сложении 2 лучей.

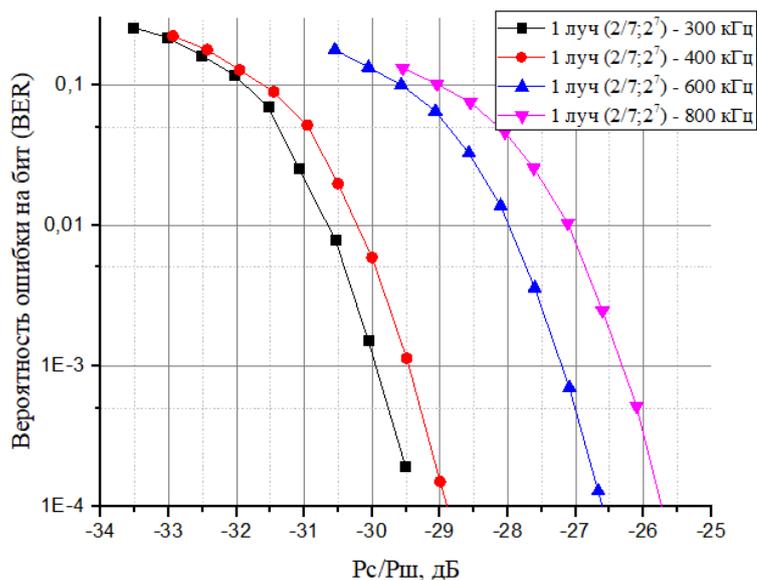


Рисунок 3.7 – Зависимость вероятности ошибки на бит от отношения сигнал/шум в полосе сигнала с учетом энергетических потерь из-за дисперсионных искажений

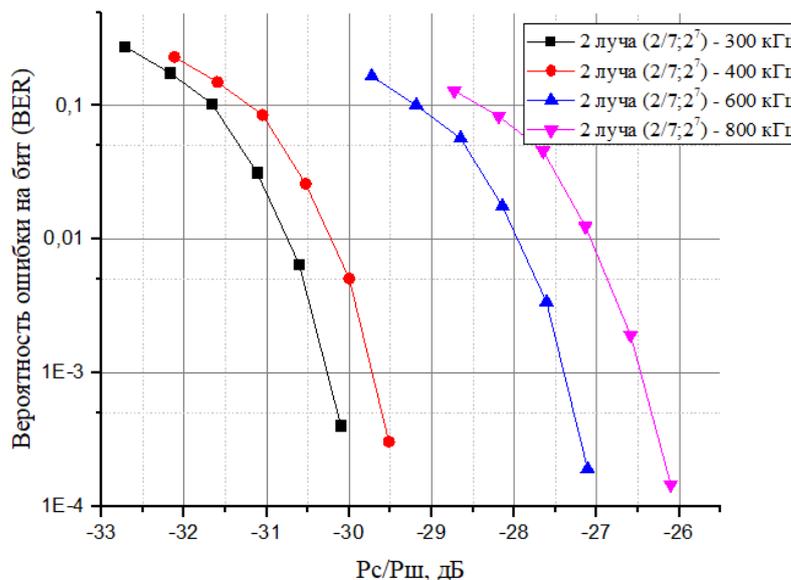


Рисунок 3.8 - Зависимость вероятности ошибки на бит от отношения сигнал/шум в полосе сигнала с учетом энергетических потерь из-за дисперсионных искажений, некогерентное сложение 2 лучей

Как видно из рисунков 3.7 и 3.8, наибольшей помехоустойчивостью обладают сигналы с полосой 300 кГц из-за меньшего влияния дисперсионных искажений на сигналы с меньшей полосой. На натуральных испытаниях было решено использовать сигнал с полосой 400 кГц (совокупная база сигнала 41 дБ) и повышать его помехоустойчивость за счет компенсации дисперсионных искажений. Сигналы с более широкими полосами было решено не использовать из-за характеристик используемого радиопередающего устройства. Методы и алгоритмы компенсации дисперсионных искажений рассмотрены далее.

3.3 Выбор алгоритма оценки и компенсации дисперсионных искажений

Было проведено сравнение двух алгоритмов оценки наклона дисперсионной характеристики s для определения качества оценивая и вычислительных затрат.

3.3.1 Оценка применимости метода максимального правдоподобия

Перед компенсацией дисперсионных искажений необходимо провести оценку наклона дисперсионной характеристики s [69,70]. Одним из методов оценки является метод максимального правдоподобия (МП) [71].

На выходе ионосферного канала сигнал со случайным смещением по фазе полезной составляющей, тогда после цифрового квадратурного демодулятора будем наблюдать

выборку значений случайного процесса \dot{y}_i , являющегося аддитивной смесью полезного сигнала $\dot{u}_i(s)$, который подвергся искажению частотной дисперсией, со сдвигом по фазе φ_0 и шумовой компонентой \dot{n}_i :

$$\dot{y}_i = \dot{u}_i(s) e^{j\varphi_0} + \dot{n}_i, \quad i = 0, 1, \dots, N_{sample} - 1, \quad (3.21)$$

где s – наклон дисперсионной характеристики (ДХ) ионосферного канала, который является неэнергетическим параметром, подлежащим оценке; $\dot{n}_i = n_{Rei} + jn_{Imi}$ – комплексные центрированные гауссовские величины, которые имеют одинаковую дисперсию σ_u^2 и независимы между собой, φ_0 – случайная фаза равномерно распределённая в интервале $[0; 2\pi]$.

Искаженный сигнал $\dot{u}_i(s)$ формируется на основе сигнала \dot{x}_i по следующему алгоритму:

$$\dot{u}_i(s) = \frac{1}{N_s} \sum_{k=-N_s/2}^{N_s/2-1} \dot{X}_k \dot{H}_k e^{j \frac{2\pi i k}{N_s}}, \quad \dot{H}_k = e^{-j\pi s f_k^2}, \quad (3.22)$$

где \dot{X}_k – коэффициенты преобразования Фурье сигнала \dot{x}_i ; i – номер отсчета; \dot{H}_k – значения частотной характеристики в дискретных точках f_k , Гц; \dot{H}_k – значения передаточной функции канала в точках f_k , Гц; s – наклон ДХ.

Необходимо оценить наклон дисперсионной характеристики s . Для этого последовательно выделим вещественные и мнимые части полезного смещённого на φ_0 сигнала и принятой выборки:

$$\text{Re}(\dot{u}_i(s) e^{j\varphi_0}) = u_{iRe}(s) \cos \varphi_0 - u_{iIm}(s) \sin \varphi_0, \quad (3.23)$$

$$\text{Im}(\dot{u}_i(s) e^{j\varphi_0}) = u_{iIm}(s) \cos \varphi_0 + u_{iRe}(s) \sin \varphi_0, \quad (3.24)$$

$$y_{iRe} = u_{iRe}(s) \cos \varphi_0 - u_{iIm}(s) \sin \varphi_0 + n_{iRe}, \quad (3.25)$$

$$y_{iIm} = u_{iIm}(s) \cos \varphi_0 + u_{iRe}(s) \sin \varphi_0 + n_{iIm}. \quad (3.26)$$

Используя полученные результаты (см. (3.23) - (3.26)), составим функцию правдоподобия:

$$w(\dot{\mathbf{y}}_{N_{sample}} / s) = \prod_{i=1}^{N_{sample}} w(\dot{y}_i / s) = \prod_{i=1}^{N_{sample}} w_u(\dot{y}_i - \dot{u}_i(s) e^{j\varphi_0}) = \\ = \prod_{i=1}^{N_{sample}} w_u(y_{iRe} - u_{iRe}(s) \cos \varphi_0 - u_{iIm}(s) \sin \varphi_0) w_u(y_{iIm} - u_{iIm}(s) \cos \varphi_0 + u_{iRe}(s) \sin \varphi_0), \quad (3.27)$$

$$w(\dot{\mathbf{y}}_{N_{sample}} / s) = \left(\frac{1}{2\pi\sigma_u^2} \right)^N e^{-\frac{\sum_{i=1}^{N_{sample}} (y_{iRe} - u_{iRe}(s) \cos \varphi_0 - u_{iIm}(s) \sin \varphi_0)^2 - \sum_{i=1}^{N_{sample}} (y_{iIm} - u_{iIm}(s) \cos \varphi_0 + u_{iRe}(s) \sin \varphi_0)^2}{2\sigma_u^2}}. \quad (3.28)$$

N_{sample} – количество отсчетов в выборке.

Преобразуем отдельно числитель показателя экспоненты:

$$\begin{aligned}
& - \sum_{i=1}^{N_{\text{sample}}} \left(y_{i\text{Re}} - u_{i\text{Re}}(s) \cos \varphi_0 - u_{i\text{Im}}(s) \sin \varphi_0 \right)^2 - \sum_{i=1}^{N_{\text{sample}}} \left(y_{i\text{Im}} - u_{i\text{Im}}(s) \cos \varphi_0 + u_{i\text{Re}}(s) \sin \varphi_0 \right)^2 = . \\
& = - \sum_{i=1}^{N_{\text{sample}}} \left(y_{i\text{Re}}^2 + y_{i\text{Im}}^2 + u_{i\text{Re}}^2(s) \cos^2 \varphi_0 + u_{i\text{Re}}^2(s) \sin^2 \varphi_0 + u_{i\text{Im}}^2(s) \sin^2 \varphi_0 + u_{i\text{Im}}^2(s) \cos^2 \varphi_0 \right) + \\
& + 2 \sum_{i=1}^{N_{\text{sample}}} \left(y_{i\text{Re}} u_{i\text{Im}}(s) \sin \varphi_0 - y_{i\text{Im}} u_{i\text{Re}}(s) \sin \varphi_0 - y_{i\text{Im}} u_{i\text{Im}}(s) \cos \varphi_0 - y_{i\text{Re}} u_{i\text{Re}}(s) \cos \varphi_0 \right). \quad (3.29)
\end{aligned}$$

Проведём математические преобразования над формулой (3.29):

$$y_{i\text{Re}}^2 + y_{i\text{Im}}^2 = |\dot{y}_i|^2, \quad (3.30)$$

$$u_{i\text{Re}}^2(s) \cos^2 \varphi_0 + u_{i\text{Re}}^2(s) \sin^2 \varphi_0 + u_{i\text{Im}}^2(s) \sin^2 \varphi_0 + u_{i\text{Im}}^2(s) \cos^2 \varphi_0 = u_{i\text{Re}}^2(s) + u_{i\text{Im}}^2(s) = |u_i(s)|^2, \quad (3.31)$$

$$\begin{aligned}
& \sum_{i=1}^{N_{\text{sample}}} \left(y_{i\text{Re}} u_{i\text{Im}}(s) \sin \varphi_0 - y_{i\text{Im}} u_{i\text{Re}}(s) \sin \varphi_0 - y_{i\text{Im}} u_{i\text{Im}}(s) \cos \varphi_0 - y_{i\text{Re}} u_{i\text{Re}}(s) \cos \varphi_0 \right) = \\
& = \text{Re} \left(\sum_{i=1}^{N_{\text{sample}}} \dot{y}_i u_i^*(s) e^{-j\varphi_0} \right). \quad (3.32)
\end{aligned}$$

Запишем получившееся в итоге выражение:

$$- \sum_{i=1}^{N_{\text{sample}}} \left(|\dot{y}_i|^2 + |u_i(s)|^2 \right) + 2 \text{Re} \left(\sum_{i=1}^{N_{\text{sample}}} \dot{y}_i u_i^*(s) e^{-j\varphi_0} \right). \quad (3.33)$$

Упростим (3.32):

$$\begin{aligned}
& \text{Re} \left(\sum_{i=1}^{N_{\text{sample}}} \dot{y}_i u_i^*(s) e^{-j\varphi_0} \right) = \cos \varphi_0 \text{Re} \left(\sum_{i=1}^{N_{\text{sample}}} \dot{y}_i u_i^*(s) \right) + \sin \varphi_0 \text{Re} \left(-j \sum_{i=1}^{N_{\text{sample}}} \dot{y}_i u_i^*(s) \right) = \\
& = \cos \varphi_0 \text{Re} \left(\sum_{i=1}^{N_{\text{sample}}} \dot{y}_i u_i^*(s) \right) + \sin \varphi_0 \text{Im} \left(\sum_{i=1}^{N_{\text{sample}}} \dot{y}_i u_i^*(s) \right). \quad (3.34)
\end{aligned}$$

Введём замену в (3.34):

$$\sum_{i=1}^{N_{\text{sample}}} \left(\dot{y}_i u_i^*(s) \right) = \left| \sum_{i=1}^{N_{\text{sample}}} \left(\dot{y}_i u_i^*(s) \right) \right| e^{j\psi}, \quad (3.35)$$

$$\text{где } \psi = \arctg \frac{\text{Im} \left(\sum_{i=1}^{N_{\text{sample}}} \left(\dot{y}_i u_i^*(s) \right) \right)}{\text{Re} \left(\sum_{i=1}^{N_{\text{sample}}} \left(\dot{y}_i u_i^*(s) \right) \right)}.$$

После замены (3.32) имеет вид:

$$\text{Re} \left(\sum_{i=1}^{N_{\text{sample}}} \dot{y}_i u_i^*(s) e^{-j\varphi_0} \right) = \cos \varphi_0 \text{Re} \left(\left| \sum_{i=1}^{N_{\text{sample}}} \left(\dot{y}_i u_i^*(s) \right) \right| e^{j\psi} \right) + \sin \varphi_0 \text{Im} \left(\left| \sum_{i=1}^{N_{\text{sample}}} \left(\dot{y}_i u_i^*(s) \right) \right| e^{j\psi} \right) =$$

$$= \left| \sum_{i=1}^{N_{sample}} (\dot{y}_i u_i^*(s)) \right| \cos(\psi - \varphi_0) \quad (3.36)$$

Следовательно, после всех математических и арифметических преобразований функция правдоподобия $w(\dot{y}_N / s)$ (см. формулу (3.28)) имеет следующее формульное представление:

$$w(\dot{y}_{N_{sample}} / s) = \left(\frac{1}{2\pi\sigma_u^2} \right)^{N_{sample}} e^{-\frac{\sum_{i=1}^{N_{sample}} (|\dot{y}_i|^2 + |u_i(s)|^2) + 2 \left| \sum_{i=1}^{N_{sample}} (\dot{y}_i u_i^*(s)) \right| \cos(\psi - \varphi_0)}{2\sigma_u^2}}. \quad (3.37)$$

В (3.37) имеет место равенство $|u_i(s)|^2 = E$, но так как наклон ДХ s не является энергетическим, энергия E от s не зависят. Тогда получим:

$$w(\dot{y}_{N_{sample}} / s) = \left(\frac{1}{2\pi\sigma_u^2} \right)^{N_{sample}} e^{-\frac{\sum_{i=1}^{N_{sample}} (|\dot{y}_i|^2 + E)}{2\sigma_u^2}} e^{-\frac{\left| \sum_{i=1}^{N_{sample}} (\dot{y}_i u_i^*(s)) \right| \cos(\psi - \varphi_0)}{\sigma_u^2}}. \quad (3.38)$$

Случайная фаза φ_0 распределена по равномерному закону на интервале $[0; 2\pi]$. Исходя из этого предположения, усредним функцию правдоподобия по φ_0 .

$$\begin{aligned} \langle w(\dot{y}_{N_{sample}} / s) \rangle &= \left(\frac{1}{2\pi\sigma_u^2} \right)^{N_{sample}} e^{-\frac{\sum_{i=1}^{N_{sample}} (|\dot{y}_i|^2 + E)}{2\sigma_u^2}} \left\langle e^{-\frac{\left| \sum_{i=1}^{N_{sample}} (\dot{y}_i u_i^*(s)) \right| \cos(\psi - \varphi_0)}{\sigma_u^2}} \right\rangle = \\ &= \left(\frac{1}{2\pi\sigma_u^2} \right)^{N_{sample}} e^{-\frac{\sum_{i=1}^{N_{sample}} (|\dot{y}_i|^2 + E)}{2\sigma_u^2}} \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} e^{-\frac{\left| \sum_{i=1}^{N_{sample}} (\dot{y}_i u_i^*(s)) \right| \cos(\psi - \varphi_0)}{\sigma_u^2}} d\varphi_0, \end{aligned} \quad (3.39)$$

где $1/(2\pi)$ - функция плотности вероятности случайной величины φ_0 .

Заметим, что интеграл в выражении (3.39) равен модифицированной функции Бесселя первого рода нулевого порядка:

$$\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} e^{-\frac{\left| \sum_{i=1}^{N_{sample}} (\dot{y}_i u_i^*(s)) \right| \cos(\psi - \varphi_0)}{\sigma_u^2}} d\varphi_0 = I_0 \left(\frac{\left| \sum_{i=1}^{N_{sample}} (\dot{y}_i u_i^*(s)) \right|}{\sigma_u^2} \right). \quad (3.40)$$

Тогда:

$$\left\langle w(\dot{\mathbf{y}}_{N_{\text{sample}}} / s) \right\rangle = \left(\frac{1}{2\pi\sigma_{uu}^2} \right)^N e^{-\frac{\sum_{i=1}^{N_{\text{sample}}} (|\dot{y}_i|^2 + E)}{2\sigma_{uu}^2}} I_0 \left(\frac{\left| \sum_{i=1}^{N_{\text{sample}}} (\dot{y}_i u_i^*(s)) \right|}{\sigma_{uu}^2} \right). \quad (3.41)$$

Составим уравнение правдоподобия для оценки параметра s ДХ:

$$\left[\frac{\partial}{\partial s} \left(\left\langle w(\dot{\mathbf{y}}_{N_{\text{sample}}} / s) \right\rangle \right) \right] = 0. \quad (3.42)$$

Следовательно,

$$\left\{ \frac{\partial}{\partial s} \left[I_0 \left(\frac{\left| \sum_{i=1}^{N_{\text{sample}}} (\dot{y}_i u_i^*(s)) \right|}{\sigma_{uu}^2} \right) \right] \right\} = 0. \quad (3.43)$$

Так как функция Бесселя монотонна, её максимум достигается в максимуме её аргумента. Это позволяет упростить правило оценки параметра до нахождения максимума модуля корреляционной функции:

$$\frac{\partial}{\partial s} \left| \sum_{i=1}^{N_{\text{sample}}} (\dot{y}_i u_i^*(s)) \right| = \frac{\partial}{\partial s} |\dot{B}(s)| = 0. \quad (3.44)$$

Правило (3.44) говорит, что за наиболее близкую к параметру s мы принимаем ту оценку \hat{s} , которая максимизирует выражение (3.44), т.е. $|\dot{B}(\hat{s})| = \left| \sum_{i=1}^{N_{\text{sample}}} (\dot{y}_i u_i^*(\hat{s})) \right| \rightarrow \max$.

Вычисление корреляционной суммы (интеграла) на практике реализуется с помощью коррелятора либо согласованного фильтра [52].

Среднеквадратическое отклонение и относительная погрешность оценки наклона ДХ

Рассмотрим точность измерения наклона ДХ s для сильного сигнала ($E \approx N_0$). Тогда для дисперсии оценки воспользуемся следующей формулой [72]:

$$\sigma_s^2 = -\frac{1}{2B_s''(s)/N_0}, \quad (3.45)$$

где $B_s''(s)$ - вторая производная от сигнальной составляющей корреляции

$B_s(s) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |X(j\omega)|^2 H(j\omega, s) H^*(j\omega, \hat{s}) d\omega$, где $X(j\omega)$ - спектр сигнала, $H(j\omega, s)$ -

передаточная функция канала [72].

Принимая во внимание широкополосность спектра $X(j\omega)$ передаваемого сигнала, положим $X(j\omega) \approx const$, следовательно, $|X(j\omega)|^2 \approx |X|^2 \approx const$. Тогда, учитывая ограниченность спектральных компонент, входящих в выражение для $B_s(s)$, запишем:

$$B_s(s) = |X|^2 \int_{-\Delta f/2}^{\Delta f/2} H(jf, s) H^*(jf, \hat{s}) df = |X|^2 \int_{-\Delta f/2}^{\Delta f/2} e^{-j\pi f^2 (s - \hat{s})} df \quad (3.46)$$

Возьмём вторую производную от сигнальной составляющей корреляции при условии $s - \hat{s} \rightarrow 0$:

$$\begin{aligned} B_s''(s) &= \left(|X|^2 \int_{-\Delta f/2}^{\Delta f/2} e^{-j\pi f^2 (s - \hat{s})} df \right)'' \Big|_{s - \hat{s} \rightarrow 0} = -\pi^2 |X|^2 \int_{-\Delta f/2}^{\Delta f/2} f^4 e^{-j\pi f^2 (s - \hat{s})} df \Big|_{s - \hat{s} \rightarrow 0} = \frac{-\pi^2 |X|^2 f^5}{5} \Big|_{-\Delta f/2}^{\Delta f/2} = \\ &= \frac{-\pi^2 |X|^2 \Delta f^5}{80}. \end{aligned} \quad (3.47)$$

Выполним подстановку (3.47) в выражение для дисперсии (3.45) с учётом энергии сигнала

$$E = |X|^2 \int_{-\Delta f/2}^{\Delta f/2} df = |X|^2 \Delta f \quad (3.48)$$

$$\sigma_s^2 = \frac{40}{\pi^2 \Delta f^4 (E / N_0)}. \quad (3.49)$$

Относительная погрешность определения \hat{s} вычисляется следующим образом:

$$\varepsilon_s = \frac{\sigma_s}{s}, \quad (3.50)$$

где σ_s - среднеквадратическое отклонение.

Перейдём от коэффициента наклона ДХ s к коэффициенту дисперсности $p = \Delta f \sqrt{0.25\pi s}$, тогда

$$\varepsilon_s = \sqrt{\frac{2.5}{p^4 (E / N_0)}}. \quad (3.51)$$

На рисунках 3.9 и 3.10 представлены графики зависимостей среднеквадратического отклонения σ_s и относительной погрешности ε_s от соотношения сигнал/шум. Также на рисунке 3.11 изображена зависимость ε_s от соотношения сигнал/шум при разных значениях коэффициента дисперсности. Как видно из рисунков, точность оценки параметра при использовании метода максимума функции правдоподобия достаточно высока и увеличивается с ростом коэффициента дисперсности (ширины полосы).

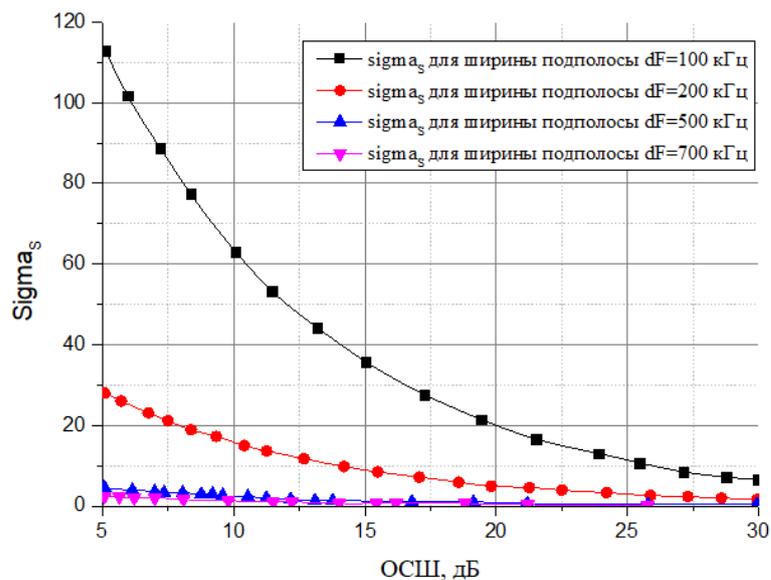


Рисунок 3.9 - Зависимость точности оценивания коэффициента наклона ДХ от отношения сигнал/шум при различной ширине спектра сигнала; метод максимума функции правдоподобия

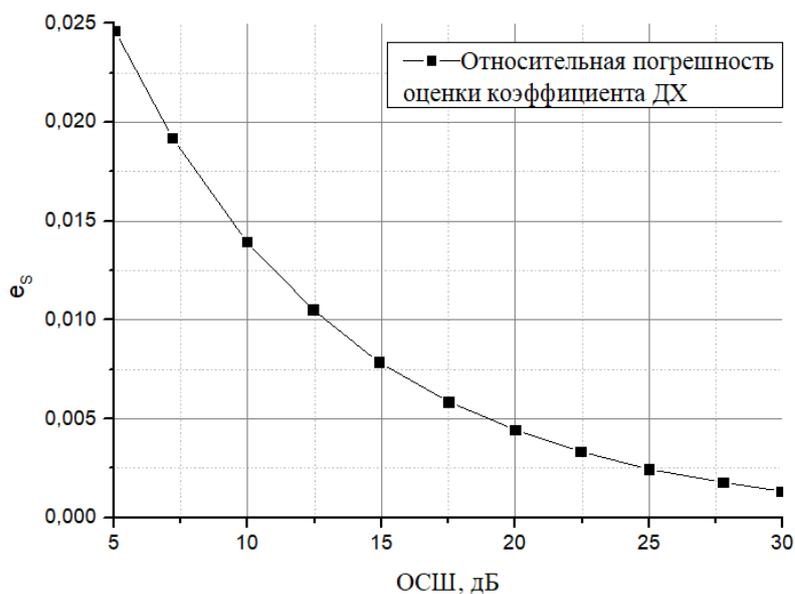


Рисунок 3.10 - Зависимость относительной погрешности от отношения сигнал/шум, $p=6$; метод максимума функции правдоподобия

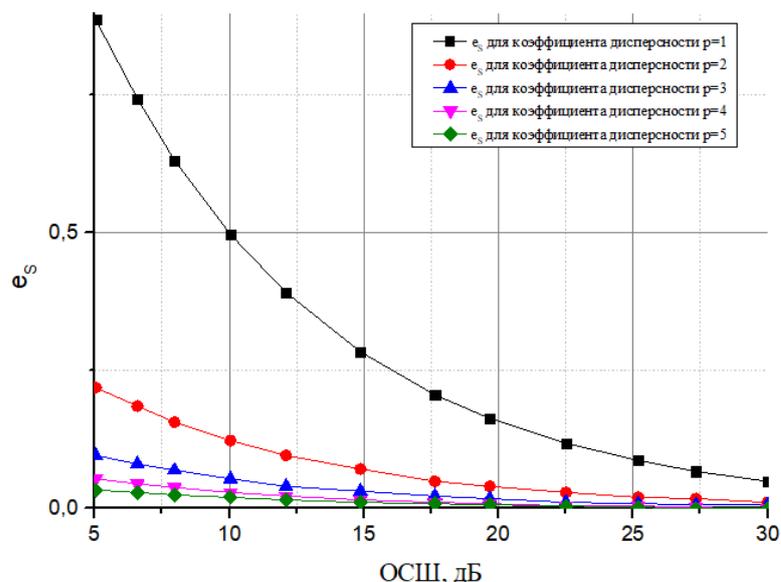


Рисунок 3.11 - Зависимость относительной погрешности от отношения сигнал/шум при различных значениях коэффициента дисперсии; метод максимума функции правдоподобия

На рисунке 3.12 представлена схема алгоритма оценки наклона дисперсионной характеристики методом максимального правдоподобия при приеме широкополосного сигнала с прямым расширением спектра псевдослучайной последовательностью [73]. Отсчеты сигнално шумовой смеси подавались на согласованный фильтр (СФ), где опорный сигнал каждого был пропущен через фильтр с импульсной характеристикой, учитывающей дисперсионные искажения с наклоном ДХ $s_i = i \cdot \Delta s, i = 0 \dots N_{cf}$, где Δs - шаг наклона ДХ, N_{cf} - количество согласованных фильтров. Затем оценивался отклик и выбирался максимальный среди всех используемых s_i .

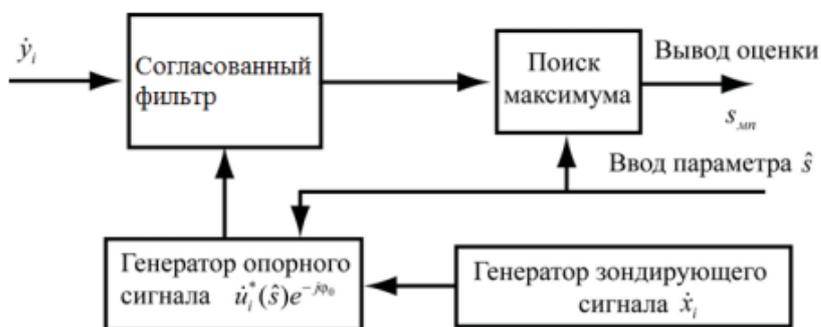


Рисунок 3.12 Схема алгоритма оценки наклона дисперсионной характеристики методом максимального правдоподобия

На рисунке 3.12 приняты следующие обозначения y_i - наблюдаемая выборка, $u_i(s)$ - сигнал x_i , искаженный в соответствии с моделью частотной характеристики (ЧХ) канала и некоторым сдвигом φ_0 .

3.3.2 Оценка применимости метода деления на подполосы

Рассмотрим метод деления на подполосы для оценки дисперсионных искажений, вносимых ионосферным каналом [74]. Будем использовать сигнал на основе новой сигнально-кодовой конструкции, основанной на шумоподобном фазоманипулированном сигнале. Полученный сигнал обладает шириной полосы частот $\Delta f = 800$ кГц и необходимо оценить наклон дисперсионной характеристики s .

Метод деления на подполосы подразумевает разделение широкополосного сигнала на N неперекрывающихся по спектру сигналов (подполос) с одинаковой шириной спектра $\Delta f_m = \Delta f / N$ (см. рисунок 3.13). Уровень дисперсионных искажений описывается коэффициентом дисперсности. Коэффициент дисперсности для подполосы уменьшается с p до $p_m = p / N$. В рамках одной подполосы дисперсионные искажения будут меньше. Для выбора количества подполос N используется минимум погрешности определения задержки распространения сигнала.

В данной модели дисперсионных искажений изменение групповой задержки распространения сигнала τ_s от центральной частоты его спектра f_p описывается линейным законом:

$$\tau_s = sf_p + \tau_0, \quad (3.52)$$

где τ_0 – константа.

Учитывая (3.52), оценка наклона дисперсионной характеристики s может производиться по методу наименьших квадратов (МНК) по формуле:

$$s = \left(N \sum_{i=1}^N f_i \tau_i - \sum_{i=1}^N f_i \sum_{i=1}^N \tau_i \right) / \left(N \sum_{i=1}^N f_i^2 - \left(\sum_{i=1}^N f_i \right)^2 \right), \quad (3.53)$$

где f_i – центральная частота i -подполосы, τ_i – задержка распространения сигнала в i -подполосе, определенная после обработки согласованным фильтром.

Используя погрешность косвенных измерений получим погрешность измерения наклона дисперсионной характеристики по формуле:

$$\Delta s = \sqrt{\sum_{i=1}^N \left(\frac{\partial s}{\partial \tau_i} \Delta \tau_i \right)^2} = \Delta \tau \sqrt{1 / \sum_{i=1}^N f_i^2} \quad (3.54)$$

В предположении, что в (3.54) одинаковая точность измерения задержки сигналов различных подполос $\Delta \tau_i = \Delta \tau$, $i = 1, 2, \dots, N$ можно привести относительную погрешность оценки наклона ДХ к форме:

$$\varepsilon_s = \Delta s / s = 0.25 \pi \Delta \tau \Delta f_k \sqrt{1 / \sum_{i=1}^N (f_i / \Delta f_k)^2} = 0.25 \pi \Delta \tau \Delta f_f \sqrt{1 / \sum_{i=1}^N p_i^2}, \quad (3.55)$$

где $\Delta f_k = \sqrt{4 / (\pi s)}$ – полоса когерентности канала, $\Delta \tau_f = \Delta \tau \Delta f_k$ – нормированная точность оценки задержки распространения сигналов в подполосах, $p_i = f_i / \Delta f_k$ – нормированные центральные частоты различных подполос. Анализируя ((3.55)) приходим к выводу, что существует линейная зависимость относительной погрешности оценки от точности оценки задержек распространения сигналов.

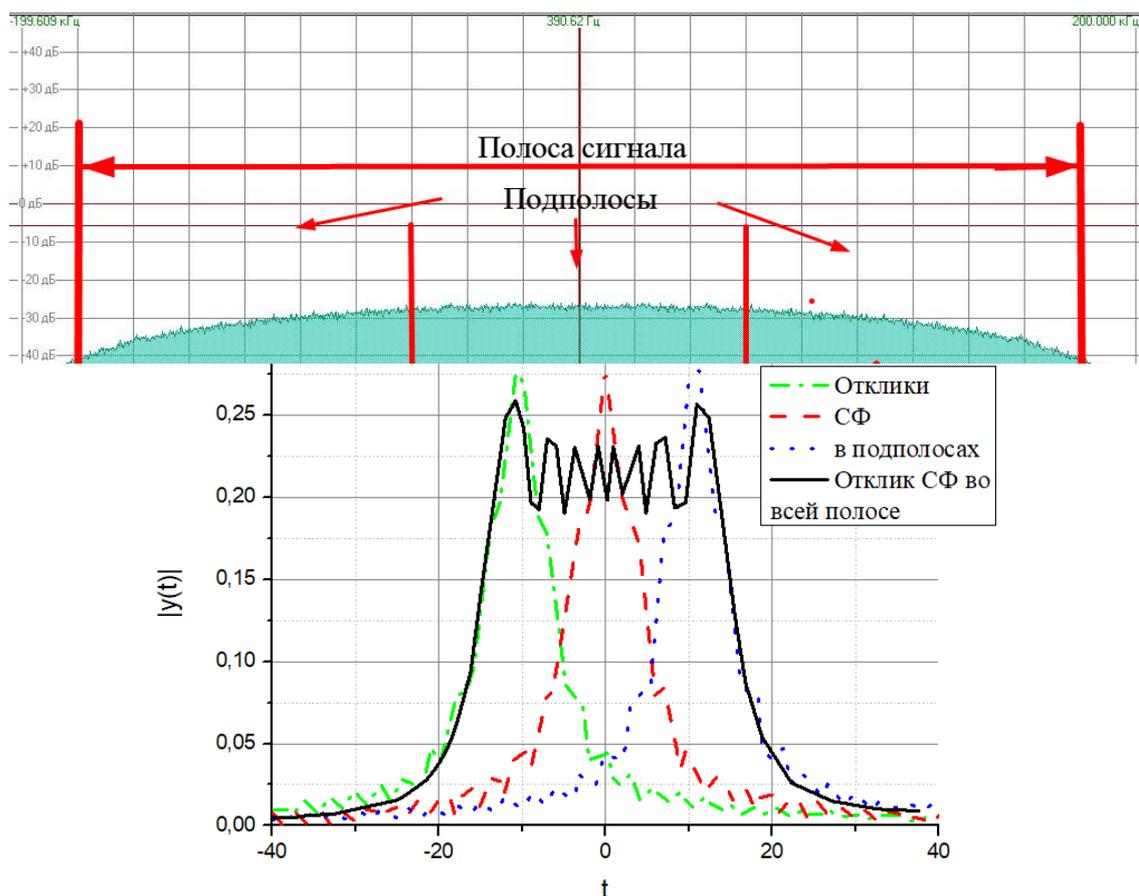


Рисунок 3.13 - Принцип метода деления сигнала на подполосы и отклики согласованного фильтра

Из-за уменьшения дисперсии при уменьшении ширины подполосы погрешность определения задержки сигнала сначала падает, но, когда дисперсионные искажения станут

несущественными, будет возрастать из-за расширения отклика СФ, которое произойдет вследствие сужения спектра.

Для вычисления точности \hat{s} для данного метода сначала требуется оценить задержку прошедшего ионосферы сигнала. Дисперсия оценки задержки τ также вычисляется по формуле (3.45).

$$\text{Корреляция} \quad B(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} y(t)u^*(t-\hat{\tau})dt = \int_{-\infty}^{\infty} (u(t-\tau) + n(t))u^*(t-\hat{\tau})dt. \quad \text{При этом}$$

сигнальная составляющая корреляции и её вторая производная равны:

$$B_s(\tau) = |X|^2 \int_{-\Delta f/2}^{\Delta f/2} e^{-j2\pi f(\tau-\hat{\tau})} df, \quad (3.56)$$

$$B_s''(s) = -(2\pi)^2 |X|^2 \int_{-\Delta f/2}^{\Delta f/2} f^2 e^{-j2\pi f(\tau-\hat{\tau})} df \Big|_{\tau=\hat{\tau} \rightarrow 0} = \frac{-\pi^2 |X|^2 \Delta f^3}{3}. \quad (3.57)$$

Воспользовавшись (3.48) и (3.57) запишем выражение для дисперсии σ_τ^2 :

$$\sigma_\tau^2 = \frac{3N}{2\pi^2 \Delta f^2 (E/N_0)}. \quad (3.58)$$

Дисперсия σ_s^2 является линейной комбинацией σ_τ^2 . Найденное по методу наименьших квадратов аналитическое выражение для дисперсии имеет вид:

$$\sigma_s^2 = \sigma_\tau^2 \sum_{j=1}^N \left(\frac{Nf_j - \sum_{i=1}^N f_i}{N \sum_{i=1}^N f_i^2 - \left(\sum_{i=1}^N f_i \right)^2} \right)^2. \quad (3.59)$$

Тогда относительная погрешность, основываясь на формуле (3.50) определится как:

$$\varepsilon_s = \frac{1}{4p} \sqrt{\frac{3N^3}{2(E/N_0)} \sum_{j=1}^N \left(\frac{Np_j - \sum_{i=1}^N p_i}{N \sum_{i=1}^N p_i^2 - \left(\sum_{i=1}^N p_i \right)^2} \right)^2}, \quad (3.60)$$

где p_j, p_i - центральные нормированные частоты подполос. Ниже на рисунках 3.14 - 3.16 представлены зависимости точности оценивания коэффициента наклона ДХ, а также относительные погрешности при разных значениях коэффициента дисперсности.

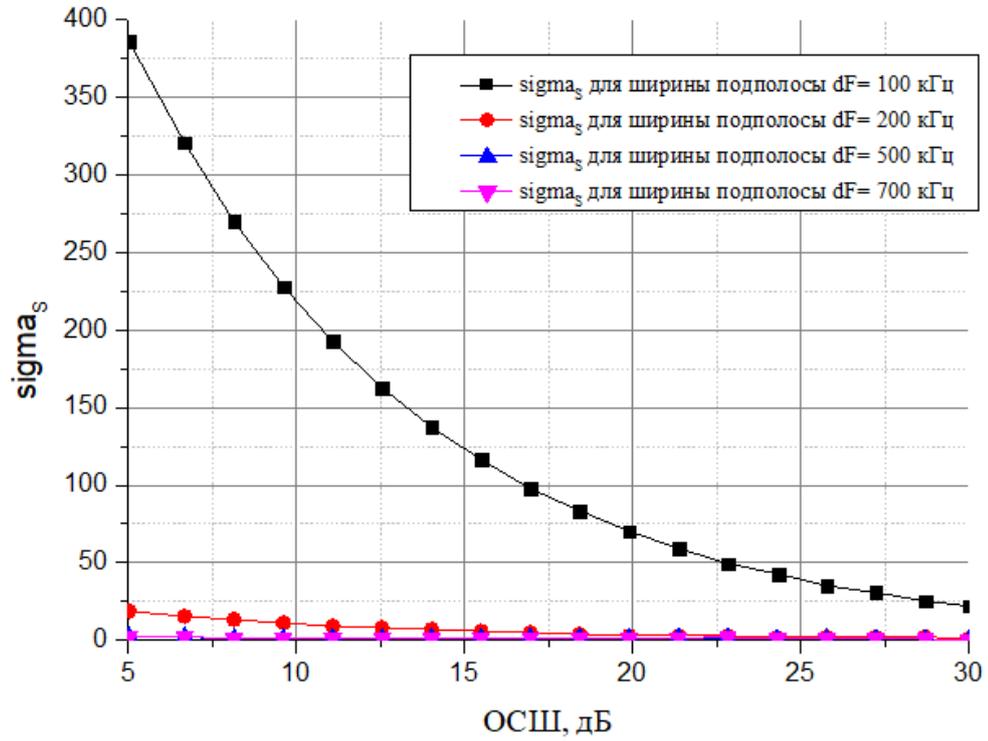


Рисунок 3.14 - Точность оценивания коэффициента наклона дисперсионной характеристики при разных значениях ОСШ

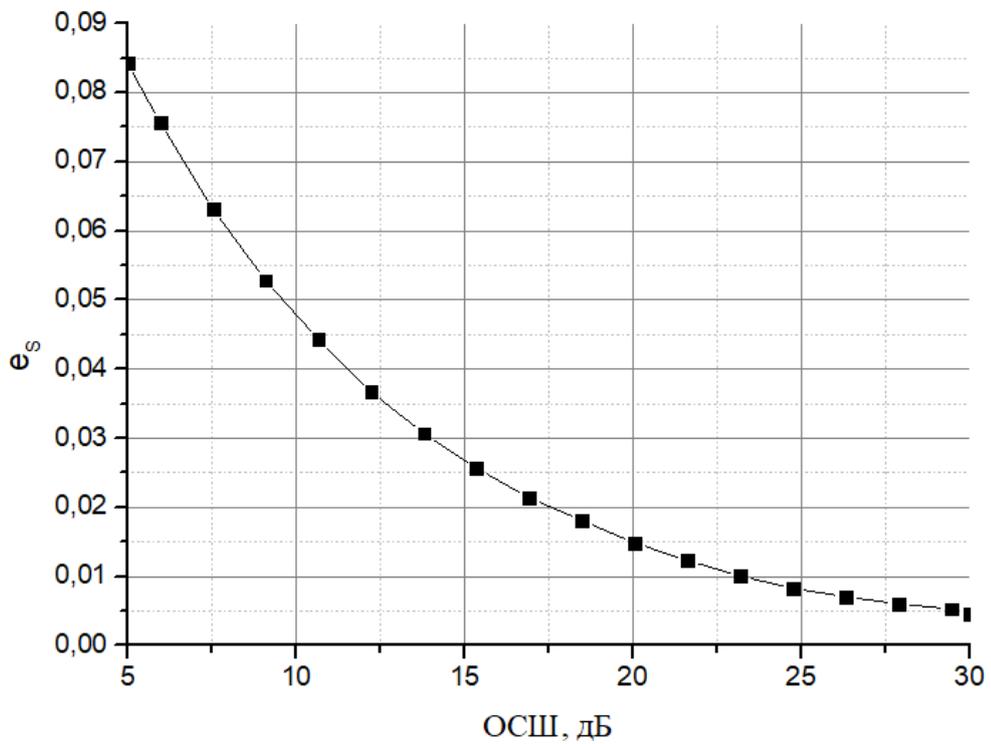


Рисунок 3.15 - Относительная погрешность при $p = 5$

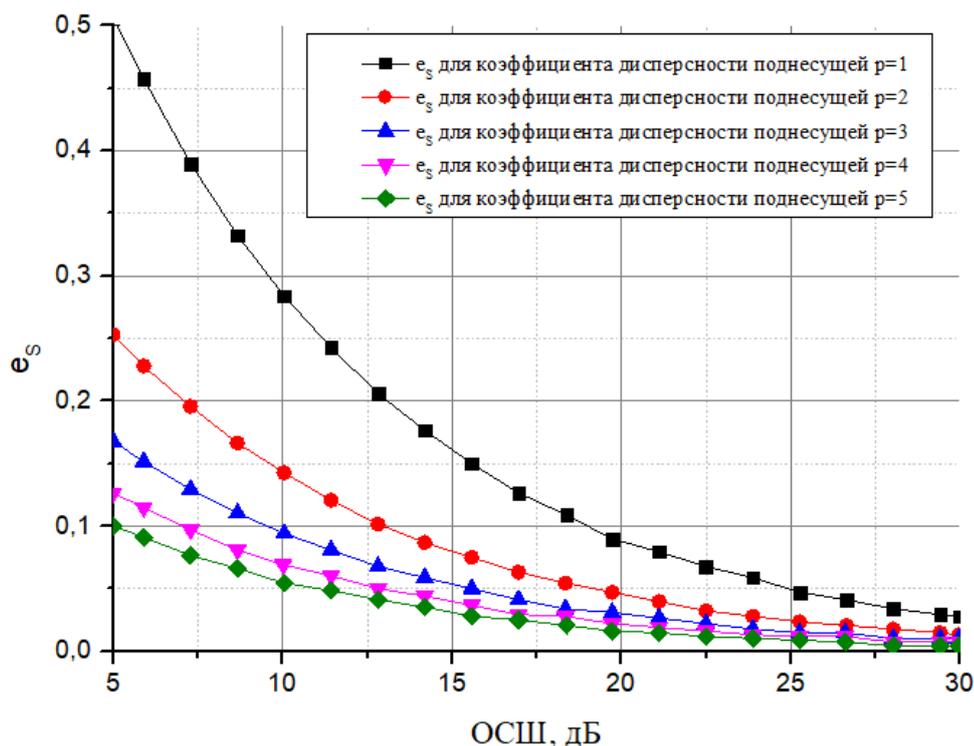


Рисунок 3.16 - Относительная погрешность при разных значениях коэффициента дисперсии

Анализ рисунков показывает, что точность оценки методом согласованной фильтрации подполос примерно в 2 раза хуже в терминах среднеквадратической ошибки, чем методом максимального правдоподобия. Однако, техническая реализация такого метода может оказаться проще для оценки наклона ДХ в широком диапазоне по одному информационному сигналу, – потребуется меньшее количество согласованных фильтров.

3.4 Алгоритм слежения за дисперсионными искажениями

Алгоритм оптимальной нелинейной фильтрации с компенсацией наклона ДХ

Перейдём к алгоритму компенсации наклона ДХ [75]. Запишем систему уравнений, состоящую из уравнения динамической системы и двух уравнений наблюдения (наблюдаем квадратуры на выходе квадратурного демодулятора):

$$\begin{cases} s_i = C_i s_{i-1} + \xi_i \\ y_{i\text{Re}} = u_{i\text{Re}}(s_i, \hat{s}_{oi}) + \eta_{i\text{Re}} \\ y_{i\text{Im}} = u_{i\text{Im}}(s_i, \hat{s}_{oi}) + \eta_{i\text{Im}} \end{cases}, \quad i = \overline{1 \div N}, \quad (3.61)$$

где $\eta_{i\text{Re}}, \eta_{i\text{Im}}$ - белый гауссовский шум наблюдения, ξ_i - шум динамической системы, $M[\eta_{i\text{Re}}] = M[\eta_{i\text{Im}}] = 0$ - математическое ожидание шумов $\eta_{i\text{Re}}, \eta_{i\text{Im}}$, $M[\xi_i] = 0$ - математическое ожидание шума ξ_i , $M[\dots]$ - операция вычисления математического ожидания, $D[\eta_{i\text{Re}}] = D[\eta_{i\text{Im}}] = \sigma_\eta^2$ - дисперсия шумов $\eta_{i\text{Re}}, \eta_{i\text{Im}}$, $D[\xi_i] = \sigma_\xi^2$ - дисперсия шума, ξ_i , $D[\dots]$ - операция вычисления дисперсии, N - длина выборки, \hat{s}_{oi} - оптимальная оценка наклона ДХ s ,

$$u_i(s_i) = \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} \dot{X}_k \hat{X}_k^* e^{-j\pi f_k^2 (s_i - \hat{s}_{oi})}; u_{i\text{Re}}(s_i) = \text{Re}(u_i(s_i)); u_{i\text{Im}}(s_i) = \text{Im}(u_i(s_i)) \quad (3.62)$$

– нелинейные относительно оцениваемого параметра s функции уравнений наблюдения, учитывающие оценку наклона ДХ \hat{s}_{oi} , \dot{X}_k - спектральные отсчёты полезного сигнала, \hat{X}_k^* - комплексно-сопряженные отсчеты оценки сигнала, при приеме преамбулы $\hat{X}_k^* = \dot{X}_k^*$, s_i - отсчёты оцениваемого случайный процесса, – наклона ДХ s . Наклон ДХ s будем считать медленно изменяющимся случайным образом параметром.

Проведём линеаризацию уравнений наблюдения разложением нелинейных функций $u_{i\text{Re}}(s_i)$, $u_{i\text{Im}}(s_i)$ в ряд Тейлора до линейного члена в окрестностях точки $C_i \hat{s}_{i-1}$ и подставим полученный результат в уравнения наблюдения системы уравнений

$$\begin{cases} s_i = C_i s_{i-1} + \xi_i \\ y_{i\text{Re}} = a_1 s_i + b_1 + \eta_{i\text{Re}} \\ y_{i\text{Im}} = a_2 s_i + b_2 + \eta_{i\text{Im}} \end{cases}, \quad i = \overline{1 \div N}, \quad (3.63)$$

где $a_1 = u'_{i\text{Re}}[C_i \hat{s}_{i-1}]$, $b_1 = u_{i\text{Re}}[C_i \hat{s}_{i-1}] - u'_{i\text{Re}}[C_i \hat{s}_{i-1}] C_i \hat{s}_{i-1}$, $a_2 = u'_{i\text{Im}}[C_i \hat{s}_{i-1}]$,

$$b_2 = u_{i\text{Im}}[C_i \hat{s}_{i-1}] - u'_{i\text{Im}}[C_i \hat{s}_{i-1}] C_i \hat{s}_{i-1},$$

$$u'_i[C_i \hat{s}_{i-1}] = \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} -j\pi f_k^2 \dot{X}_k \hat{X}_k^* e^{-j\pi f_k^2 (C_i \hat{s}_{i-1} - \hat{s}_{oi})},$$

$$u'_{i\text{Re}}[C_i \hat{s}_{i-1}] = \text{Re} \left(\sum_{k=-N/2}^{N/2-1} -j\pi f_k^2 \dot{X}_k \hat{X}_k^* e^{-j\pi f_k^2 (C_i \hat{s}_{i-1} - \hat{s}_{oi})} \right)$$

$$u'_{i\text{Im}}[C_i \hat{s}_{i-1}] = \text{Im} \left(\sum_{k=-N/2}^{N/2-1} -j\pi f_k^2 \dot{X}_k \hat{X}_k^* e^{-j\pi f_k^2 (C_i \hat{s}_{i-1} - \hat{s}_{oi})} \right).$$

Ниже приведён прямой алгоритм нелинейной фильтрации наклона ДХ с учётом выражения (3.63)

$$\hat{s}_i = C_i \hat{s}_{i-1} + \mathbf{K}_i [\mathbf{Y}_i - \mathbf{F}_i], \quad i = \overline{1 \div N}, \quad (3.64)$$

$$\mathbf{K}_i = \mathbf{A}_i \mathbf{P}_i [\mathbf{A}_i \mathbf{P}_i \mathbf{A}_i^T + \mathbf{Q}]^{-1}, i = \overline{1 \div N}, \quad (3.65)$$

$$P_i = C_i^2 \Gamma_{i-1} + B, i = \overline{1 \div N}, \quad (3.66)$$

$$\Gamma_i = P_i - \mathbf{K}_i \mathbf{A}_i P_i, i = \overline{1 \div N}, \quad (3.67)$$

где $\mathbf{Y}_i = \begin{bmatrix} y_{i\text{Re}} \\ y_{i\text{Im}} \end{bmatrix}$ - вектор уравнений наблюдения, $\mathbf{F}_i = \begin{bmatrix} u_{i\text{Re}} [C_i \hat{s}_{i-1}] \\ u_{i\text{Im}} [C_i \hat{s}_{i-1}] \end{bmatrix}$, $\mathbf{A}_i = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}$, $\mathbf{\Gamma}_0 = \sigma_\eta^2 \mathbf{I}_{2 \times 2}$,

$\mathbf{Q} = M [\eta_i \eta_i^T]$, $B = \sigma_\xi^2$, $\mathbf{I}_{1 \times 1}$ - единичная матрица размера 1×1 , \hat{s}_0 выбирается из априорных сведений. Оценка $\hat{s}_{oi} = C_i \hat{s}_{i-1}$, $i = \overline{1 \div N}$, $\hat{s}_{o1} = C_1 \hat{s}_0$. Это значит, что после каждой итерации каждому новому отсчёту управляющего воздействия \hat{s}_{oi} переписывается только рассчитанное значение $C_i \hat{s}_{i-1}$.

На рисунке 3.17 представлен результат работы алгоритма оценки параметра s с помощью фильтра Калмана при реальном значении $s = 80$ мкс/МГц. Начальное значение оценённое методом максимального правдоподобия $s_0 = 70$ мкс/МГц. При моделировании отношение сигнал/шум равно 7 дБ.

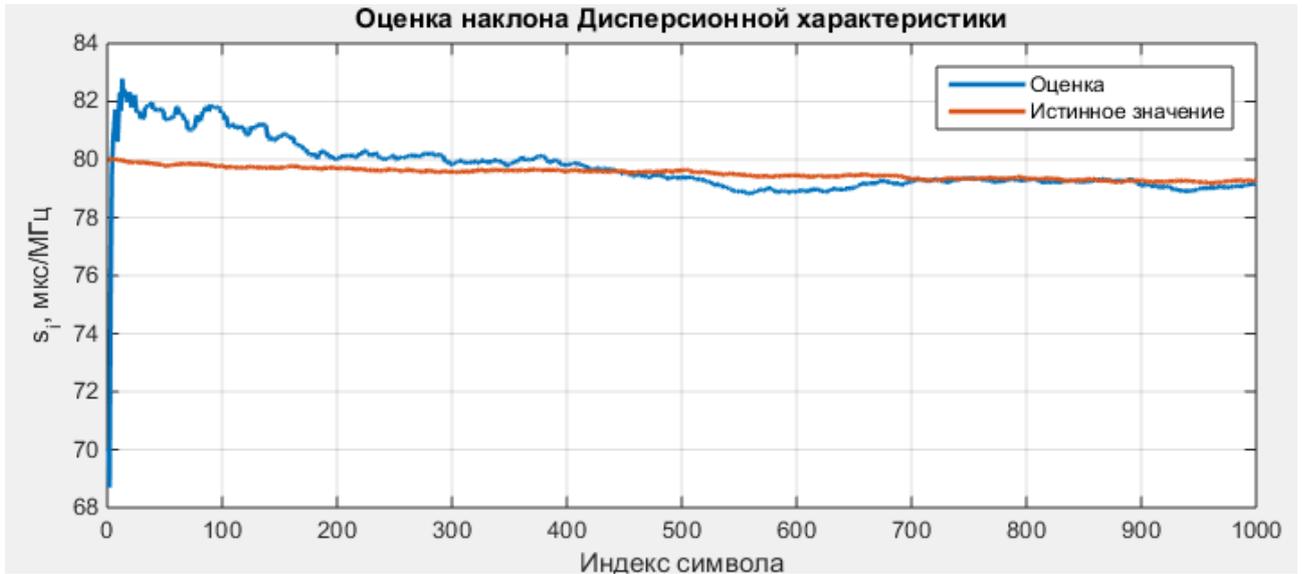


Рисунок 3.17 – Результат работы алгоритма для начального приближения $s_0 = 70$ мкс/МГц

Как видно в результате работы алгоритма оценённое значение наклона дисперсионной характеристики приближается к $s = 80$ мкс/МГц, что в отличии использования алгоритма оценивания по ионосферному зонду позволяет получить более точные значения (начальное приближение соответствует результату при использовании ионосферного зонда $s_0 = 70$ мкс/МГц). Таким образом выигрыш в точности оценки значения наклона дисперсионной характеристики составляет $\Delta s \approx 10$ мкс/МГц. Оценим энергетический выигрыш. На рисунке

3.18 представлена зависимость энергетических потерь от значения наклона дисперсионной характеристики при полосе сигнала 400 кГц.

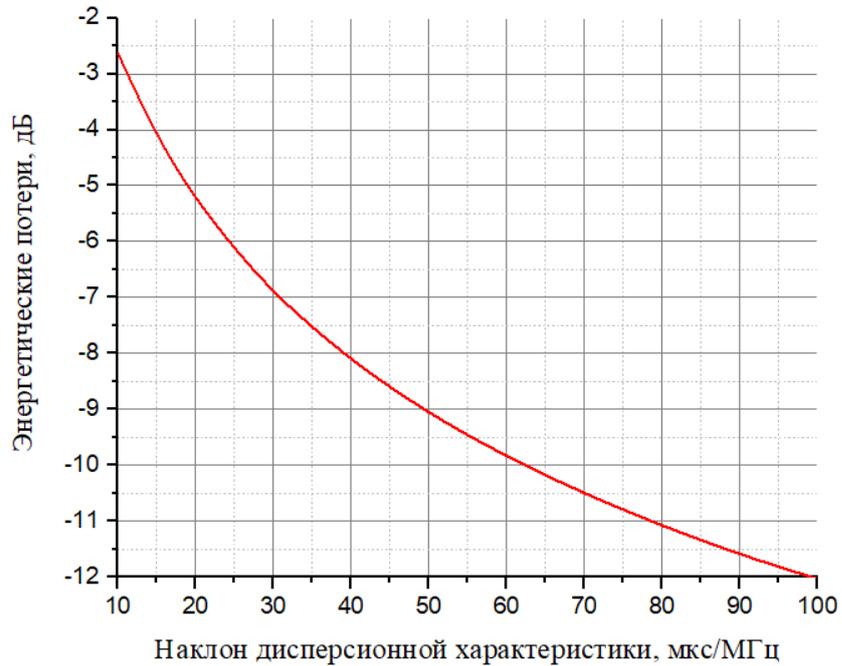


Рисунок 3.18 - График коэффициента энергетических потерь в зависимости от наклона дисперсионной характеристики

При $s = 70$ мкс/МГц энергетические потери равны $K = 10.5\text{дБ}$, а при $s = 80$ мкс/МГц $K = 11.2\text{дБ}$. Таким образом при использовании следящего алгоритма можно получить выигрыш 0.7 дБ по сравнению с использованием ионосферного зонда.

На рисунке 3.19 приведена схема приема широкополосного сигнала с компенсацией дисперсионных искажений.

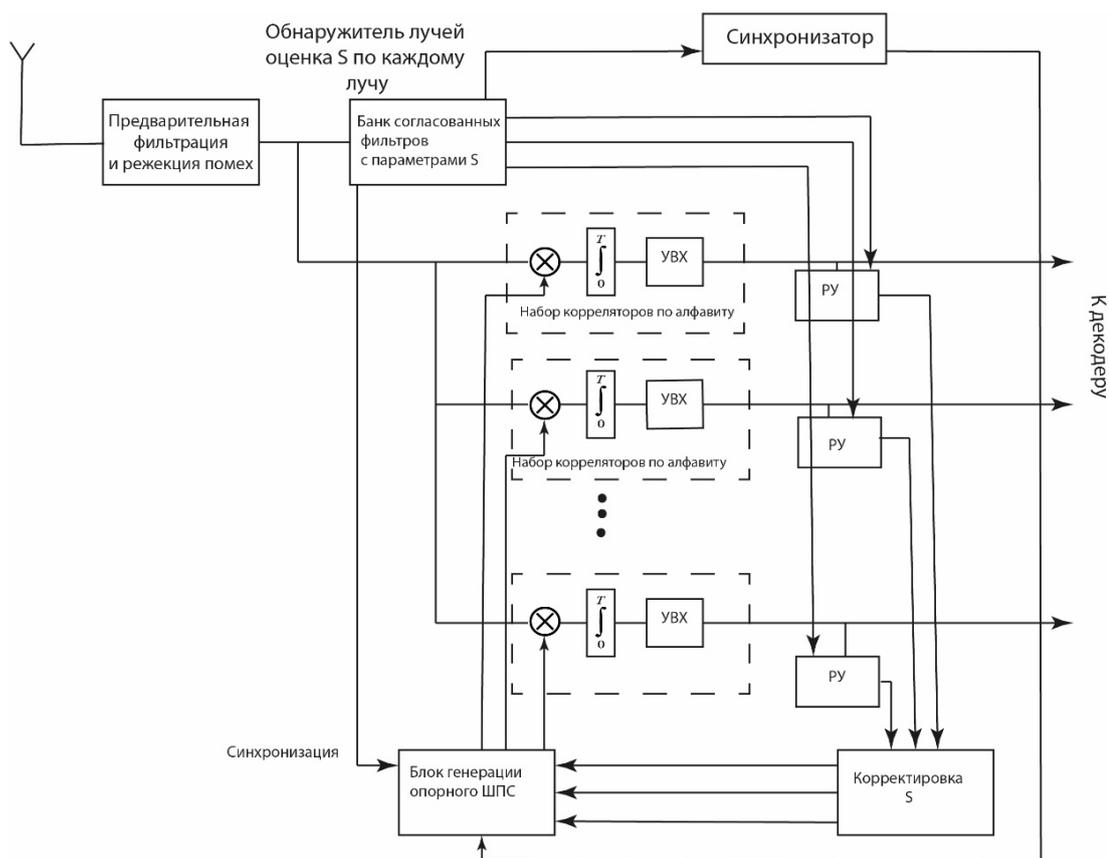


Рисунок 3.19 - Схема приема широкополосного сигнала с компенсацией дисперсионных искажений

После приемника квадратурные цифровые отсчеты с выхода демодулятора поступают на вход модуля предварительной фильтрации. Затем оцифрованные отсчеты подаются на обнаружитель лучей [82], содержащий согласованные фильтры с начальными значениями наклона дисперсионной характеристики s . Также оцифрованные отсчеты идут на перемножитель с опорными ШПС, после чего подаются на решающее устройство (рУ) для блока корректировки наклона дисперсионной характеристики s и к декодеру. Разработанный и описанный выше алгоритм положен в основу программной модели устройства обнаружения и приёма сигнала с компенсацией дисперсионных искажений [76].

3.5 Выводы к разделу 3

Получены выражения, позволяющие рассчитать эквивалентную базу ШПС с учетом влияния дисперсионных искажений для передачи информации в заданной полосе частот с наибольшей помехоустойчивостью. Для скорости передачи информации 30 бит/с совокупная база ШПС достигает значений порядка 44 дБ. Оптимальная эквивалентная база без компенсации дисперсионных искажений достигается в полосе 200-250 кГц для значений наклонов ДХ от 80 до 40 мкс/МГц соответственно.

Энергетические потери от дисперсионных искажений в такой полосе достигают порядка 7 дБ (при наклоне ДХ ~ 80 мкс/МГц). Анализ исправляющей способности выполнялся в предположении двулучевого канала. Код NB-LDPC позволяет осуществлять прием данных со средней вероятностью ошибки на бит порядка 10^{-4} при отношении сигнал/шум от - (минус) 28.5 до - (минус) 31.5 дБ в полосе приема в зависимости от предполагаемой ширины спектра СКК (в которой будет использоваться указанный код).

Исследованы ШПС с шириной спектра от 300 до 800 кГц и относительная скорость кодирования помехоустойчивого кода $1/3$ и $2/7$ при постоянной скорости передачи и объеме полезных данных. Полоса когерентности ионосферного канала при этом составляет величину порядка 100-150 кГц.

Произведено имитационное моделирование различных вариантов СКК. При фиксированной скорости передачи информации и ширине спектра, наибольшая помехоустойчивость достигается при использовании NB-LDPC кодов с разрядностью кодовых символов $m = 6$ и $m = 7$, и относительной кодовой скоростью, $r = 1/3$ и $r = 2/7$ соответственно. Дальнейшее увеличение разрядности кодового символа связано с существенным усложнением процесса демодуляции и декодирования данных.

Исследованы методы оценки дисперсионных искажений для широкополосных сигналов. Первый метод основан на методе максимального правдоподобия, второй - на методе деления на подполосы. Получены аналитические выражения зависимости дисперсии точечной оценки наклона дисперсионной характеристики ионосферного канала от отношения сигнал/шум в точке приёма.

Было проведено исследование методов оценки наклона дисперсионной характеристики. Для моделирования значение наклона ДХ было задано 80 мкс/МГц. В результате моделирования было определено, что метод деления на подполосы хуже метода максимального правдоподобия не более, чем в 2 раза (в терминах среднеквадратической ошибки (СКО) оценки). При этом в зависимости от отношения сигнал/шум значения

среднеквадратической ошибки изменялись в диапазоне 6-15 мкс/МГц и 3-8 мкс/МГц для каждого из методов.

Метод деления сигнала на подполосы позволяет снизить вычислительные затраты при оценке наклона ДХ.

Описан алгоритм на базе фильтра Калмана для компенсации и слежения за дисперсионными искажениями. Алгоритм позволяет получить выигрыш 0.7 дБ по сравнению с использованием ионосферного зонда. Предложена схема устройства для приема широкополосных сигналов с компенсацией дисперсионных искажений. Разработанный и описанный выше алгоритм положен в основу программного модуля устройства обнаружения и приёма сигнала с компенсацией дисперсионных искажений.

4 Экспериментальные исследования эффективности разработанной сигнально-кодовой конструкции и компенсации дисперсионных искажений

Данный раздел посвящен экспериментальному исследованию эффективности СКК. Рассматривается структура радиограммы, выносимой на натурные испытания, и метод повышения структурной скрытности. Описывается макет для приема и обработки широкополосного сигнала на основе новой СКК. Приводится описание натурального эксперимента. Анализируются полученные результаты, оценивается выигрыш от использования новой сигнально-кодовой конструкции.

4.1 Описание структуры радиограммы и метода повышения скрытности

4.1.1 Структура радиограммы

Опишем параметры сигнала и структуру радиограммы, которая будет использоваться на натуральных испытаниях на ионосферной трассе. Расчет параметров сигнала проведен по методике, описанной в разделе 3.2, коэффициент сглаживания фильтра равен $\beta = 1.0$ из-за особенностей передатчика и для уменьшения пик-фактора. Рассчитанные параметры приведены в таблице 4.1.

Таблица 4.1 - Параметры сигнала для натуральных испытаний

Наименование параметра	Значение
Полезный объем данных	1600 бит
Кодируемый объем данных	1600 + 90 служебных бит + 32 бит CRC32
Скорость кода	$r = 2/7$
Помехоустойчивый код	NB-LDPC (246, 861)
Разрядность кодового символа	$m = 7$
Размер алфавита для передачи кодового символа	$2^7 = 128$ НПСП
Символьная скорость НПСП	200000 бод
Ширина спектра по первым нулям	$\Delta F = 2R_{psp} = 400000 \Gammaц$

Длина НПСЦ	8192
Скорость передачи информации	30 бит/с
Размер используемого ансамбля кодов Голда	8192
Размер используемого ансамбля ПСП де Брейна	14

Структура радиogramмы представлена на рисунке 4.1.

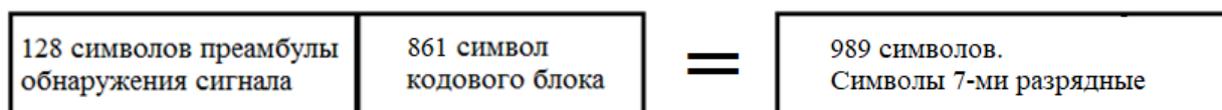


Рисунок 4.1 - Структура радиogramмы

Структура радиogramмы формируется следующим образом: к полезным данным - 1600 бит информации, добавляются 90 бит служебной информации и 32 бита проверочного кода CRC32. Затем данная битовая последовательность разбивается на 246 7-битных символов, которые подаются на кодер помехоустойчивого кода NB-LDPC со скоростью 2/7. На выходе кодера получается 861 7-битный символ. Данный блок соединяется с преамбулой для обнаружения сигнала - 128 символов одинаковые и являются нулевыми символами (комбинация бит семибитного символа – 0000000). В итоге получается блок из 989 7-битных символов, где каждому символу ставится в соответствие своя последовательность из алфавита, состоящего из 128 НПСЦ.

4.1.2 Повышение скрытности радиолинии

Так как сигнал после отражения от ионосферы может быть принят в любой точке планеты и в будущем быть использован для незаконного доступа к информации. В связи с этим следует принимать меры по ограничению возможностей повторного обнаружения такого сигнала.

Предполагается, что злоумышленник имел возможность записать сигналы абонента в некотором сеансе при высоком отношении сигнал/шум, затем распознал и получил доступ к НПСЦ, используемым в проведенном сеансе. Обладая распознанными НПСЦ, можно обнаружить аналогичные сигналы в эфире, предполагая, что эти последовательности будут снова использованы для передачи. С целью предотвращения использования злоумышленником абонентских НПСЦ, следует принимать меры по изменению ансамбля

НПСП от радиogramмы к радиogramме. Более того, если общий объем ансамбля НПСП является большим (как, например, объем ансамбля последовательностей, полученных путем сложения по модулю два ПСП Голда и де Брейна), то для снижения вероятности демодулирования и декодирования информационной составляющей радиogramмы, можно менять алфавит НПСП непосредственно при передаче различных кодовых символов радиogramмы.

Оценим количество односторонних сеансов с передачей радиogramмы на 10 частотах, которые можно провести с использованием предлагаемых в настоящей работе НПСП и СКК на их основе. СКК и формат радиogramмы описаны в разделе 4.1.1, кривые помехоустойчивости приведены в разделе 3.2. Радиogramма предполагает передачу 861 семиразрядного кодового символа. Тогда алфавит для передачи составит 128 НПСП (НПСП для синхронизирующих преамбул включены в алфавит для передачи кодовых символов). Если менять алфавит каждый раз при передаче очередного кодового символа (см. рисунок 4.2), то потребуется $128 \cdot 861 = 110208$ НПСП. С учетом 10-ти кратного повторения радиogramмы на различных частотах, потребуется $128 \cdot 10 = 1280$ и $128 \cdot 861 \cdot 10 = 1102080$ НПСП в зависимости от частоты смены алфавита – для каждой передаваемой радиogramмы или для каждого передаваемого символа.

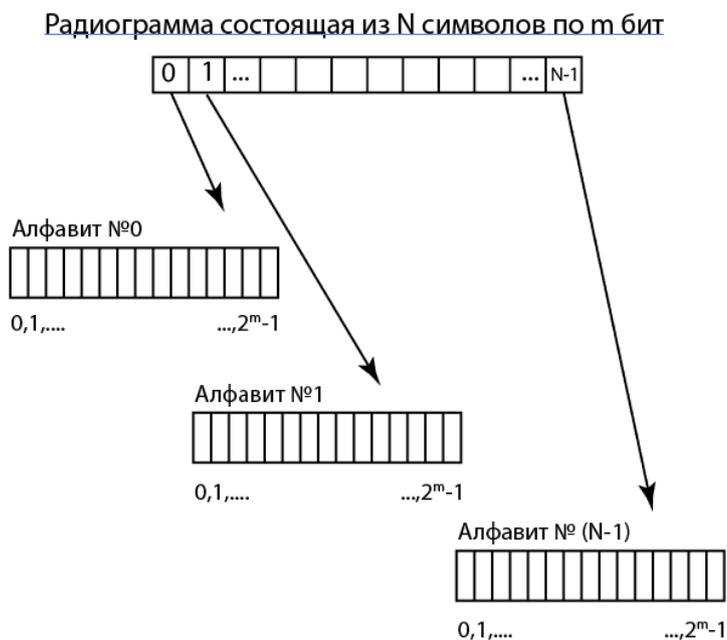


Рисунок 4.2 - Формирование радиogramмы

Длина НПСП 8192 двоичных символа, количество НПСП в соответствии с таблицей 2.14 составляет $\approx 2^{4096} \approx 10^{1233}$ (при генерации ансамбля де Брейна с помощью графов). Количество радиogramм с учетом смены алфавита НПСП приведено в таблице 4.2.

Таблица 4.2 Количество радиogramм с учетом смены алфавита НПСП

Алгоритм генерации НПСП и смены алфавита	Количество радиogramм
Голд XOR де Брейна, смена на каждую радиogramму	$\sim 7.8 \cdot 10^{1229}$
Голд XOR де Брейна, смена на каждый символ	$\sim 9.03 \cdot 10^{1226}$

В предположении, что в сутки проводится порядка 720 сеансов, то ансамбля, сформированного с помощью описанного выше алгоритма, при смене алфавита на каждый кодовый символ, хватит приблизительно на $\sim 3.1 \cdot 10^{1215}$ лет.

Рассмотрим один из примеров алгоритма генерации и смены алфавита НПСП на каждый кодовый символ.

ПСП получают посредством сложения по модулю два ансамбля последовательностей Голда (длины 8191 + бит четности) и выбранной ПСП де Брейна.

Использование всего ансамбля Голда и всего одной ПСП де Брейна дает ансамбль из 128 ПСП с хорошими взаимно и автокорреляционными свойствами, наследованными от ПСП Голда.

Алгоритмически сгенерировать ПСП Голда гораздо проще, чем ПСП де Брейна (алгоритм генерации ПСП де Брейна нелинейный и содержит порядка 600 обратных связей с нелинейными операциями со всеми битами 13-разрядного регистра для ПСП длины 8192).

Выбирая различные НПСП де Брейна и складывая их по модулю два с ансамблем ПСП Голда, можно набрать необходимое количество НПСП для осуществления передачи информации

С учетом того что на 1 сеанс требуется 1102080 ПСП, а ансамбль Голда включает в себя 8191 ПСП + 2 формирующих (из которых для ровного счета будем использовать $8191 + 1 = 8192$), то нам потребуется $1102080 / 8192 \sim 135$ НПСП де Брейна.

Генерирование ПСП Голда осуществляется простым сложением по модулю два двух циклических сдвинутых M-последовательностей длины 8191.

Таким образом, для передачи одной радиограммы требуется хранить в памяти две М-последовательности длины 8191 и 135 НПСП де Брейна длины 8192. Причем М-последовательности менять не будем от радиограммы к радиограмме.

Тогда объем памяти для хранения ПСП составит: $(2 \cdot 8191 + 135 \cdot 8192) / 8 \sim 140$ кбайт.

Указанные НПСП де Брейна необходимо либо хранить в памяти, либо рассчитывать заранее до начала сеанса. Рассчитывать их в режиме реального времени не удастся из-за вычислительно сложного алгоритма генерации.

С учетом изложенного предлагается следующий алгоритм формирования ансамбля при передаче радиограммы.

При передаче каждого кодового символа осуществляется выбор следующей группы из 128 ПСП Голда, каждая из которых складывается по модулю два с заранее вычисленной ПСП де Брейна. Для передачи следующего кодового символа выбираются следующие 128 ПСП Голда, каждая из которых также складывается по модулю два с ПСП де Брейна. Выбор ПСП Голда осуществляется до тех пор, пока ансамбль ПСП Голда, состоящий из 8192 ПСП, не закончится. С помощью одного ансамбля ПСП Голда можно передать $8192 / 128 = 64$ кодовых символа. Как только ансамбль ПСП Голда заканчивается, осуществляется выбор следующей ПСП де Брейна (из общего набора в 135 штук) и выбор 8192 ПСП Голда начинается сначала.

Таким образом, ПСП Голда циклически выбираются по 128 штук от начала к концу, тогда как ПСП де Брейна выбираются от начальной до конечной. Необходимые 135 ПСП де Брейна рассчитываются заранее при подготовке сеанса и сохраняются либо вместе с данными радиограммы в микросхемах постоянного запоминающего устройства (ПЗУ) типа Flash, либо непосредственно перед выполнением сеанса радиостанцией с сохранением ПСП в оперативном запоминающем устройстве (ОЗУ).

4.2 Описание макета радиолинии

Макет передающей станции основан на ЭВМ + SDR Red Pitaya + антенна «наклонный луч», позволяющий излучать сигналы с мощностью до 200 мВт. Red Pitaya это программно - определяемая радиосистема (Software Defined Radio). Данная плата позволяет излучать в эфир сигналы, представленные в виде квадратурных цифровых отсчетов и сформированные на ЭВМ. Ниже представлены основные характеристики платы:

- полоса пропускания: 49 МГц на 3 дБ (по постоянному току, 3dB BW определяется фильтром);

- частота дискретизации: 125 млн. преобразований в секунду;
- разрядность ЦАП: 14 бит;
- сопротивление: 50 Ом;
- выходная скорость нарастания выходного напряжения: 200 В / мкс;
- тип разъема: SMA.

На рисунках 4.3 и 4.4 приведены соответственно структурная схема и внешний вид платы RedPitaya.

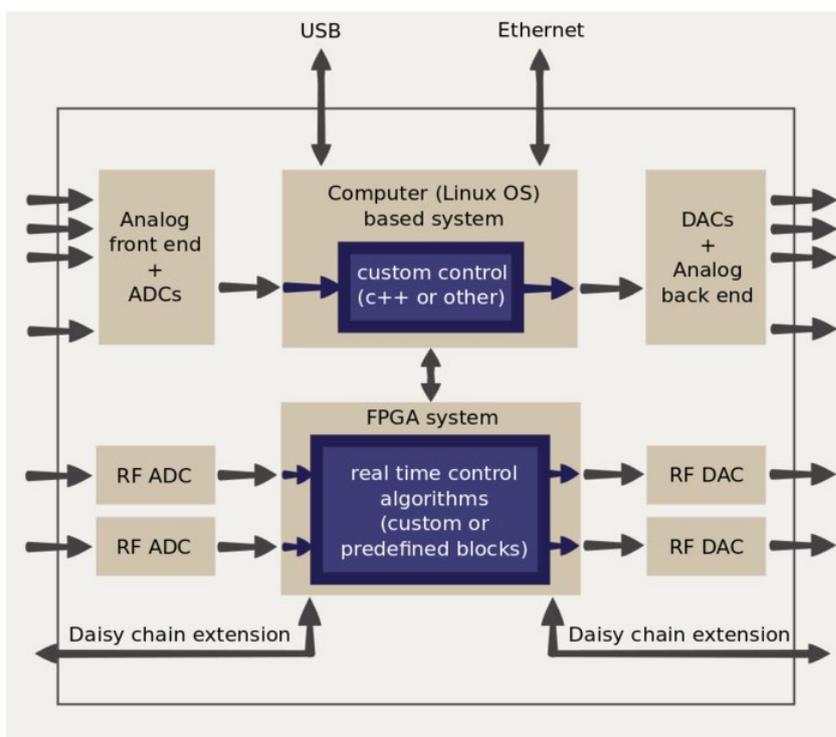


Рисунок 4.3 - Структурная схема платы RedPitaya

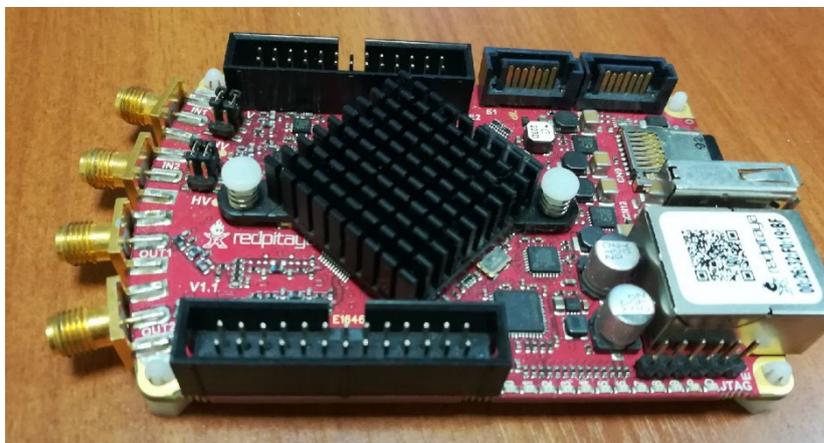


Рисунок 4.4 - Внешний вид платы RedPitaya

Таким образом, на ЭВМ запускается программный модуль формирования квадратурных отсчетов с сигналом на основе новой сигнально-кодовой конструкции, сформированные отсчеты по сети Ethernet передаются в плату.

Для приема сигналов использовался панорамный приемник прямого усиления «Морошка» (см. рисунок 4.5), разработанный в МТУСИ. Приемник позволяет вести прием в декаметровом диапазоне с полосой принимаемого сигнала до 3 МГц. Для приема приемник настраивался на следующие параметры:

- полоса приемного тракта - 500 кГц;
- частота дискретизации - 625 кГц;
- выходные данные - 16 битные квадратурные отсчеты;

Данный приемник по интерфейсу USB был подключен к ноутбуку с установленными программными модулями.



Рисунок 4.5 - Плата приемника «Морошка»

Для управления приемником и приема сигналов были разработаны программные модули [76,77]. Данный программный модуль позволяет управлять приемником «Морошка», устанавливать полосу сигнала, несущую частоту, в том числе настраивать работу по заранее составленному расписанию для приема в автоматическом режиме и записи файлов с цифровыми квадратурными отсчетами (для возможности последующей повторной обработки). На рисунке 4.6 представлен интерфейс программного модуля при работе по расписанию.

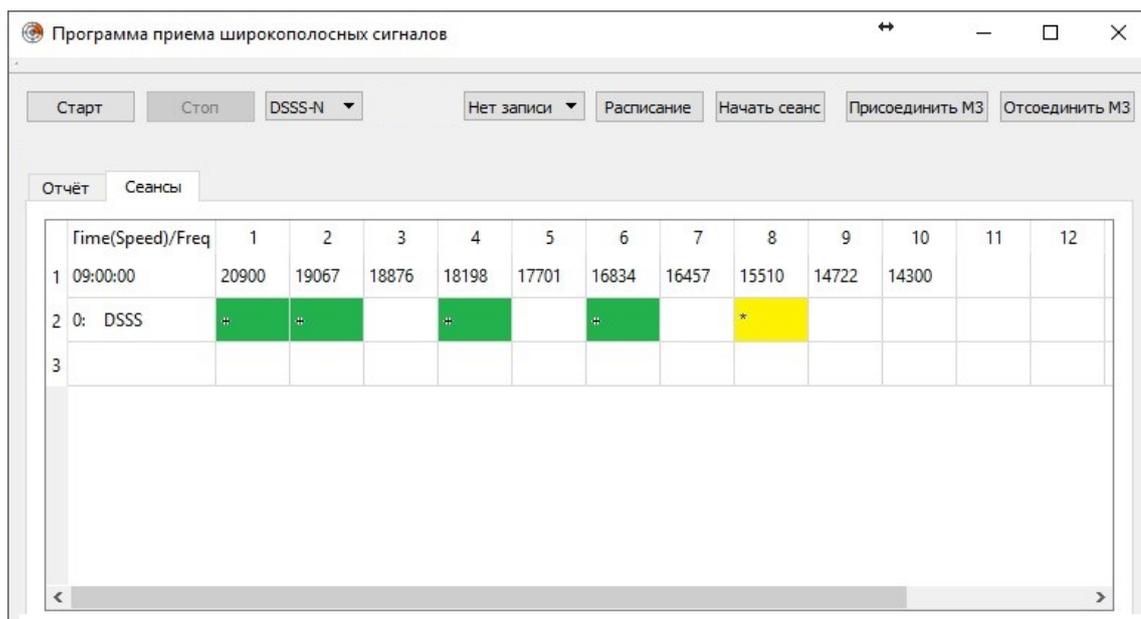


Рисунок 4.6 - Интерфейс программного модуля при работе по расписанию

Также программный модуль позволяет обеспечивать прием, демодуляцию и декодирование СКК. На рисунке 4.7 представлен интерфейс программного модуля при приеме СКК. В данном программном модуле реализован автоматический компенсатор дисперсионных искажений.

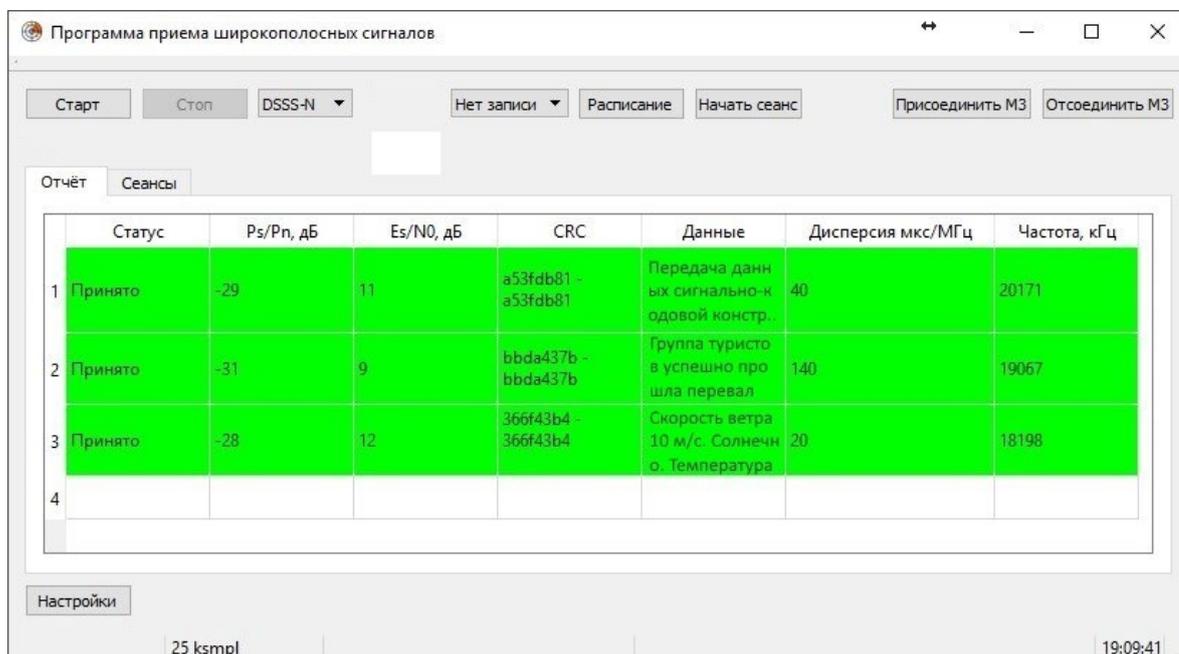


Рисунок 4.7 - Интерфейс программного модуля при приеме СКК

На экране отображаются ОСШ, проверочный код CRC32, оцененное и компенсированное значение наклона дисперсионной характеристики, частота на которой обнаружен блок. Так же представлена полезная нагрузка в виде текстовых данных.

4.3 Описание эксперимента

4.3.1 Трасса, время, прогноз дисперсионных искажений

Натурные испытания проводились в апреле 2017 года на однокачковой трассе Новосибирск – Москва, с расстоянием между передатчиком и приемником порядка 3000 км. Прогнозирование уровня сигнала выполнялось в соответствии с документом ITU-R P.533 [78], а уровня шума - в соответствии с документом ITU-R P.372 [79]. Для прогноза использовались программные модули прогнозирования состояния ионосферы [80,81].

Для оценки МПЧ трасс в соответствии с документом ITU-R P.533 [78] требуется задать индекс солнечной активности R_{12} , который численно равен среднему значению числа пятен Солнца на интервале 12 месяцев. За последние 11 лет наблюдаемый индекс солнечной активности находился в диапазоне от 20 до 120. На рисунке 4.8 приведены медианные значения МПЧ на указанных трассах в зависимости от индекса солнечной активности R_{12} в диапазоне от 20 до 120.

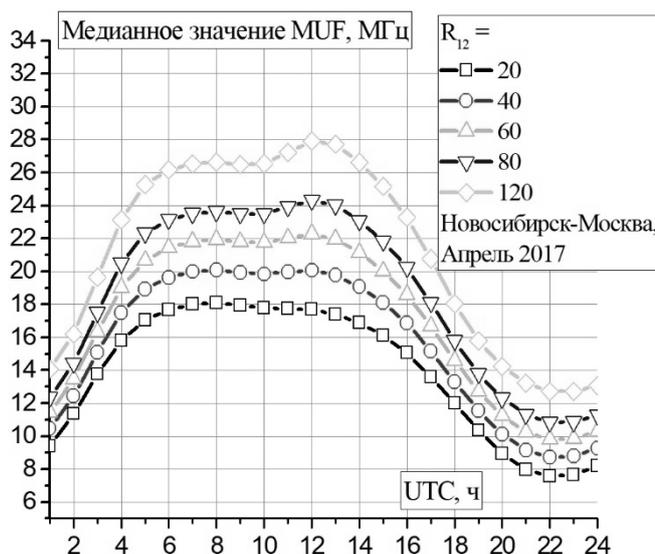


Рисунок 4.8 - Медианное значение МПЧ в зависимости от солнечной активности

МПЧ для трассы Новосибирск - Москва при индексе $R_{12} = 40$ составляет порядка 18 МГц в оптимальное по ионосферным условиям [78] время и может достигать значений выше 20 МГц, что наблюдалось при натурных испытаниях.

Прогноз дисперсионных искажений проводился посредством трассировки лучей выбранной радиотрассы, описание приведено в разделе 1.2 .

На рисунке 4.9 представлена ионограмма, предоставляющая прогноз зависимости групповой задержки от частоты на 6 часов утра по UTC для 15 апреля 2017 года.

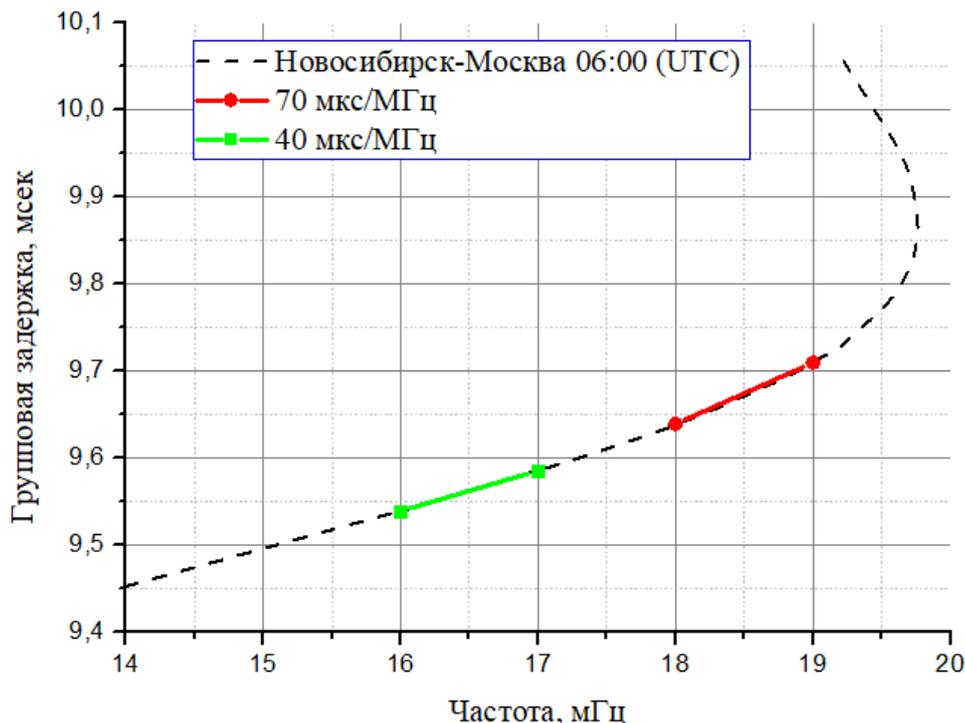


Рисунок 4.9 – Ионограмма для 06:00 UTC 15 апреля 2017 года

Используя прогноз, получаемый с использованием приведённой ионограммы, можно оценить методом наименьших квадратов значения наклона дисперсионной характеристики s . В данном случае для частот 16-17 МГц прогнозируемое значение $s \approx 40$ мкс/МГц, а для 18-19 МГц $s \approx 70$ мкс/МГц.

4.3.2 Приемные антенны

При проведении испытаний использовалась антенна бегущей волны, которая представляет собой длинную, двухпроводную горизонтальную линию, протянутую в направлении прихода принимаемого сигнала и нагруженную на симметричные вибраторы, следующие через небольшой промежуток. Один конец линии, обращённый в сторону прихода сигнала, замкнут на сопротивление, равное волновому, а второй конец линии присоединяется к приёмнику. Для улучшения направленных свойств параллельно соединяются две антенны. Общий вид антенны БС2 представлен на рисунке 4.10.

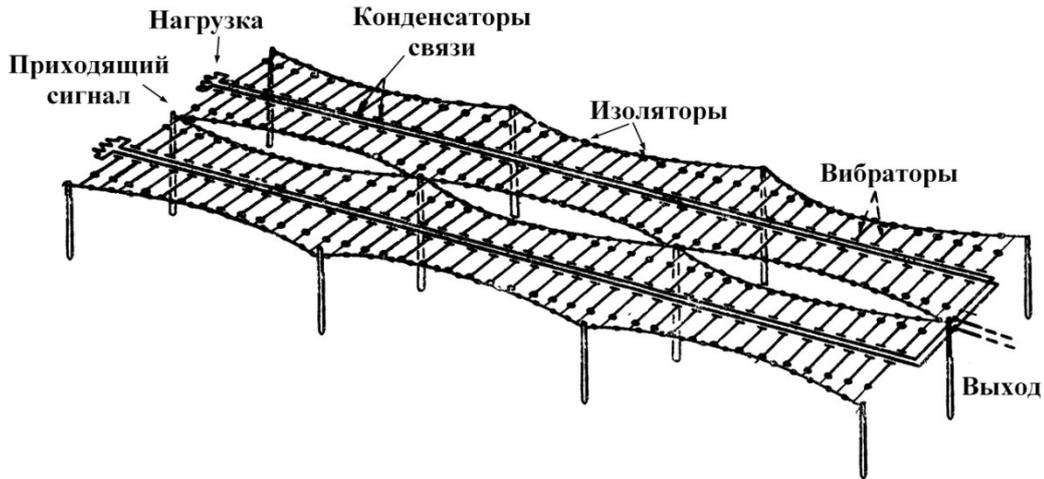


Рисунок 4.10 - Общий вид антенны BC2

Типовые параметры BC2, работающей в диапазоне от 3 до 28 МГц, следующие:

длина полотна 96 м,

длина плеча вибратора 8 м,

интервал между вибраторами 4.4 м,

число вибраторов - 21,

высота подвеса полотна 25 м.

Диаграмма направленности (ДН) антенны существенно зависит от частоты принимаемого сигнала. Так, ширина главного лепестка в вертикальной плоскости может варьироваться от 6° на 28 МГц до 32° на 3 МГц. ДН в вертикальной плоскости описывается уравнением (4.1), в горизонтальной - уравнением (4.2). Для учёта влияния двух полотен антенны BC2 друг на друга вводится дополнительный параметр - функция двух углов (азимута и угла места), описываемая уравнением (4.3).

$$F_{\text{верт}}(\Delta) = 2 \cdot \sin(k \cdot H \cdot \sin(\Delta)) \cdot \frac{\sin\left(N \cdot \frac{k \cdot l_1}{2} \cdot (\cos \Delta - \xi)\right)}{\sin\left(\frac{k \cdot l_1}{2} \cdot (\cos \Delta - \xi)\right)}, \quad (4.1)$$

$$F_{\text{гор}}(\varphi) = \frac{\cos(k \cdot l_p \cdot \sin(\varphi) - \cos(k \cdot l_p))}{\cos(\varphi)} \cdot \frac{\sin\left(N \cdot \frac{k \cdot l_1}{2} \cdot (\cos \varphi - \xi)\right)}{\sin\left(\frac{k \cdot l_1}{2} \cdot (\cos \varphi - \xi)\right)}, \quad (4.2)$$

$$F(\Delta, \varphi) = \cos\left(\frac{k \cdot D}{2} \cdot \sin(\varphi) \cdot \cos(\Delta)\right), \quad (4.3)$$

где Δ - угол места, угол между направлением на горизонт и на сигнал, H - высота подвеса полотна, N - число вибраторов в антенне, $k = 2\pi / \lambda$ - волновое число, l_1 - расстояние между вибраторами, ξ - коэффициент укорочения волны, φ - азимут, отсчитываемый между линией передачи антенны и направлением на принимаемый сигнал, l_p - длина плеча вибратора.

ДН в вертикальной и горизонтальной плоскости антенны БС2 представлена на рисунке 4.11. Более наглядно ДН в вертикальной плоскости представить в прямоугольной системе координат (см. рисунок 4.12). ДН строятся для частот 28, 24, 12.5, 6.2, 3 МГц, т.к. в тёмное время суток передача ведётся на нижних частотах дециметрового диапазона, а на верхних частотах существенные помехи создают гражданские нелегальные Си-Би радиостанции.

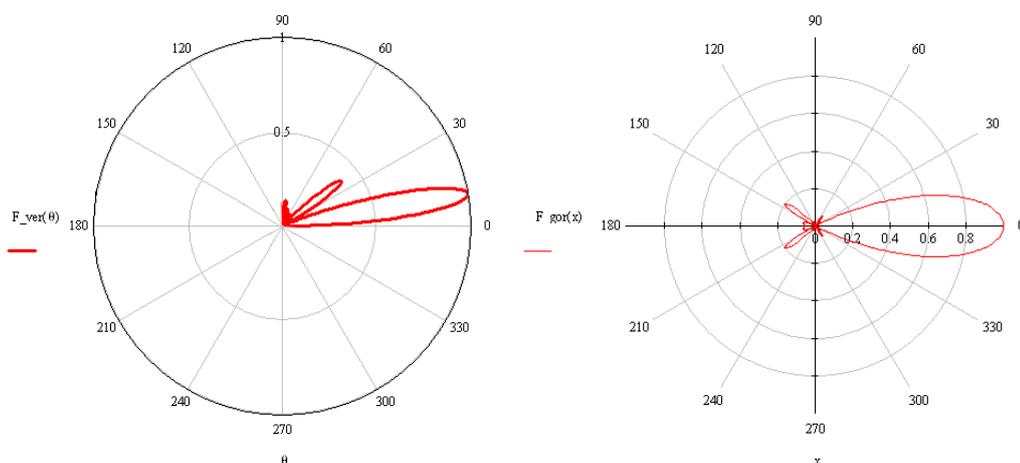


Рисунок 4.11 - Диаграмма направленности одного полотна БС2 для частоты 28МГц в вертикальной и горизонтальной плоскости

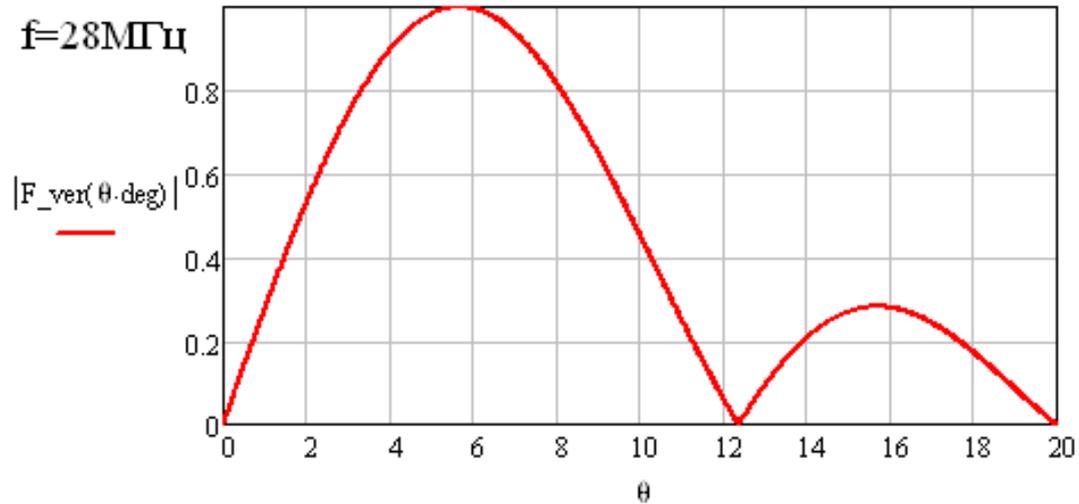


Рисунок 4.12 - Диаграмма направленности одного полотна БС2 для частоты 28МГц в вертикальной плоскости

Формируя фазированные антенные решётки (ФАР) из коротковолновых антенн БС2 (см. рисунок 4.13) и применяя адаптивные алгоритмы подавления помех, можно формировать глубокие провалы в диаграмме направленности в направлении на источник помехи.

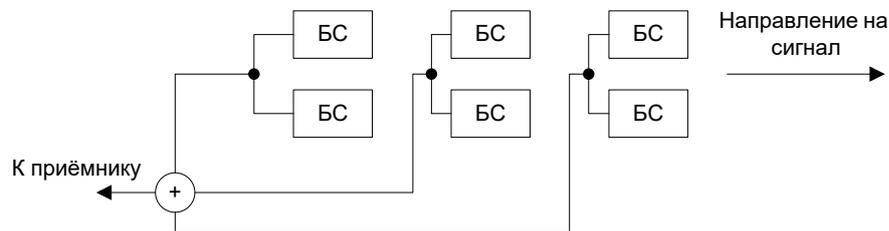


Рисунок 4.13 - Структура антенны 3БС2

4.4 Результаты натурных испытаний

С помощью описанного в предыдущем разделе макета производился прием сигнала с использованием новой СКК. Работа велась на однокачковой трассе Новосибирск – Москва в апреле 2017 года. Сигнал, поступающий с приемника прямого усиления «Морошка» обрабатывался программными модулями приема, а также записывался в файлы с цифровыми квадратурными отсчетами для последующего анализа. Работа велась по сеансам, которые длились по 20 минут, в течение сеанса прием проводился по расписанию на 10 заранее заданных частотах, расположенных около и ниже прогнозируемого значения МПЧ.

Разработанные программные модули функционировали в автоматическом режиме по заранее сформированному расписанию, которое содержало в себе набор частот, время начала,

и длительность приема на одной частоте. В ходе работы автоматически происходила компенсация дисперсионных искажений, а статистика приема (информация о статусе приема: не обнаружен сигнал/обнаружен/принят, измеренное по преамбуле отношение сигнал/шум в полосе, CRC, принятая полезная информация, оцененное значение наклона дисперсионной характеристики) записывались в файлы в виде графических таблиц.

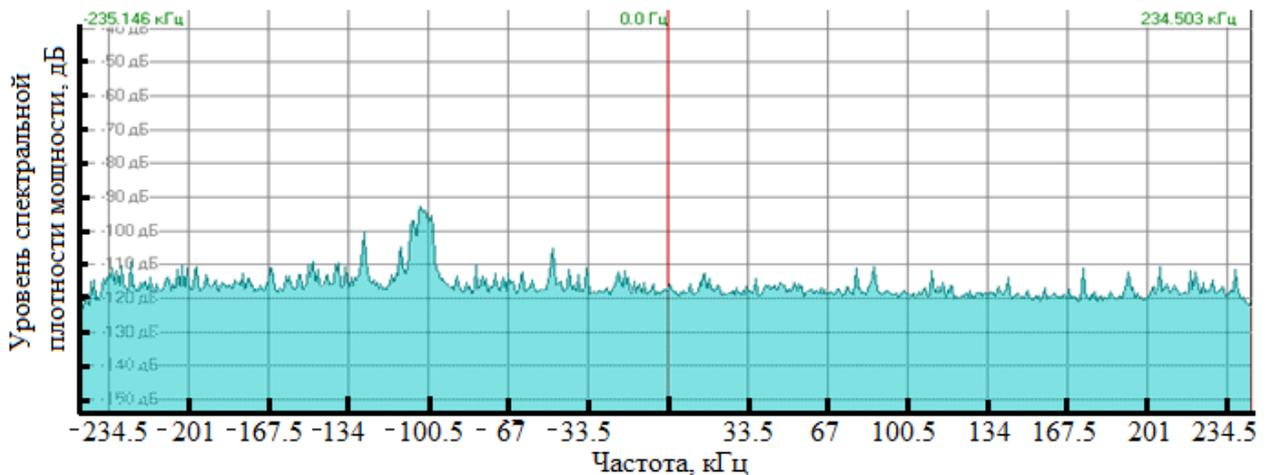


Рисунок 4.14 - Спектральная плотность мощности из эфира, канал сполосой 500 кГц

На рисунке 4.14 представлен спектр записи канала приемника, произведенной на частоте 19200 кГц с полосой 500 кГц. На записи присутствуют помехи, одна из которых обладает полосой до 15 кГц. В результате приема данной записи, сигнал был обнаружен, демодулирован и декодирован сигнал. По преамбуле сигнала оценивалось отношение сигнал/шум. В [82] приведен алгоритм обнаружения шумоподобных сигналов. Формируемая устройством обработки сигнала решающая статистика описывается нецентрированным распределением Фишера. Отношение сигнал/шум в полосе приема может быть получено по формуле:

$$\frac{P_s}{P_n} = \frac{E_s}{N_0} \frac{1}{T\Delta f} = \frac{E_s}{N_0} \frac{R_{psp}}{N_{psp}\Delta f} = \frac{1}{2N_{psp}} \frac{E_s}{N_0}. \quad (3.4)$$

Отношение сигнал/шум связано с математическим ожиданием решающей статистики:

$$M[F] = \frac{d_2(d_1 + \lambda)}{d_1(d_2 - 2)}. \quad (3.5)$$

Для $d_1 = 2$ и больших значений $d_2 = 2(N_{psp} - 1)$ справедливо:

$$M[F] \approx 1 + \frac{E_s}{N_0}. \quad (3.6)$$

Тогда значение ОСШ $\frac{E_{si}}{N_0}$ для i -го луча можно оценить по выражению:

$$\frac{E_{si}}{N_0} \approx F_i - 1, \quad (3.7)$$

где F_i – значение решающей статистики для i -го луча.

Таким образом, алгоритм позволяет осуществлять обнаружение пика АКФ и измерение уровня отношения сигнал/шум. Для записи, спектр которой приведен на рисунке 4.14 оцененное значение отношения сигнал/шум в полосе сигнала (400кГц) составило порядка – (минус) 30 дБ, из чего можно сделать вывод, что сигнал находится под шумом и тем самым является энергетически скрытым.

В ходе натуральных испытаний было проведено 10 сеансов, в каждом из которых передача велась на 10 частотах. Суммарно было передано 100 радиограмм. Результаты приема представлены в таблице 4.3.

Таблица 4.3 - Результаты натуральных испытаний

Общее число переданных блоков	Число корректно принятых блоков
100	92

Как видно из таблицы, процент успешно принятых радиограмм составляет 92%.

4.5 Выигрыш от использования радиолинии

Записанные файлы с цифровыми квадратурными отсчетами во время натуральных испытаний были проанализированы для определения выигрыша от использования новой сигнально-кодовой конструкции. Одним из плюсов использования новой СКК является алгоритм компенсации дисперсионных искажений.

На рисунках 4.15 и 4.16 представленные отклики согласованных фильтров при приеме широкополосного сигнала с прямым расширением спектра при использовании новой СКК. В данном случае показана оценка дисперсионных искажений по двум методам, описанным в разделах 3.3.1 и 3.3.2 .

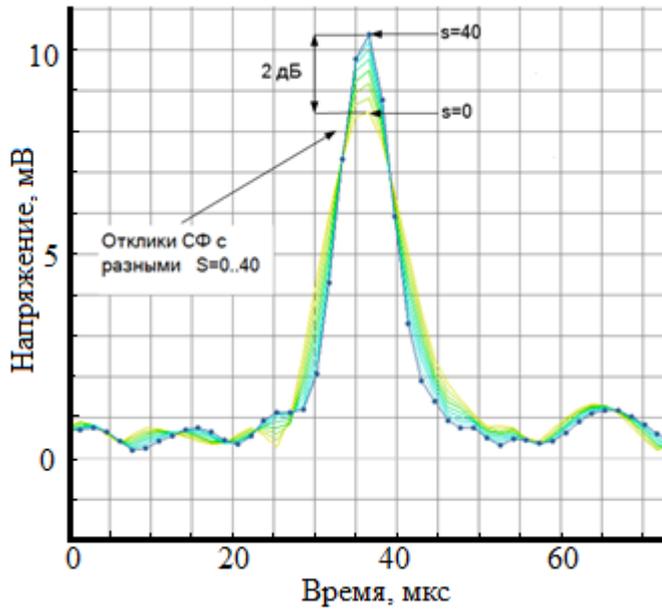


Рисунок 4.15 - Отклики согласованных фильтров при методе максимального правдоподобия

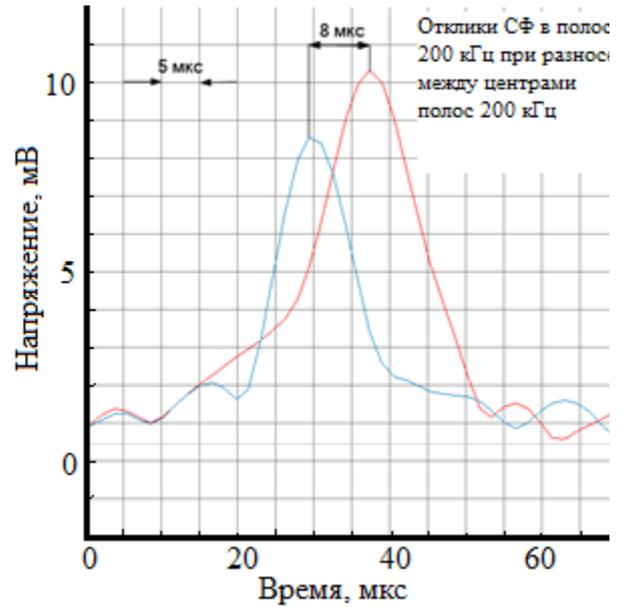


Рисунок 4.16 - Отклики согласованных фильтров при методе деления на подполосы

Как видно из данных рисунков, применение обоих методов дало аналогичные результаты [83]. Оцененное значение наклона дисперсионной характеристики при методе МПД наклон ДХ равно $s \approx 8 \text{ мкс} / 200 \text{ кГц} \approx 40 \text{ мкс} / \text{МГц}$. При методе максимального правдоподобия максимальную амплитуду имеет СФ, настроенный на компенсацию дисперсионных искажений с наклоном ДХ $s_8 \approx -40 \text{ мкс} / \text{МГц}$. Таким образом можно сказать, что для упомянутой данной записи сигнала справедливо $s \approx 40 \text{ мкс} / \text{МГц}$. Энергетический выигрыш при компенсации дисперсионных искажений при обработке данной записи может достигать 2 дБ, в то время как теоретический предел составляет 2.5 дБ (см. рисунки 4.17 и 4.18).

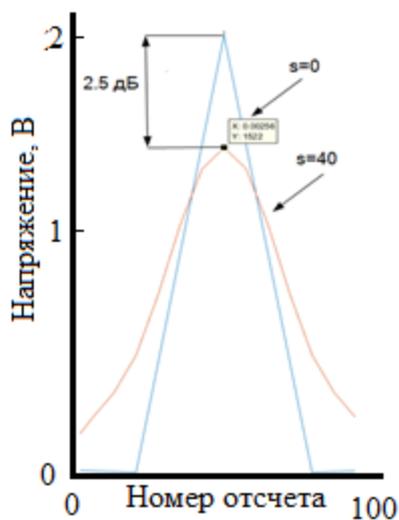


Рисунок 4.17 - Теоретический выигрыш при $S=40$ мкс/ МГц

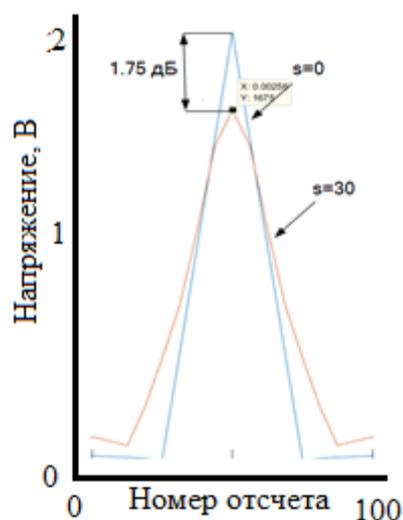


Рисунок 4.18 - Теоретический выигрыш при $S=30$ мкс/ МГц

На рисунках 4.19 и 4.20 приведены отклики СФ при обработке по алгоритму, описанному в разделе 3.3.2 , записи сигнала на частоте 20500 МГц, сделанной 16.04.2017 г. Так же как и в первом случае, наблюдается схожесть полученных оценок наклона ДХ ($s \approx 30$ мкс/ МГц). Энергетические потери из-за искажений в данном случае равны приблизительно 1.4 дБ при теоретических [73] в 1.75 дБ.

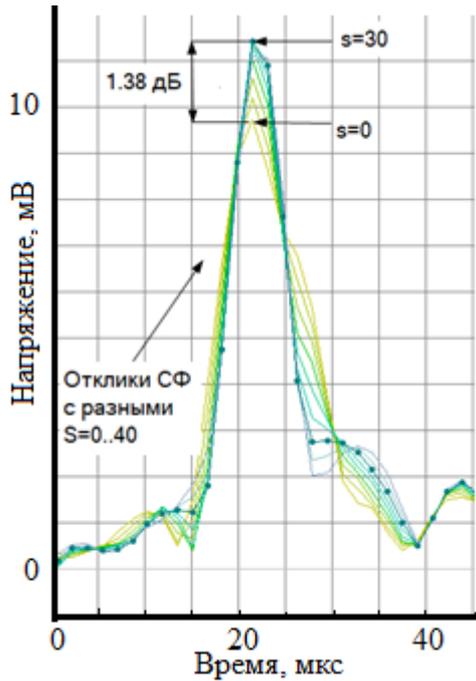


Рисунок 4.19 - Отклики согласованных фильтров при методе максимального правдоподобия $s = 30$ мкс/МГц

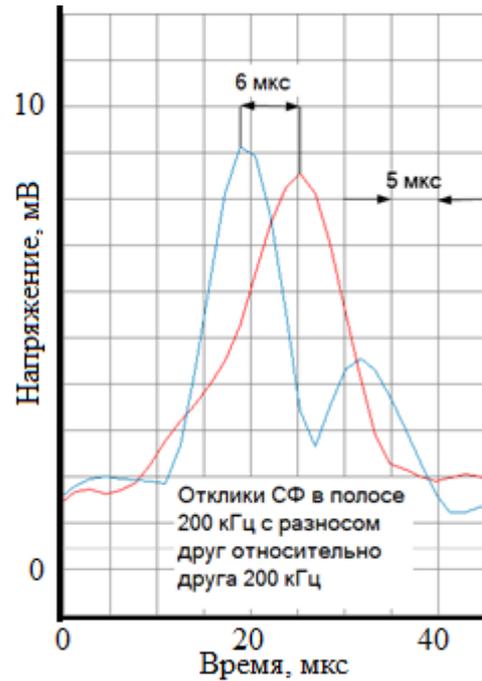


Рисунок 4.20 - Отклики согласованных фильтров при методе деления на подполосы $s = 30$ мкс/МГц

На рисунке 4.21 представлен отклик СФ при обработке записи с компенсацией дисперсионных искажений и без на частоте 19067 кГц 16.04.2017 8:20 UTC. Как видно из данного рисунка выигрыш составил порядка 7.7 дБ при наклоне дисперсионной характеристике $s = 140$ мкс/МГц.

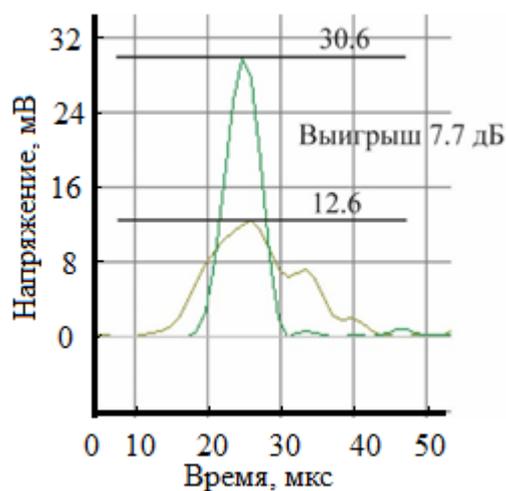


Рисунок 4.21 - Отклики согласованных фильтров при методе максимального правдоподобия $s = 140$ мкс/МГц

В таблице Таблица 4.4 приведены результаты выигрыша некоторых обработанных записей с натуральных испытаний.

Таблица 4.4 - Экспериментально оцененные значения наклона дисперсионной характеристики ионосферного канала

Частота, кГц	S, мкс/МГц Метод максимального правдоподобия	S, мкс/МГц Метод деления на подполосы	Выигрыш, дБ
18198	40	40	1,9
19200	40	40	2,4
20670	30	30	1,34
20610	30	30	1,38
17943	60	60	3.1
19521	20	20	0,75
19067	140	140	7.7

Экспериментальная оценка дисперсионных искажений на примере широкополосного сигнала, передаваемого на однокачковой трассе, и их компенсации показали, что применение новой СКК может позволить получить выигрыш порядка 7 дБ. Методы максимального правдоподобия и деления сигнала на подполосы демонстрируют практическую возможность оценки и корректировки дисперсионных искажений непосредственно по сигналам, передающим информацию, без необходимости специального трассового зондирования и долгосрочного прогнозирования.

Также записанные файлы квадратурных цифровых отсчетов обрабатывались для оценки защищенности радиолинии от автокорреляционного обнаружителя.

Циклостационарность шумоподобных сигналов или аналогичных передач может быть использована для обнаружения путем корреляции принятого сигнала или его части с самим собой. Затем детектирование осуществляется путем анализа выходного сигнала коррелятора на наличие корреляционных пиков.

На рисунке 4.22 приведена схема простейшего автокорреляционного обнаружителя, как корреляция выделенного фрагмента $\tilde{y}(t)$ из записанного сигнала $y(t)$ и самого сигнала.

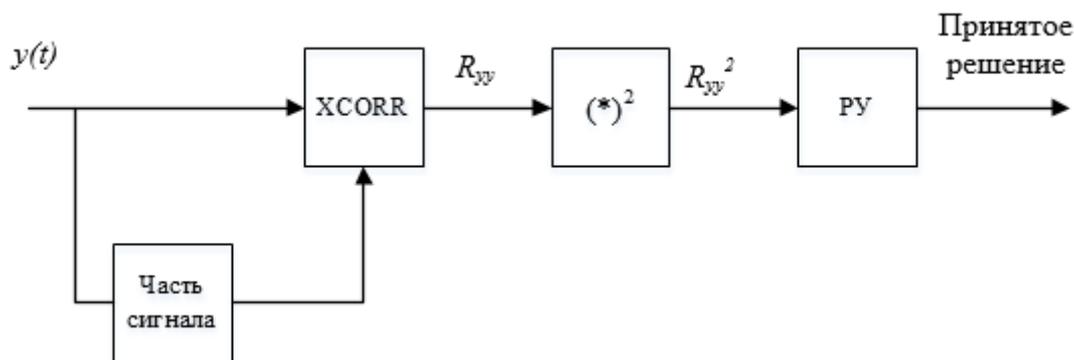


Рисунок 4.22 – Схема автокорреляционного обнаружителя

Предполагается, что выход коррелятора R_{yy} будет содержать корреляционные пики если $\tilde{y}(t)$ содержит расширяющую последовательность (или большую ее часть), которая повторяется в $y(t)$. Данные корреляционные пики могут быть как положительными, так и отрицательными, для приведения их к абсолютному значению используется квадрат R_{yy}^2 . Затем тестовая статистика используется в качестве входного сигнала для решающего устройства (РУ), где в зависимости от превышения порога или нет определяется присутствует сигнал или нет. Пороговое значение может быть рассчитано с использованием вероятности ложной тревоги.

На рисунке 4.23 представлены отклики АКФ при использовании автокорреляционного обнаружителя для существующих радиолиний, описанных в разделе 1.4. Как видно, пики АКФ легко различимы на фоне боковых лепестков, что позволяет обнаружить и оценить параметры сигнала.

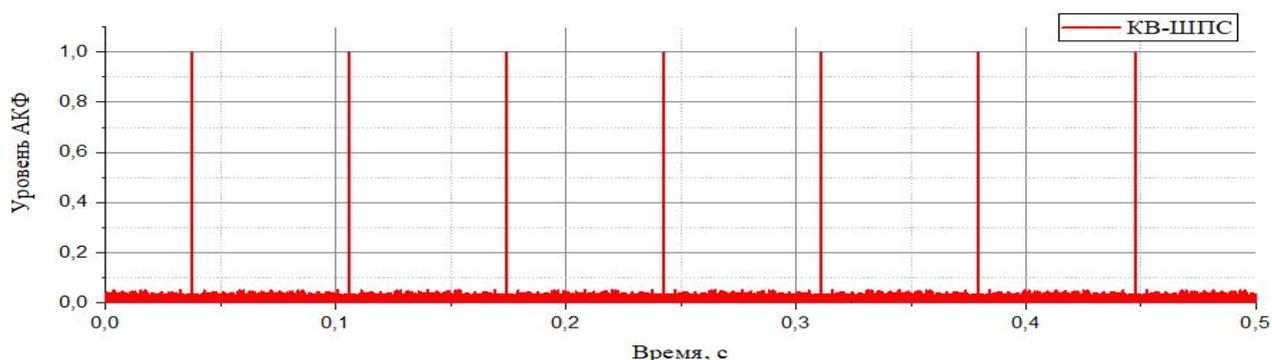


Рисунок 4.23 - АКФ при обнаружении автокоррелятором существующих СКК

На рисунке 4.24 представлены отклики АКФ сигнала, основанного на новой сигнально-кодовой конструкции при смене алфавита последовательностей от символа к символу. Как

видно из рисунка использование данного алгоритма понижает уровень АКФ до уровня боковых лепестков при использовании автокорреляционного обнаружителя.

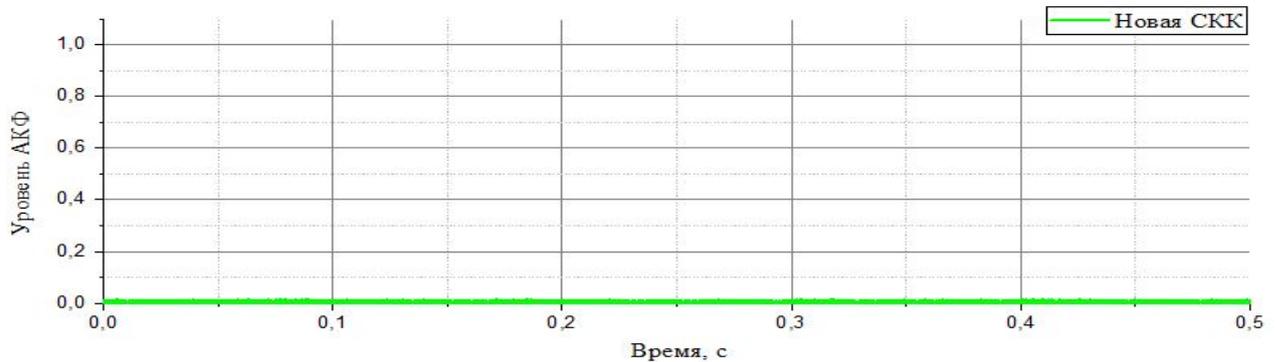


Рисунок 4.24 - АКФ при обнаружении автокоррелятором новой СКК

По результатам натурных испытаний и имитационного моделирования также можно оценить помехоустойчивость новой СКК по сравнению с существующими радиолиниями.

На рисунках 4.24 и 4.25 представлены кривые помехоустойчивости с учетом компенсации дисперсионных искажений и кривые помехоустойчивости существующих и новой радиолиний соответственно.

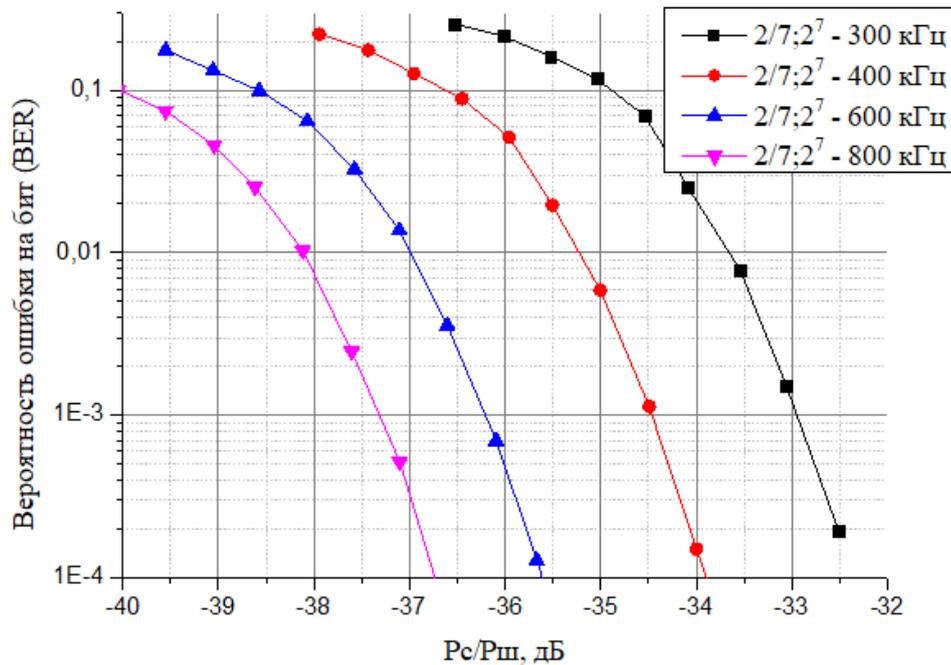


Рисунок 4.25 - Кривые помехоустойчивости с учетом компенсации дисперсионных искажений

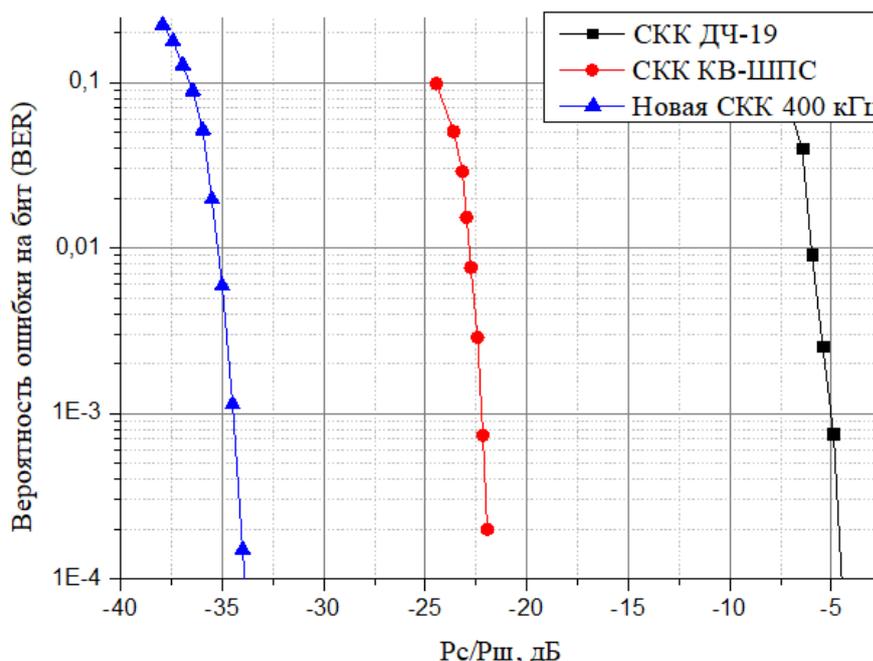


Рисунок 4.26 - Кривые помехоустойчивости существующих и новой радиолинии

Рисунок 4.26 демонстрирует существенное повышение энергетической скрытности широкополосных сигналов с прямым расширением спектра с использованием новой СКК и компенсации дисперсионных искажений, выигрыш относительно известных СКК составляет до 11 дБ.

4.6 Выводы к разделу 4

В рамках диссертационной работы предложена структура радиограммы для сигнально-кодированной конструкции на натуральных испытаниях и алгоритм повышения структурной скрытности в целях борьбы с корреляционными методами обнаружения. Данный алгоритм предполагает формирование радиограммы таким образом, что происходит смена алфавита НПСП на каждом кодовом символе. Этот комплекс действий позволяет повысить структурную скрытность до 4096 диз.

Для проведения натуральных испытаний был создан макет, состоящий из приемника прямого усиления, ноутбука и разработанных программных модулей. Программные модули позволяют в автоматическом режиме по расписанию вести прием и демодуляцию предложенной сигнально-кодированной конструкции, а также производить компенсацию дисперсионных искажений.

Натурные испытания проводились в апреле 2017 года на одноканальной трассе Новосибирск – Москва с расстоянием между передатчиком и приемником порядка 3000 км.

Были произведены оценки МПЧ для данного времени и дисперсионных искажений. В виде передающей станции использовался передатчик с мощностью 200 мВт и антенной «наклонный луч».

В ходе натурных испытаний была подтверждена эффективность новой сигнально-кодовой конструкции и алгоритма автоматической компенсации дисперсионных искажений. Результаты обработки эфирных записей, полученных в ходе натурных испытаний продемонстрировали работоспособность предлагаемого метода корректировки с оценкой наклона дисперсионной характеристики методом максимального правдоподобия, а также корректность оценки методом деления на подполосы. Оцененные значения наклона ДХ лежат в диапазоне 30-45 мкс/МГц, что соответствует характеристикам односкачковых трасс, однако встречались записи с уровнем наклона дисперсионной характеристики 140 мкс/МГц (это подтверждено с применением обоих методов оценки).

Результаты проведенных натурных испытаний показали, что применение новой СКК и корректировки дисперсионных искажений позволяет получить выигрыш в помехоустойчивости, а вследствие этого в энергетической скрытности, по сравнению с существующими СКК, величина этого выигрыша достигает 11 дБ.

Полученные в ходе подготовки и проведения натурных испытаний записи были также протестированы на предмет энергетической и структурной скрытности с использованием корреляционных методов обнаружения и показали эффективность предлагаемой новой радиолинии (с применением новой СКК и корректировки дисперсионных искажений) по сравнению с существующими.

Заключение

Основные итоги выполненного диссертационного исследования заключаются в следующем:

1. Исследованы различные ансамбли ПСП, определено, что достичь лучшую структурную скрытность позволяют нелинейные ПСП с большим объемом ансамбля. Такими НПСП являются предлагаемые НПСП, формируемые на основе ЛПСП Голда и НПСП де Брейна. Эмпирически показано, что максимальный уровень их боковых лепестков для НПСП длины 8192 не превышает 10% от уровня основного пика.

2. Поставлена и решена оптимизационная задача оценки оптимальной эквивалентной базы ШПС с учетом влияния дисперсионных искажений для передачи информации в заданной полосе частот с наибольшей помехоустойчивостью. Расчеты показали, что значение оптимальной эквивалентной базы при фиксированной скорости достигает 41 дБ. Оптимальная эквивалентная база без компенсации дисперсионных искажений достигается для значений наклонов ДХ от 40 до 80 мкс/МГц соответственно в полосе 200-250 кГц. Дальнейшие расширения полосы сигнала без компенсации дисперсионных искажений нецелесообразны. При фиксированной скорости передачи информации и ширине спектра, наибольшая помехоустойчивость достигается при использовании NB-LDPC кодов с разрядностью кодовых символов $m = 7$, и относительной кодовой скоростью $r = 2/7$.

3. Произведен анализ различных параметров сигнально-кодовой конструкции с фазоманипулированными сигналами и помехоустойчивым кодом NB-LDPC при различных полосах сигнала, а именно от 300 до 800 кГц. В результате имитационного моделирования определено, что лучшей помехоустойчивостью обладают сигналы с полосой 300 кГц. Для увеличения помехоустойчивости требуется компенсация дисперсионных искажений.

4. Исследованы два метода оценки дисперсионных искажений (наклона дисперсионной характеристики): метод максимального правдоподобия (МП) и метод деления на подполосы (МДП). По результатам исследований определено, что СКО метода деления на подполосы превышает СКО метода максимального правдоподобия максимум в 2 раза, при этом метод деления на подполосы позволяет снизить вычислительные затраты при оценке наклона ДХ.

5. Для компенсации дисперсионных искажений предложен алгоритм, основанный на методе максимального правдоподобия и фильтре Калмана, и устройство его реализации. Алгоритм, реализованный в программных модулях, протестирован на натуральных испытаниях на трассе Новосибирск – Москва. Результаты проведенных натуральных испытаний подтвердили

эффективность новой сигнально-кодовой конструкции и алгоритма автоматической компенсации дисперсионных искажений, возможность выигрыша в помехоустойчивости по сравнению с существующими радиолиниями - до 11 дБ. Оцененные значения наклона ДХ лежат в диапазоне 30-45 мкс/МГц, что соответствует однокачковым трассам.

6. Предложен алгоритм повышения структурной скрытности и борьбы с автокорреляционным обнаружителем за счет использования нового ансамбля нелинейных псевдослучайных последовательностей и алгоритма формирования радиограммы. Это позволяет получить показатель структурной скрытности не менее 4096 диз, что существенно превышает показатели эксплуатируемых в настоящее время и известных радиолиний.

Благодаря новым нелинейным псевдослучайным последовательностям, которые легли в основу новой сигнально-кодовой конструкции, и алгоритму формирования радиограммы повышена структурная скрытность радиолинии, а также за счет компенсации дисперсионных искажений расширена полоса сигнала и повышена помехоустойчивость, а вследствие этого энергетическая скрытность, таким образом цель диссертационного исследования достигнута.

Полученные результаты по компенсации дисперсионных искажений, а именно алгоритм и устройство приема с компенсацией могут быть применены при разработке сигнально-кодовых конструкций для высокоскоростных радиолиний.

Список сокращений

CDMA	—	Code Division Multiple Access (множественный доступ с кодовым разделением)
DBPSK	—	Differential Binary Phase Shift Keying (дифференциальная бинарная фазовая манипуляция)
DQPSK	—	Differential Quadrature Phase Shift Keying (дифференциальная квадратурная фазовая манипуляция)
DS-CDMA	—	Direct Sequence CDMA (множественный доступ с кодовым разделением каналов и прямым расширением спектра)
DSSS	—	Direct Sequence Spread Spectrum (расширение спектра методом прямой последовательности)
FHSS	—	Frequency Hopping Spread Spectrum (широкополосная модуляция с дискретной перестройкой несущей частоты)
LDPC	—	Low Density Parity Check (код с малой плотностью проверок на четность)
LPD	—	Low Probability of Detection (низкая вероятность обнаружения)
LPI	—	Low Probability of Intercept (низкая вероятность перехвата)
MIL-STD-188	—	Серия американских военных стандартов в области телекоммуникаций
NB-LDPC	—	Non-Binary Low-Density Parity-Check (недвоичный код с малой плотностью проверок на четность)
OFDM	—	Orthogonal Frequency-Division Multiplexing (ортогональное частотное мультиплексирование)
XOR	—	Обозначение операции логического сложения по модулю 2 (исключающее ИЛИ)
АКФ	—	Автокорреляционная функция
ВКФ	—	Взаимнокорреляционная функция
диз	—	Двоичное измерение
ДХ	—	Дисперсионная характеристика

ДЧС	—	Дискретно-частотный сигнал
КАМ	—	Квадратурная амплитудная модуляция.
ЛПСП	—	Линейная псевдослучайная последовательность
ЛЧМ	—	Линейная частотная модуляция
МДП	—	Метод деления на подполосы
МП	—	Метод максимального правдоподобия
МПЧ	—	Максимальная применимая частота
НПСП	—	Нелинейная псевдослучайная последовательность
ОСШ	—	Отношение сигнал/шум
ПГТУ	—	Поволжский государственный технологический университет
ПСП	—	Псевдослучайная последовательность
СКК	—	Сигнально-кодовая конструкция
СФ	—	Согласованный фильтр
ФМ	—	Фазовая модуляция
ФЧХ	—	Фазово-частотная характеристика
ШПС	—	Шумоподобный сигнал

Список литературы

1. Головин О.В. Профессиональные радиоприемные устройства декаметрового диапазона. / О.В. Головин. – М.: Издательство «Радио и связь», 1985. – 288 с.
2. Финк Л.М. Теория передачи дискретных сообщений. / Л.М. Финк. – М.: Сов. Радио, 1970. – 728 с.
3. Аппаратно-программный макет модема для организации ионосферной связи с использованием многочастотных широкополосных сигналов / С.С. Аджемов [и др.] // T-comm – Телекоммуникации и транспорт. - 2012. - №9. - С.4-8.
4. Аджемов С.С. К вопросу об использовании широкополосных сигналов в ионосферном канале. / С.С. Аджемов, В.Э. Русанов, Е.М. Лобов // T-comm – Телекоммуникации и транспорт. - 2010. - №11. - С. 49-55.
5. 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. 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. 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. 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.
9. 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.
10. Зяблов, В.В. Высокоскоростная передача сообщений в реальных каналах / В.В. Зяблов, Д.Л. Коробков, С.Л. Портной. – М.: Радио и связь, 1991. - 288 с.
11. Осипов Д.С. Сигнально-кодовая конструкция на базе q-ичных кодов для защиты от сосредоточенных помех / Д.С. Осипов, А.А. Фролов, В.В. Зяблов // В сборнике 34-й конференции молодых ученых и специалистов ИППИ РАН «Информационные технологии и системы» / г. Геленджик, 2011, С.167-173
12. Назаров Л. Е. Анализ помехоустойчивости при приеме сигнальных конструкций на основе OFDM-сигналов, устойчивых к влиянию сосредоточенных по спектру помех [Электронный ресурс] / Л. Е. Назаров, А. С. Зудилин // Журнал радиоэлектроники. - 2017. - №11. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/nov17/4/text.pdf>, свободный. – Загл. С экрана.
13. Назаров Л.Е. Алгоритмы некогерентного приема сигнально-кодовых конструкций на основе блоковых турбо-кодов [Электронный ресурс] / Л.Е. Назаров, П.В. Шишкин // Журнал радиоэлектроники. - 2012. - №7. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/jul12/2/text.pdf>, свободный. – Загл. С экрана.
14. 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 // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. - 2018. - Т. 12, № 5. - С. 27-30.

15. Чиров Д.С. Выбор сигнально-кодовой конструкции для командно-телеметрической линии радиосвязи с беспилотными летательными аппаратами средней и большой дальности / Д.С. Чиров, Е.М. Лобов // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. - 2017. - Т. 11, № 10. - С. 21-28
16. Nilsson, J.E.M. Coding of spread spectrum signals for HF communications / J.E.M. Nilsson // IEEE Military Communications Conference. – 1995. – Vol. 1. – P. 352-356.
17. Perry B.D. Real-time correction of wideband oblique HF paths [Электронный ресурс] / B.D. Perry. – 1970. – 43 p. – Режим доступа: www.dtic.mil/dtic/tr/fulltext/u2/715918.pdf, свободный. – Загл. С экрана.
18. Perry, B D. Adaptive signal processing for ionospheric distortion correction [Электронный ресурс]: / B.D. Perry, D.J. Belknap, R.D. Haggarty. - 1970. - 41 p. - Режим доступа: <https://apps.dtic.mil/dtic/tr/fulltext/u2/704135.pdf>, свободный. – Загл. С экрана.
19. Low, J. A Direct Sequence Spread-Spectrum Modem for Wideband HF Channels / J. Low, S.M. Waldstein//IEEE Military Communications Conference. - 1982. - P. 29.6-1 - 29.6-6.
20. Иванов, Д.В. Методы и математические модели исследования распространения в ионосфере сложных декаметровых сигналов и коррекции их дисперсионных искажений: дис. д-ра физ.-мат. наук: 01.04.03 / Дмитрий Владимирович Иванов. МарГУ. - Йошкар-Ола., 2006. – 266 с.
21. Определение параметров частотной дисперсии трансионосферного радиоканала. / Д.В. Иванов [и др.] // Известия высших учебных заведений. Физика. - 2016. - №12-2. - С. 105-108.
22. Каневский З.М. Основы теории скрытности: учеб. пособие / З.М. Каневский, В.П. Литвиненко, Г.В. Макаров - Воронеж: ВГТУ, 2003. - 92 с.
23. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов методом псевдослучайной перестройки рабочей частоты / В.И. Борисов [и др.] - М.: Радио и связь, 2000. - 384 с.
24. Бабинцев Е.С. Структурная скрытность дискретно-частотного и многочастотного широкополосных сигналов / Е.С. Бабинцев, А.Н. Копысов, И.З. Климов // Интеллектуальные системы в производстве, 2010. - №2. - С. 109-113
25. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. 2-е изд., испр. / Б. Скляр пер. с англ. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. – 1104 с.
26. Прокис Дж. Цифровая связь. / Дж. Прокис; пер. с англ. под. ред. Д.Д. Кловского – М.: Радио и связь, 2000. 800 с.
27. Гинзбург В.Л. Распространение электромагнитных волн в плазме / В.Л. Гинзбург - М.: Наука, 1967. - 550с.
28. Витерби А.Д., Омура Дж.К. Принципы цифровой связи и кодирования. Пер.с англ. / А.Д. Витерби, Дж.К. Омура - М.:Радио и связь. -1982. -536 с.
29. Блейхут Р. Теория и практика кодов, контролирующих ошибки. / Р. Блейхут - М.: Мир, 1986. - 576 с.
30. Морелос-Сарагоса Р. Искусство помехоустойчивого кодирования. Методы, алгоритмы, применение / Р. Морелос-Сарагоса; пер. с англ. В. Б. Афанасьева. — М.: Техносфера, 2006. - 320 с.

31. R. G. Gallager. Low-density parity check codes. / R. G Gallager IRE Trans. Info. Theory, 1962.- P. 21-28.
32. Кандауров Н.А. Исследование циклостационарных свойств широкополосных сигналов для определения их параметров / Н.А. Кандауров, Е.О. Воробьева // Труды Международной конференции «Радиоэлектронные устройства и системы для инфокоммуникационных технологий», REDS-2017. – М., РНТОРЭС им. А.С. Попова, 2017. - С. 55-59
33. Rahman M. Study of the cyclostationarity properties of various signals of opportunity / M. Rahman Master of Science Thesis. - 2014. - 119 p.
34. Taboada Fernando L., Detection and classification of low probability of intercept radar signals using parallel filter arrays and higher order statistics / Fernando L. Taboada Monterey, California. Naval Postgraduate School. - 2002. - 298 p.
35. Lima Antonio F. Analysis of low probability of intercept (LPI) radar signals using cyclostationary processing / Antonio F. Lima Monterey California. Naval Postgraduate School. - 2002. - 187 p.
36. Yau, K.S. The Fading of signals Propagating in the Ionosphere for Wide Bandwidth High-Frequency Radio Systems: Ph.D. Thesis / K.S. Yau. - Adelaide: University of Adelaide. – 2008. – 253 p.
37. Testing of HF modems with bandwidths of up to about 12 kHz using ionospheric channel simulators : ITU-R F.1487/ ITU. – 2000. – 13 p.
38. Wideband HF Channel Simulator Considerations [Электронный ресурс] / Harris Corporation at High Frequency Industry Associations (HFIA) meeting. – 2009. – 12p. – Режим доступа: http://www.hfindustry.com/meetings_presentations/presentation_materials/2009_sept_hfia/Presentations/hfia_sept_2009_wbchsim.pdf., свободный. – Загл. С экрана.
39. Wideband HF Channel Simulator Considerations and Validation Discussions [Электронный ресурс] / Harris Corporation at High Frequency Industry Associations (HFIA) meeting. - 2009. – 12p. Режим доступа: http://www.hfindustry.com/meetings_presentations/presentation_materials/2010_feb_hfia/presentations/WBCHSIM.pdf., свободный. – Загл. С экрана.
40. Иванов, В.А. Стохастические дисперсионные искажения характеристик широкополосных высокочастотных радиоканалов / В.А. Иванов, Д.В. Иванов, Н.Н. Михеева // Электромагнитные волны и электронные системы. - 2012. - №9. - С. 37-41.
41. Программа имитации широкополосного ионосферного канала с учетом частотной дисперсии / Н.А. Кандауров [и др.] // Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2018617994 от 05.07.2018
42. 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.
43. Волков Л.Н. Системы цифровой радиосвязи. Базовые методы и характеристики: учеб. пособие / Л.Н. Волков, М.С. Немировский, Ю.С. Шинаков - М.: Эко-Трендз, 2005. - 392 с
44. Теория электрической связи: учебное пособие / К.К. Васильев, В.А. Глушков, А.В. Дормидонтов, А.Г. Нестеренко; под общ. ред. К.К. Васильева. - Ульяновск: УлГТУ, 2008.- 452 с.

45. Drapeau, M. Performance of Direct Spread Spectrum Techniques for High Rate Communications in the High Frequency Band: Master's Thesis M. Drapeau. – Ottawa: Ottawa-Carleton Institute for Electrical Engineering, 1993. - 135 p.
46. Drapeau, M. Wideband communications in the high frequency band using direct sequence spread spectrum with error control coding /M. Drapeau, J.-Y. Chouinard//IEEE Military Communications Conference. -1995. - Vol.2. - P. 560-566.
47. Bennett, J.A. Synthesis of oblique ionograms from vertical ionograms using quasi-parabolic segment models of the ionosphere /J.A. Bennett, J. Chen, P.L. Dyson//Journal of Atmospheric and Terrestrial Physics. - 1992. - №54 (3/4). – P. 323-331.
48. DaSilva, V.M. Performance of orthogonal CDMA codes for quasisynchronous communication systems /V.M. DaSilva, E.S. Sousa // Proceedings of IEEE ICUPC'93. – 1993. – P. 995–999.
49. Vandendorpe, L. Multitone Spread Spectrum Multiple Access Communications System in a Multiple Rician Fading Channel / L. Vandendorpe//IEEE Transactions on Vehicular Technology. - 1995. - Vol. 44, № 2. - P. 327-337.
50. Климов, И.З. Исследование вариантов построения широкополосных систем связи / И.З. Климов, А.Н. Копысов, А.М. Чувашов // Труды 14-й МНТК «Цифровая обработка сигналов и ее применение» (DSPA–2012). - М.: 2012. - Т. 2. - С. 435-439.
51. Климов, И.З. Сравнительная оценка вариантов построения широкополосных систем связи /И.З. Климов, А.Н. Копысов, А.М. Чувашов// Труды междунар. науч.-техн. конф. «Радиотехника, электроника и связь» (РЭС-2011). - Омск: 2011. - С. 57-65.
52. Варакин, Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами / Л.Е. Варакин – М.: Радио и связь, 1985. - 384 с.
53. Turan M.S. On The Nonlinearity of Maximum-length NFSR Feedbacks. / M.S. Turan // Cryptography and Communications, December 2012, Volume 4, Issue 3–4. - pp 233–243
54. de Bruijn N. G. A combinatorial problem // N. G. de Bruijn / Koninklijke Nederlandse Akademie v. Wetenschappen. 1946. - v. 49. - P. 758-764.
55. Flye Sainte-Marie C. Question 48 / Sainte-Marie C Flye // L'intermédiaire math. - 1894. - v. 1. - P. 107-110.
56. Программа формирования линейных и нелинейных псевдослучайных последовательностей / Н.А. Кандауров [и др.] // Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2018613857 от 23.03.2018
57. Программа расчета корреляционных функций с помощью графического процессора / Н.А. Кандауров [и др.] // Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2018617637 от 27.06.2018
58. Новый класс двоичных псевдослучайных последовательностей с нелинейным алгоритмом формирования для систем связи с кодовым разделением абонентов в / Н.А. Кандауров [и др.] // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. - 2018. - Том 12, №2. - С. 76-80.
59. Воробьев К.А. Сравнение и анализ характеристик блочных и сверточных кодов / К.А. Воробьев // 4-ая ОНТК «Технологии информационного общества», М., ИД Медиа Паблицер, 2010. - С. 104-109.
60. Shu Lin Constructions of Nonbinary Quasi-Cyclic LDPC Codes: A Finite Field Approach / Lin Shu, Shumei Song, Lan Lan, Lingqi Zeng and Ying Y. Tai // IEEE Trans. Inform. Theory. - 2008. - vol. 56. - P. 545-554.

61. Barnault L. Fast Decoding Algorithm for LDPC over GF(2q) / L. Barnault, D. Declercq // The Proc. Inform. Theory Workshop, Paris, 2003. - P. 70-73.
62. Варакин Л.Е. Теория сложных сигналов / Л.Е. Варакин. - М.: Сов. радио, 1970. - 376 с.
63. Качество обнаружения широкополосных сигналов в условиях дисперсионных искажений в ионосферной радиолинии / Н.А. Кандауров [и др.] // Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов. - 2015. - Т. 6, № 4. - С. 162-164.
64. Программа формирования цифровых отсчетов сигнально-кодовых конструкций с использованием семейства широкополосных шумоподобных фазоманипулированных сигналов и недвоичных помехоустойчивых кодов / Н.А. Кандауров [и др.] // Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2016660543 от 20.10.2016.
65. Программа обработки цифровых отсчетов сигнально-кодовых конструкций, сформированных на основе семейства широкополосных шумоподобных фазоманипулированных сигналов и недвоичных помехоустойчивых кодов / Н.А. Кандауров [и др.] // Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2016660542 от 20.10.2016.
66. Программа имитации широкополосного ионосферного канала с учетом частотной дисперсии / Н.А. Кандауров [и др.] // Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2018617994 от 05.07.2018.
67. Метод определения помехоустойчивости сложных сигнально-кодовых конструкций на основе семейства широкополосных ортогональных сигналов и недвоичного LDPC-кода в условиях ионосферного канала / Н.А. Кандауров [и др.] // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. - 2014. - Т. 8, № 8. - С. 55-59.
68. Кандауров Н.А. Метод определения с помощью имитационного моделирования помехоустойчивости сложных широкополосных сигнально-кодовых конструкций в условиях ионосферного канала / Н.А. Кандауров, Е.М. Лобов, И.С. Косилов // REDS: Телекоммуникационные устройства и системы. - 2014. - Т. 4, № 2. - С. 108-112.
69. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника / В.И. Тихонов - М.: Сов. Радио.-1966. - 678 с.
70. Трифонов А.П. Совместное различение сигналов и оценка их параметров на фоне помех / А.П. Трифонов, Ю.С. Шинаков. - М.: Радио и связь. 1986. - 264 с.
71. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники / Б.Р. Левин 3-е изд., перераб. и доп. - М.: Радио и связь, 1989. - 656 с.
72. Липкин И.А. Статистическая радиотехника. Теория информации и кодирования / И.А. Липкин. - М.: «Вузовская книга», 2002. - 216 с.
73. Экспериментальная оценка дисперсионных искажений широкополосных сигналов на одноканальных ВЧ радиолиниях / Н.А. Кандауров [и др.] // Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов. - 2017. - Т. 8, № 3 - С. 66-69.
74. Методика оценки параметров частотной дисперсии ионосферного канала с помощью широкополосного фазоманипулированного сигнала / Н.А. Кандауров [и др.] // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. - 2014. - Т. 8, № 9. - С. 49-53.
75. Кандауров Н.А. Оптимальный следающий компенсатор дисперсионных искажений широкополосных сигналов / Ка, Лобов Е.М., Лобова Е.О. // Электросвязь. - 2018. - №5. - С. 34-38.

76. Программный модуль обнаружения и приема широкополосных фазоманипулированных сигналов с автоматическим компенсатором дисперсионных искажений / Н.А. Кандауров [и др.] // Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2018617993 от 05.07.2018.
77. Программа управления приёмником прямого усиления, приёма и демодуляции широкополосных сигналов / Н.А. Кандауров [и др.] // Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2018614145 от 02.04.2018.
78. Rec. ITU-R P.533: Method for the prediction of the performance of HF circuits. – 2015. 28 p.
79. Rec. ITU-R P.372-13. Radio noise. – 2015. 79 p.
80. Аджемов С.С. Моделирование распространения радиоволн в ионосфере / С.С. Аджемов, А.А. Кучумов, В.В. Рябцев // Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2006613969
81. Моделирование и прогнозирование состояния ионосферы / Ю.А. Кочетков [и др.]// Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2006613972
82. Кандауров Н.А. Оценка вероятностных характеристик алгоритма обнаружения серии шумоподобных сигналов в условиях широкополосного ионосферного канала /Н.А. Кандауров, Е.М. Лобов // Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов. - 2016. - Т. 7., № 1. - С. 30-32.
83. Kandaurov N.A. Optimum estimation and filtering of the ionospheric channel dispersion characteristics slope algorithms / N.A. Kandaurov, E.M. Lobov, E.O. Smerdova, I.S. Kosilov, V.A. Elsukov // 2017 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications. - 2017. - С. 7997537.
84. Колчев, А.А. Модель диффузного КВ радиоканала /А.А. Колчев, Д.Е. Шпак//Труды 16-й МНТК «Радиолокация, навигация, связь» (RLNC'2010). - 2010. - Т. 2. - С. 1000-1004.
85. Программа многоканального приема и демодуляции широкополосных сигналов по сети Ethernet / Н.А. Кандауров [и др.] // Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2018614146 от 02.04.2018.
86. Широкополосные беспроводные сети передачи информации / В. М. Вишневикий и [и др.] - М.: Техносфера. -2005. - 592 с.
87. Френкс Л. Теория сигналов / Л. Френкс Пер. с англ. под ред. Д. Е. Вакмана.-М.: Сов. Радио, 1974. - 344 с.
88. Pace P. Detecting and Classifying Low Probability of Intercept Radar / Phillip Pace. – Norwood: Artech House, 2009. - 620 p.
89. Чернов Ю.А. Специальные вопросы распространения радиоволн в сетях связи и радиовещания / Ю.А. Чернов – М.: Техносфера РИЦ ЗАО. – 2018. – 687 с.
90. Васенина А.А. Прогнозирование максимально-применимых частот КВ-радиолиний по данным вертикального зондирования ионосферы [Электронный ресурс] / А.А. Васенина // Научный вестник Новосибирского государственного технического университета. - 2014. - №4. - С. 73-82.
91. Карпухин Е. О. Исследование перспективных сигнально-кодовых конструкций на основе FH-OFDM при воздействии доплеровского сдвига частоты / Е. О. Карпухин, Р.Б. Мазепа, В.Ю. Михайлов // Научные технологии в космических исследованиях Земли. - 2016. - Т.8, №1. - С. 12-16.

Приложение А Модели каналов

Модель канала Воглера и Хоффмайера

Модель, разработанная Воглером и Хоффмайером, представляет собой расширение модели Ваттерсона на широкополосный случай. Расширение состоит в том, что для каждого отвода линии задержки модели Ваттерсона (для каждого луча распространения) вводилась изменяющаяся во времени импульсная реакция канала, которая учитывает профиль рассеяния мощности принимаемого сигнала во времени и изменяющийся с задержкой доплеровский сдвиг.

$$\dot{y}(t) = \sum_{i=1}^{N_i} \int_0^{\infty} \dot{x}(\tau) \dot{h}_i(\tau, t) d\tau = \int_0^{\infty} \dot{x}(\tau) \dot{h}(\tau, t) d\tau. \quad (\text{A.8})$$

Импульсная реакция канала для одного луча имеет вид

$$\dot{h}_i(\tau, t) = \sqrt{C_{0i} T_i(\tau)} \dot{C}_i(t) e^{j\varphi_0 + j2\pi f_{Bi}(\tau)t} \quad (\text{A.9})$$

где τ – момент воздействия, t – момент наблюдения, C_{0i} – нормировочная константа, $T_i(\tau)$ – функция, описывающая уширение сигнала во времени (профиль рассеяния мощности), $\dot{C}_i(t)$ – гауссовый случайный процесс с гауссовой или экспоненциальной корреляционной функцией, $f_{Bi}(\tau)$ – доплеровский сдвиг, который полагается линейной функцией от τ :

$$f_{Bi}(\tau) = f_{si} + b_i(\tau_{ci} - \tau), \quad (\text{A.10})$$

где f_{si} – доплеровский сдвиг в момент воздействия $\tau = \tau_{ci}$, τ_{ci} – положение максимума $T_i(\tau)$ – значение групповой задержки распространения сигнала на несущей частоте (или средняя задержка распространения сигнала в канале),

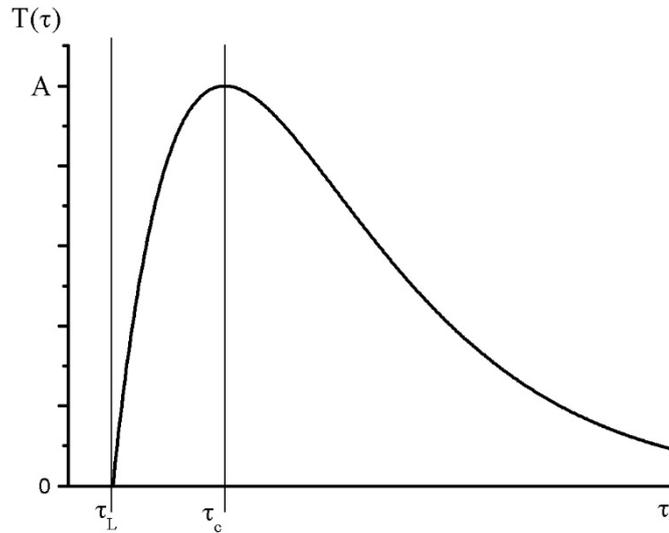
$$b_i = \frac{f_{sLi} - f_{si}}{\tau_{ci} - \tau_{Li}}, \quad (\text{A.11})$$

τ_{Li} – нижняя граница диапазона τ . Функция $T(\tau)$ для каждого луча определяется выражением

$$T_i(\tau) = \begin{cases} A_i y_i^{\alpha_i} e^{\beta_i(1-y_i)}, & \tau \geq \tau_{Li} \\ 0, & \tau < \tau_{Li} \end{cases}, \quad y_i = \frac{\tau - \tau_{Li}}{\tau_{ci} - \tau_{Li}}. \quad (\text{A.12})$$

В (A.12) приняты обозначения: α_i и β_i – параметры, влияющие на форму $T_i(\tau)$, τ_{Li} – верхняя граница диапазона τ , A_i – значение функции $T_i(\tau)$ в момент воздействия $\tau = \tau_{ci}$.

График функции $T_i(\tau)$ для $\alpha_i = \beta_i$ приведен на рисунке А.1.

Рисунок А.1 - Функция $T(\tau)$

Форма функции $T_i(\tau)$ заимствована из работы, в которой опубликованы экспериментально полученные импульсные реакции ионосферного канала с шириной спектра 20 кГц.

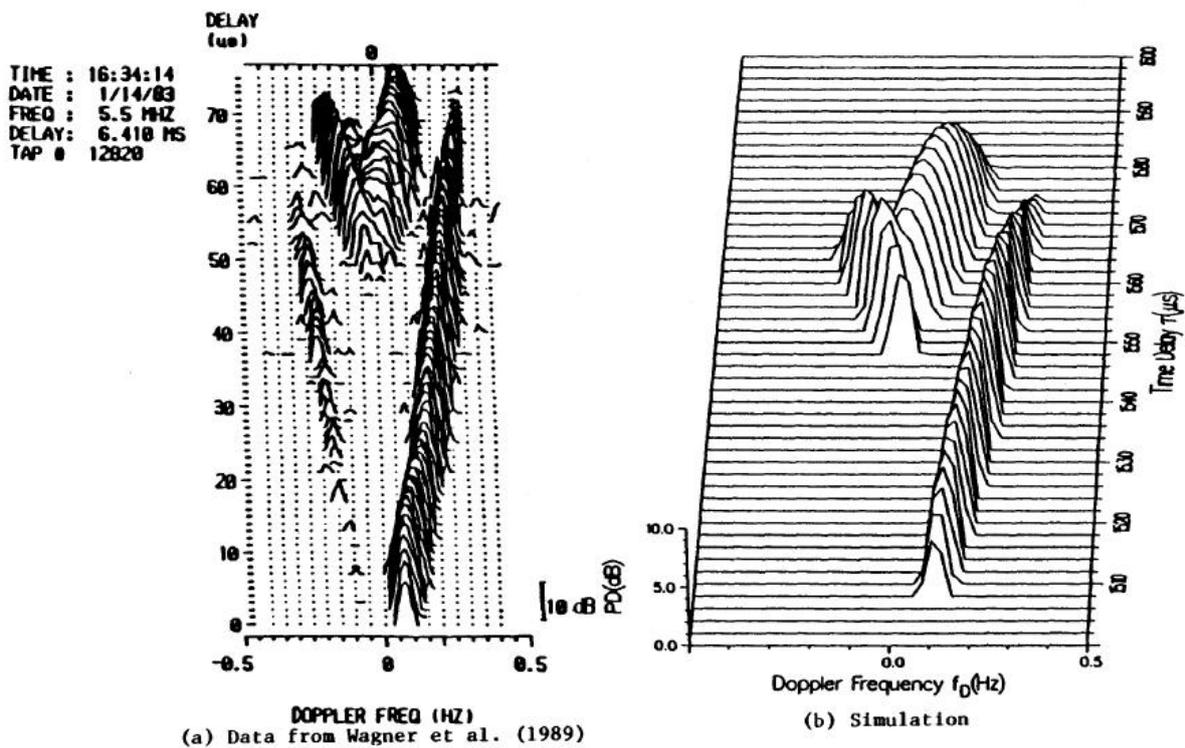


Рисунок А.2 - Экспериментальная (слева) и теоретическая (справа) функции рассеяния среднеширотного 126 км широкополосного (1 МГц) ионосферного канала [5]

Модель оказалась способна воспроизводить экспериментальные функции рассеяния широкополосного ионосферного канала для различных трасс и состояний ионосферы (см. рисунок А.2). Заимствованные экспериментальные измерения функции рассеяния были получены с помощью специального ионозонда, зондирующего ионосферу короткими импульсами с шириной спектра 1 МГц, и опубликованы в литературе. На рисунке А.2 по оси ординат отложено время воздействия τ в мс, а по оси абсцисс – частота рассеяния доплера f_D .

В рамках проекта National Telecommunications and Information Administration (NTIA) по созданию имитатора широкополосного ионосферного канала связи были также разработаны имитационные статистические модели помех и атмосферного шума. Результат разработки имитатора канала, включающего генератор шумов и помех, опубликован в работе.

Недостатком модели является необходимость ввода большого количества входных параметров, которые определяются из экспериментальных данных.

Модель канала ПГТУ

Сотрудники ПГТУ проводят много натурных экспериментов для изучения ионосферного широкополосного канала. На рисунке А.3 слева изображены импульсные реакции модели канала, разработанной в ПГТУ. Сотрудники ПГТУ разработали собственный ионосферный зонд, на рисунке А.3 справа изображены амплитудные спектры ЛЧМ-сигнала на выходе согласованного фильтра, полученные с использованием зонда. Указанные спектры повторяют форму импульсной реакции канала [20].

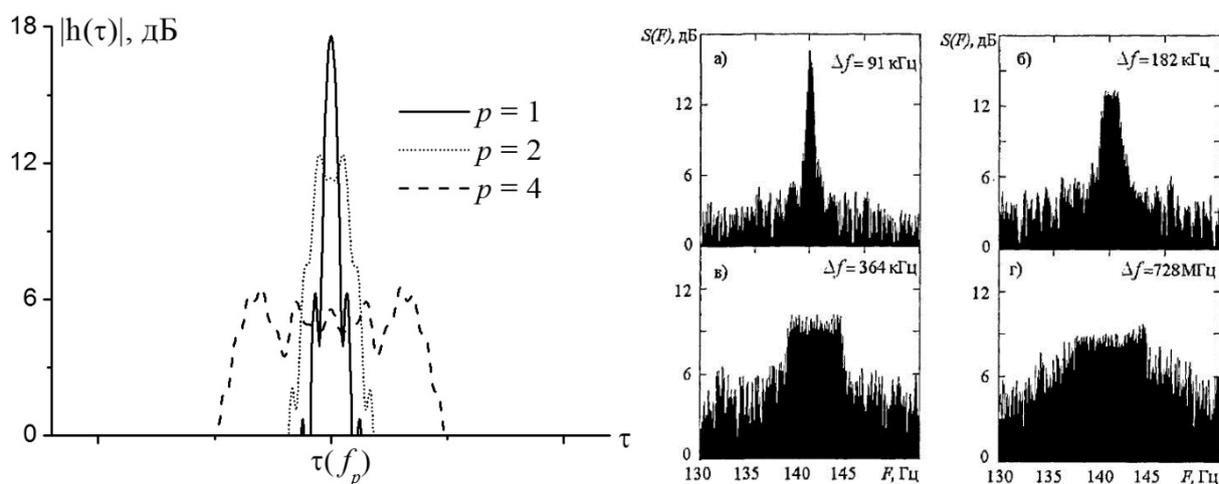


Рисунок А.3 – Результат моделирования (слева) и экспериментально полученные (справа) импульсные реакции широкополосного ионосферного канала [20]

Также в работе [20] представлены результаты экспериментальных измерений наклонов дисперсионной характеристики s различных трасс. На рисунке А.4 изображены кривые средних наклонов дисперсионных характеристик для различных трасс от дальности. Как видно из рисунка, экспериментальные значения (точки) совпадают с аппроксимирующими функциями.

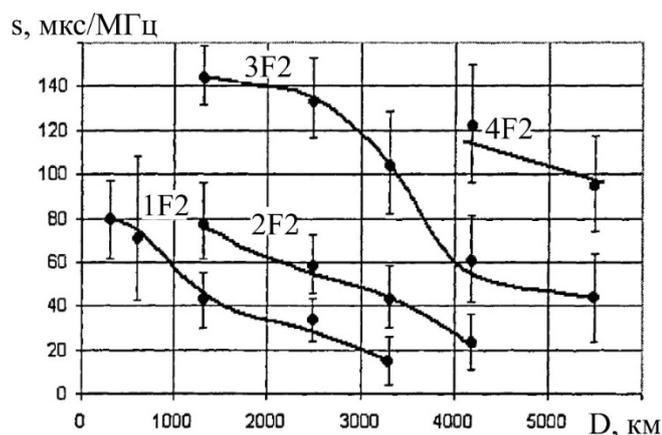


Рисунок А.4 – Экспериментальные наклоны дисперсионных характеристик при различном расстоянии [20]

Разработанная ПГТУ модель, подтверждается результатами, опубликованными в работах компании MITRE [18]. Компания MITRE проводили работы по измерению фазо-частотной характеристики ионосферного канала, для этого они задействовали зонд, основанный на ЛЧМ. На рисунках А.5 и А.6 приведены экспериментально измеренные ФЧХ для односкачковой трассы. Как видно, кривые могут быть аппроксимированы с помощью параболы с достаточно большой точностью. На рисунке А.5 приведена ФЧХ в полосе 350 кГц. Для случая распространения сигнала на частоте близкой к МПЧ (рис. А.5б) набег фазы на границах диапазона оказывается больше по сравнению со случаем распространения сигнала вдали от МПЧ, что согласуется с результатами авторов из ПГТУ (при приближении к МПЧ увеличивается наклон ДХ и, как следствие, увеличивается набег фазы на границах диапазона). На рисунке А.5б многолучевое распространение зондирующего сигнала приводит к колебаниям.

ФЧХ канала в полосе 900 кГц приведены на рисунке А.6. Результаты аналогичны первому примеру.

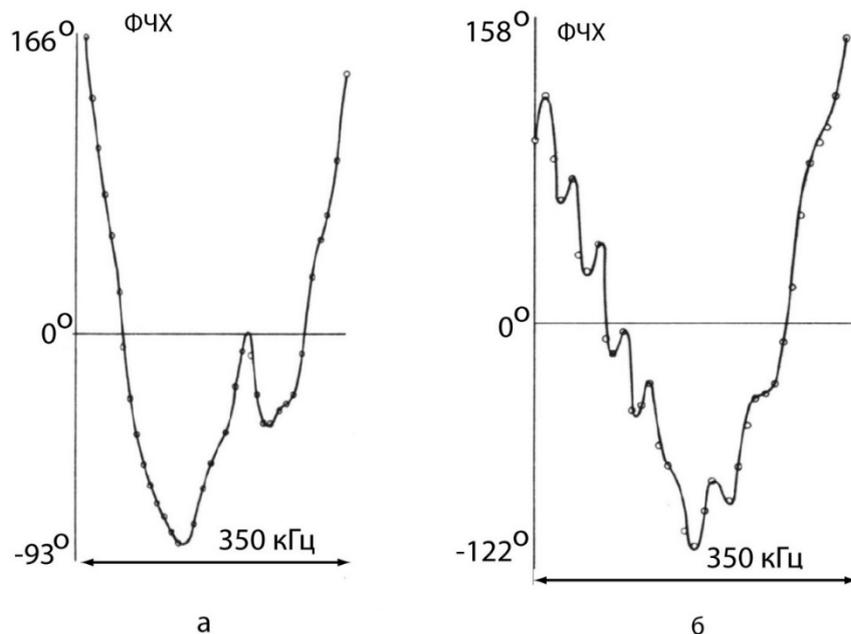


Рисунок А.5 - Экспериментально измеренное значение ФЧХ ионосферного канала в полосе 350 кГц: а) вдали от МПЧ, б) вблизи к МПЧ [18]

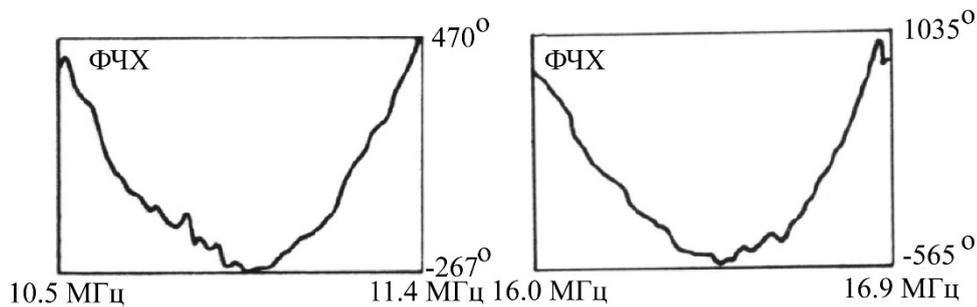


Рисунок А.6 - Экспериментально измеренное значение ФЧХ ионосферного канала в полосе 900 кГц: а) вдали от МПЧ, б) вблизи к МПЧ [18]

Сотрудники ПГТУ в своих работах восстанавливают ФЧХ канала в полосе 1 МГц на основе измеренных групповых задержек зондирующего сигнала. Восстановление происходит по формуле (1.6).

Приложение Б Корреляционные характеристики ансамблей псевдослучайных последовательностей

На рисунках Б.1 - Б.10 изображены графики периодических (ПАКФ) и непериодических (НАКФ) автокорреляционных функций последовательностей де Брейна длины 32.

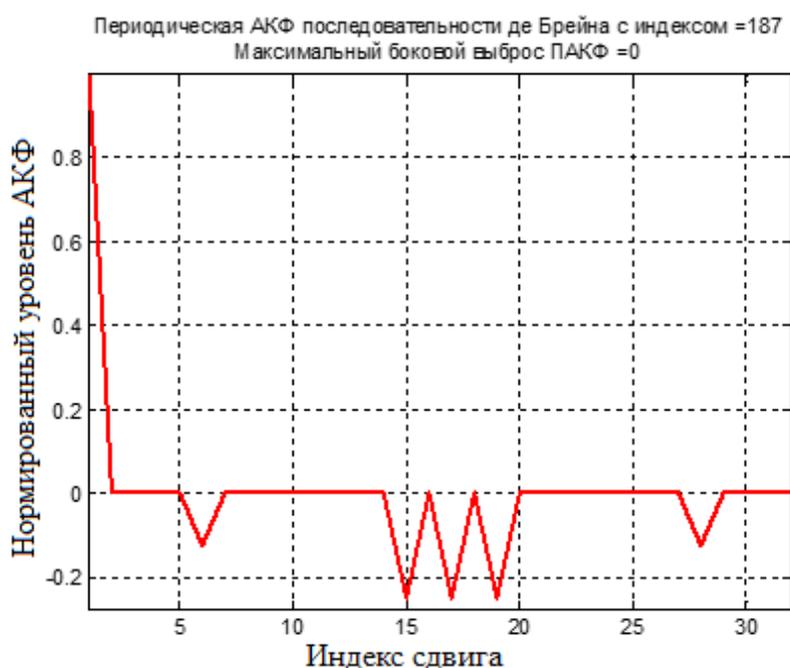


Рисунок Б.1 - ПАКФ де Брейна, индекс 187



Рисунок Б.2 - НАКФ де Брейна, индекс 187



Рисунок Б.3 - ПАКФ де Брейна, индекс 1



Рисунок Б.4 - НАКФ де Брейна, индекс 1



Рисунок Б.5 - ПАКФ де Брейна, индекс 2



Рисунок Б.6 - НАКФ де Брейна, индекс 2



Рисунок Б.7 - ПАКФ де Брейна, индекс 14

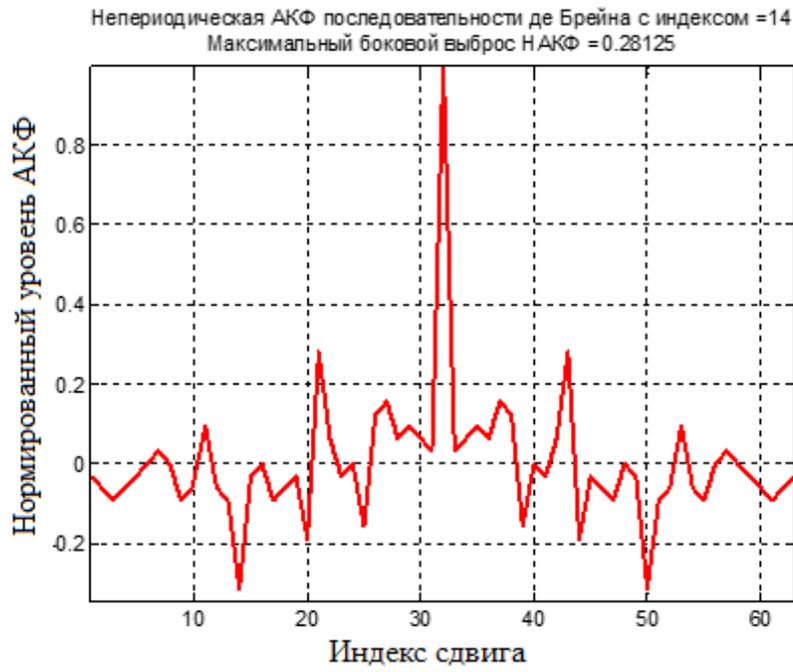


Рисунок Б.8 - НАКФ де Брейна, индекс 14



Рисунок Б.9 - ПАКФ де Брейна, индекс 51

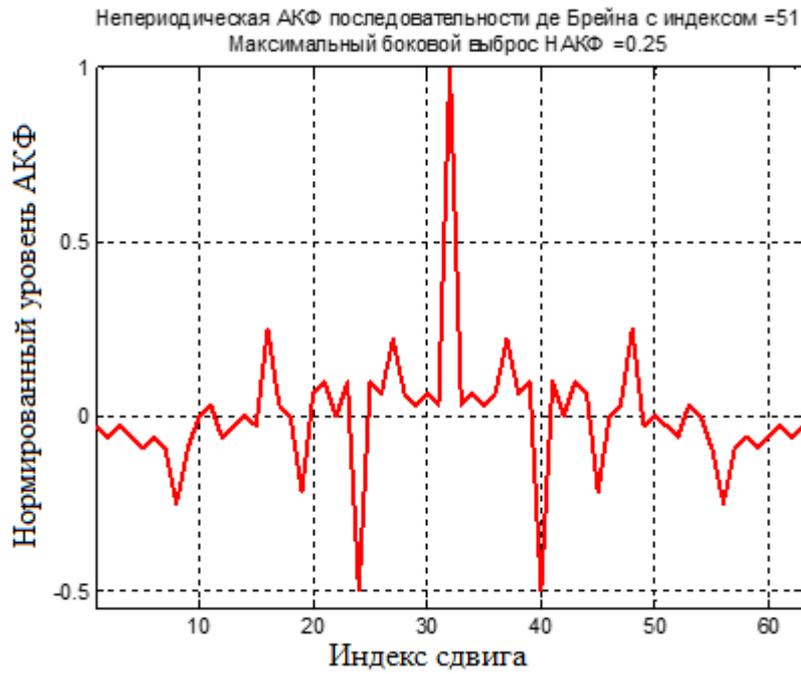


Рисунок Б.10 - НАКФ де Брейна, индекс 51

Приложение В Оценка помехоустойчивости разных вариантов сигнально-кодовых конструкций

Исследование помехоустойчивости при разной ширине полосы частот сигнала для приема 1 луча и некогерентном сложения 2х лучей.

Для сигнала с полосой шириной 300 кГц:

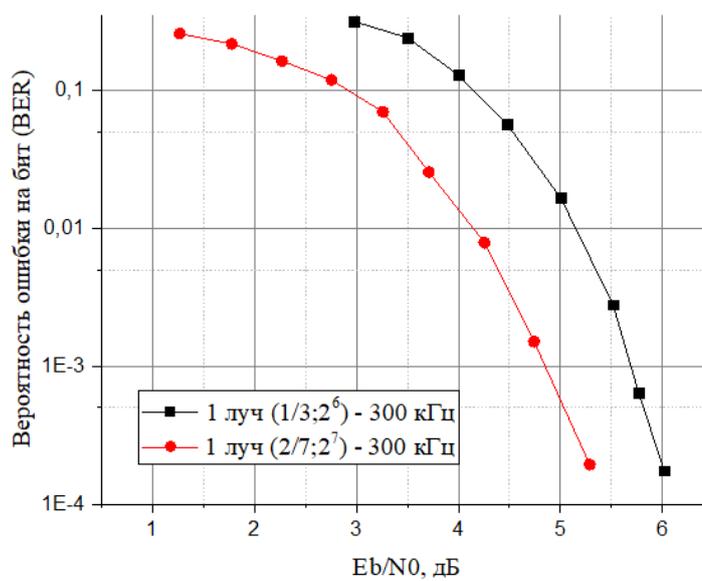


Рисунок В.1 - Оценка помехоустойчивости сигнально-кодовой конструкции (код NB-LDPC)

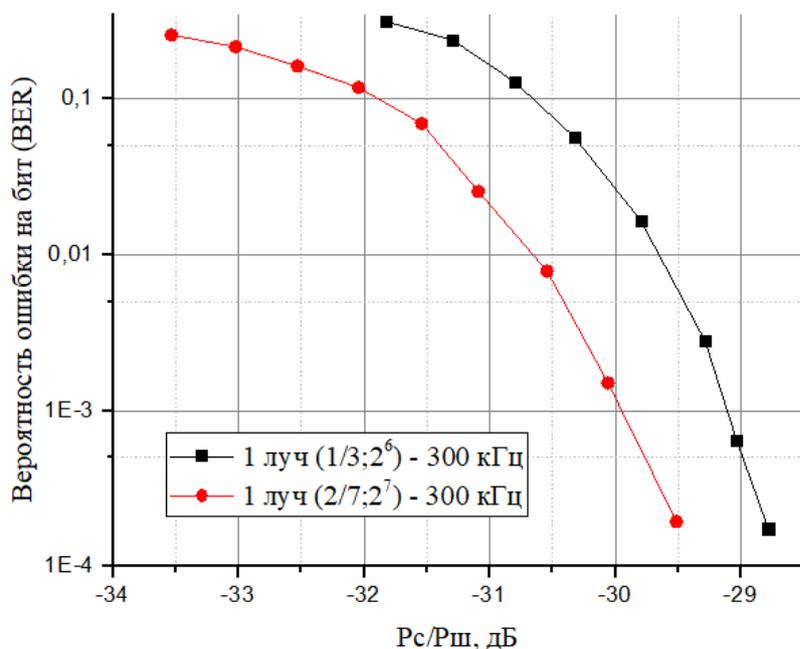


Рисунок В. 2 - Оценка помехоустойчивости сигнально-кодовой конструкции (код NB-LDPC) при дисперсионных искажениях

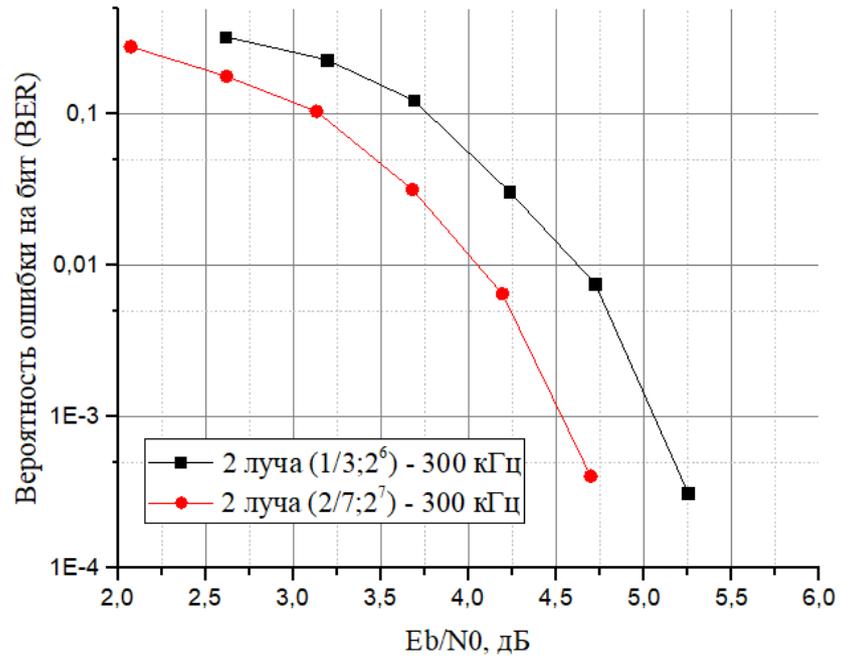


Рисунок В. 3 - Оценка помехоустойчивости сигнально-кодовой конструкции (код NB-LDPC),
2 луча

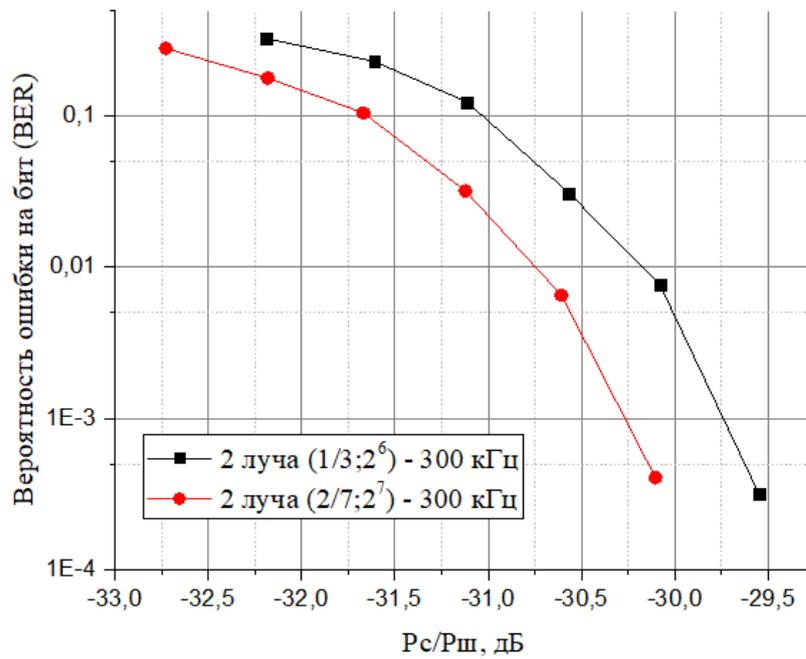


Рисунок В. 4 - Оценка помехоустойчивости сигнально-кодовой конструкции (код NB-LDPC)
при дисперсионных искажениях, 2 луча

Для ШПС с полосой шириной 400 кГц:

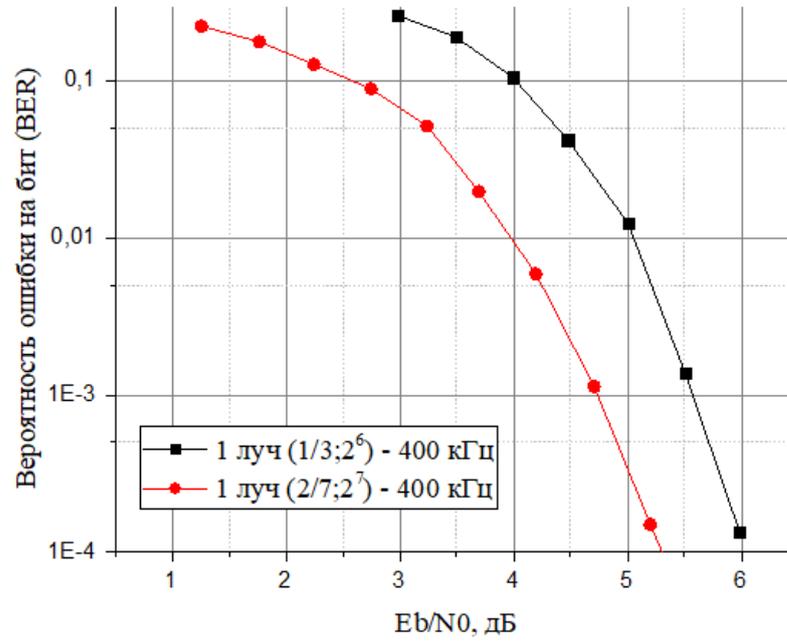


Рисунок В. 5 - Оценка помехоустойчивости сигнально-кодовой конструкции (код NB-LDPC),

1 луч

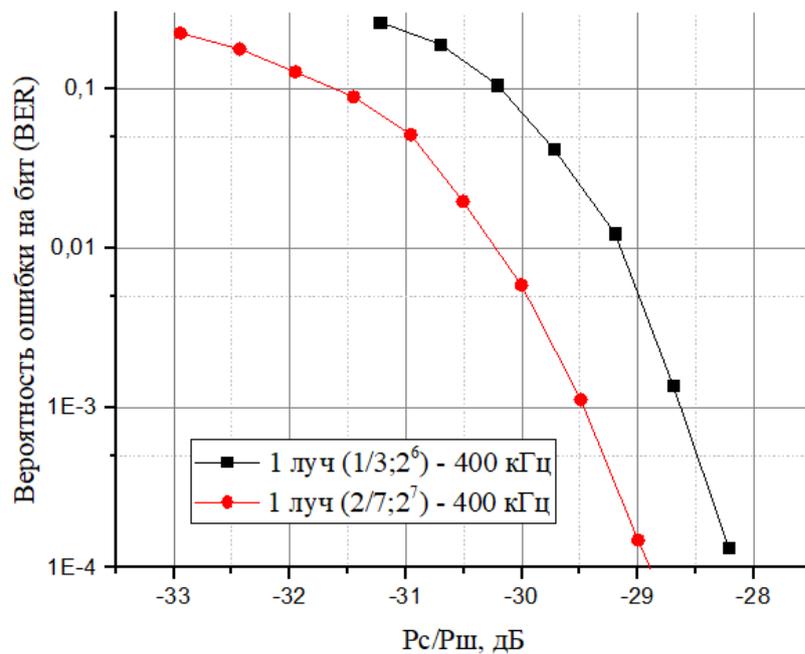


Рисунок В. 6 - Оценка помехоустойчивости сигнально-кодовой конструкции (код NB-LDPC)

при дисперсионных искажениях, 1 луч

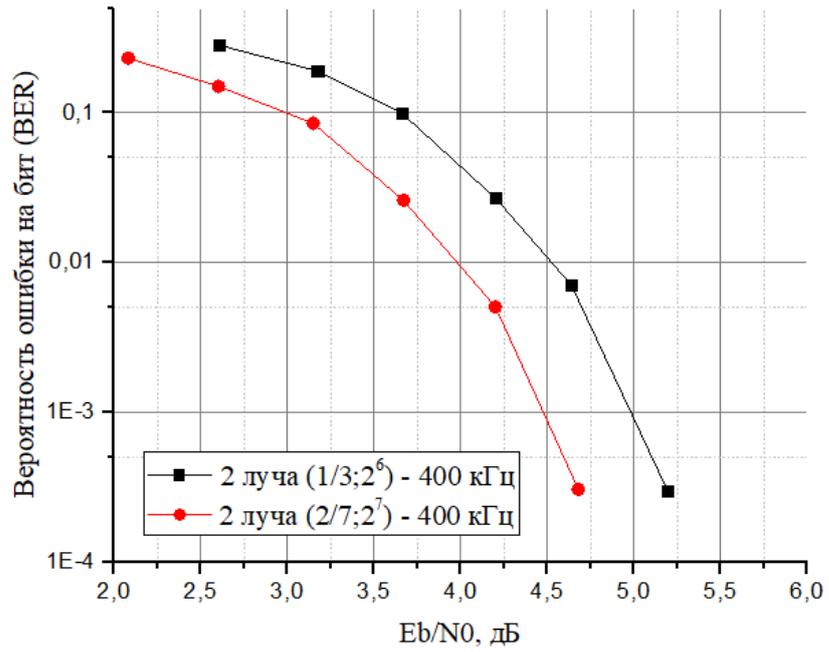


Рисунок В. 7 - Оценка помехоустойчивости сигнально-кодовой конструкции (код NB-LDPC),
2 луча

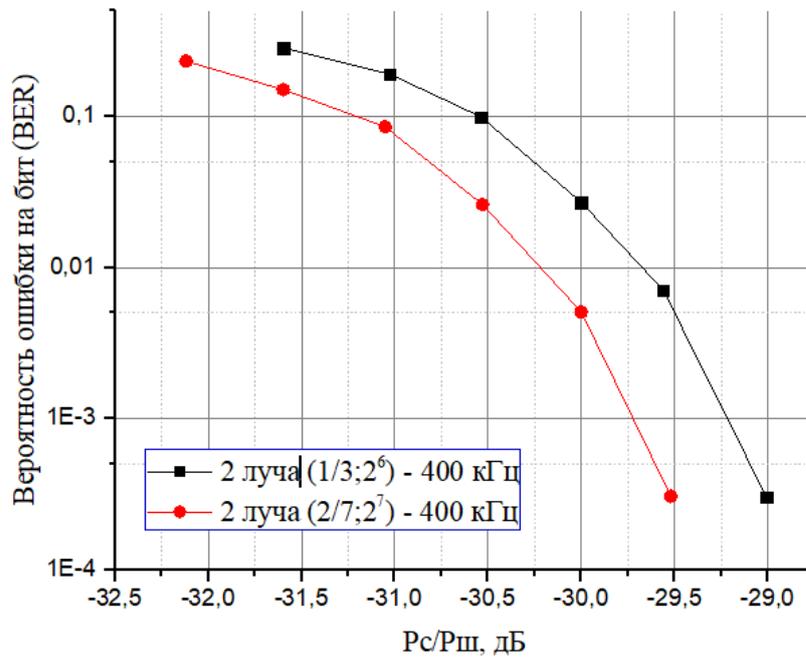


Рисунок В. 8 - Оценка помехоустойчивости сигнально-кодовой конструкции (код NB-LDPC)
при дисперсионных искажениях, 2 луча

Для ШПС с полосой шириной 600 кГц:

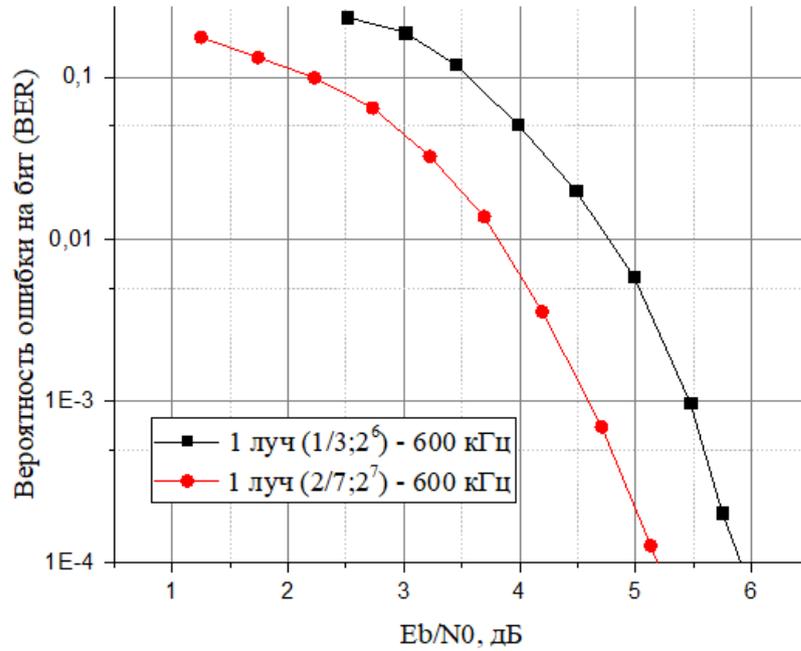


Рисунок В. 9 - Оценка помехоустойчивости сигнально-кодовой конструкции (код NB-LDPC),

1 луч

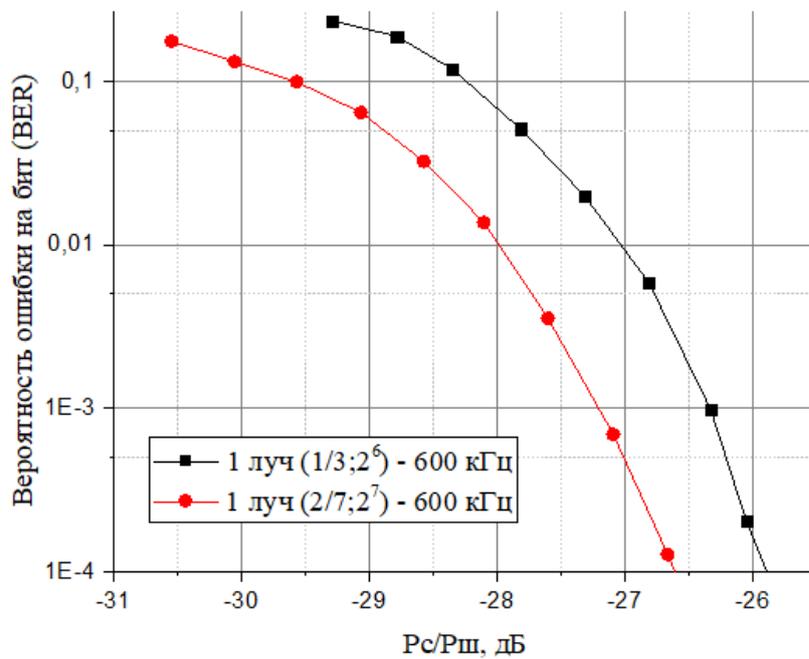


Рисунок В. 10 - Оценка помехоустойчивости сигнально-кодовой конструкции (код NB-LDPC) при дисперсионных искажениях, 1 луч

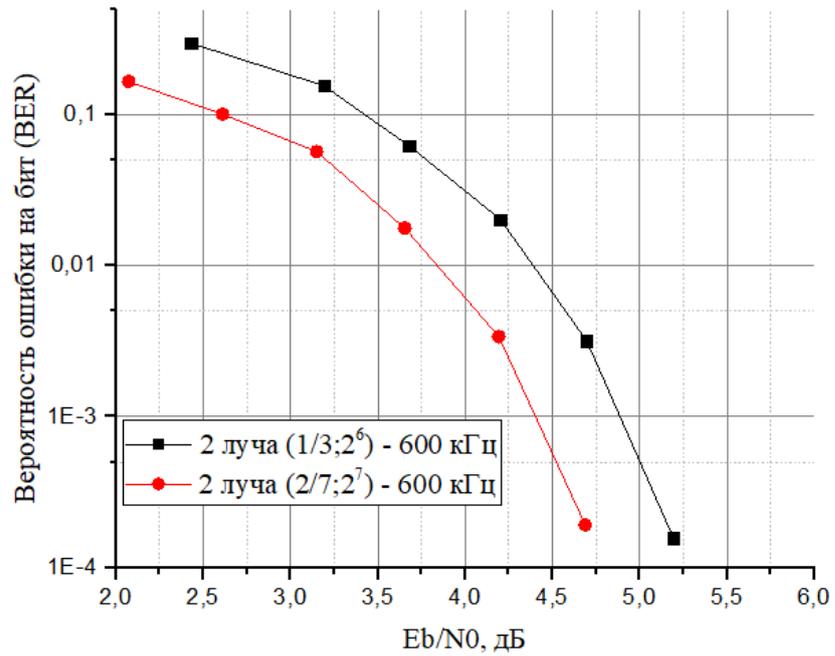


Рисунок В. 11 - Оценка помехоустойчивости сигнально-кодовой конструкции (код NB-LDPC), 2 луча

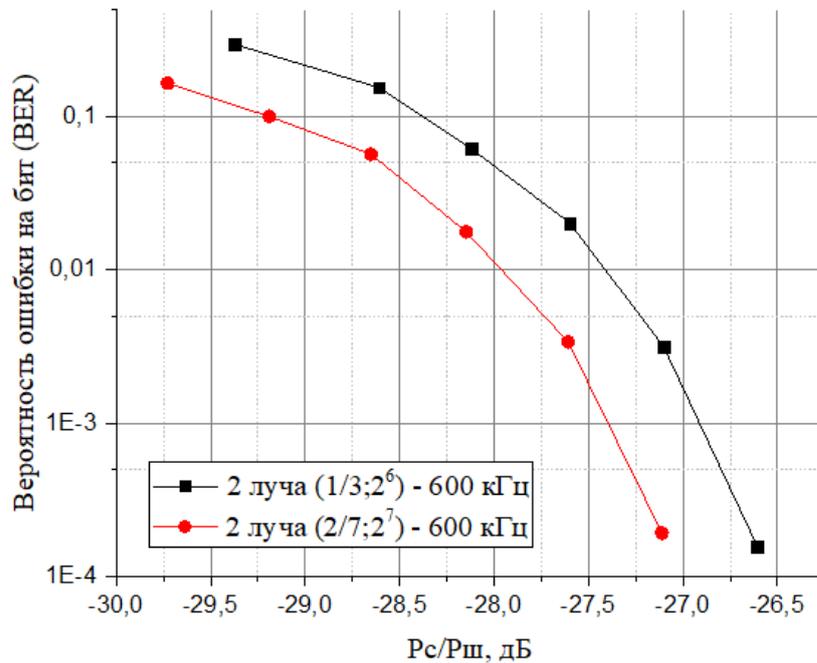


Рисунок В. 12 - Оценка помехоустойчивости сигнально-кодовой конструкции (код NB-LDPC) при дисперсионных искажениях, 2 луча

Для ШПС с полосой шириной 800 кГц:

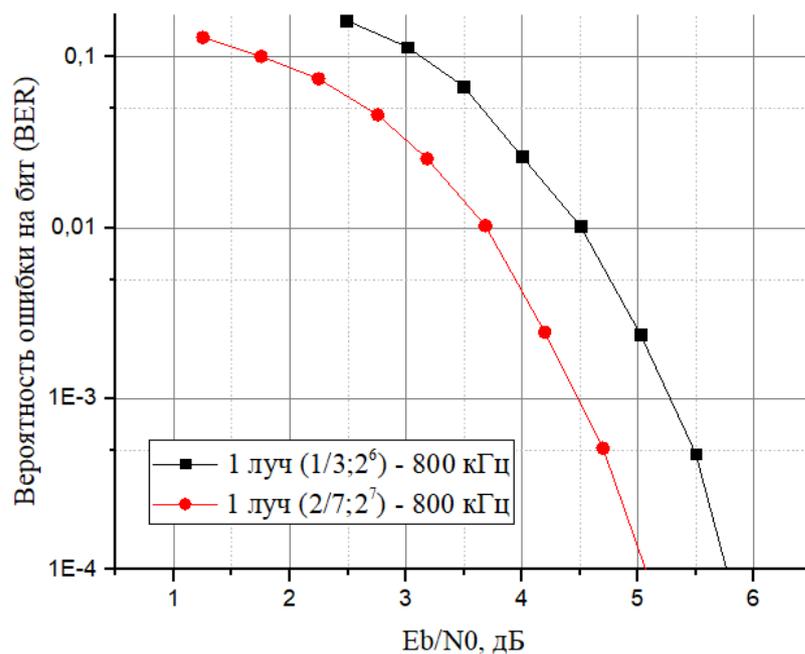


Рисунок В. 13 - Оценка помехоустойчивости сигнально-кодовой конструкции (код NB-LDPC), 1 луч

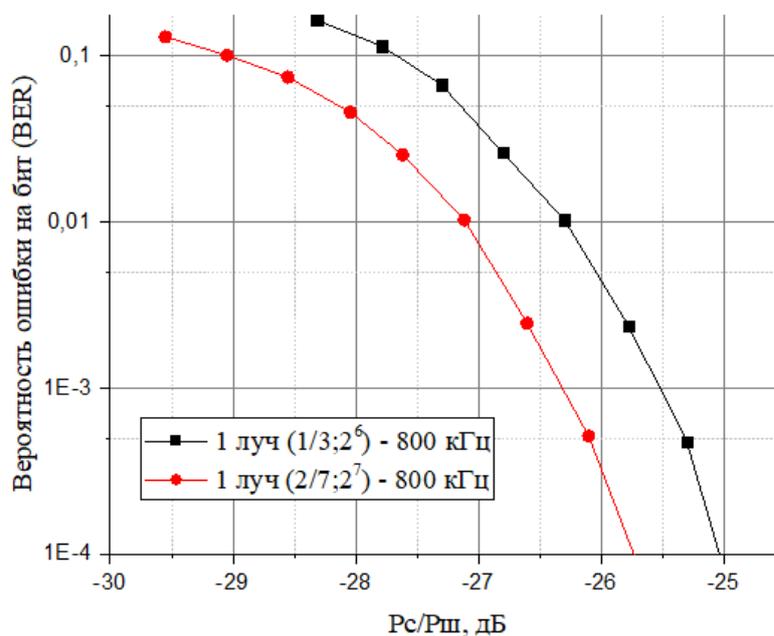


Рисунок В. 14 - Оценка помехоустойчивости сигнально-кодовой конструкции (код NB-LDPC) при дисперсионных искажениях, 1 луч

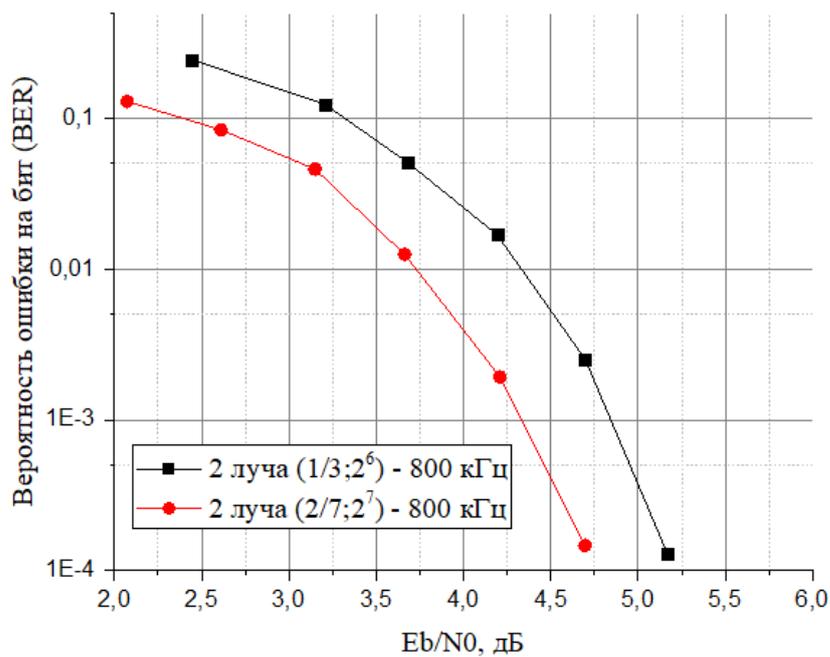


Рисунок В. 15 - Оценка помехоустойчивости сигнально-кодовой конструкции (код NB-LDPC), 2 луча

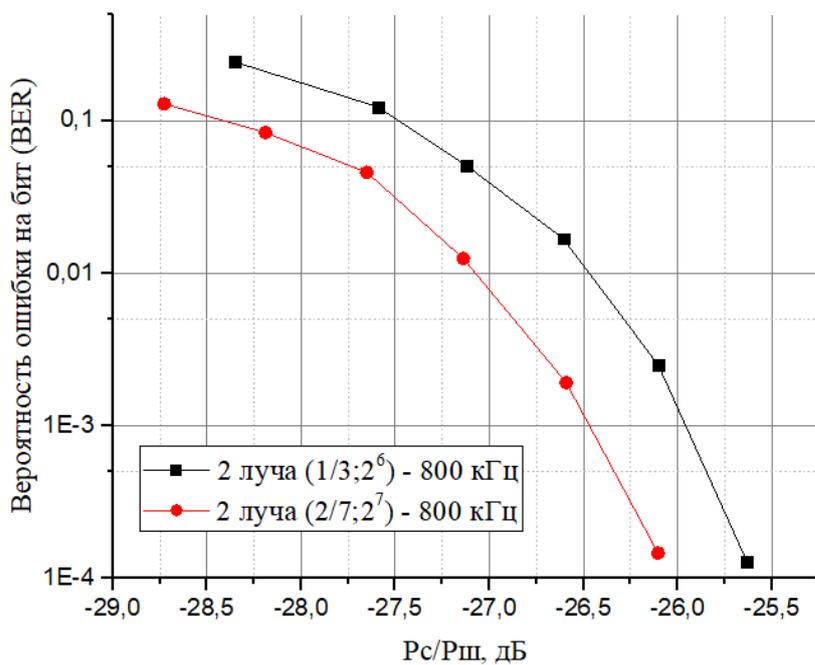


Рисунок В. 16 - Оценка помехоустойчивости сигнально-кодовой конструкции (код NB-LDPC) при дисперсионных искажениях, 2 луча

Приложение Г Акты внедрения

Экз. № 1

МИНОБРНАУКИ РОССИИ
Федеральное государственное
бюджетное образовательное учреждение
высшего образования
«МИРЭА – Российский технологический университет»
РТУ МИРЭА
просп. Вернадского, д. 78, Москва, 119454
тел.: (499) 215 65 65 доб. 1140, факс: (495) 434 92 87
e-mail: mirea@mirea.ru, http://www.mirea.ru

УТВЕРЖДАЮ

Проректор по инновационному развитию

А.В. Рагуткин



№ _____
на № _____ от _____

АКТ

**об использовании результатов диссертационной работы
Кандаурова Николая Александровича
«Сигнально-кодовые конструкции для низкоэнергетических широкополосных
радиолиний декаметрового диапазона»**

Комиссия в составе:

ведущий научный сотрудник, д.т.н., проф. А.В. Николаев;
начальник отдела, д.т.н., доц. Н.В. Кленов;
начальник отдела, к.т.н., доц. С.Б. Багин

составила настоящий акт о том, что **результаты** диссертации «Сигнально-кодовые конструкции для низкоэнергетических широкополосных радиолиний декаметрового диапазона», представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук, а именно

- алгоритм обнаружения и приема широкополосных фазоманипулированных сигналов со следящим компенсатором дисперсионных искажений;
- сигнально-кодовая конструкция на основе прямого расширения спектра, в которой использование нового ансамбля нелинейных псевдослучайных последовательностей позволяет повысить структурную скрытность, а компенсация дисперсионных искажений понизить требуемое отношение сигнал/шум при приеме;

– алгоритм повышения структурной скрытности за счет использования нового ансамбля нелинейных псевдослучайных последовательностей и использования для каждого кодового символа своей последовательности,

использованы в деятельности РТУ МИРЭА для выполнения работ по СЧ НИР «Створ-И-СЧ» для

– разработки и изготовления устройства формирования широкополосного радиосигнала декаметрового диапазона;

– разработки и изготовления устройства обработки широкополосного радиосигнала декаметрового диапазона.

Использование предложенных в диссертации технических решений позволило решить задачу разработки низкоэнергетической широкополосной радиолинии декаметрового диапазона с повышенной помехозащищённостью.



д.т.н., проф. А.В. Николаев



д.т.н., доц. Н.В. Кленов



к.т.н., доц. С.Б. Багин