

На правах рукописи

ЛОБОВА Елизавета Олеговна

**Алгоритмы компенсации дисперсионных искажений
широкополосных сигналов на базе банка цифровых фильтров**

Специальность

05.12.04 – Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения

АВТОРЕФЕРАТ

диссертации на соискание ученой степени

кандидата технических наук

Москва, 2021

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

Научный руководитель:	Чиров Денис Сергеевич – доктор технических наук, доцент, заведующий кафедрой «Радиотехнические системы» МТУСИ.
Официальные оппоненты:	Даренский Владимир Дмитриевич – доктор технических наук, старший научный сотрудник, главный научный сотрудник ФГУП «18 ЦНИИ» МО РФ. Бельгибаев Руслан Рашидович – кандидат технических наук, доцент кафедры радиотехники и связи, ФГБОУ ВО «Поволжский государственный технологический университет».
Ведущая организация:	Федеральное государственное унитарное предприятие «Ордена Трудового Красного Знамени Российский научно-исследовательский институт радио имени М.И. Кривошеева» (ФГУП НИИР), г. Москва.

Защита диссертации состоится «10» июня 2021 года в 13:00 на заседании диссертационного совета по защите докторских и кандидатских диссертаций Д 219.001.04 при 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. 8-а, МТУСИ, ауд. А-448.

С диссертацией можно ознакомиться в библиотеке и на сайте МТУСИ:

<http://www.srd-mtuci.ru/images/Dis-Lobova/dis-Lobova.pdf>

Автореферат разослан «__» _____ 2021 г.

Учёный секретарь

диссертационного совета Д 219.001.04

доктор технических наук, доцент _____ М.В. Терешонок

Общая характеристика работы

Актуальность работы. Одним из основных путей развития широкополосных систем связи декаметрового диапазона является повышение скорости передачи информации. Но при расширении полосы сигнала возникает необходимость учитывать частотную дисперсию ионосферного канала, которая является причиной существенных искажений полезного сигнала и снижения качества приёма информации в целом. Поэтому одной из важнейших задач при приёме сигналов с расширенным спектром является оценка и компенсация влияния частотной дисперсии ионосферного канала. Теоретические исследования и результаты натуральных экспериментов говорят о том, что энергетические потери на выходе согласованного фильтра, возникающие из-за дисперсионных искажений широкополосных сигналов в полосе 400 кГц, могут достигать порядка 8 дБ.

В системах широкополосной передачи данных для обработки сигналов уже длительное время активно используются банки цифровых фильтров. Банк фильтров предполагает разделение цифрового широкополосного сигнала на узкие частотные поддиапазоны цифровой системой анализа с последующим понижением частоты дискретизации и необходимой обработкой в каждом. Все доступные или только выбранные поддиапазоны объединяются обратно с помощью алгоритма восстановления системой синтеза с повышением частоты дискретизации сигнала. Банки цифровых фильтров широко применяются для решения различных радиосвязных задач (в том числе и в декаметровом диапазоне). Например, оценка спектральной плотности мощности в задачах радиомониторинга и системах когнитивного радио; адаптивная режекция узкополосных помех; эффективное кодирование сообщений и т.д. Поэтому для декаметрового диапазона уместным является совместное использование банка фильтров и устройства компенсации дисперсионных искажений. Эта задача решается обычно посредством использования специального фильтра компенсатора (фильтра, согласованного с характеристиками канала), который можно включить в состав устройства после банка цифровых фильтров. Однако, обработка широкополосных сигналов предполагает использование большого объема вычислительных ресурсов, который ограничен возможностями устройства. Поэтому, с целью минимизации общей вычислительной сложности алгоритмов обработки принимаемых сигналов, целесообразным является внедрение алгоритма компенсации дисперсионных искажений непосредственно в систему синтеза банка цифровых фильтров, так или иначе используемых на приёмной стороне.

Степень разработанности темы.

Известно множество работ, посвященных исследованию дисперсионных свойств широкополосных ионосферных каналов, искажениям сигналов, прошедших через ионосферный канал, разработке имитаторов широкополосных ионосферных каналов и методов коррекции

дисперсионных искажений. Работы сотрудников ПГТУ (ранее МарГТУ), выполненные коллективом под руководством Иванова В.А., Иванова Д.В. и Рябовой Н.В., посвящены детальному исследованию модели ионосферного радиоканала с частотной дисперсией, оценке её влияния на распространяющиеся в нём широкополосные сигналы, а также разработке методов компенсации дисперсионных искажений на основе согласованной фильтрации, обратной фильтрации и фильтра Винера. Из зарубежных работ стоит отметить работы сотрудников компании MITRE, в которых были получены экспериментальные фазочастотные характеристики (ФЧХ) канала с частотной дисперсией и представлены компенсаторы, построенные на базе указанных ФЧХ. Следует отметить работы коллектива сотрудников МТУСИ под руководством Аджемова С.С., посвящённые оценке влияния дисперсионных искажений на помехоустойчивость широкополосных ионосферных радиолиний и синтезу широкополосных сигналов.

Возможность компенсации дисперсионных искажений посредством отдельной независимой обработки отдельных частотных поддиапазонов широкополосного сигнала с последующим их объединением на уровне идеи впервые была предложена Ивановым Д.В. Однако, конкретных методик и рекомендаций по построению такого устройства и расчёту разделяющих и объединяющих фильтров предложено не было. Во всех опубликованных на момент начала работы над диссертацией публикациях, посвящённых дисперсионным искажениям, рассматривается единственный универсальный метод приёма широкополосных сигналов с одновременной компенсацией дисперсионных искажений – посредством обработки сигнала фильтром, согласованным с сигналом с учётом упомянутых искажений.

Банки цифровых фильтров применяются в широком классе задач: оценка спектральной плотности мощности в задачах радиомониторинга и системах когнитивного радио; адаптивная режекция узкополосных помех; эффективное кодирование сообщений; трансмультиплексирование цифровых потоков данных (упаковка, распаковка и переупаковка медленных потоков данных в единый высокоскоростной поток и наоборот); обработка звука, изображений (сжатие, устранение шумов), эквалайзеры; формирование и обработка многочастотных сигналов с пониженным уровнем боковых лепестков спектра (технология FBMC в 5G); множественное синхронное выделение узкополосных сигналов из единого широкополосного группового сигнала (выделение цифровых узкополосных каналов с переносом в область видеочастот).

Существенный вклад в теорию банков цифровых фильтров и многоскоростную обработку одномерных и многомерных сигналов внесли В.В. Витязев, М.К. Чобану, Р.Р. Vaidyanathan, H.S. Malvar.

Однако, на данный момент на практике банки цифровых фильтров для компенсации дисперсионных искажений не используются. В связи с этим представляет интерес наряду с имеющимися алгоритмами обработки сигналов в подканалах банков цифровых фильтров дополнительно проводить компенсацию дисперсионных искажений. Применение устройства компенсации дисперсионных искажений, которое внедрено в систему синтеза банка фильтров, позволяет сократить количество вычислительных операций в устройстве компенсации.

Цель работы – снижение вычислительной сложности обработки широкополосных радиосигналов декаметрового диапазона, подверженных дисперсионным искажениям на трассе распространения, с использованием банка цифровых фильтров, относительно известных алгоритмов компенсации дисперсионных искажений, а также повышение качества приёма сигналов относительно приёма искажённого сигнала.

Научная задача состоит в синтезе цифрового алгоритма компенсации нелинейной фазочастотной характеристики канала с частотной дисперсией и реализующего его цифрового устройства на основе банка цифровых фильтров, а также исследование влияния количественных значений параметров устройства на качество компенсации и сопутствующую вычислительную сложность алгоритма.

Для достижения поставленной цели и решения научной задачи в работе был решён комплекс взаимосвязанных частных научных задач:

1. Выбор математической модели канала с частотной дисперсией. Анализ дисперсионных искажений и их влияния на качество обработки широкополосных сигналов. Анализ существующих методов компенсации дисперсионных искажений.

2. Анализ схем построения банка цифровых фильтров и методов расчёта фильтров прототипов для банка цифровых фильтров. Исследование вычислительно эффективных алгоритмов для банка фильтров с полным и частичным синтезом сигналов.

3. Разработка алгоритма компенсации дисперсионных искажений широкополосных сигналов на базе банка цифровых фильтров с полным или частичным восстановлением полосы частот группового сигнала.

4. Разработка алгоритма компенсации дисперсионных искажений для равномерного банка цифровых фильтров на основе вычислительно эффективных (без потери точности) полифазных структур.

5. Оценка количественных характеристик качества компенсации дисперсионных искажений и вычислительной сложности разработанного алгоритма. Сравнение с классическим алгоритмом компенсации.

6. Построение программных моделей устройств компенсации дисперсионных искажений широкополосных сигналов на базе банка цифровых фильтров, проведение имитационного моделирования и сравнение качества компенсации с теоретически ожидаемыми значениями.

7. Проведение натурального эксперимента по компенсации дисперсионных искажений, заключающегося в обработке записей сигналов перспективных широкополосных радиолиний декаметрового диапазона, разрабатываемых в МТУСИ.

Объектом исследования являются широкополосные радиосигналы декаметрового диапазона длин волн.

Предметом исследования являются алгоритмы компенсации дисперсионных искажений широкополосных радиосигналов на основе банка цифровых фильтров в декаметровом диапазоне длин волн.

При решении поставленных задач исследования использовались методы цифровой обработки сигналов, теории электрической связи, теории случайных процессов, теории вероятностей, статистической радиотехники, методы вычислительного эксперимента.

Научная новизна работы.

1. Предложен **новый** алгоритм компенсации дисперсионных искажений широкополосных сигналов декаметрового диапазона, **отличающийся от известных тем, что** предполагает использование методов субполосной обработки сигналов, компенсаторов фазовых сдвигов и компенсаторов задержек путём сдвига отсчётов сигнала в каждой субполосе и может быть использован одновременно с другими аналогичными алгоритмами в единой вычислительной процедуре.
2. Предложен **новый вычислительно эффективный алгоритм** компенсации дисперсионных искажений широкополосных сигналов декаметрового диапазона, **отличающийся от известных тем, что** предполагает использование блочных преобразований для разделения спектра сигнала на равномерные субполосы, компенсаторов фазовых сдвигов и компенсаторов задержек с помощью полиномиальных интерполяторов в каждой субполосе и может быть использован одновременно с другими аналогичными алгоритмами в единой вычислительной процедуре.
3. Предложено **новое** устройство компенсации дисперсионных искажений широкополосных сигналов декаметрового диапазона, **отличающееся от известных тем, что** состоит из банка цифровых фильтров, цифровых линий задержки и фазовращателей и позволяет одновременно осуществлять субполосную обработку и компенсацию дисперсионных искажений сигнала.
4. Предложено **новое** устройство компенсации дисперсионных искажений широкополосных сигналов декаметрового диапазона, **отличающееся от известных тем,**

что состоит из банка цифровых фильтров, реализованного в форме полифазной структуры, цифровых линий задержки, фазовращателей и КИХ-фильтров, обеспечивающих передискретизацию сигнала между соседними отсчетами на основе полинома Лагранжа, работающих **на более низкой частоте дискретизации**.

5. Получены **новые** аналитические выражения, позволяющие вычислить АЧХ и ФЧХ системы, включающей в себя канал с частотной дисперсией и компенсатор дисперсионных искажений на базе банка цифровых фильтров. Также получены выражения для уровня отношения сигнал/шум на выходе такой системы при согласованном приёме широкополосных сигналов. Получены аналитические выражения для приближённого расчёта максимального и среднеквадратичного отклонения ФЧХ системы, отражающие зависимость отклонения ФЧХ от числа частотных подканалов, наклона дисперсионной характеристики и полосы пропускания банка фильтров.

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

Теоретическая и практическая значимость работы. Теоретическая значимость заключается в разработке новых математических моделей устройств и алгоритмов приёма сигналов с компенсацией дисперсионных искажений, а также новых аналитических выражений, позволяющих рассчитать требуемые параметры устройств компенсации в зависимости от показателя качества компенсации.

Практическая значимость заключается в повышении вычислительной эффективности обработки широкополосных радиосигналов декаметрового диапазона, подверженных дисперсионным искажениям, с использованием банка цифровых фильтров в 1.5 – 2 раза по сравнению с известными методами компенсации и получении выигрыша при компенсации порядка 10 дБ в терминах отношения сигнал-шум относительно искажённого сигнала. Также практическая значимость заключается в возможности внедрения разработанных алгоритмов в устройства, реализующие обработку широкополосных сигналов на базе банка цифровых фильтров. Упомянутое внедрение обеспечит возможность одновременного использования множества алгоритмов субполосной обработки сигналов, таких как сжатие, режекция помех и компенсация дисперсионных искажений.

Результаты диссертационного исследования использовались:

- при разработке в МТУСИ промышленных технологий создания опытных образцов широкополосных цифровых радиоприёмных устройств решения задач радиомониторинга декаметрового диапазона на базе банка цифровых фильтров в рамках ОКР «Верша» и СЧ ОКР «Кварта-М» (МТУСИ);

- при исследовании возможности использования банка цифровых фильтров в качестве цифрового бортового коммутатора спектров для космических аппаратов с гибкой полезной нагрузкой в рамках СЧ НИР «Гибкая ПН МТУСИ» (МТУСИ);

- в СЧ НИР «Створ-И-СЧ» (МИРЭА);

- в учебном процессе кафедры «Радиотехнические системы» МТУСИ.

Апробация работы. Результаты, изложенные в диссертации, были представлены и обсуждены на семи конференциях, среди которых: международная конференция «Радиоэлектронные устройства и системы для инфокоммуникационных технологий» REDS-2018, (г. Москва, МТУСИ, 2018 г.); Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications SYNCHROINFO-2018, (г. Минск, Беларусь, 2018 г.); Systems of signals generating and processing in the field of on board communications, SOSG, (г. Москва, МТУСИ, 2018, 2019, 2020). Материалы автора по теме диссертации также вошли в состав пленарных докладов на конференциях: Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications SYNCHROINFO-2019, (г. Ярославль, ЯрГУ им. П.Г. Демидова, 2019 г.); XIII Всероссийская конференция «Радиолокация и радиосвязь», (г. Москва, ИРЭ РАН им. В.А. Котельникова, 2019 г.).

Публикации результатов. По теме диссертации было опубликовано 17 работ. Из них 4 опубликованы в журнале из списка ВАК, 7 работ проиндексированы в базе данных SCOPUS и 3 работы проиндексированы в базе данных РИНЦ. Получено 3 свидетельства о государственной регистрации программ для ЭВМ.

Основные положения, выносимые на защиту:

1. **Алгоритм компенсации** дисперсионных искажений широкополосных сигналов декаметрового диапазона на основе банка цифровых фильтров **обеспечивает** компенсацию искажений в **субполосном режиме** в терминах отношения сигнал-шум порядка 10 дБ.
2. **Алгоритм компенсации** дисперсионных искажений широкополосных сигналов декаметрового диапазона на основе **равномерного** банка цифровых фильтров, построенный по вычислительно эффективной схеме с использованием полифазных структур, **позволяет** снизить вычислительные затраты более чем в 7 раз по сравнению со схемой прямого цифрового синтеза при эквивалентных требованиях к синтезу сигнала в заданной полосе и компенсации дисперсионных искажений.
3. **Устройство компенсации** дисперсионных искажений широкополосных сигналов декаметрового диапазона на основе банка цифровых фильтров **с дополнительно введенными** цифровыми линиями задержки и фазовращателями в каналах системы

синтеза банка фильтров после устройств интерполяции **обеспечивает компенсацию дисперсионных искажений** в терминах отношения сигнал-шум порядка 10 дБ.

4. **Применение фильтров-интерполяторов** на основе полинома Лагранжа и фазовращателей **позволяет** реализовать разработанное устройство компенсации с использованием вычислительно эффективных схем на базе полифазных структур, работающих **на пониженной частоте дискретизации**, сократив при этом общие вычислительные затраты для подсистемы синтеза в 7 раз по сравнению со схемой прямого цифрового синтеза при эквивалентных требованиях к синтезу сигнала в заданной полосе и компенсации дисперсионных искажений.

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

Объем и структура работы. Диссертационная работа состоит из введения, пяти разделов, заключения, списка литературы и трех приложений. Основная часть диссертации изложена на 186 страницах текста с 96 иллюстрациями и 23 таблицами. Список литературы насчитывает 111 наименований.

Соответствие паспорту специальности. Проведенное автором исследование соответствует п. 4 «Разработка и исследование методов и алгоритмов обработки радиосигналов в радиосистемах телевидения и связи при наличии помех. Разработка методов разрушения и защиты информации» и п. 7 «Разработка методов и устройств передачи, приёма, обработки, отображения и хранения информации» паспорта специальности 05.12.04 –Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения.

Краткое содержание работы

Во **введении** обоснована актуальность диссертационной работы, проведен анализ современного уровня разработанных научно-технических решений, определены цель, задачи и методы исследований. Конкретизируются научная новизна, личный вклад в работу, практическая значимость, сведения об апробации работы, публикациях автора, а также положения, выносимые на защиту.

В **первом** разделе «Дисперсионные искажения широкополосных сигналов в декаметровом диапазоне и методы их компенсации» рассматриваются особенности распространения широкополосных радиосигналов по ионосферному каналу, влияние дисперсионных искажений на характеристики сигнала, методы компенсации дисперсионных искажений и рассмотрена модель ионосферного канала, используемая в диссертации.

Частотная дисперсия среды распространения электромагнитных волн (в т.ч. ионосферы) – это зависимость коэффициента диэлектрической проницаемости этой среды от частоты,

распространяющейся в ней электромагнитной волны. В совокупности с неравномерностью электронной концентрации ионосферы с высотой, частотная дисперсия приводит к тому, что гармонические сигналы преломляются и распространяются различным образом в ионосфере в зависимости от их частоты (по различным траекториям при наклонном падении на ионосферный слой). Отдельные гармонические составляющие широкополосного сигнала, распространяясь по различным траекториям, претерпевают различные фазовые задержки, такие, что общая их зависимость от частоты в спектре сигнала становится нелинейной. Это приводит к тому, что отдельные узкополосные участки спектра широкополосного сигнала распространяются в ионосфере с различной групповой скоростью, и будут приняты на приемном конце с различной групповой задержкой распространения. Как результат – широкополосный сигнал искажается и возникают потери при приеме информации.

В соответствии с принятой моделью частотная характеристика ионосферного канала, отражающая его дисперсионные свойства, имеет вид

$$U(j2\pi f) = e^{-j\pi s(f-f_p)^2}, \quad f \in [f_p - \Delta f / 2; f_p + \Delta f / 2], \quad (1)$$

где Δf - ширина полосы пропускания канала (в модели не превышающая 1 МГц), f_p - центральная частота полосы пропускания канала, s , мкс/МГц – наклон дисперсионной характеристики (ДХ). Параметр s определяет дисперсионные искажения и является коэффициентом пропорциональности между центральной частотой группы монохроматических колебаний и групповой задержкой их распространения в канале.

Теоретические расчеты и результаты натурных экспериментов, выполненных сотрудниками МТУСИ говорят о том, что энергетические потери в терминах отношения сигнал-шум на выходе согласованного фильтра, возникающие из-за дисперсионных искажений широкополосных сигналов в полосе 400 кГц, могут достигать порядка 8 дБ.

В настоящий момент наиболее известными являются три алгоритма компенсации частотной дисперсии, основанные на фильтрах корректорах: обратная фильтрация, согласованная фильтрация и фильтрация Винера. Технически указанные компенсаторы реализуются в форме фильтров с конечной импульсной характеристикой (КИХ-фильтры) и являются отдельными устройствами в системе обработки широкополосных сигналов.

Во **втором** разделе рассматриваются методы проектирования банков цифровых фильтров, вычислительно эффективная реализация банка фильтров, условия полного восстановления сигналов на выходе банка фильтров, методы синтеза фильтров прототипов и их сравнение.

На рисунке 1 представлена типовая структурная схема банка цифровых фильтров. Банк фильтров – это устройство, предполагающее разделение цифрового широкополосного сигнала

на узкие частотные поддиапазоны цифровой системой анализа с последующим понижением частоты дискретизации и необходимой обработкой в каждом. Все доступные (полный синтез) или только выбранные (частичный синтез) поддиапазоны объединяются обратно с помощью алгоритма восстановления системой синтеза. На рисунке отмечены цифровые фильтры анализа $H_k(z)$ и цифровые фильтры синтеза $F_k(z)$, $k = 0 \div 2M - 1$. Ширина полосы пропускания фильтров в составе банка фильтров может быть неодинаковой (например, октавный банк фильтров), или одинаковой (равномерный банк фильтров).

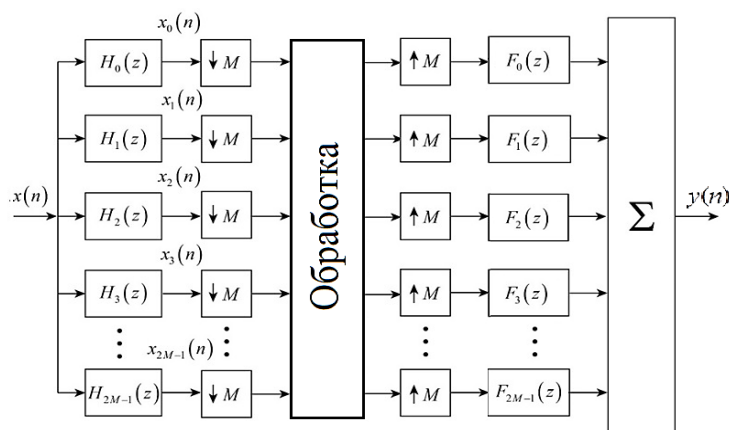


Рисунок 1 - Банк цифровых фильтров

Равномерный банк фильтров может быть спроектирован на основе одного фильтра-прототипа низких частот. При этом все фильтры из состава банка реализуются посредством косинусной или экспоненциальной модуляции импульсной характеристики фильтра-прототипа $h_p(n)$, АЧХ которого при этом сдвигается в частотной области.

Однотипность используемых фильтров позволяет реализовать подсистемы анализа и синтеза по вычислительно эффективной полифазной схеме с применением быстрого преобразования Фурье (БПФ). При выполнении фильтром-прототипом условий идеального восстановления и при отсутствии всякой обработки сигнала на низкой частоте дискретизации подсистемы анализа и синтеза осуществляют обратимые преобразования с полной компенсацией всех артефактов из-за наложения спектров (возникающих при децимации), а банк фильтров в целом преобразуется в устройство задержки. В разделе рассчитаны основные характеристики равномерного банка фильтров для различного числа каналов $2M$ и длины фильтра-прототипа N при выполнении и невыполнении условий идеального восстановления, а именно, АЧХ, ФЧХ и уровня помех из-за наложения спектров.

В **третьем** разделе представлены разработанные алгоритм и устройство компенсации дисперсионных искажений широкополосных сигналов на основе банка фильтров и его модификация для вычислительно эффективной схемы равномерного банка фильтров.

Можно показать, что искажённый ионосферой сигнал на выходе k -го фильтра анализа (при разделении на узкополосные компоненты) без учета децимации имеет вид

$$\tilde{x}_k(n) \approx x_k(n - n_k) e^{j\pi f_k^2 s}, \quad (2)$$

где $x_k(n)$ - неискажённый частотной дисперсией сигнал на выходе k -го фильтра анализа, $n_k = \text{round}(f_k s T^{-1}) + \text{const}$ - задержка сигнала в k -ом канале системы анализа, выраженная в интервалах дискретизации T , $\text{round}(x)$ – функция округления до ближайшего целого. То есть, дисперсионные искажения сигнала представляют собой задержку сигнала в каждом канале анализа и соответствующий фазовый сдвиг, причём для каждого канала анализа задержка и фазовый сдвиг зависят от центральной частоты канала. Поэтому для устранения дисперсионных искажений необходимо «выровнять» задержку, что приводит к внесению в систему банка анализа-синтеза дополнительной линии задержки на $L - n_k$ отсчетов перед фильтрами синтеза и сдвигу фаз сигналов $e^{-j\pi f_k^2 s}$ (см. рисунок 2, где $L = \tilde{n}_k + n_k$ - выравненное (единое для всех каналов) значение задержки сигнала, \tilde{n}_k - значение, на которое нужно задержать сигнал с k -го фильтра для выравнивания задержки). Такое решение никак не меняет алгоритм расчёта фильтров банка синтеза и не зависит от их конкретного вида и позволяет скомпенсировать задержку с точностью до интервала дискретизации T . Таким образом, технически банк фильтров с компенсацией дисперсионных искажений отличается от банка фильтров без оной только наличием дополнительных элементов памяти (см. схему **устройства** на рисунке 2). Компенсационные линии задержки и фазовые множители (которые учитываются в импульсных характеристиках фильтров синтеза) не требуют дополнительных вычислений. Передаточные функции фильтров синтеза $\tilde{F}_k(z)$, модифицированные с целью обеспечения компенсации дисперсионных искажений, можно представить форме

$$\tilde{F}_k(z) = z^{-\tilde{n}_k} F_k(z) e^{-j\pi f_k^2 s} . \quad (3)$$

Структурная схема компенсатора позволяет сформулировать соответствующий **алгоритм** компенсации дисперсионных искажений, который заключается в разделении широкополосного сигнала с помощью алгоритмов субполосной фильтрации, осуществление сдвига по фазе и сдвига во времени отсчётов сигнала в каждой субполосе и обратный синтез широкополосного сигнала из субполосных компонент.

На рисунке 3 приведено **устройство** компенсации дисперсионных искажений, реализованное на основе равномерного банка фильтров в форме полифазной структуры. Системы анализа и синтеза банка фильтров при этом реализованы на основе модулей БПФ и набора полифазных компонент $E_k(z)$ исходного фильтра-прототипа с m коэффициентов в каждой компоненте (длина фильтра-прототипа равна $N = 2Mt$ отсчетов). В предлагаемом устройстве компенсация групповой задержки осуществляется на низкой частоте дискретизации. При этом уже нельзя ограничиться исключительно внедрением компенсационных линий

задержек, т.к. погрешность компенсации задержки будет в M раз больше (т.к. интервал дискретизации в M раз больше). В таком случае возникает необходимость во внедрении интерполяционных фильтров, компенсирующих дробную задержку. Поэтому в схему компенсации внедрена система КИХ фильтров $K_k(z)$, $k=0...2M-1$, устраняющих дробную задержку, посредством переопцировки сигнала с помощью интерполяционного полинома Лагранжа, и линия задержки $z^{-\tilde{n}_k}$, устраняющая целую часть задержки, $\tilde{n}_k = \text{round}(f_k s T^{-1} M^{-1})$.

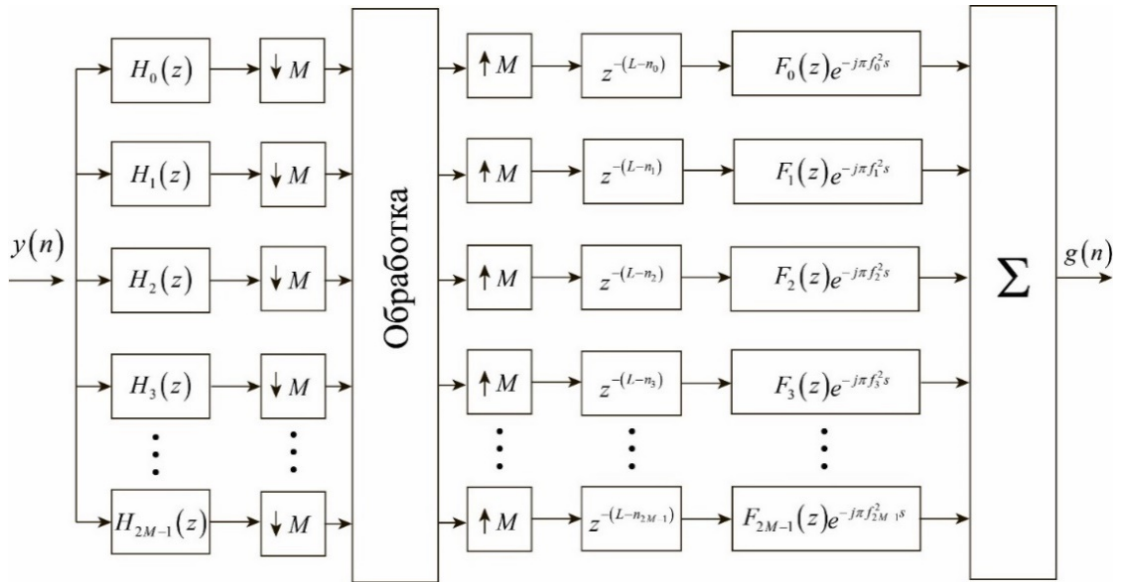


Рисунок 2 – Устройство компенсации дисперсионных искажений на основе банка цифровых фильтров

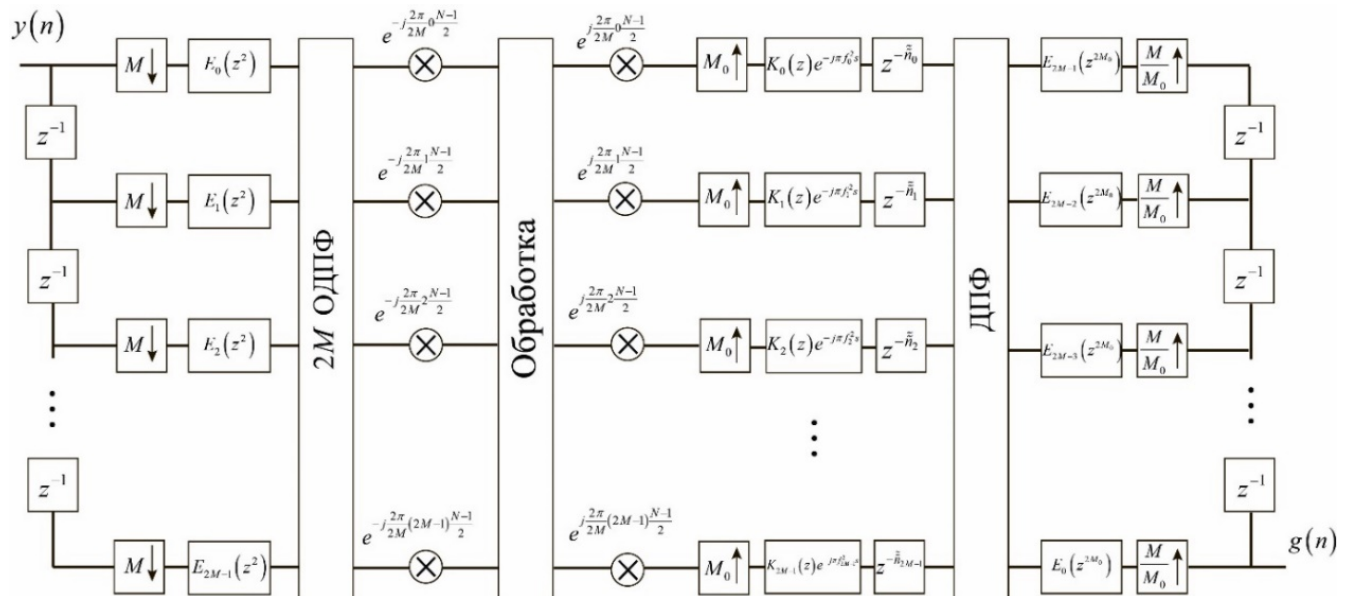


Рисунок 3 – Устройство компенсации дисперсионных искажений на основе равномерного банка фильтров в форме полифазной структуры

Предварительная интерполяция в M_0 раз осуществляется с целью уменьшения искажений сигнала, вызванных неравномерностью АЧХ и нелинейностью ФЧХ

интерполяционного КИХ-фильтра. Повышая предварительно частоту дискретизации в M_0 раз, основной диапазон частот, в котором находится сигнал, расширяется. Это позволяет, обрабатывая одну копию сигнала в частотной области, уменьшить амплитудно-фазовые искажения, вносящие интерполяционным КИХ-фильтром при компенсации групповой задержки. Значение M_0 выбирается небольшим: 1 (без интерполяции), 2 или 4. Длина интерполяционного КИХ фильтра при этом равна $N_{\text{inter}} = N_{\text{poly}} M_0 - 1$, где N_{poly} - порядок полинома Лагранжа.

Передаточная функция канал + устройство компенсации (на рисунке 3) имеет вид

$$T(z) = \sum_{k=0}^{2M-1} \sum_{l=0}^{M-1} U \left(e^{-j\frac{2\pi l}{M}} z \right) H_k \left(z e^{-j\frac{2\pi l}{M}} \right) K_k \left(z^{\frac{M}{M_0}} \right) e^{-j\pi l^2 s} z^{-\tilde{n}_k} F_k(z),$$

где $H_k(z) = \sum_{q=0}^{2M-1} z^{-q} E_q(z^2) e^{j\frac{2\pi}{2M}kq}$ и $F_k(z) = \sum_{u=0}^{2M-1} z^{-(2M-1-u)} E_{2M-1-u}(z^2) e^{-j\frac{2\pi}{2M}ku}$ - передаточные функций фильтров анализа и синтеза, выраженные через полифазные компоненты фильтра-прототипа $E_q(z) = \sum_{n=0}^{m-1} h_p(q + 2Mn) z^{-n}$, $U(z)$ - передаточная функция модели канала.

Структурная схема компенсатора позволяет сформулировать соответствующий **алгоритм** компенсации дисперсионных искажений, который заключается в блочном преобразовании (блоками по $2M$ отсчетов с обновлением по M отсчетов) сигнала для разделения его спектра на $2M$ равномерных субполос на основе полифазной схемы и БПФ, осуществление сдвига по фазе и сдвига во времени отсчетов сигнала путем нахождения значений сигналов в промежутках между соседними отсчетами в каждой субполосе и обратный синтез широкополосного сигнала с помощью обратного блочного преобразования (блоками по $2M$ отсчетов для каждых M отсчетов на выходе).

Основное преимущество **разработанных алгоритмов** заключается в том, что они могут быть использованы в единой вычислительно эффективной процедуре субполосной обработки широкополосного сигнала, совместно с другими алгоритмами субполосной обработки. Использование полифазной схемы в компенсаторе на основе равномерного банка фильтров позволяет сократить общие вычислительные затраты для подсистемы синтеза в 7 раз по сравнению со схемой прямого цифрового синтеза при эквивалентных требованиях к синтезу сигнала в заданной полосе и компенсации дисперсионных искажений

В разделе получены аналитические выражения для расчета отношения сигнал/шум (ОСШ) в тракте обработки широкополосного сигнала, включающего последовательное включение канала с частотной дисперсией, разработанного устройства компенсации

дисперсионных искажений и фильтра, согласованного с исходным неискаженным сигналом (согласованный фильтр - СФ). ОСШ может быть найдено по формуле:

$$\left(\frac{P_c}{P_{uu}}\right) = \frac{1}{N_{DFT}} \left| \sum_{i=-\frac{N_{DFT}}{2}}^{\frac{N_{DFT}}{2}-1} \dot{Q}_i e^{j\frac{2\pi}{N_{DFT}}in_*} \right|^2 \left[2\sigma^2 \left| \sum_{i=-\frac{N_{DFT}}{2}}^{\frac{N_{DFT}}{2}-1} |j_i|^2 \right| \right]^{-1}, \quad (4)$$

где для устройства на рисунке 2: $\dot{Q}_i = \dot{X}_i \dot{U}_i \dot{K}_{cphi} \sum_{k=0}^{2M-1} \dot{H}_{ki} \tilde{F}_{ki} + \dot{K}_{cphi} \sum_{l=1}^{M-1} \dot{X}_{i-bl} \dot{U}_{i-bl} \sum_{k=0}^{2M-1} \dot{H}_{k(i-bl)} \tilde{F}_{ki}$,

$$\dot{J}_i = \dot{K}_{cphi} e^{j\frac{2\pi}{N_{DFT}}in_*} \sum_{k=0}^{2M-1} \dot{H}_{ki} \tilde{F}_{ki} + \sum_{l=1}^{M-1} \dot{K}_{cphi(i+bl)} e^{j\frac{2\pi}{N_{DFT}}(i+bl)n_*} \sum_{k=0}^{2M-1} \dot{H}_{ki} \tilde{F}_{k(i+bl)}, \quad n_* = N_s - 1 + (N - 1) + L, \quad N_s -$$

длительность в отсчётах сигнала, $\dot{X}_{ki} = \dot{X}_k \left(e^{j\frac{2\pi}{N_{DFT}}i} \right)$, $\dot{U}_{ki} = \dot{U}_k \left(e^{j\frac{2\pi}{N_{DFT}}i} \right)$, $\dot{K}_{cphi} = \dot{K}_{cphi} \left(e^{j\frac{2\pi}{N_{DFT}}i} \right)$,

$\dot{H}_{ki} = \dot{H}_k \left(e^{j\frac{2\pi}{N_{DFT}}i} \right)$, $\tilde{F}_{ki} = \tilde{F}_k \left(e^{j\frac{2\pi}{N_{DFT}}i} \right)$ – дискретные отсчеты спектра передаваемого сигнала,

частотной характеристики канала, и частотных характеристик согласованного фильтра, фильтров анализа и фильтров синтеза с компенсацией (см. (3)), $b = N_{DFT} M^{-1}$ - коэффициент пропорциональности. Количество точек ДПФ N_{DFT} выбрано из соображений, что сдвиг спектра на величину $2\pi M^{-1}$ в нормированных частотах эквивалентен сдвигу коэффициентов ДПФ в частотной области на b . Для устройства на рисунке 3

$$\dot{Q}_i = \dot{X}_i \dot{U}_i \dot{K}_{cphi} \sum_{k=0}^{2M-1} \dot{H}_{ki} \dot{F}_{ki} \hat{K}_{ki} e^{-j\pi \left(\frac{f_k - i}{N_{DFT}}\right)^2 s} e^{-\frac{j2\pi}{N_{DFT}}i\tilde{m}_k} + \dot{K}_{cphi} \sum_{l=1}^{M-1} \dot{X}_{i-bl} \dot{U}_{i-bl} \sum_{k=0}^{2M-1} \dot{H}_{k(i-bl)} \dot{F}_{ki} \hat{K}_{ki} e^{-j\pi \left(\frac{f_k - i}{N_{DFT}}\right)^2 s} e^{-\frac{j2\pi}{N_{DFT}}i\tilde{m}_k}$$

$$\dot{J}_i = \dot{K}_{cphi} \sum_{k=0}^{2M-1} \dot{H}_{ki} \dot{F}_{ki} \hat{K}_{ki} e^{-j\pi \left(\frac{f_k - i}{N_{DFT}}\right)^2 s} e^{-\frac{j2\pi}{N_{DFT}}i\tilde{m}_k} + \sum_{l=1}^{M-1} \dot{K}_{cphi(i+bl)} e^{\frac{j2\pi}{N_{DFT}}(i+bl)n_*} \sum_{k=0}^{2M-1} \dot{H}_{ki} \dot{F}_{k(i+bl)} \hat{K}_{k(i+bl)} e^{-j\pi \left(\frac{f_k - (i+bl)}{N_{DFT}}\right)^2 s} e^{-\frac{j2\pi}{N_{DFT}}(i+bl)\tilde{m}_k}$$

\hat{K}_{ki} - представляет собой интерполированные в M / M_0 раз коэффициенты ДПФ фильтра-

компенсатора дробной задержки, $\dot{F}_{ki} = \dot{F}_k \left(e^{j\frac{2\pi}{N_{DFT}}i} \right)$ – дискретные отсчеты фильтров синтеза,

$$n_* = N_s - 1 + (N - 1) + (N_{inter} - 1).$$

Разработанные алгоритмы были реализованы в форме программных моделей устройств компенсации, которые использовались для проведения моделирования. На рисунке 4 приведены отклики согласованного фильтра на широкополосный сигнал в различных ситуациях: искажения отсутствуют, искажения присутствуют и не компенсируются, искажения компенсируются разработанными устройствами. Моделирование производилось для широкополосного шумоподобного ФМ сигнала с огибающей типа «корень квадратный из

приподнятого косинуса», синтезированного на основе M -последовательности длиной 2047. Ширина спектра сигнала составила $\Delta F = 400$ кГц, частота дискретизации $F_0 = 1.6$ МГц, ширина полосы пропускания одного фильтра $\Delta f = 25$ кГц, число каналов банка фильтра $2M = 64$, длина фильтров $N = 1024$, $M_0 = 2$, порядок интерполирующего полинома $N_{poly} - 1 = 19$, длина фильтра-интерполятора $N_{inter} = 39$, наклон ДХ $s = 80$ мкс/МГц.

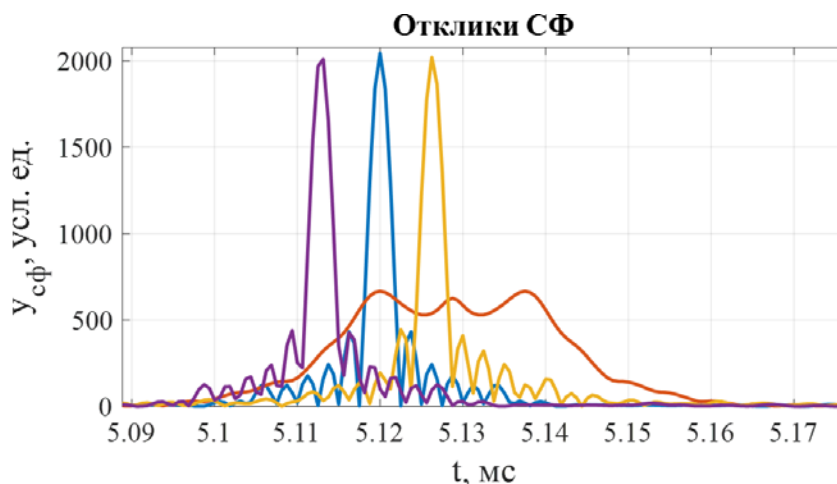


Рисунок 4 – Результаты моделирования, синяя линия – неискажённый сигнал, красная линия – сигнал с дисперсионными искажениями, жёлтая линия – сигнал, обработанный банком фильтров с компенсацией, фиолетовая линия – сигнал, обработанный вычислительно эффективным банком фильтров с компенсацией

Моделирование и расчет по аналитическим формулам продемонстрировал способность устройств компенсировать искажения с такой же эффективностью в смысле устранения потерь в ОСШ, что и классический компенсатор. В отдельных случаях выигрыш от компенсации достигал 10 дБ в полосе 400 кГц.

В **четвёртом** разделе рассматриваются количественные показатели качества устройства компенсации на основе равномерного банка цифровых фильтров, а также устанавливается связь этих показателей с параметрами устройства.

При компенсации должно устраняться влияние канала, которое отражается в появлении квадратичной части у ФЧХ, при сохранении (по возможности) равномерности АЧХ тракта в целом. Устройство компенсации на базе банка цифровых фильтров имеет три основных параметра: число каналов $2M$, длина полифазных компонент m (которая определяет длину ИХ фильтров $N = 2Mt$) и длина интерполяционного полинома Лагранжа в подканалах N_{poly} . В используемых в настоящее время банках фильтров при обработке сигналов декаметрового диапазона типовые значения длины полифазных компонент m находятся в пределах от 8 до 16 (влияет на равномерность АЧХ и уровень наложенных компонент), а число каналов $2M$ от 16 до 128.

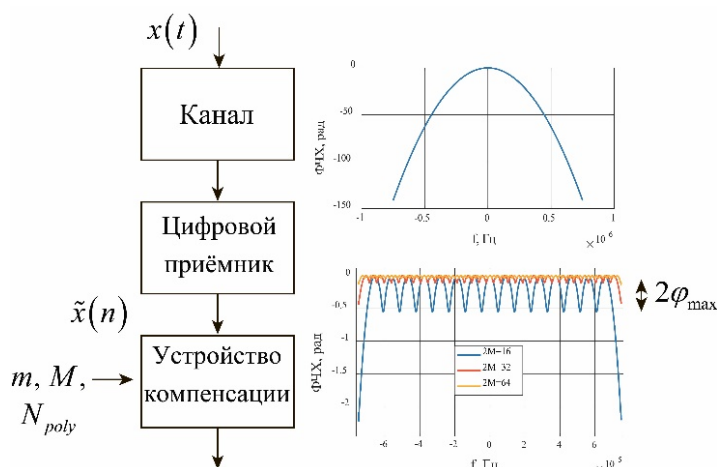
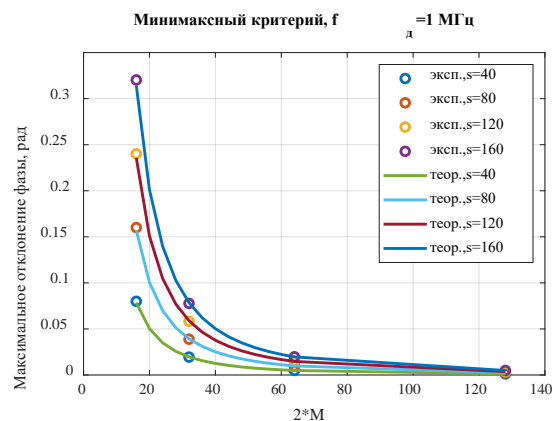


Рисунок 5 – Иллюстрация к качеству компенсации

Рисунок 6 – Показатель качества φ_{\max} в зависимости от $2M$

Расчетным путем в диссертации показано, что при длине полинома $N_{poly} \geq 15$ уровень отклонения АЧХ тракта канал + устройство компенсации дисперсионных искажений на основе банка цифровых фильтров относительно эквивалентного банка цифровых фильтров без компенсатора составляет порядка 0.02 дБ. Уровень наложенных компонент не зависит от N_{poly} , т.к. зависит от фильтров анализа. Расчетным путем и методом наименьших квадратов установлена зависимость максимального φ_{\max} и среднеквадратичного отклонения $\varphi_{скв}$ ФЧХ системы канал + банк цифровых фильтров от линейного закона от количества каналов $2M$ (наиболее влияющий параметр) при $N_{poly} \geq 15$ и m от 8 до 16 в форме:

$$\varphi = C_1 \pi s \left(\frac{\Delta f_\phi}{2} \right)^2 = C_1 \frac{\pi s}{4} \left(\frac{f_\delta}{2M} \right) = C_1 \left(\frac{\Delta f_\phi}{\Delta f_\kappa} \right)^2, \quad (5)$$

где $C_1 = 0.5$ для φ_{\max} и $C_1 = 0.33$ для $\varphi_{скв}$, s – наклон ДХ, f_δ – частота дискретизации на которой подается сигнал, Δf_ϕ – полоса пропускания фильтров из состава банка цифровых фильтров по уровню АЧХ -3 дБ, Δf_κ – полоса когерентности канала по уровню 1 рад. В соответствии с (5) для оценки качества компенсации достаточно знать отношение полосы пропускания фильтра синтеза к полосе когерентности канала, без зависимости от типа синтеза (полный или частичный).

В разделе проведено сравнение количества вещественных операций умножения и сложения в элементах компенсатора (интерполяторы), которые внедрены в состав банка фильтров, реализованный по вычислительно эффективной схеме, и в классическом фильтре-компенсаторе для достижения заданных значений $\varphi_{скв}$ и φ_{\max} при различных наклонах ДХ s , мкс/МГц при $f_\delta = 1$ МГц, $M_0 = 1$. Предполагалось, что классический фильтр-компенсатор реализован в форме быстрой свертки подключен к выходу банка цифровых фильтров, который

так или иначе присутствует в системе и реализует субполосную обработку сигнала. Результаты сравнения показали, что компенсатору в банке фильтров для заданных значений $\varphi_{скв}$ требуется вычислительных операций меньше в 1.5 раза, чем фильтру-компенсатору, а для заданных значений φ_{max} - меньше примерно в 2 раза, т.е. предложенный компенсатор является более вычислительно эффективным при одинаковых требованиях к качеству выравнивания ФЧХ.

В пятом разделе приводятся результаты проведенного натурального эксперимента по обработке записей сигналов из эфира. В рамках эксперимента демонстрировалась возможность одновременного применения сразу трех алгоритмов субполосной обработки широкополосных сигналов: сжатие/восстановление сигнала, компенсация дисперсионных искажений и режекция узкополосных помех.

Структурная схема устройства записи сигнала для дальнейшей обработки приведена на рисунке 7. В основе устройства лежит широкополосный панорамный приемник «Морошка-3», разработанный в МТУСИ. Устройство работает по принципу прямого цифрового преобразования сигнала и в цифровом виде отдает на выход отсчеты квадратурных каналов. Общая полоса входного группового сигнала составляет 30 МГц, выделяемая полоса узкополосного сигнала ограничена сверху 2 МГц. Принимаемый в реальном масштабе времени узкополосный сигнал подвергался субполосной фильтрации банком фильтров из $2M = 64$ каналов. Далее осуществляется субполосное кодирование сигнала с целью уменьшения объема цифровых данных (блок «Алгоритм субполосного сжатия сигналов»). Субполосное кодирование является опциональным, т.к. вносит потери, но в текущей реализации позволяет снизить объем файла записи до 10 раз. Закодированные данные каждого канала банка цифровых фильтров сохраняются в едином файле в персональной электронно-вычислительной машине (ПЭВМ), подключенной к приемнику. Указанные данные подканалов могут быть обработаны непосредственно в ПЭВМ, а могут быть переданы по сети в центр хранения и обработки сигналов. Применение субполосного кодирования позволяет экономить пространство для хранения сигналов.

Функциональная схема приведена на рисунке 8. Принятый на хранение/обработку сигнал подвергался субполосному декодированию, при котором восстанавливаются отчеты в каналах банка цифровых фильтров (блок «Алгоритм субполосного разжатия (декодирования) сигналов»). Далее осуществлялась компенсация дисперсионных искажений предлагаемым устройством (блок «Алгоритм субполосной компенсации дисперсионных искажений») и режекция мощных стационарных помех («Алгоритм субполосной режекции помех»), попавших в полосу принимаемого сигнала. Отдельной задачей в эксперименте являлась оценка наклона дисперсионной характеристики для настройки компенсатора дисперсионных искажений.

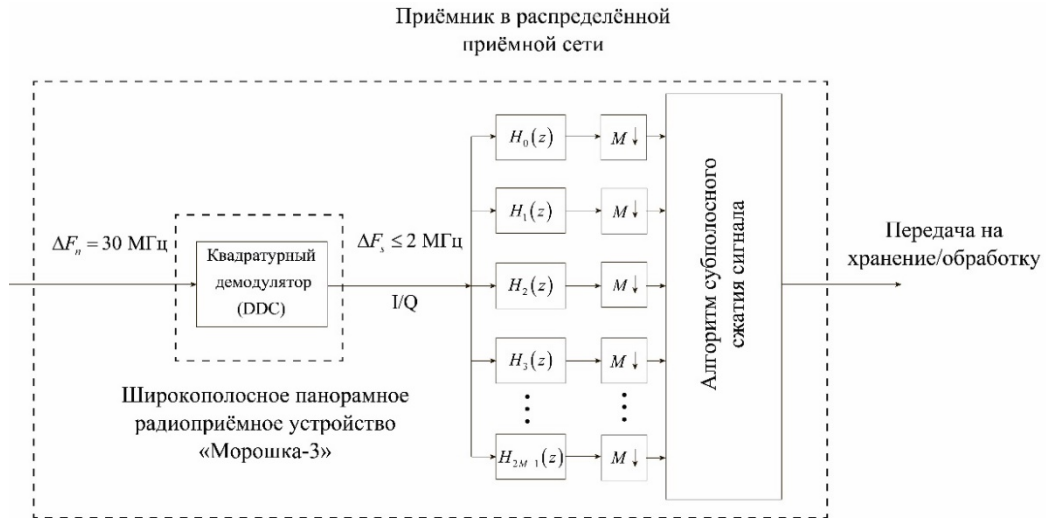


Рисунок 7 – Структура приемного устройства с записью сигнала в субполосной форме

Эксперимент проводился на однокачковой трассе протяженностью ~ 2900 км. Среди экспериментальных записей сигналов были отобраны те, где присутствует минимальное количество стационарных помех. Рабочие частоты выбирались вблизи МПЧ (0.85 - 1.05 от прогнозируемой), т.к. на них дисперсионные искажения можно считать значительными. Наклон ДХ был предварительно оценён по методу максимального правдоподобия (МП) по синхро-преамбуле радиограммы. Значение оценки использовалось для настройки компенсатора в составе устройства субполосной обработки записанного сигнала. Минимальное среднеквадратичное отклонение оценки наклона ДХ (см. рисунок 9) относительно реального значения определяется границей Крамера-Рао. В разделе было показано, что отклонение оценки наклона ДХ приводит к неточной настройке компенсатора. Однако, потери в ОСШ от недокомпенсации совпадают (с точностью до сотых долей дБ) для классического и разработанного компенсаторов.

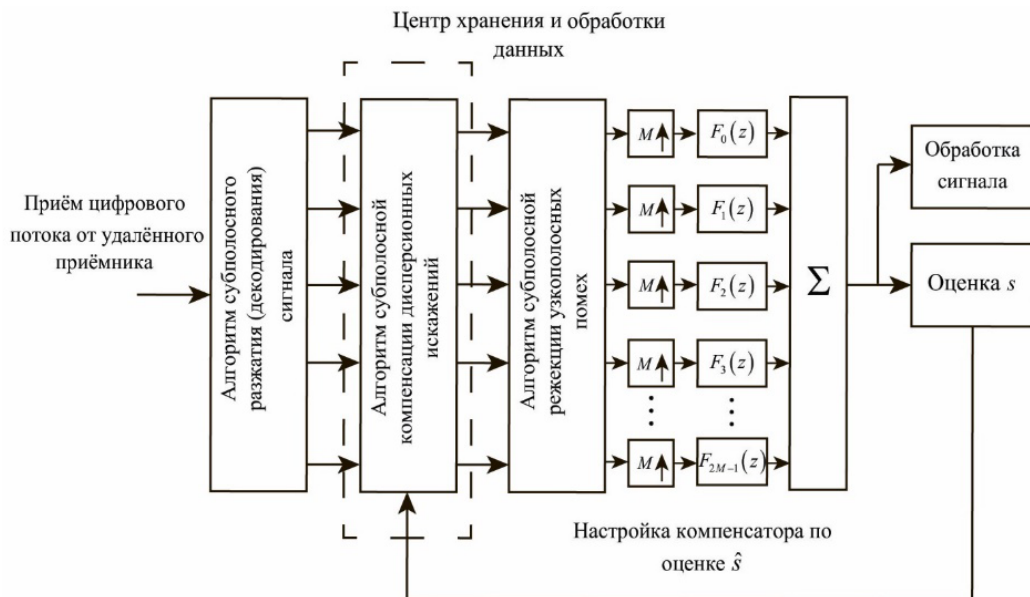


Рисунок 8 – Функциональная схема устройства субполосной обработки записанного сигнала

В ходе проведения эксперимента было обработано пять различных записей, построены отклики СФ для необработанного банком фильтров сигнала, сигнала с компенсацией с помощью согласования СФ с каналом, сигнала с алгоритмом компенсации, внедрённого в классическую схему банка фильтров, и сигнала с алгоритмом компенсации, внедрённого в вычислительно эффективную схему банка фильтров (см. рисунок 10), а также проведена оценка эффективности компенсации дисперсионных искажений.

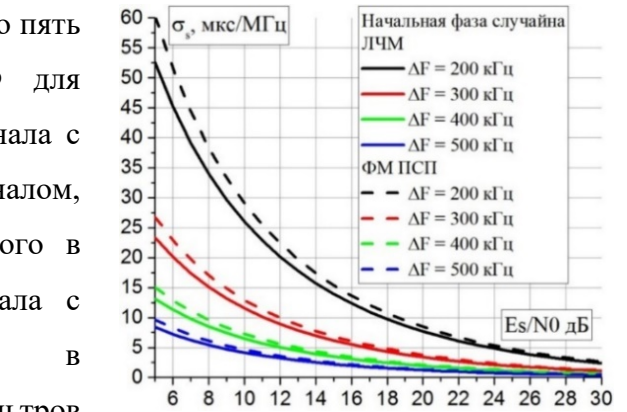
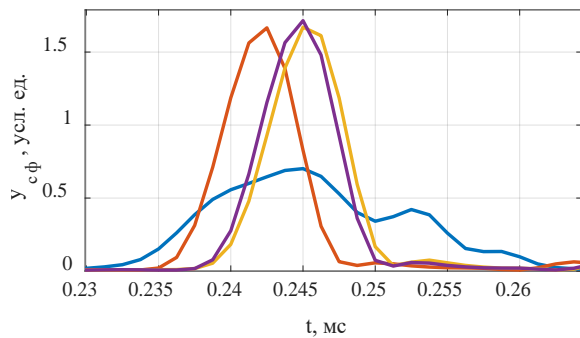


Рисунок 9 – Зависимость СКО оценки наклона ДХ

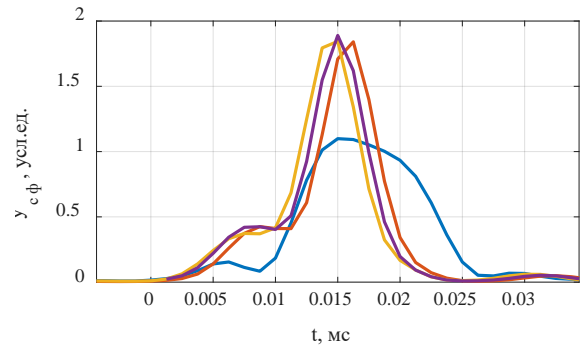


Рисунок 10 - Экспериментально полученные отклики СФ (запись 1, $s = 140$ мкс/МГц – слева, запись 4, $s = 80$ мкс/МГц - справа), голубая линия – сигнал с дисперсионными искажениями, красная линия – сигнал, обработанный фильтром-компенсатором, жёлтая линия – сигнал, обработанный банком фильтров с компенсацией, фиолетовая линия – сигнал, обработанный вычислительно эффективным банком фильтров с компенсацией

Выигрыш при компенсации дисперсионных искажений определяется как выраженное в дБ отношение максимума отклика СФ на сигнал с компенсацией к максимуму отклика СФ на сигнал без обработки с помощью алгоритмов компенсации.

Результаты эксперимента по компенсации частотной дисперсии показали, что при внедрении алгоритма компенсации частотной дисперсии выигрыш существенен (максимальный 3.9 дБ и минимальный 1.6 дБ для различных записей). Разницу между теоретическим и практическим выигрышем можно объяснить наличием гладких замираний и помех на записи эфирного сигнала.

Заключение

Основные итоги выполненного диссертационного исследования заключаются в следующем:

1. Описана модель ионосферного канала, выбранная по причине явного содержания в модели параметра, характеризующего дисперсионные искажения – наклона дисперсионной характеристики s , мкс/МГц, а также произведён анализ влияния дисперсионных искажений на качество обработки широкополосных сигналов. Показано, что потери могут достигать величины порядка 8 дБ в полосе до 400 кГц, что существенно.

2. Проанализированы схемы реализации банков цифровых фильтров, включая алгоритмы расчета фильтров-прототипов. Продемонстрировано, что вычислительно эффективная схема банка фильтров по сравнению с классической требует минимум в 7 раз меньшее количество вычислительных операций.

3. Предложен алгоритм компенсации частотной дисперсии на основе банка фильтров. Идея алгоритма состоит в «выравнивании» задержки сигнала, что приводит внесению в систему банка анализа-синтеза дополнительной линии задержки перед фильтрами синтеза и сдвигу фаз сигналов $e^{-j\pi f_k^2 s}$.

4. Предложен алгоритм и устройство компенсации для вычислительно эффективной схемы равномерного банка фильтров, реализованной на основе полифазных структур. В схему компенсации внедрена система КИХ-фильтров $K_k(z)$, $k = 0 \dots 2M - 1$, устраняющих дробную (по отношению к интервалу дискретизации) задержку, посредством переоцифровки сигнала с помощью интерполяционного полинома, и линия задержки $z^{-\tilde{n}_k}$, устраняющая целую часть задержки. Были приведены схемы банка фильтров с компенсацией дисперсионных искажений при полном и частичном восстановлении. Предложенный алгоритм позволяет снизить вычислительные затраты более чем в 7 раз по сравнению со схемой прямого цифрового синтеза при эквивалентных требованиях к синтезу сигнала в заданной полосе и компенсации дисперсионных искажений. Расчёт ОСШ продемонстрировал, что выигрыш в терминах ОСШ при введении компенсации дисперсионных искажений в систему синтеза банка фильтров составил порядка 10 дБ как для классической, так и для вычислительно эффективной схемы банка фильтров. При частичном восстановлении выигрыш составил порядка 9.6 дБ для классической и вычислительно эффективной схемы банка. Все вышеописанные результаты приведены для $s = 80$ мкс/МГц фазоманипулированного сигнала с огибающей, формируемой фильтром с АЧХ типа корень квадратный из приподнятого косинуса. Для сигнала с прямоугольной огибающей при том же значении наклона ДХ выигрыш составил порядка 4.4 дБ. Это объясняется зависимостью влияния частотной дисперсии от формы спектра сигнала.

5. Произведена оценка количественных характеристик качества компенсации дисперсионных искажений и вычислительной сложности разработанного алгоритма и сравнение с классическим алгоритмом компенсации с помощью отдельного фильтра-компенсатора. Были получены новые выражения, которые позволяют для заданного уровня среднеквадратического или максимального отклонения фазочастотной характеристики системы канал + банк фильтров с компенсацией от линейного закона определить минимально возможное количество фильтров $2M$. Проведено сравнение алгоритмов компенсации на базе банка фильтров и фильтра-компенсатора, по результатам которого сделан вывод, что предложенный в диссертации алгоритм на основе банка цифровых фильтров является более вычислительно эффективным. Компенсатору в банке фильтров для заданных значений $\varphi_{скв}$ требуется вычислительных операций меньше в 1.5 раза, чем фильтру-компенсатору, а для заданных значений $\varphi_{\min \max}$ – меньше примерно в 2 раза.

6. Построены программные модели разработанных алгоритмов компенсации, проведено имитационное моделирование и сравнение качества компенсации с теоретически ожидаемыми значениями. Рассчитаны отклики согласованного фильтра для классической и вычислительно эффективной схемы банка-фильтров при полном и частичном синтезе, которые наглядно показывают наличие эффекта от компенсации дисперсионных искажений.

7. Проведена проверка работоспособности предложенного алгоритма на записях сигнала, полученных при натурных испытаниях. В эксперименте использовался широкополосный сигнал с прямоугольной огибающей с прямым расширением спектра псевдослучайной последовательностью, состоящей из 512 символов, ширина главного лепестка спектра сигнала составляла 400 кГц. Протяжённость трассы порядка 2900 км. Результаты эксперимента по компенсации частотной дисперсии показали, что при внедрении алгоритма компенсации частотной дисперсии выигрыш существенен (максимальный 3.9 дБ и минимальный 1.6 дБ для различных записей). Разницу между теоретическим и практическим выигрышем можно объяснить наличием помех в записи эфирного сигнала.

Использование разработанных алгоритмов снижает вычислительную сложность таких систем, в которых предполагается субполосная обработка сигналов. Устройство обеспечивает повышение качества приёма широкополосных радиосигналов декаметрового диапазона благодаря компенсации дисперсионных искажений относительно сигнала без компенсации. Таким образом, цель диссертационного исследования достигнута, научная задача – решена.

СПИСОК РАБОТ, ОПУБЛИКОВАННЫХ ПО ТЕМЕ ДИССЕРТАЦИИ

Публикации в изданиях из списка ВАК

1. Смердова (Лобова), Е.О. Исследование качества алгоритмов оценки наклона дисперсионной характеристики ионосферного канала / **Е.О. Лобова**, Е.М. Лобов // Электросвязь. – 2017. – №6. – С. 28-31.
2. **Лобова, Е.О.** Вычислительно эффективная реализация компенсатора дисперсионных искажений на базе банка цифровых фильтров / **Е.О. Лобова** // Электросвязь. – 2019. – №5. – С. 43-48.
3. **Лобова, Е.О.** Компенсатор дисперсионных искажений широкополосных сигналов декаметрового диапазона, построенные на базе банка цифровых фильтров. Теория и эксперимент / **Е.О. Лобова**, Д.С. Чиров // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2020. – Том 14, №4. – С. 57-65.
4. **Лобова, Е.О.** Оценка качества и вычислительной сложности алгоритмов компенсации дисперсионных искажений широкополосных сигналов / **Е.О. Лобова** // Электросвязь. – 2020. – №6. – С. 34-41.

Публикации в изданиях, индексируемых в Scopus и Web of Science

5. **Lobova, E.O.** Computationally simplified realization of the compensator of dispersion distortions on the basis of the filter bank / **E.O. Lobova**, A.A. Kurochkin, E.M. Lobov // 2018 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO) – 2018. – 4 p. – doi: 10.1109/SYNCHROINFO.2018.8457058 .
6. **Lobova, E.O.** Wideband signals dispersion distortion compensator based on digital filter banks / **E.O. Lobova**, B.A. Elsukov, E.M. Lobov // 2018 Systems of signals generating and processing in the field of on board communications. – 2018. – 4 p. – doi:10.1109/SOSG.2018.8350615.
7. **Lobova, E.O.** Application of digital filter bank for radio monitoring / **E.O. Lobova**, V.I. Lipatkin, V.S. Priputin // 2019 Systems of signals generating and processing in the field of on board communications. – 2019. – 5 p. – doi: 10.1109/SOSG.2019.8706812.
8. **Lobova, E.O.** Experimental results of dispersion distortion compensation of wideband signals with a device based on a digital filter bank / **E.O. Lobova**, N.A. Kandaurov // 2019 Systems of signals generating and processing in the field of on board communications. – 2019. – 8 p. – doi: 10.1109/SOSG.2019.8706758 .
9. **Lobova, E.O.** Analysis of digital filter prototype design methods for high-speed signal processing passed in polyphase filter bank / **E.O. Lobova**, V.S. Priputin, V.R. Magsumov // 2019 Systems of signals generating and processing in the field of on board communications. – 2019. – 4 p. – doi: 10.1109/SOSG.2019.8706751 .

10. **Lobova, E.O.** Determining Channels Number In The Digital Filter Bank For The Wideband Signals Dispersion Distortion Compensation / **E.O. Lobova** // 2020 Systems of signals generating and processing in the field of on board communications. – 2020. – 6 p. – doi: 10.1109/IEEECONF48371.2020.9078614.
11. **Lobova, E.O.** Methods and algorithms of broadband HF signals dispersion distortion compensation / **E.O. Lobova**, S.S. Adjemov, E.M. Lobov, N.A. Kandaurov // 2019 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications. – 2019. – 9p. – doi: 10.1109/SYNCHROINFO.2019.8814074. (Пленарный доклад)

Публикации в других изданиях

12. **Лобова, Е.О.** Обнаружение сигнала на выходе согласованного фильтра при компенсации дисперсионных искажений банком цифровых фильтров / **Е.О. Лобова** // 73-й Международная конференция REDS-2018 «Радиоэлектронные устройства и системы для инфокоммуникационных технологий». Доклады. – М., РНТОРЭС им. А.С. Попова. – 2018. – С.96 – 99.
13. **Лобова, Е.О.** Методы и алгоритмы компенсации дисперсионных искажений широкополосных сигналов в ионосферных радиопереносных связях / **Е.О. Лобова**, С.С. Аджемов, Е.М. Лобов, Н.А. Кандауров // XIII Всероссийская конференция «Радиолокация и радиосвязь». Сборник трудов. – Москва, ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН. – 2019 – С. 282 – 287. (Пленарный доклад)
14. **Лобова, Е.О.** Вычислительно упрощенная реализация компенсатора дисперсионных искажений на базе банка цифровых фильтров / **Е.О. Лобова**, А.А. Курочкин, Е.М. Лобов // Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов. – 2018. – Т. 9, № 1.–С. 106-110.

Свидетельства о регистрации программ для ЭВМ

15. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2017663745 Российская Федерация. Программа, реализующая банк цифровых фильтров анализа на основе ELT-преобразований / **Е.О. Лобова**, В.С. Припутин, Е.М. Лобов ; заявитель и правообладатель МТУСИ. – № 2017660614; заявл. 20.10.2017; опубл. 11.12.2017. – 1 с.
16. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2017663746 Российская Федерация. Программа, реализующая банк цифровых фильтров синтеза на основе ELT-преобразований / **Е.О. Лобова**, В.С. Припутин, Е.М. Лобов ; заявитель и правообладатель МТУСИ. – № 2017660613; заявл. 20.10.2017; опубл. 11.12.2017. – 1 с.
17. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2018617993 Российская Федерация. Программный модуль обнаружения и приема широкополосных

фазоманипулированных сигналов с автоматическим компенсатором дисперсионных искажений / **Е.О. Лобова**, И.С. Косилов, Н.А. Кандауров, Е.М. Лобов ; заявитель и правообладатель МТУСИ. – № 2018615182 ; заявл. 23.05.2018; опубл. 05.07.2018. – 1 с.