

На правах рукописи

Кандауров Николай Александрович

**СИГНАЛЬНО-КODOVЫЕ КОНСТРУКЦИИ ДЛЯ
НИЗКОЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ШИРОКОПОЛОСНЫХ РАДИОЛИНИЙ
ДЕКАМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА**

Специальность 05.12.13 – Системы, сети и устройства телекоммуникаций

АВТОРЕФЕРАТ
диссертации на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Москва – 2019

Работа выполнена в ордена Трудового Красного Знамени федеральном государственном бюджетном образовательном учреждении высшего образования «Московский технический университет связи и информатики» (МТУСИ)

Научный руководитель: Шинаков Юрий Семенович – доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой радиотехнических систем МТУСИ

Официальные оппоненты: Даренский Владимир Дмитриевич – доктор технических наук, старший научный сотрудник, ФГУП «18ЦНИИ» МО РФ, главный научный сотрудник

Виноградов Александр Георгиевич – кандидат физико-математических наук, старший научный сотрудник, АО «Радиотехнический институт имени академика А. Л. Минца», начальник отдела перспективных исследований и направлений

Ведущая организация: Федеральное государственное унитарное предприятие Ордена Трудового Красного Знамени научно-исследовательский институт радио

Защита диссертации состоится 21 мая 2019 г. в 13:00 часов на заседании диссертационного совета Д.219.001.04 в ордена Трудового Красного Знамени федеральном государственном бюджетном образовательном учреждении высшего образования «Московский технический университет связи и информатики» по адресу: 111024, г. Москва, ул. Авиамоторная, д. 8а, аудитория А-448 (малый зал заседаний).

С диссертацией можно ознакомиться в библиотеке и на сайте МТУСИ:
<http://www.srd-mtuci.ru/images/Dis-Kandaurov/dis-Kandaurov.pdf>.

Автореферат разослан « _____ » _____ г.

Учёный секретарь
диссертационного совета Д 219.001.04
кандидат технических наук, доцент

Терешонок Максим Валерьевич

ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

Актуальность темы исследования. 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 радиопередачи декаметрового диапазона с компенсацией дисперсионных искажений и повышением энергетической и структурной скрытности.

Решение этой задачи позволит создать новые средства резервной конфиденциальной 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 Финка Л.М., Головина О.В., Аджемова С.С., Воглера Л.Е., Ваттерсона С., Комаровича В.Ф., Сахтерова В.И. 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 (СКК) в работах Зяблова В.В., Назарова Л.Е., Даренского В.Д., Чирова Д.С. 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.) использовали упрощенные модели ионосферного канала, пренебрегая влиянием дисперсионных искажений на помехоустойчивость передачи информации. В работах Perry B., Low J. проводится предварительное зондирование для оценки частотной характеристики канала.

Вопросом исследования дисперсионных искажений в широкополосном ионосферном канале занимались Иванов Д.В., Рябова Н.В., Рябова М.И., Лобов Е.М. В работах данных авторов предложена модель широкополосного ионосферного канала с учетом дисперсионных искажений, исследовано 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., Борисова В.И., и других. Авторы вводят понятие структурной скрытности и предлагают метод её измерения. В основе метода лежит определение числа двоичных измерений (диз), которые необходимо произвести для раскрытия структуры сигнала. В работах Климова И.З., Копысова А.Н. 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 функций (АКФ) относительно основного пика. Это необходимо для минимизации взаимных помех и точной синхронизации. Известные используемые ансамбли таких последовательностей, как ПСП Голда, ПСП Касами имеют линейные алгоритмы формирования и небольшие размеры ансамбля, что не позволяет получить высокие показатели 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 радиоприемной линии посредством разработки новых сигнально-кодовых конструкций и алгоритмов приема.

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

1. синтез новых псевдослучайных последовательностей с нелинейным алгоритмом формирования, 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 радиоприемные линии декаметровый связи.

Предметом исследования являются сигнально-кодовые конструкции для низкоскоростных радиоприемных линий, использующих широкополосные сигналы для обмена информацией через ионосферную радиоприемную линию 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 декаметровый радиопередачи за счет использования новых нелинейных псевдослучайных последовательностей, формируемых путем композиции нелинейных последовательностей де Брейна и линейных последовательностей Голда, и алгоритма формирования радиопередачи.
2. Предложен алгоритм обнаружения и приема широкополосных фазоманипулированных сигналов, обеспечивающий компенсацию дисперсионных искажений в следающем 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 одноканальной 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 декаметровый радиопередачи 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;

Внедрение результатов работы подтверждено соответствующим актом.

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 19 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.

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

Положения, выносимые на защиту

1. Предложенный алгоритм повышения структурной скрытности радиолинии за счет использования нового ансамбля нелинейных ПСП обеспечивает повышение структурной скрытности не менее чем на 4000 диз 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 диз относительно известных радиолиний.

ОСНОВНОЕ СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ

Во **введении** обоснована актуальность работы, сформулированы цель и задачи исследования, научная и практическая ценность работы, указаны основные положения, выносимые на защиту, описана структура диссертации.

В **первом** разделе «Низкоскоростные широкополосные декаметровые радиопередачи» проводится анализ математических моделей существующих ионосферных каналов. Таких как, модель Ваттерсона, модель Воглера и модель, разработанная в ПГТУ. Представлена модель широкополосного ионосферного канала для использования в данной диссертации. Данная модель основана на модели Ваттерсона с учетом дисперсионных искажений, описанных в модели ПГТУ.

Комплексная огибающая $\dot{x}(t)$ передаваемого сигнала поступает на линию задержки с множественными отводами. Каждый отвод линии задержки соответствует отдельному принимаемому лучу. 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. Затем каждый из лучей распространения подвергается дисперсионным искажениям посредством свертки с импульсной реакцией дисперсионного канала $h_i(\tau)$ по (2), после чего складываются в выходной сигнал $\dot{y}(t)$ с учетом аддитивного шума $\dot{n}(t)$:

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

где N_r – общее число отводов линии задержки.

$$\dot{h}_i(\tau) = \int_{-\Delta f/2}^{+\Delta f/2} \dot{H}_i(f) e^{j2\pi f\tau} df, \quad (2)$$

где $\dot{H}_i(f) = e^{-j\pi s_i f^2}$ – частотная характеристика i -го луча, Δf – ширина полосы частот, s_i – наклон дисперсионной характеристики (ДХ) канала для i -го луча.

Рассматриваются основные параметры и характеристики существующих сигнально-кодовых конструкций, используемых в декаметровой связи. Одна из первых попыток реально применить широкополосные сигналы типа DS-CDMA в ионосферном канале принадлежит корпорации MITRE (США). Среди отечественных результатов стоит отметить модемы Ангара-5М и Ангара-8И.

Представлены отечественные радиопередачи «ДЧ-19» и «КВ-ШПС» с описанием их параметров. Данные радиопередачи занимают полосу 40 и 50 кГц. Радиопередача «ДЧ-19» использует сигнально-кодированную конструкцию на основе дискретно-частотных сигналов и помехоустойчивого кода Рида-Соломона. Радиопередача «КВ-ШПС» использует сигналы типа ФМ ШПС и помехоустойчивый код NB-LDPC.

Энергетическая скрытность радиолиний характеризуется отношением сигнал/шум при вероятности битовой ошибки 10^{-4} и равна - (минус) 5 и - (минус) 18 дБ соответственно. Структурная скрытность оценивается количеством двоичных измерений (диз), требуемых для раскрытия структуры сигнала, и равна 13 и 800 диз соответственно.

Во **втором** разделе «Синтез ансамблей нелинейных псевдослучайных последовательностей» проанализированы существующие ансамбли псевдослучайных последовательностей, такие как ПСП Голда, Касами, и другие. Рассмотрен класс последовательностей де Брейна с нелинейным алгоритмом формирования (нелинейные последовательности), обладающих значительно большим размером ансамбля. В таблице 1 представлены размеры ансамблей разных классов псевдослучайных последовательностей.

Было произведено исследование корреляционных свойств последовательностей де Брейна различной длины.

Предложен новый класс нелинейных бинарных псевдослучайных последовательностей основанный на сложении по модулю два известных последовательностей (Голд, Касами) и нелинейных последовательностей де Брейна (схема формирования рисунок 1).

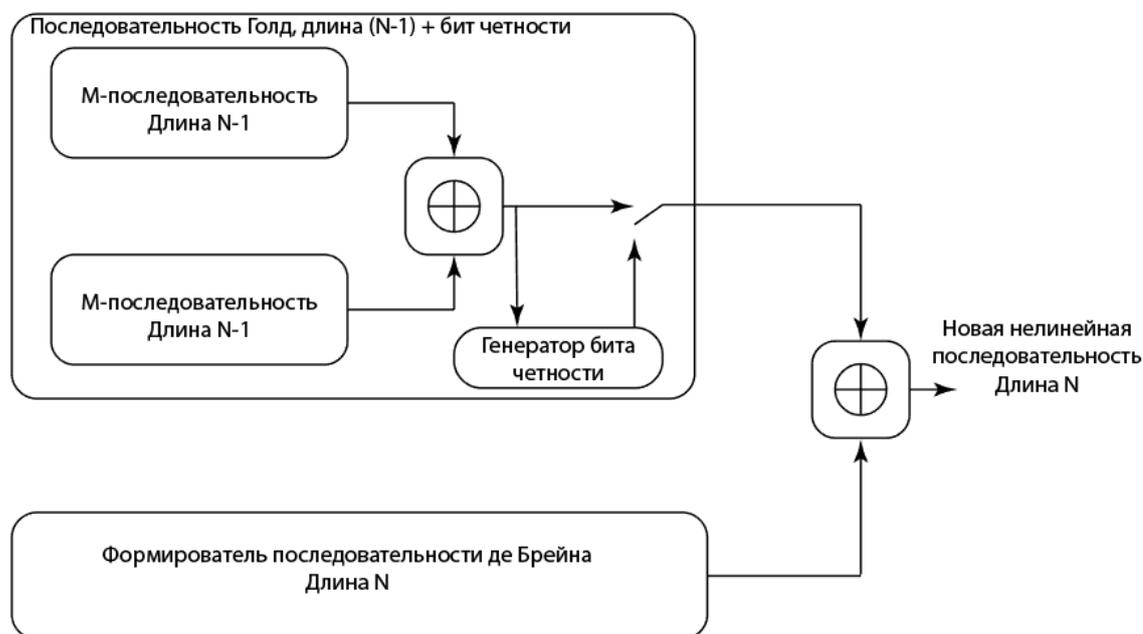


Рисунок 1 – Схема формирования новой НПСП

Новый класс позволяет значительно расширить ансамбль последовательностей по сравнению с Голдом и Касами и в это время получить допустимые значения выбросов ВКФ.

Было проведено сравнение корреляционных свойств и размеров ансамблей при сложении последовательностей де Брейна и последовательностей либо Голда, либо Касами. Результаты представлены в таблице 2.

Таблица 1 - Размеры ансамблей при разной длине ПСП

Длина ПСП (Голд / де Брейна)	Объем ансамбля Голда	Объем малого ансамбля Касами	Объем большого ансамбля Касами	Объем ансамбля де Брейна
31/32	33	*		2^{11}
63/64	65	8	520	2^{26}
127/128	129	*		2^{57}
511/512	513	*		2^{120}
1023/1024	1025	32	32800	2^{247}
2047/2048	2049	*		2^{502}

* Последовательности данной длины не существует.

Таблица 2 - Максимальные выбросы ВКФ (в скобках размер ансамбля)

Длина ПСП	Голд ($\approx 10^{77}$)	Касами мал. ($\approx 10^{75}$)	Касами бол. ($\approx 10^{78}$)
1024	0.155425	0.135875	0.182796

Оптимальным вариантом в выборе между размером ансамбля и максимальными выбросами ВКФ является использование последовательностей Голда.

Данный класс последовательностей обладает нелинейным алгоритмом формирования, что повышает структурную скрытность. Для нового класса проведен анализ корреляционных свойств последовательностей. Определено, что в подансамбле, формируемом сложением по модулю два одной последовательности де Брейна и всего ансамбля Голда максимальные выбросы ВКФ описываются гистограммой, представленной на рисунке 2 (пример для длины 8192, в скобках индексы последовательностей). В таблице 3 представлены результаты исследования уровня выбросов ВКФ при разных индексах де Брейна.

Таблица 3 - Максимальные выбросы ВКФ между НПСП из наборов с разными индексами де Брейна

Индексы ПСП Голда №1	Индекс НПСП де Брейна №1	Индексы ПСП Голда №2	Индекс НПСП де Брейна №2	Максимальный уровень ВКФ	Индексы ПСП Голда при максимуме
8064...8192	0	0...127	1	0.06298	8189 - 124
8064...8192	1201	0...127	1202	0.06250	8137 - 96
8064...8192	1000101	0...127	1000100	0.06201	8160 - 44

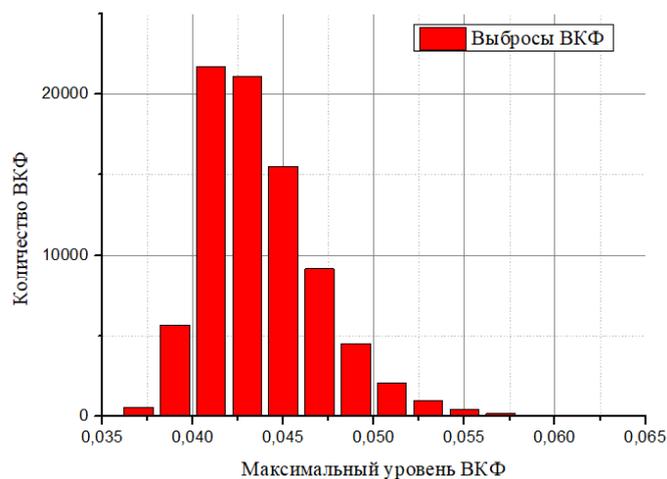


Рисунок 2 - Голд (0...8192) XOR де Брейна (0)

На основании результатов исследования, проведенного 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 эмпирически подобранными.

Значение структурной скрытности при использовании ансамбля шумоподобных фазоманипулированных сигналов на основе таких последовательностей оценивается по формуле:

$$S = \log_2(m \cdot N_{psp}), \quad (3)$$

где m – размер алфавита ШПС, N_{psp} – длина НПСП.

При длине ПСП 8192 бит значение структурной скрытности достигает значения 4096 диз.

В **третьем** разделе «Обоснование вида и параметров сигнально-кодовых конструкций широкополосной радиолинии и алгоритма приема в условиях дисперсионных искажений» описывается структура сигнально-кодовой конструкции. В роли внешнего кода предлагается помехоустойчивый NB-LDPC код, а в роли внутреннего - ансамбль шумоподобных фазоманипулированных сигналов на основе последовательностей, предложенных во втором разделе. Схема формирования сигнально-кодовой конструкции приведена на рисунке 3.

При увеличении полосы частот из-за дисперсионных искажениях падает эффективность от расширения полосы. Для оценки влияния дисперсионных искажений при расширении полосы вводится термин эквивалентная база, который учитывает параметры помехоустойчивого кода и энергетические потери из-за дисперсионных искажений.

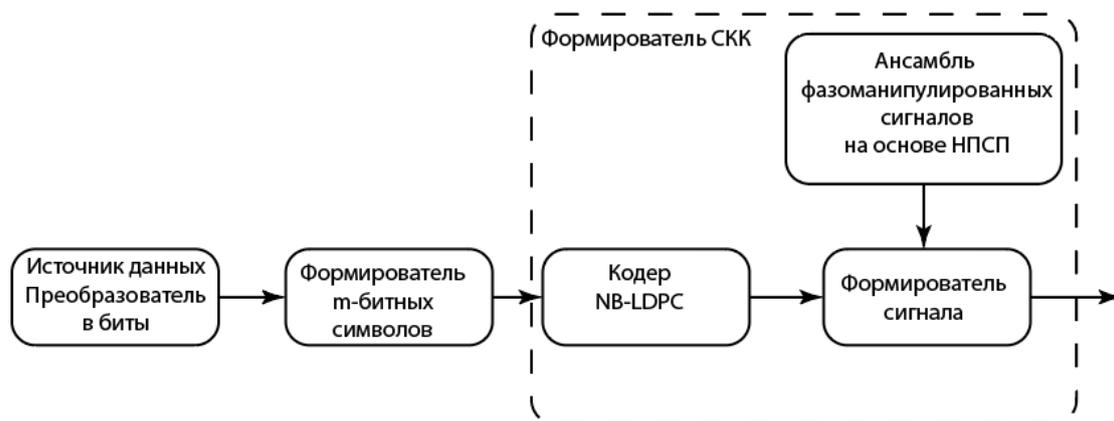


Рисунок 3 - Схема формирования сигнально-кодовой конструкции

Эквивалентная база описывается выражением:

$$B_s = \frac{N_{psp} (1 + \beta) K^2(s, \Delta f)}{m \cdot r} = \frac{R_{psp} (1 + \beta) K^2(s, \Delta f)}{R_s \cdot m \cdot r} = \frac{\Delta f}{R_b} K^2(s, \Delta f), \quad (4)$$

где N_{psp} - длина ПСП, $K^2(s, \Delta f)$ - энергетические потери из-за дисперсионных искажений, m - разрядность символа помехоустойчивого кода, r - относительная скорость помехоустойчивого кода, β - параметр сглаживающего фильтра.

Проводилось исследование для определения оптимальной эквивалентной базы сигнала при условии частотной дисперсии. Решение задачи нахождения оптимальной эквивалентной базы проходило в 2 этапа. Во-первых, находилось максимальное значение эквивалентной базы при заданной скорости передачи информации при заданных дисперсионных искажениях (см. рисунок 4). Во-вторых, находилась такая комбинация параметров помехоустойчивого кода, которая позволяет получить максимум помехоустойчивости. Оптимальная эквивалентная база составила 41 дБ. На рисунке 5 приведены результаты исследования вероятности битовой ошибки от отношения сигнал/шум при разных параметрах NB-LDPC кода. Для имитационного моделирования были выбраны: скорость кода 1/3 (6-битные символы) и скорость 2/7 (7-битные символы). Переход к 8-битным символам дает несущественный прирост помехоустойчивости при существенном усложнении алгоритма обработки СКК.

Затем было проведено имитационное моделирование для определения оптимальных параметров сигнально-кодовой конструкции при выбранных параметрах помехоустойчивого кода и различной полосе сигнала. База сигнала достигает 44 дБ при ширине спектра 800 кГц.

Это означает, что прием можно вести при уровне отношения сигнал/шум по мощности в полосе 800 кГц примерно до - (минус) 33 дБ.

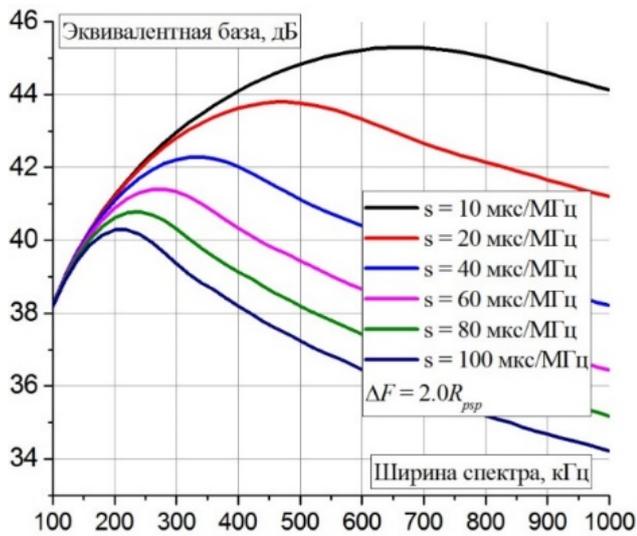


Рисунок 4 - Зависимость эквивалентной базы от ширины спектра при разных наклонах дисперсионной характеристики s

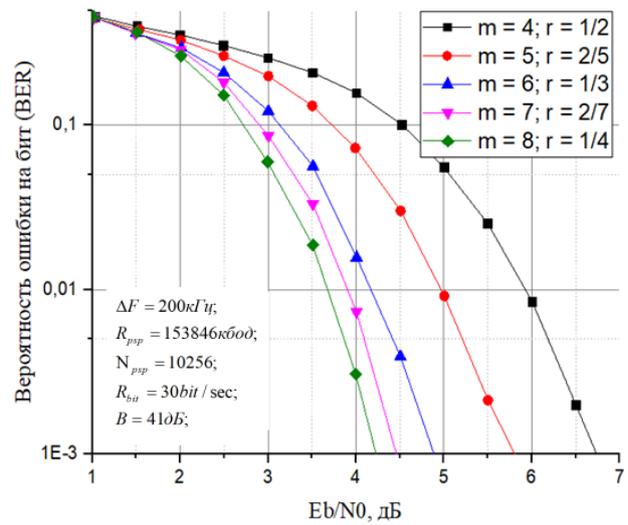


Рисунок 5 - Зависимость BER от различной скорости кодирования и разрядности кодовых символов

Недостатком являются существенные дисперсионные искажения сигнала в полосе частот, расширенной сверх полосы когерентности (порядка 150 кГц), и необходимость их корректировки на приемной стороне. На рисунках 6 и 7 представлены кривые помехоустойчивости с учетом дисперсионных искажений.

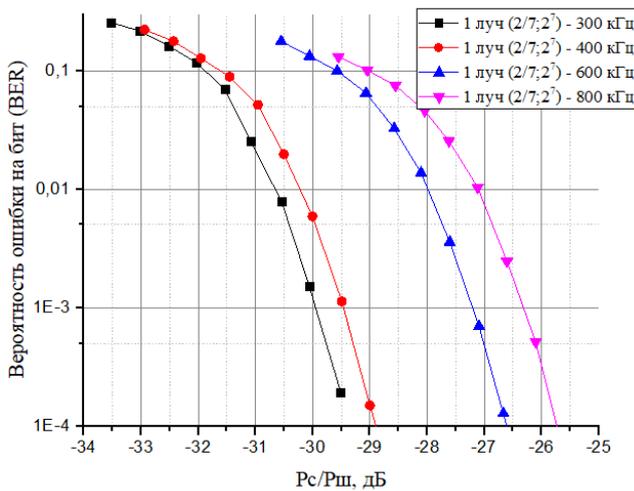


Рисунок 6 - Графики помехоустойчивости при различных параметрах NB-LDPC кода и разной полосе сигнала; прием 1 луча

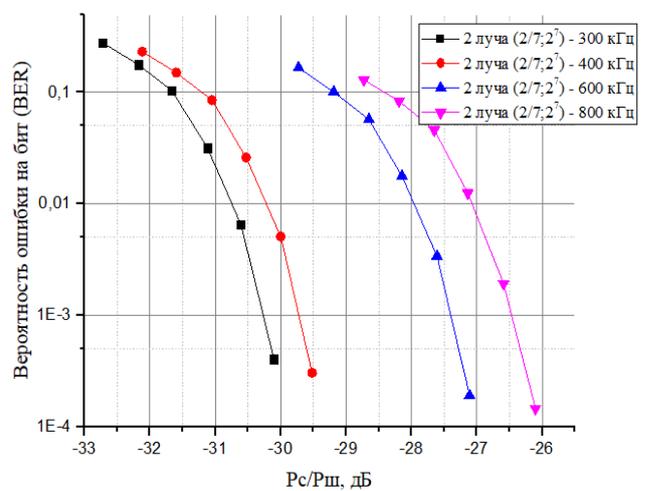


Рисунок 7 - Графики помехоустойчивости при различных параметрах NB-LDPC кода и разной полосе сигнала; сложение 2 лучей

Для компенсации дисперсионных искажений рассмотрены методы оценки наклона дисперсионной характеристики, оценена эффективность этих методов.

Первый - метод максимального правдоподобия, а второй - метод деления на подполосы.

Точность оценки методом подполос примерно в 2 раза хуже в терминах СКО, чем методом максимального правдоподобия. Однако, техническая реализация такого метода может оказаться проще для оценки наклона дисперсионной характеристики (ДХ) в широком диапазоне, – потребуется меньшее количество согласованных фильтров.

Для компенсации дисперсионных искажений предложена система компенсации с автоматической подстройкой, основанная на расширенном фильтре Калмана.

Рассмотрим алгоритм данной системы. Для этого запишем систему уравнений для квадратур на выходе квадратурного демодулятора, состоящую из уравнения динамической системы и двух уравнений наблюдения:

$$\begin{cases} s_i = C_i s_{i-1} + \xi_i \\ y_{i\text{Re}} = u_{i\text{Re}}(s_i, \hat{s}_{oi}) + \eta_{i\text{Re}} \\ y_{i\text{Im}} = u_{i\text{Im}}(s_i, \hat{s}_{oi}) + \eta_{i\text{Im}} \end{cases}, \quad i = \overline{1 \div N}, \quad (5)$$

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, $\xi_i, D[\dots]$ - операция вычисления дисперсии, N - длина выборки, \hat{s}_{oi} - оптимальная оценка наклона ДХ s ,

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

– нелинейные относительно оцениваемого параметра s функции уравнений наблюдения, учитывающие компенсацию дисперсионных искажений с использованием оценки 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

$$\begin{cases} s_i = C_i s_{i-1} + \xi_i \\ y_{i\text{Re}} = a_1 s_i + b_1 + \eta_{i\text{Re}} \\ y_{i\text{Im}} = a_2 s_i + b_2 + \eta_{i\text{Im}} \end{cases}, i = \overline{1 \div N}, \quad (6)$$

где $a_1 = u'_{i\text{Re}} [C_i \hat{s}_{i-1}]$, $a_2 = u'_{i\text{Im}} [C_i \hat{s}_{i-1}]$,
 $b_1 = u_{i\text{Re}} [C_i \hat{s}_{i-1}] - u'_{i\text{Re}} [C_i \hat{s}_{i-1}] C_i \hat{s}_{i-1}$,
 $b_2 = u_{i\text{Im}} [C_i \hat{s}_{i-1}] - u'_{i\text{Im}} [C_i \hat{s}_{i-1}] C_i \hat{s}_{i-1}$,
 $u'_i [C_i \hat{s}_{i-1}] = \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} -j\pi f_k^2 \dot{X}_k \hat{X}_k^* e^{-j\pi f_k^2 (C_i \hat{s}_{i-1} - \hat{s}_{oi})}$,
 $u'_{i\text{Re}} [C_i \hat{s}_{i-1}] = \text{Re} \left(\sum_{k=-N/2}^{N/2-1} -j\pi f_k^2 \dot{X}_k \hat{X}_k^* e^{-j\pi f_k^2 (C_i \hat{s}_{i-1} - \hat{s}_{oi})} \right)$,
 $u'_{i\text{Im}} [C_i \hat{s}_{i-1}] = \text{Im} \left(\sum_{k=-N/2}^{N/2-1} -j\pi f_k^2 \dot{X}_k \hat{X}_k^* e^{-j\pi f_k^2 (C_i \hat{s}_{i-1} - \hat{s}_{oi})} \right)$.

Ниже приведён прямой алгоритм нелинейной фильтрации наклона ДХ:

$$\hat{s}_i = C_i \hat{s}_{i-1} + \mathbf{K}_i [\mathbf{Y}_i - \mathbf{F}_i], \quad i = \overline{1 \div N}, \quad (7)$$

$$\mathbf{K}_i = \mathbf{A}_i \mathbf{P}_i [\mathbf{A}_i \mathbf{P}_i \mathbf{A}_i^T + \mathbf{Q}]^{-1}, \quad i = \overline{1 \div N}, \quad (8)$$

$$\mathbf{P}_i = C_i^2 \Gamma_{i-1} + B, \quad i = \overline{1 \div N}, \quad (9)$$

$$\Gamma_i = \mathbf{P}_i - \mathbf{K}_i \mathbf{A}_i \mathbf{P}_i, \quad i = \overline{1 \div N}, \quad (10)$$

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

$\Gamma_0 = \sigma_\eta^2 \mathbf{I}_{2 \times 2}$, $\mathbf{Q} = M [\eta_i \eta_i^T]$, $B = \sigma_\xi^2$, $\mathbf{I}_{1 \times 1}$ - 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 8 представлен результат работы расширенного фильтра Калмана при начальном приближении $s_0 = 70$ мкс/МГц, истинное значение $s = 80$ мкс/МГц. Алгоритм благодаря уточнению оценки позволяет получить выигрыш около $s \approx 10$ мкс/МГц, что при компенсации дисперсионных искажений позволит получить энергетический выигрыш в 0.7 дБ.

На рисунке 9 представлена разработанная схема обнаружения и приема широкополосного фазоманипулированного сигнала с компенсацией дисперсионных искажений. Алгоритм приема с компенсацией реализован в виде программных модулей.

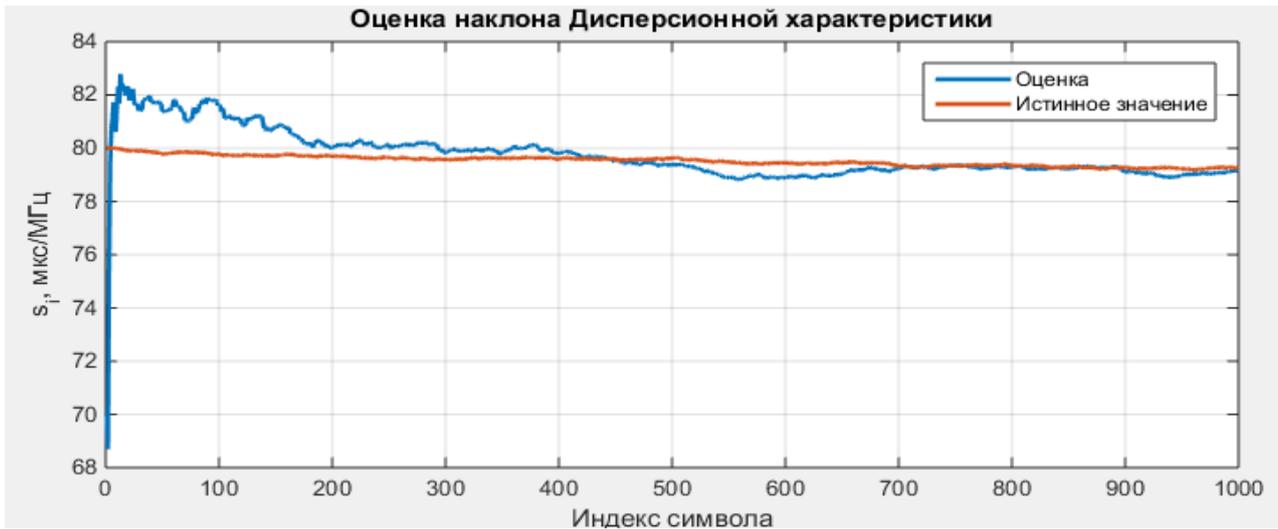


Рисунок 8 - Результат работы расширенного фильтра Калмана при начальном приближении $s_0 = 70$ мкс/МГц

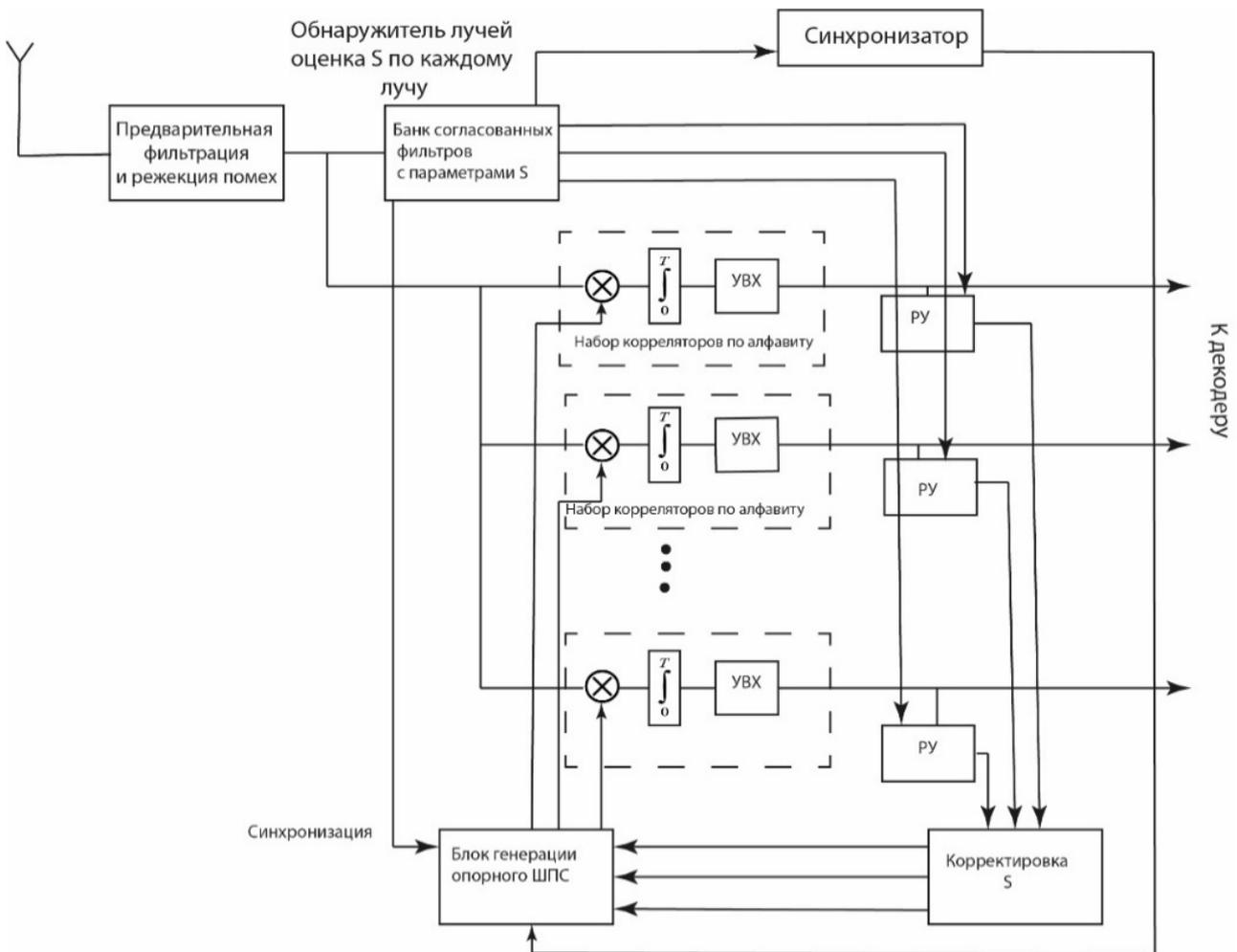


Рисунок 9 - Схема обнаружения и приема широкополосного сигнала с компенсацией дисперсионных искажений

В четвертом разделе «Экспериментальные исследования эффективности разработанной сигнально-кодовой конструкции и компенсации дисперсионных

искажений» описываются экспериментальные исследования предложенных ранее решений. Описывается структура радиограммы для натурных испытаний. Предлагается алгоритм повышения структурной скрытности радиолинии, позволяющий повысить значение до 4096 диз. Алгоритм заключается в использовании нового ансамбля псевдослучайных последовательностей и смены алфавита при передаче каждого кодового символа.

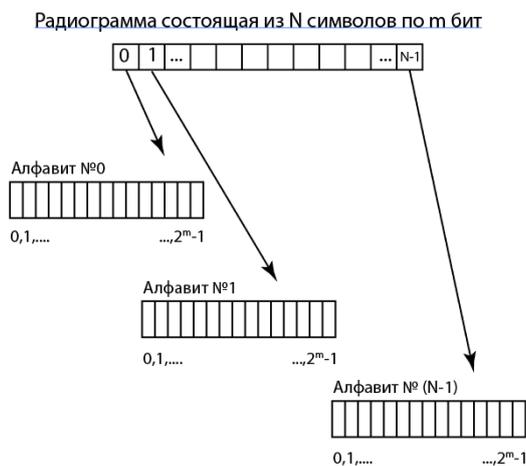


Рисунок 10 – Алгоритм формирования радиограммы

На рисунке 10 приведена схема алгоритма формирования радиограммы для повышения структурной скрытности. Алгоритм состоит в следующем: радиограмма состоит из N m -битных символов, ансамбль последовательностей разбивается на N неперекрывающихся алфавитов из 2^m ПСП. Каждый символ передается своим алфавитом, после передачи радиограммы использующиеся для этого алфавиты больше в передаче не участвуют.

Приводится описание макета для проведения натурных испытаний разработанной сигнально-кодовой конструкции. Макет состоит из панорамного приемника прямого усиления “Морошка”, разработанного в МТУСИ. Приемник позволяет вести прием в декаметровом диапазоне с полосой принимаемого сигнала до 3 МГц. Данный приемник по интерфейсу USB был подключен к ноутбуку с установленными программными модулями. Разработанные программные модули позволяют производить прием, демодуляцию, декодирование широкополосной сигнально-кодовой конструкции и при этом проводить автоматическую компенсацию дисперсионных искажений.

Натурные испытания проводились на однокачковой ионосферной трассе Новосибирск – Москва (около 3000 км). Разработанные программные модули функционировали в автоматическом режиме по заранее сформированному расписанию, которое содержало в себе набор рабочих частот, время начала, и длительность приема на одной частоте. В ходе работы автоматически происходила компенсация дисперсионных искажений, а все результаты приема записывались в файлы статистики в виде графических таблиц, которые содержали в себе всю полученную информацию и измеренные показатели отношения сигнал/шум и наклона дисперсионной характеристики.

На рисунке 11 представлена спектральная плотность мощности записи, произведенной на частоте 19200 кГц с полосой 500 кГц, в данном случае сигнал на

основе новой сигнально-кодовой конструкции находится под шумом и успешно принят с отношением сигнал/шум в полосе сигнала (400кГц) порядка – (минус) 30 дБ. На записи присутствуют узкополосные помехи, одна из которых с шириной спектра до 15 кГц.

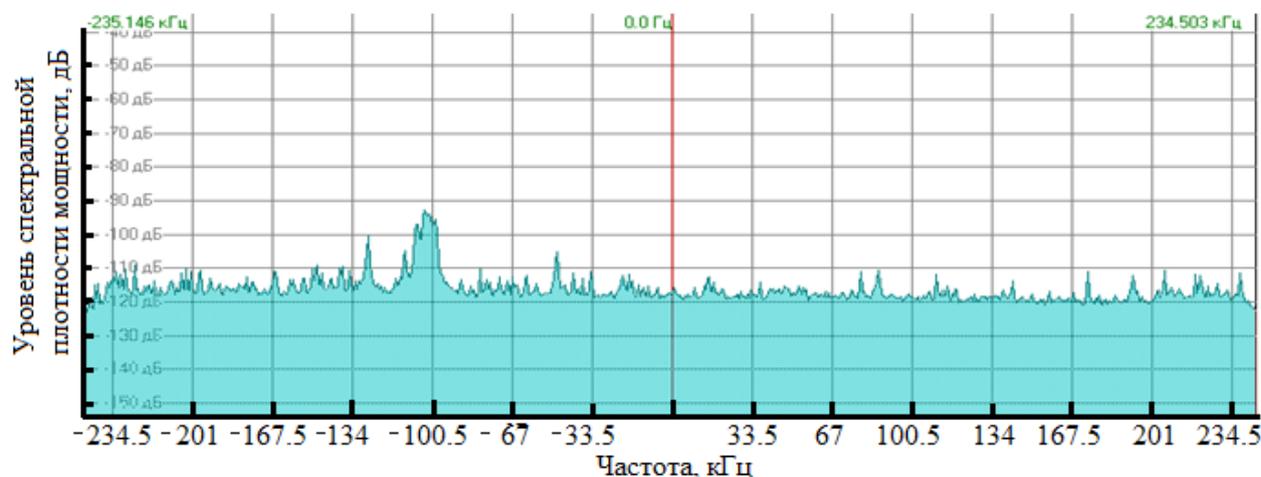


Рисунок 11 - Спектральная плотность мощности с эфира полосой 500 кГц

Записанные файлы с цифровыми квадратурными отсчетами во время натуральных испытаний были проанализированы для оценки выигрыша от использования новой сигнально-кодовой конструкции.

На рисунках 12 и 13 представлены отклики согласованных фильтров при приеме широкополосного сигнала при использовании новой сигнально-кодовой конструкции.

В данном случае показана оценка дисперсионных искажений по двум методам. Как видно из данных рисунков, оба метода показывают аналогичные результаты, оцененное значение наклона дисперсионной характеристики при методе деления на подполосы равно $s \approx 8 \text{ мкс} / 200 \text{ кГц} \approx 40 \text{ мкс} / \text{МГц}$. При методе максимального правдоподобия максимальную амплитуду имеет согласованный фильтр, настроенный на компенсацию дисперсионных искажений с наклоном $\text{ДХ}_{s_8} \approx -40 \text{ мкс} / \text{МГц}$, таким образом можно сказать, что для упомянутой данной записи сигнала справедливо $s \approx 40 \text{ мкс} / \text{МГц}$.

Выигрыш от компенсации дисперсионных искажений при обработке данной записи может достигать 2 дБ, в то время как теоретически расчетное значение 2.5 дБ. В таблице 4 представлены экспериментально оцененные значения наклона дисперсионной характеристики ионосферного канала.

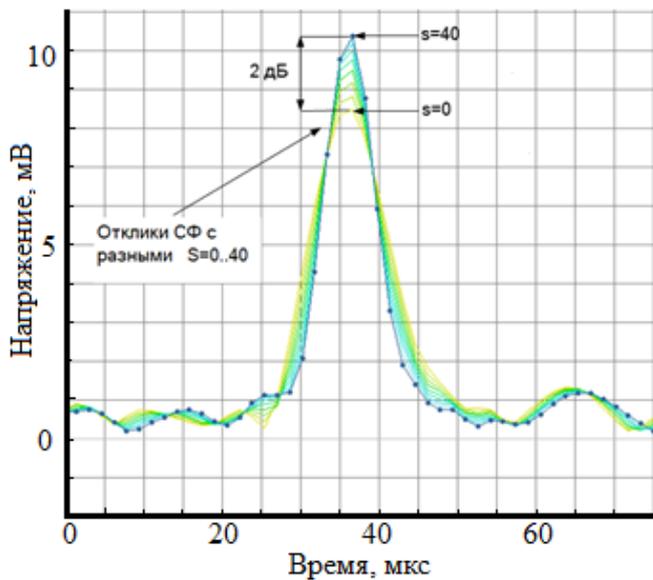


Рисунок 12 - Отклики согласованных фильтров при методе максимального правдоподобия

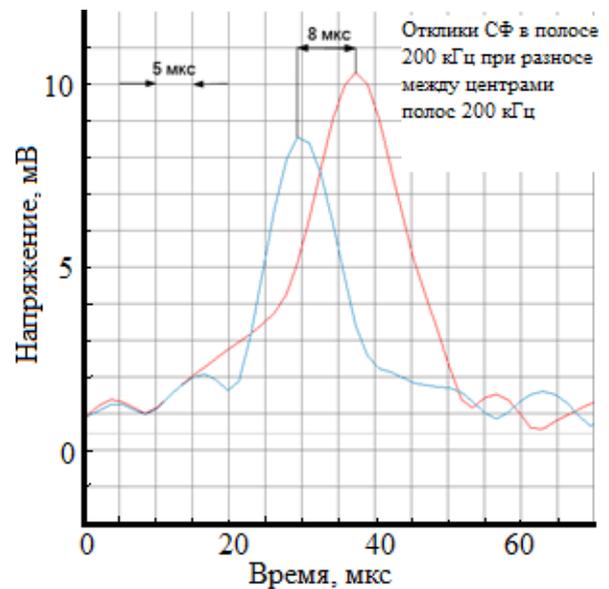


Рисунок 13 - Отклики согласованных фильтров при методе деления на подполосы

Таблица 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	1.90
19200	40	40	2.40
20670	30	30	1.34
20610	30	30	1.38
17943	60	60	3.10
19521	20	20	0.75
19067	140	140	7.70

Было проведено имитационное моделирование для оценки помехоустойчивости при приеме с компенсацией дисперсионных искажений. На рисунке 14 приведены результаты моделирования. Благодаря компенсации дисперсионных искажений, лучшей помехоустойчивостью обладает сигнально-кодовая конструкция с полосой сигнала 800 кГц.

Записанные файлы квадратурных цифровых отсчетов обрабатывались для оценки защищенности радиолинии от автокорреляционного обнаружителя (схема обнаружителя см. рисунок 15). Использование предложенного алгоритма повышения структурной скрытности понижает уровень АКФ до уровня боковых пиков при использовании автокорреляционного обнаружителя (см. рисунок 16).

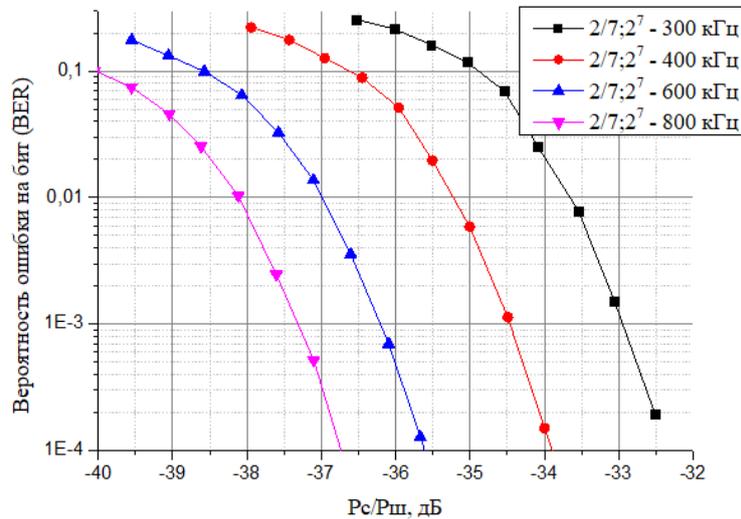


Рисунок 14 - Помехоустойчивость с учетом компенсации дисперсионных искажений

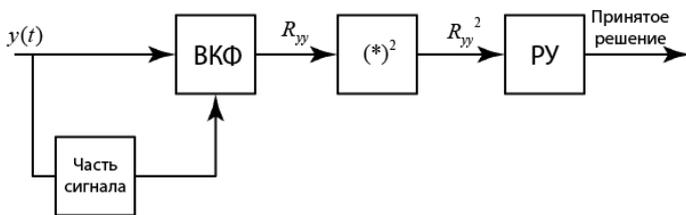


Рисунок 15 - Схема

автокорреляционного обнаружителя

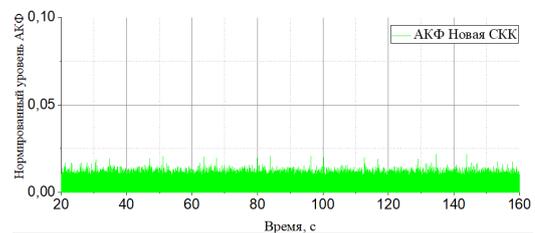


Рисунок 16 - АКФ при работе

автокорреляционного обнаружителя

На рисунке 17 представлено сравнение с существующими радиолиниями. Видно существенное повышение энергетической скрытности благодаря новой сигнально-кодовой конструкции и приему с алгоритмом компенсации дисперсионных искажений, выигрыш до 11 дБ относительно известных радиолиний.

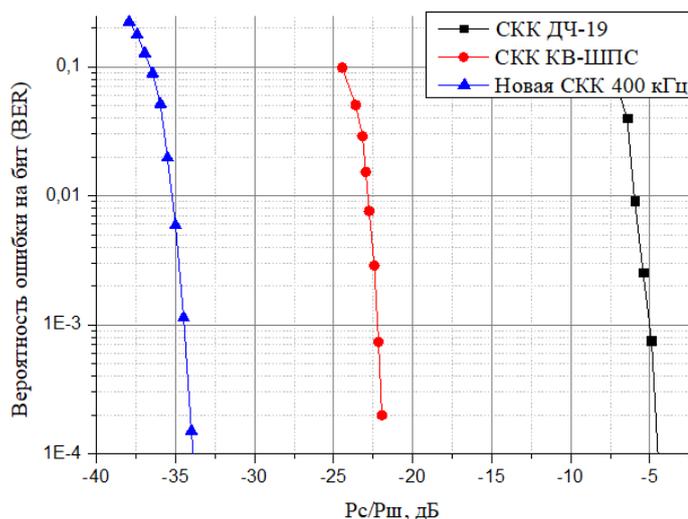


Рисунок 17 - Кривые помехоустойчивости существующих и новой радиолинии

В заключении сформулированы основные выводы диссертационной работы:

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. Получены выражения, позволяющие рассчитать оптимальную эквивалентную базу ШПС с учетом влияния дисперсионных искажений для передачи информации в заданной полосе частот с наибольшей помехоустойчивостью. Значение оптимальной эквивалентной базы при фиксированной скорости достигает 41 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. 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 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.

СПИСОК РАБОТ, ОПУБЛИКОВАННЫХ ПО ТЕМЕ ДИССЕРТАЦИИ

Публикации в изданиях, рекомендуемых ВАК:

1. 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.
2. 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.
3. Новый класс двоичных псевдослучайных последовательностей с нелинейным алгоритмом формирования для систем связи с кодовым разделением абонентов / Н.А. Кандауров [и др.] // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. - 2018. - Т. 12, №2. - С. 76-80.
4. Кандауров Н.А. Оптимальный следящий компенсатор дисперсионных искажений широкополосных сигналов / Н.А. Кандауров, Е.М. Лобов, Е.О. Лобова // Электросвязь. - 2018. - №5. - С. 34-38.
5. Кандауров Н.А. Сигнально-кодовые конструкции и алгоритм их обработки с автоматической компенсацией дисперсионных искажений для широкополосной декаметровый связи / Н.А. Кандауров // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. - 2019. - Т. 13, №2. - С. 76-79

Публикации в изданиях, индексируемых в международных базах данных (SCOPUS, WebOfScience)

6. Optimum estimation and filtering of the ionospheric channel dispersion characteristics slope algorithms / N.A. Kandaurov [and other] // 2017 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications. - 2017. - С. 7997537.

Публикации в материалах международных конференций

7. 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.
8. 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.
9. 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.

10. 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.

11. Экспериментальная оценка дисперсионных искажений широкополосных сигналов на односкачковых ВЧ радиолиниях / Н.А. Кандауров [и др.]// Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов. - 2017. - Т. 8, № 3. - С. 66-69.

Свидетельства о государственной регистрации программы для ЭВМ

12. 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.

13. 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.

14. Программа формирования линейных и нелинейных псевдослучайных последовательностей / Н.А. Кандауров [и др.] // Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2018613857 от 23.03.2018.

15. Программа многоканального приема и демодуляции широкополосных сигналов по сети Ethernet / Н.А. Кандауров [и др.] // Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2018614146 от 23.04.2018.

16. 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.

17. 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.

18. 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.

19. 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.

Подписано в печать 18.03.2019.
Формат 90x90/16. Усл.печ.л. 1 Тираж 100 экз.
Издательский дом «Медиа Паблишер»
111024, Москва, ул. Авиамоторная, д.8а
www.media-publisher.ru