

На правах рукописи



Завьялов Сергей Викторович

**ПОВЫШЕНИЕ СПЕКТРАЛЬНОЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ
МНОГОЧАСТОТНЫХ НЕОРТОГОНАЛЬНЫХ СИГНАЛОВ**

**Специальность 05.12.04 – радиотехника, в том числе
системы и устройства телевидения**

АВТОРЕФЕРАТ

**диссертации на соискание ученой степени
кандидата технических наук**

Санкт-Петербург

2015

Работа выполнена в федеральном государственном автономном образовательном учреждении высшего образования «Санкт-Петербургский государственный политехнический университет».

Научный руководитель: Макаров Сергей Борисович
доктор технических наук, профессор

Официальные оппоненты: Сикарев Игорь Александрович, доктор технических наук, профессор кафедры «Комплексное обеспечение информационной безопасности», ФГБОУ ВПО «Государственный университет морского и речного флота имени адмирала С.О. Макарова» г. Санкт-Петербург

Фокин Григорий Алексеевич, кандидат технических наук, доцент кафедры Радиопередающих устройств и средств подвижной связи ФГБОУ ВПО «Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича», г. Санкт-Петербург

Ведущая организация: ОАО «МАРТ» (Мощная аппаратура радиовещания и телевидения)

Защита состоится 12 мая 2015 года в 16 часов на заседании диссертационного совета Д 212.229.01 при ФГАОУ ВО «Санкт-Петербургский государственный политехнический университет» по адресу: 195251, г. Санкт-Петербург, ул. Политехническая, д. 29, учебный корпус 4, аудитория 305.

С диссертацией можно ознакомиться в фундаментальной библиотеке ФГАОУ ВО «Санкт-Петербургский государственный политехнический университет» и на сайте университета www.spbstu.ru.

Автореферат разослан « » марта 2015 года.

Ученый секретарь
диссертационного совета
д.т.н., профессор

Коротков Александр Станиславович



Общая характеристика работы

Актуальность темы

Пригодные для передачи информации диапазоны частот существенно перегружены действующими системами цифрового радиовещания и телевидения стандартов DVB-T/T2, DVB-H, DVB-C, цифровой телефонии стандартов IEEE 802.11 (802.11a, 802.11g, 802.11n, 802.11ac); WiMAX; LTE и LTE Advanced 4G; ADSL и др. В этих условиях на первый план выдвигается задача повышения спектральной эффективности систем передачи дискретных сообщений, работающих в таких хорошо освоенных участках спектра. Повышение эффективности достигается путем снижения удельных затрат полосы частот ΔF , занимаемой передаваемыми сигналами, либо путем увеличения скорости R передачи информации.

Наиболее остро решение задачи снижения удельных затрат ΔF в отведенной полосе частот стоит применительно к системам передачи информации, в которых используются многочастотные сигналы с OFDM. Сигналы с OFDM обладают высокой помехоустойчивостью приёма в условиях межсимвольной интерференции, вызванной многолучевым распространением. Они имеют малую восприимчивость к влиянию узкополосных помех и позволяют существенно упростить реализацию приемно-передающих трактов радиомодемов.

Однако сигналы с OFDM имеют недостаточную спектральную эффективность или высокие удельные затраты полосы частот. Величина этих затрат для двоичного алфавита составляет $\Delta F T_b = 1$ Гц/(бит/с), где T_b – время, отведенное на передачу одного бита информации, при определении занимаемой полосы ΔF по ортогональному расположению поднесущих частот. Кроме того высокий уровень внеполосных излучений, присущий сигналам с OFDM не позволяет уменьшать защитный интервал между каналами передачи информации.

Для повышения спектральной эффективности используется уменьшение частотного разноса Δf и переход к неортогональным многочастотным сигналам при сохранении классических методов модуляции на каждой поднесущей частоте. Однако такой переход приводит к существенному увеличению удельных энергетических затрат β_E . Величина β_E может составлять 3 дБ и более (в зависимости от алгоритма обработки) даже для числа поднесущих частот $N = 4$. При увеличении N величина β_E будет увеличиваться. Кроме того, скорость спада уровня внеполосных излучений неортогональных многочастотных сигналов сохраняется такой же, как и у сигналов с OFDM.

В диссертационной работе для повышения скорости спада уровня внеполосных излучений (уменьшения занимаемой полосы частот ΔF , определенной по уровню внеполосных излучений от -30 дБ до -60 дБ) предлагается использовать спектрально-эффективные методы модуляции на поднесущих частотах. Уменьшение потерь, связанных с ростом β_E при переходе к неортогональным многочастотным сигналам (NOSEFDM), возможно путем снижения межканальных помех, вызванных перекрытием спектров сигналов, передаваемых на каждой поднесущей частоте.

Снижение удельных затрат полосы частот напрямую связано с поиском форм сигналов, передаваемых на каждой поднесущей частоте. При этом возможно два подхода. Первый, использующий эмпирический характер выбора этих форм огибающих с учетом технико-экономических ограничений или особенностей практического исполнения устройств формирования и приема. Второй, основанный на решении задачи поиска оптимальной формы огибающей, удовлетворяющей требованиям на полосу занимаемых частот, скорость спада уровня внеполосных излучений, величину пик-фактора колебаний, помехоустойчивость приема. Именно этот подход рассматривается в диссертации.

Важным условием поиска оптимальных сигналов является обеспечение минимальных потерь, связанных с ростом β_E . Для этого целесообразно ввести дополнительно при решении оптимизационной задачи ограничивающие условия на корреляционные свойства передаваемых сигналов, формы огибающих которых используются на каждой поднесущей

частоте и не зависят от местоположения поднесущих частот. Для использования в максимальной степени таких корреляционных свойств сигналов необходимо найти оптимальные и близкие к ним подоптимальные (в том числе и нелинейные) алгоритмы когерентного приема, позволяющие обеспечить минимальный уровень энергетических потерь. Разумеется, наиболее важными из них будут являться алгоритмы приема, позволяющие осуществить цифровую реализацию устройств формирования и приема сигналов при обеспечении максимального быстродействия радиомодема.

Практическая реализация модулятора и демодулятора многочастотных неортогональных сигналов при использовании спектрально-эффективных методов модуляции на поднесущих частотах должна быть выполнена с учетом применения классического «багажа», используемого при построении известных модемов сигналов с OFDM: цифрового обратного быстрого преобразования Фурье и прямого быстрого преобразования Фурье, последовательно-параллельного преобразования и обратной операции восстановления данных. Такая универсальность устройств формирования и приема сигналов позволит использовать предлагаемый цифровой радиомодем не только при использовании сигналов NOSEFDM, но и классических сигналов с OFDM.

Объектом исследования являются многочастотные неортогональные сигналы, в которых используются спектрально-эффективные методы модуляции на поднесущих частотах.

Предметом исследования является спектральная эффективность многочастотных неортогональных сигналов, в которых используются спектрально-эффективные методы модуляции на поднесущих частотах, обеспечивающие заданные требования к скорости спада уровня внеполосных излучений и минимизацию энергетических потерь, что достигается использованием оптимальных, в том числе и нелинейных алгоритмов когерентного приема.

Целью работы является повышение спектральной эффективности многочастотных неортогональных сигналов при обеспечении минимальных энергетических потерь путем использования оптимальных спектрально-эффективных сигналов на поднесущих частотах.

Для достижения данной цели в работе поставлены следующие **задачи**.

1. Разработать методику повышения спектральной эффективности многочастотных неортогональных сигналов, обеспечивающих заданные требования к скорости спада уровня внеполосных излучений и минимизацию энергетических потерь.

2. Разработать методику численного решения задачи поиска форм оптимальных спектрально-эффективных сигналов, в том числе и сигналов с межсимвольной интерференцией, при использовании ограничивающих условий на полосу занимаемых частот, скорость спада уровня внеполосных излучений, величину пик-фактора колебаний, помехоустойчивость приема.

3. Определить формы оптимальных сигналов различной длительности на каждой поднесущей частоте, полученных в соответствии с критерием заданной скорости спада уровня внеполосных излучений, при наличии ограничений на энергию сигналов, величину пик-фактора колебаний и на помехоустойчивость приема.

4. Разработать оптимальные и подоптимальные, в том числе нелинейные, алгоритмы поэлементного когерентного приёма неортогональных многочастотных сигналов и провести исследование помехоустойчивости приема этих сигналов.

5. Провести имитационное моделирование цифровых модуляторов и демодуляторов новых оптимальных многочастотных неортогональных сигналов, построенных на основе спектрально-эффективных методов модуляции.

6. Разработать цифровые модуляторы и демодуляторы оптимальных многочастотных неортогональных сигналов, использующих универсальные устройства цифрового обратного быстрого преобразования Фурье и прямого быстрого преобразования Фурье, последовательно-параллельного преобразования и обратной операции восстановления данных.

7. Определить степень повышения спектральной эффективности полученных новых оптимальных многочастотных неортогональных сигналов, построенных на основе спектрально-эффективных методов модуляции, провести сравнительную оценку эффективности с помощью имитационного моделирования и экспериментальных исследований.

Методы исследований

При решении поставленных задач использовался аппарат статистической теории радиосистем, теории сигналов, функционального анализа, теории вероятности и математической статистики, теории построения цифровых устройств с использованием БПФ и ОБПФ. Имитационное моделирование выполнено с использованием пакета MatLab. Экспериментальные исследования проводились на аппаратуре, собранной на базе многопроцессорной платформы Sundance SMT148FX с платами расширениями SMT351, SMT362 и SMT903.

Научная новизна диссертации

1. Предложена методика повышения спектральной эффективности многочастотных неортогональных сигналов, основанная на использовании спектрально-эффективных методов модуляции на поднесущих частотах, позволяющая снизить межканальные помехи, вызванных перекрытием спектров сигналов, передаваемых на каждой поднесущей частоте, что обеспечивает минимальные энергетические потери.

2. Предложен численный метод решения оптимизационной задачи синтеза формы огибающей сигналов, построенных на основе спектрально-эффективных методов модуляции, при использовании ограничивающих условий на полосу занимаемых частот, скорость спада уровня внеполосных излучений, величину пик-фактора колебаний, помехоустойчивость приема.

3. Найдены формы огибающей оптимальных сигналов различной длительности, применяемой на каждой поднесущей частоте, основное преимущество которых заключается в том, что обеспечивается максимальная скорость спада уровня внеполосных излучений, минимальная величина пик-фактора колебаний и максимальная помехоустойчивость приема.

4. На основании проведенного имитационного моделирования показана практическая реализуемость предложенных цифровых модуляторов и демодуляторов сигналов, построенных на основе универсальных цифровых устройств для обратного быстрого преобразования Фурье и прямого быстрого преобразования Фурье, последовательно-параллельного преобразования и обратной операции восстановления данных.

5. Получена помехоустойчивость приема многочастотных неортогональных сигналов, построенных на основе спектрально-эффективных методов модуляции, и показано, что удельные энергетические потери составляют не более 1–2 дБ при вероятности ошибок $p = 10^{-4}$.

6. Экспериментальные исследования модулятора и демодулятора сигналов для двоичного алфавита показали, что удельные затраты полосы частот составляют 0,5 Гц/(бит/с) при использовании спектрально-эффективных методов модуляции, при этом число поднесущих частот равно 127 и энергетические потери составляют менее 1 дБ.

Положения, выносимые на защиту

1. Методика повышения спектральной эффективности многочастотных неортогональных сигналов, основанная на использовании спектрально-эффективных методов модуляции на поднесущих частотах, позволяет определить подход к поиску формы огибающей сигналов, обеспечивающих минимальные межканальные помехи, вызванные перекрытием спектров сигналов.

2. Оптимальные формы огибающей спектрально-эффективных сигналов, используемых на каждой поднесущей частоте, удвоенной длительности сигналов обеспечивают снижение удельных затрат полосы частот относительно сигналов с OFDM на 8%, а для утроенной длительности на 40%.

3. Структурные схемы модуляторов и демодуляторов оптимальных многочастотных неортогональных спектрально-эффективных сигналов, на основе универсальных цифровых модулей обратного быстрого преобразования Фурье, последовательно-параллельного преобразования, ЦАП и ФНЧ обеспечивают скорости передачи до 3.2 Мб/с для количества поднесущих частот $N = 127$ и схемы модуляции ФМ-2.

4. При приеме оптимальных многочастотных неортогональных спектрально-эффективных сигналов удвоенной и утроенной длительности, удельные энергетические затраты составляют не более 9 дБ при вероятности ошибок $p = 10^{-4}$, энергетические потери относительно сигналов с OFDM составляет не более 1 дБ, что подтверждено результатами экспериментальных исследований.

5. При дополнительном увеличении спектральной эффективности около 15% за счет уменьшения частотного разнеса между поднесущими частотами дополнительные энергетические потери составляют около 1 дБ при вероятности ошибок $p = 10^{-4}$.

Практическая ценность новых научных результатов

Повышение спектральной эффективности предложенных сигналов, применяемых в системах цифрового радиовещания и телевидения стандартов DVB-T/T2, DVB-H, DVB-S, позволит более чем 40% увеличить объемы передаваемой информации при сохранении высокого качества приема сообщений. Дополнительные энергетические потери составляют не более 1 дБ.

Предложенные схемы модулятора и демодулятора, в которых используются традиционные блоки БПФ и ОБПФ, позволяют организовать промышленный выпуск радиомодема на основе ПЛИС Xilinx Virtex-5SX50T и ЦПОС фирмы Texas Instruments TMS320с6455. Опытные макеты такого оборудования изготовлены и использованы в высокоскоростных радиомодемах, применяемых для передачи видеoinформации в беспроводных телекоммуникационных системах, в частности в ОКР «Завируха-НТТ», выполненной в ООО НПП «НТТ» в 2014 года. Акт внедрения приложен к диссертационной работе (Приложение 2).

Экспериментально получены результаты спектральной и энергетической эффективности предложенных многочастотных оптимальных сигналов с использованием спектрально-эффективной модуляции, которые позволяют снизить удельные затраты полосы частот до 0,6 Гц/(бит/с) при коэффициенте взаимной корреляции сигналов, равной 0,001. Это позволяет использовать такие сигналов при числе поднесущих частот 127 в системах мобильной цифровой телефонии стандартов WiMAX; LTE и LTE Advanced 4G, при наличии в каналах передачи замираний.

Внедрение результатов диссертации

Основные результаты диссертации внедрены в следующие научно-исследовательских работах:

1. Государственный контракт ГК 07.514.12.4008 от 23.09.2011. Разработка и исследование методов и алгоритмов формирования на основе собственных функций субполосных ядер оптимальных канальных сигналов для систем передачи информации с частотным уплотнением. Источник финансирования: Министерство образования и науки Российской Федерации. Научно-исследовательская программа, в рамках которой выполняется тема: Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технологического комплекса России на 2007-2013 годы.

2. Договор № 140908201 от 16.01.2012. Аппаратная реализация алгоритмов приема и обработки сигналов сетей Wi-Fi. Источник финансирования: ООО "Специальный технологический центр".

3. Договор № 143427301 от 26.04.2013. Разработка макета программно-аппаратного комплекса анализа сетей Wi-Fi. Источник финансирования: ООО "Специальный технологический центр".

4. Акт внедрения результатов диссертационной работы в СЧ ОКР «Завируха-НТТ», выполненной в ООО НПП «НТТ» в 2014 году (Приложение 2 к диссертации).

Апробация работы

Материалы диссертационного исследования апробированы на следующих конференциях:

1. 14th International Conference, NEW2AN 2014 and 7th Conference, ruSMART 2014, St. Petersburg, Russia, August 27-29, 2014

2. Международная конференция "Цифровая обработка сигналов и ее применение – DSPA-2014", 2014.

3. Научно-практическая конференция с международным участием Неделя науки СПбГПУ, 2014.

4. Всероссийская научная конференция молодых ученых "Наука. Технологии. Инновации", 2013.

5. 68-я научно-техническая конференция СПбНТОРЭС им. А.С. Попова, 2013.

6. Научно-практическая конференция с международным участием Неделя науки СПбГПУ, 2012.

7. 67-я научно-техническая конференция СПбНТОРЭС им. А.С. Попова, 2012.

Публикации и личный вклад автора

По теме диссертации опубликовано 16 работ, в том числе 3 статьи — в ведущих рецензируемых отечественных журналах, входящих в перечень ВАК РФ, 2 статьи — в ведущих рецензируемых зарубежных журналах, входящих в перечень SCOPUS, 11 — в сборниках материалов всероссийских и международных конференций. В тексте диссертации после каждой главы указаны статьи, в которых опубликованы полученные научные результаты, и подробно описан личный вклад автора.

Статьи в ведущих рецензируемых журналах, входящих в перечень ВАК РФ:

1. Макаров С.Б., Завьялов С.В. Оптимизация формы огибающей спектрально-эффективных многочастотных сигналов // Электромагнитные волны и электронные системы, № 7, т. 19, 2014. – М.: Изд-во «Радиотехника», 2014. – с. 38 – 45.

Личный вклад автора заключается в разработке методики вычисления удельных затрат полосы частот, которые обеспечивают многочастотные сигналы при условии появления управляемой межсимвольной интерференции и в решении оптимизационной задачи синтеза огибающей в соответствии с критерием максимальной скорости спада уровня внеполосных излучений. Для заданных значений уровня взаимной корреляции и скорости спада внеполосных излучений автором найдены коэффициенты разложения огибающей, автором исследованы спектральные характеристики, пик-фактор случайной последовательности сигналов.

2. Макаров С.Б., Завьялов С.В. Частотная и энергетическая эффективность неортогональных многочастотных систем передачи сообщений. // Радиотехника, №1, 2015. – М.: Изд-во «Радиотехника», 2015.

Автором получены результаты исследования сложности алгоритмов оптимального когерентного приёма для обработки неортогональных многочастотных систем. Выполнен переход к алгоритмам поэлементного когерентного приёма. Получены блок-схемы алгоритмов поэлементного когерентного приёма, разработанные автором. Подробно исследована работа алгоритмов приёма в области малых отношений сигнал-шум и получены вероятности ошибочного приема.

3. Макаров С.Б., Завьялов С.В. Повышение помехоустойчивости когерентного приема неортогональных многочастотных сигналов // Научно-технические ведомости СПбГПУ № 2(193)/2014. – СПб.: Изд-во Политехнического университета, 2014. — с. 45—55.

Автором получены алгоритмы когерентного поэлементного приёма с компенсацией межканальной интерференции, его многошаговая модификация и алгоритм приёма по

диаграмме состояний. Выполнены исследования помехоустойчивости алгоритмов когерентного поэлементного приёма. Предложен алгоритм с компенсацией межканальной интерференции. Автором предложена последовательная процедура вычислений целевой функции, на основе которой найдены диаграммы состояний.

Структура и объем диссертации

Диссертация состоит из введения, шести глав, заключения, списка литературы и приложений. Общий объём диссертационной работы вместе с приложениями составляет 161 страницу, в том числе 151 страница основного текста, 57 рисунков, 41 таблица, список используемой литературы из 44 наименований и 2 приложения.

КРАТКОЕ СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ

Во введении представлена актуальность работы, сформулированы цель и задачи работы. Обсуждены пути и подходы к достижению цели повышения спектральной эффективности многочастотных сигналов.

Первая глава посвящена обзору и анализу применения многочастотных сигналов длительностью T с ортогональным и неортогональным разносом частот. Выполнен анализ спектральных характеристик случайных последовательностей сигналов с прямоугольной формой огибающей. В частности, показано, что при переходе от ортогонального разноса частот Δf к неортогональному, для сигналов с прямоугольной огибающей полоса $\Delta F_{-20\text{ дБ}}$ занимаемых частот по уровню -20 дБ уменьшается, а скорость спада уровня внеполосных излучений сохраняется постоянной. Зависимость $\Delta F_{-20\text{ дБ}}$ от значения Δf приведена в табл. 1.

Как видно из этой таблицы, что при переходе к неортогональному разносу удается уменьшить полосу занимаемых частот, а, следовательно, и повысить спектральную эффективность. Однако сигналы с прямоугольной огибающей имеют высокий уровень внеполосных излучений, который убывает как $1/\omega^2$. Указанная скорость спада уровня во многих случаях неприемлема и приводит к появлению межсистемных помех при близком размещении в частотной области нескольких систем передачи сообщений.

Резервом более эффективного использования частотного ресурса является применение неортогональных сигналов совместно с применением спектрально-эффективных методов модуляции.

В главе рассмотрены алгоритмы обработки и даётся теоретическая оценка помехоустойчивости приёма многочастотных сигналов с неортогональным разносом частот и прямоугольной формой огибающей. В частности, показано, что уменьшение Δf приводит к появлению дополнительных энергетических потерь по отношению сигнал-шум при фиксированной вероятности ошибок. Так, например, при переходе от значения $\Delta f = 0,9/T$ к значению $\Delta f = 0,825/T$ в области вероятностей ошибок $p = 10^{-3}-10^{-4}$ дополнительные энергетические потери составляют более 5 дБ даже для небольшого числа поднесущих частот равного $N = 5$.

Проведен анализ практической реализации модулятора и демодулятора сигналов с OFDM в том числе и для сигналов с неортогональным разносом частот.

Показано, что повышение спектральной эффективности возможно за счет объединения применения сглаженных огибающих сигналов, используемых на поднесущих частотах, и неортогонального разноса частот. Совместное использование этих двух подходов позволит повысить спектральную эффективность многочастотных систем передачи сообщений (уменьшить удельные затраты полосы частот $\beta_F = \Delta F/R$) за счет уменьшения ΔF по сравнению с системой передачи с ортогональным частотным разносом.

Рассмотрены подходы к постановке оптимизационной задачи поиска формы сглаженной огибающей многочастотного сигнала при наличии технико-экономических ограничений. Форма оптимального сигнала, который обеспечивает заданную скорость спада внеполосных

Табл. 1

Δf	$\Delta F_{-20\text{ дБ}}/N, 1/T$
$1.00/T$	1.92
$0.75/T$	1.33
$0.50/T$	0.99
$0.25/T$	0.67

излучений при наличии ограничивающих условий на энергию сигнала, пик-фактор колебания и вероятность ошибки, может быть получена как решение соответствующей оптимизационной задачи. Решение оптимизационной задачи синтеза огибающей $a(t)$ сигналов длительностью $T_c = T$ в соответствии с критерием обеспечения максимальной скорости спада уровня внеполосных излучений связано с численным решением функционала вида:

$$J = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} g(\omega) |S(\omega)|^2 d\omega = A_0^2 \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} g(\omega) |S_a(\omega - \omega_0)|^2 d\omega. \quad (1)$$

Здесь $g(\omega)$ – функция взвешивания, определяющая скорость спада уровня внеполосных излучений. Показано, что (1) переходит в

$$J(\{a_k\}_{k=1}^m) = \int_{-T/2}^{T/2} \left[\frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^m a_k \cos\left(\frac{2\pi}{T} kt\right) \right] \sum_{k=1}^m \left(\frac{2\pi}{T} k\right)^{2n} a_k \cos\left(\frac{2\pi}{T} kt\right) dt. \quad (2)$$

где $a_0 = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} a(t) dt$, $a_k = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} a(t) \cos\left(\frac{2\pi}{T} kt\right) dt$, $b_k = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} a(t) \sin\left(\frac{2\pi}{T} kt\right) dt$.

К технико-экономическим ограничениям отнесены ограничения на энергию сигнала, коэффициент взаимной корреляции, который определяет энергетические потери при приеме сигналов, ограничения на пик-фактор случайной последовательности сигналов, необходимость использования в структурной схеме радиомодема традиционных узлов (например, блоков ОБПФ и БПФ).

В последнем разделе данной главы подробно сформулирована цель работы и научные задачи.

Во второй главе рассмотрены временные и спектральные характеристики сигналов с NOSEFDM. В общем виде j -ая реализация из N сдвинутых по частоте сигналов с ФМ-4 с амплитудой A_0 , произвольной формой $a(t)$, произвольным значением Δf , средней несущей частотой ω_0 может быть записана следующим образом ($T_c \geq T$):

$$s_j(t) = A_0 a(t) \sum_{n=-(N-1)/2}^{(N-1)/2} \left[d_{in} \cos((\omega_0 + n\Delta\omega)t) + d_{qn} \sin((\omega_0 + n\Delta\omega)t) \right], \quad (3)$$

где ($0 \leq t \leq T_c$), $\Delta\omega = 2\pi\Delta f$, $j = 1, 2, 3, \dots, 4^N$, а значения символов сообщения d_{in} и d_{qn} зависят от индекса $i = 1, 2$ ($q = 1, 2$) и индекса $n = -(N-1)/2, \dots, (N-1)/2$. В частности, $d_{1n} = 1$; $d_{2n} = -1$.

Последовательность из бесконечного числа сигналов (3) представлена в виде (в данном выражении учитывается сохранение скорости передачи данных):

$$\zeta(t) = \frac{A_0}{\sqrt{2}j} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=-(N-1)/2}^{(N-1)/2} a(t-kT) \left(e^{j((\omega_0 + n\Delta\omega)t + \gamma_n^{(k)})} - e^{-j((\omega_0 + n\Delta\omega)t + \gamma_n^{(k)})} \right), t \in [-\infty; +\infty], \quad (4)$$

где $\sin \gamma_n^{(k)} = d_{in}^{(k)} / \sqrt{2}$, $\cos \gamma_n^{(k)} = d_{qn}^{(k)} / \sqrt{2}$. Значения символов сообщения $d_{in}^{(k)}$ и $d_{qn}^{(k)}$ зависят не только от индекса $i = 1, 2$ ($q = 1, 2$) и индекса $n = -(N-1)/2, \dots, (N-1)/2$ но и от номера k -го места сигнала (3) в случайной последовательности сигналов $\zeta(t)$.

Показано, что спектральная плотность средней мощности сигнала с NOSEFDM равна:

$$G(\omega) = A_0^2 \sum_{n=-(N-1)/2}^{(N-1)/2} |S_a(\omega - (\omega_0 + n\Delta\omega))|^2, \text{ где: } S_a(\omega) = F\{a(t)\} = \int_{-\infty}^{+\infty} a(t) e^{-j\omega t} dt \quad (5)$$

Описана разработанная новая методика повышения спектральной эффективности многочастотных сигналов путем использования спектрально-эффективных методов модуляции и частотный план расположения сигналов на поднесущих частотах. Для расположения поднесущих частот используются значения частоты энергетического спектра $G(\omega)$ случайной последовательности сигналов, которые соответствуют значениям $G(\omega) = 0$ (рис.1,а), а длительность сигнала T_c , передаваемого на каждой поднесущей частоте, превосходит время T передачи одного бита информации. В данном случае управляемая межсимвольная интерференция оказывается существенной (рис.1,б).

Показана эффективность предлагаемой методики с точки зрения минимизации полосы занимаемых частот на примере применения огибающих вида «приподнятого косинуса» различной длительности и в условиях межсимвольной интерференции. Так уменьшение полосы частот, занимаемой сигналами с NOSEFDM и определенной по расположению поднесущих частот, составляет 34% ($T_c = 3T$), 50% ($T_c = 4T$) и 60% ($T_c = 5T$) по сравнению с сигналами OFDM.

Выводы. Получено решение первой научной задачи – найдена методика повышения спектральной эффективности многочастотных неортогональных сигналов, основанная на использовании спектрально-эффективных методов модуляции на поднесущих частотах, позволяет определить подход к поиску формы огибающей сигналов, обеспечивающих минимальные межканальные помехи, вызванные перекрытием спектров сигналов.

В третьей главе рассмотрена оптимизационная задача поиска огибающей сигналов в соответствии с методикой снижения удельных затрат полосы частот, представленной во второй главе.

Решение оптимизационной задачи синтеза комплексной огибающей $a(t)$ сигналов длительностью T_c , имеющих спектр $S(\omega)$, в соответствии с критерием обеспечения максимальной скорости спада уровня внеполосных излучений связано с численным решением задачи минимизации функционала (2). При минимизации (2) учитываются условия ограничения. Получено ограничение на взаимный коэффициент корреляции:

$$\max_{k=1 \dots (T_c/T-1)} \left\{ \int_0^{(T_c/T-k)T} a(t) a(t-kT) dt \right\} < K_0. \quad (6)$$

При вычислении (6) предполагается, что дробь T_c/T является целым числом.

Ограничивающее условие на пик-фактор рассмотрено как ограничение на пик-фактор многочастотного сигнала с NOSEFDM. С учётом ограничения на энергию имеем:

$$\max_k \left\{ \left(A_0 \sum_{k=0}^{L_{PF}} s_j^{(k)}(t) \right)^2 \right\} < \Pi_0, \quad 0 \leq t \leq L_{PF} T_c. \quad (7)$$

где $s_j^{(k)}(t)$ - j -ая реализация из N сдвинутых по частоте сигналов с ФМ-4, расположенная на k -ом месте в случайной последовательности сигналов (4). L_{PF} – количество символов, передаваемых на одной поднесущей частоте (длительность реализации для вычисления пик-фактора).

Процедура оптимизации имеет вид, представленный на рис.2. Построение огибающей производится по коэффициентам разложения в ограниченный ряд Фурье (см.(2)). При оптимизации определялся вид огибающей сигналов различной длительности, используемых на поднесущих частотах.

Результаты оптимизации показали, что для длительности сигнала $T_c = T$ при наличии ограничений только на скорость спада уровня внеполосных излучений с увеличением

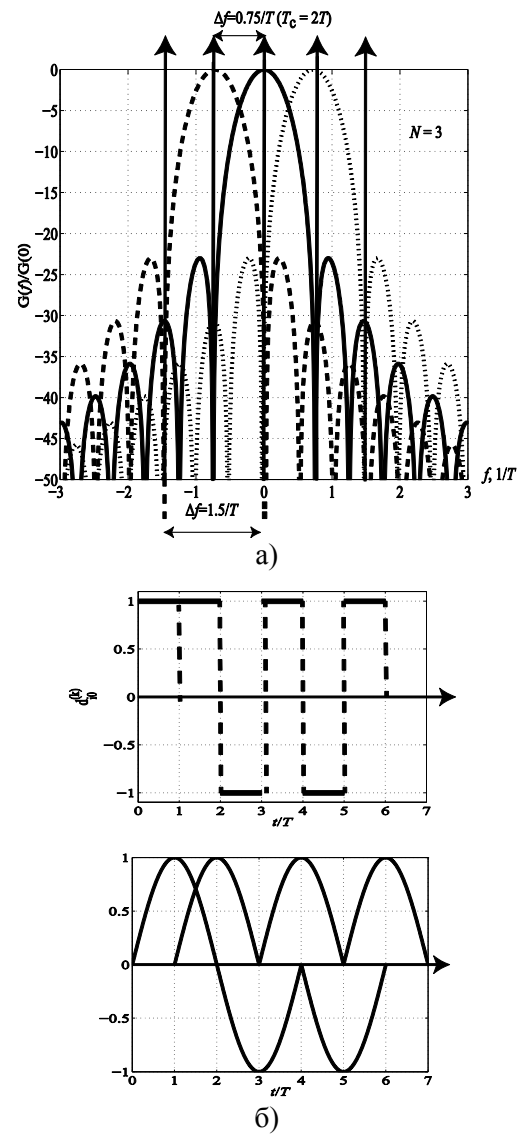


Рис. 1

требований к скорости спада (параметр n определяет скорость спада как $1/f^{2(n+1)}$) происходит расширение основного лепестка энергетического спектра (рис.3,б) и сужение вблизи нуля временной функции $a(t)$ (рис.3,а).

С увеличением скорости спада уровня внеполосных излучений удельные затраты полосы частот возрастают по сравнению с сигналами с OFDM. Также возрастает значение удельных затрат полосы частот β_F при определении полосы по положению поднесущих частот. Таким образом, для сигналов длительностью $T_c = T$ при введении спектрально-эффективной модуляции в многочастотные неортогональные сигналы снижения удельных затрат полосы частот не происходит. Ситуация меняется при переходе к сигналам длительностью $T_c \geq T$.

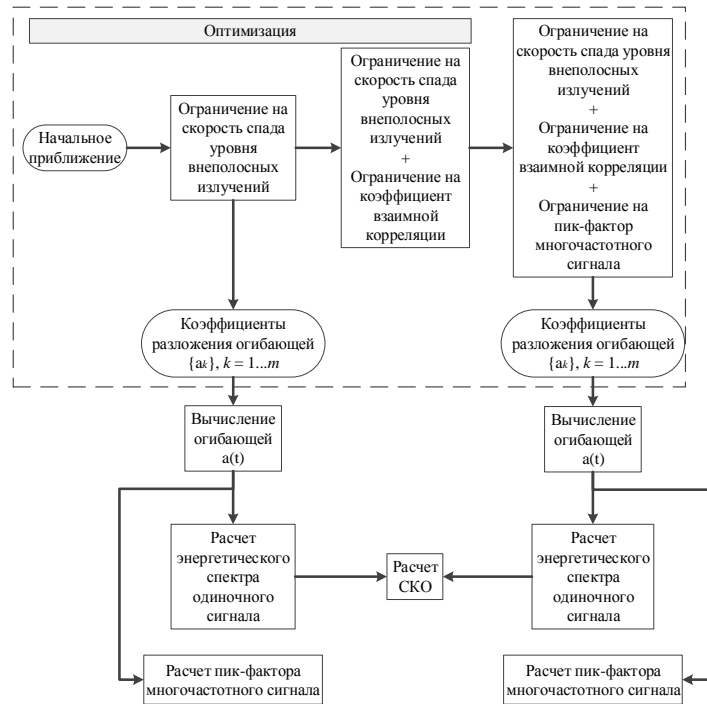


Рис. 2.

Для сигналов длительностью $T_c = 2T$ при введении спектрально-эффективной модуляции в многочастотные неортогональные сигналы снижение удельных затрат полосы частот относительно сигналов с OFDM происходит для значений $n = 1$ и 2 . Снижение β_F составляет 25% и 10% соответственно.

Для сигналов длительностью $T_c = 3T$ при введении спектрально-эффективной модуляции в многочастотные неортогональные сигналы снижение удельных затрат полосы частот относительно сигналов с OFDM происходит для значений $n = 1, 2, 3, 4$. В этом случае снижение β_F составляет 50%, 40%, 30% и 21% соответственно.

При $T_c = 2T, T_c = 3T$ при формировании сигналов появляется управляемая межсимвольная интерференция. В этой связи при оптимизации вводится ограничение на коэффициент взаимной корреляции K_0 , который определяет помехоустойчивость приёма.

Формы оптимальной огибающей сигналов длительностью $T_c = 2T$ при наличии ограничения на скорость спада уровня внеполосных излучений при значении параметра $n = 2$ и коэффициент взаимной корреляции приведены на рис.4. Показано, что с увеличением длительности сигнала $T_c > 2T$ снижение удельных затрат полосы частот будет происходить при значениях $n > 2$.

Найдены формы оптимальной огибающей сигналов длительностью $T_c = 2T$ и $T_c = 3T$ при наличии ограничения на скорость спада уровня внеполосных излучений, коэффициент взаимной корреляции и пик-фактор сигнала с NOSEFDM (рис.5 и рис.6 соответственно). Показано, что

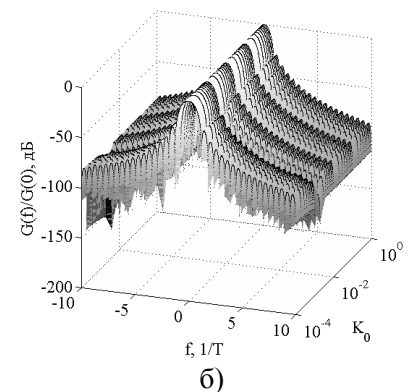
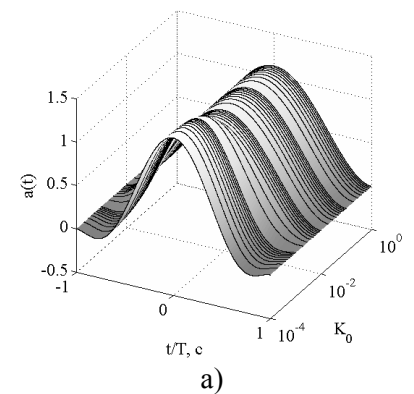


Рис. 4

удельные затраты полосы частот уменьшаются при увеличении ограничений на пик-фактор. На первый взгляд парадоксальная ситуация объясняется тем, что с увеличением уровня ограничения сигналов с NOSEFDM возрастают абсолютные уровни внеполосных излучений при сохранении неизменной скорости спада энергетического спектра в дальней частотной зоне. Это приводит к появлению неконтролируемой межканальной помехи, ухудшающей качество приема сигналов.

При использовании полученной огибающей сигналов математическое ожидание пик-фактора многочастотного сигнала с NOSEFDM уменьшается более чем на 1 дБ (для $T_c = 2T$) и более чем на 0.55 дБ (для $T_c = 3T$) для произвольного значения числа поднесущих частот N по сравнению со случаем без ограничения на пик-фактор. Однако результирующее значение математического ожидания пик-фактора превышает математическое ожидание пик-фактора сигналов с OFDM на 2.4 дБ (для $N = 63$).

В работе предложена реализация модулятора предлагаемых спектрально-эффективных сигналов с NOSEFDM. На каждой поднесущей частоте используется набор отсчетов вещественного спектра огибающей $a(t)$. При формировании сигналов длительностью $T_c = 2T$ с управляемой межсимвольной интерференцией используются (рис.7) два квадратурных формирователя в схеме модулятора.

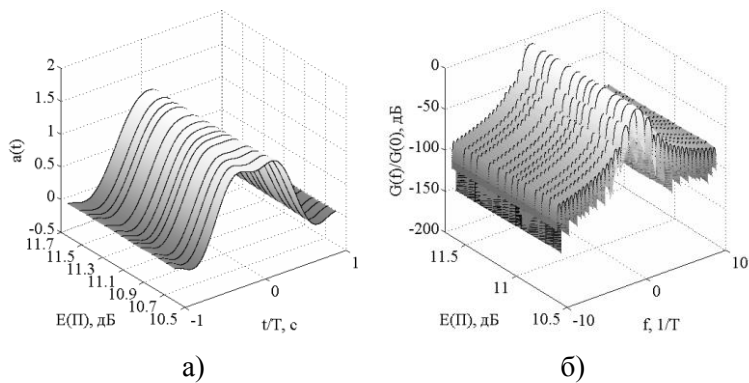


Рис. 5.

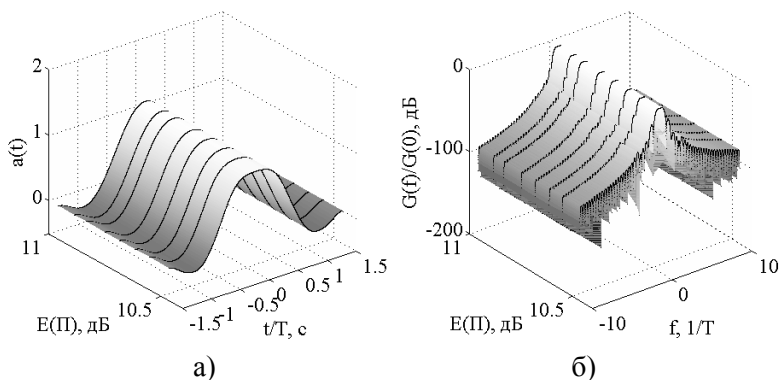


Рис. 6.

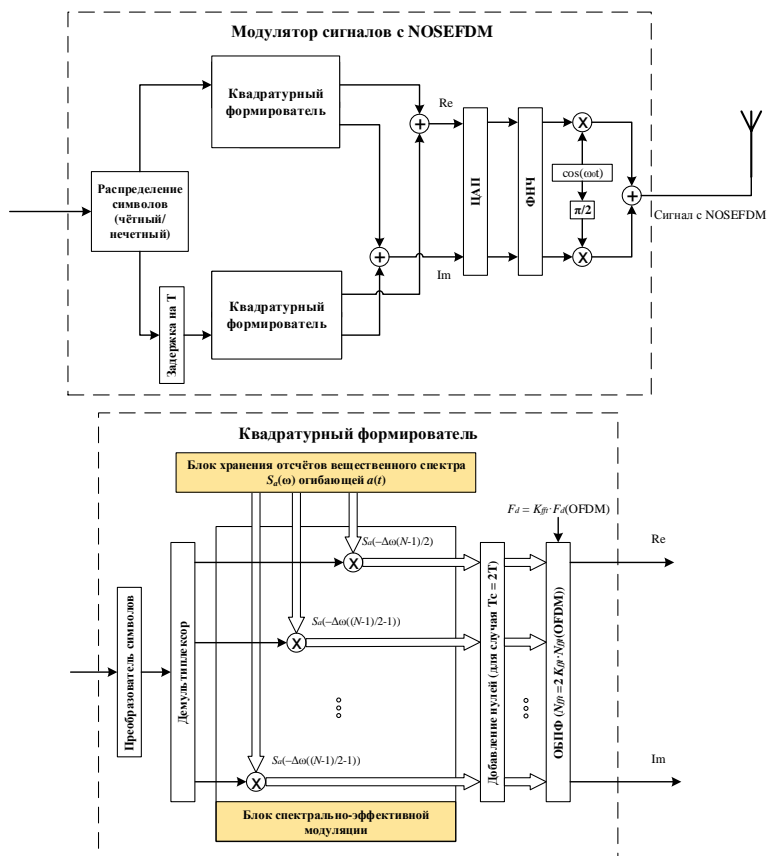


Рис. 7.

Четные символы входной последовательности символов передаются в один канал формирования, нечетные – в другой канал формирования. В одном канале формирования требуется наличие задержки на длительность T . Для получения необходимой длительности сигналов на выходе блоков ОБПФ вводится блок добавления нулей. Частота дискретизации F_d в данном случае превышает частоту дискретизации для случая $T_c = T$ в два раза. После формирования квадратурных составляющих выполняется их сложение по отдельности.

При переходе к формированию сигналов с NOSEFDM для значения $T_c = 3T$ необходимо наличие трех квадратурных формирователей в схеме модулятора. В одном канале формирования требуется наличие задержки на длительность T , во втором канале – на длительность $2T$. После формирования квадратурных составляющих выполняется сложение квадратурных составляющих по отдельности. Блоки ЦАП, ФНЧ аналогичны блоку модулятора для случая $T_c = 2T$.

Продолжая рассматривать увеличение уровня управляемой межсимвольной интерференции схема модулятора (рис.7) будет преобразовываться за счет увеличения количества квадратурных формирователей (и блоков задержки). Также пропорционально будет изменяться блок добавления нулей и размерность блока ОБПФ.

Выводы. Получено решение второй научной задачи – предложен численный метод решения оптимизационной задачи синтеза формы огибающей сигналов, построенных на основе спектрально-эффективных методов модуляции, при использовании ограничивающих условий на полосу занимаемых частот, скорость спада уровня внеполосных излучений, величину пик-фактора колебаний, помехоустойчивость приема.

Найдено решение третьей научной задачи - получены формы огибающей оптимальных сигналов различной длительности, применяемой на каждой поднесущей частоте, основное преимущество которых заключается в том, что обеспечивается максимальная скорость спада уровня внеполосных излучений, минимальная величина пик-фактора колебаний и максимальная помехоустойчивость приема.

В четвертой главе рассматриваются линейные и нелинейные алгоритмы когерентного приёма сигналов с NOSEFDM. Предложен алгоритма с компенсацией межканальной интерференции:

$$\int_{\frac{T_c}{2}}^{\frac{T_c}{2}} x(t) s_{i0}(t) dt - E_{ip}^* \underset{d_{20}}{\overset{d_{10}}{>}} 0, \text{ где } E_{il}^* = \int_{-\frac{T_c}{2}}^{\frac{T_c}{2}} (s(t, d_{i0}) + y_{il}^*(t))^2 dt, i = 1, 2; \quad (8)$$

$$x(t) = A_0 a(t) \sum_{n=-(N-1)/2}^{(N-1)/2} [d_{in} \cos((\omega_0 + n\Delta\omega)t) + d_{qn} \sin((\omega_0 + n\Delta\omega)t)] + n(t); E_{ip}^* = (E_{1l}^* - E_{2l}^*) / 4;$$

$$y_{il}^*(t) = A_0 \sum_{\substack{n=-(N-1)/2 \\ n \neq 0}}^{(N-1)/2} d_{in}^* z_{in}(t) \cos(\omega_0 t); s_{i0}(t) = A_0 a(t) \cos(\omega_0 t); d_{in}^* - \text{оценки принятых}$$

информационных символов, $z_{in}(t)$ и $z_{qn}(t)$ – вещественные огибающие сигналов (для $n \neq 0$) на поднесущей частоте ω_0 .

В общем виде для N поднесущих частот данный алгоритм будет состоять из N каналов приема сигналов (рис.8). В каждом канале применяются корреляторы, в которых используются в качестве опорного напряжения перемножителя сигналы $\cos((\omega_0 + k\Delta\omega)t)$ и $\sin((\omega_0 + k\Delta\omega)t)$. Выходные напряжения корреляторов поступают на входы решающего устройства РУ, где происходит сравнение напряжения с выхода коррелятора с нулевым порогом. На выходе РУ формируются оценки d_{in}^* принятых информационных символов.

К выходу интегратора подключен блок компенсации межканальной интерференции. Этот блок состоит из линии задержки ΔT_0 , вычитающего устройства и РУ, на выходе которого и появляются решения о принятых информационных символах.

Линия задержки необходима для компенсации временной задержки, вызванной формированием величин $E_{ip}^*; E_{qp}^*$. В блоке компенсации по цепи обратной связи: $d_{in}^* - E_{ip}^*; E_{qp}^*$ – вычитающее устройство, при правильных оценках принятых символов происходит компенсация межканальной помехи. Разумеется, в случае ошибочных решений условия приема символов d_m будут существенно ухудшаться.

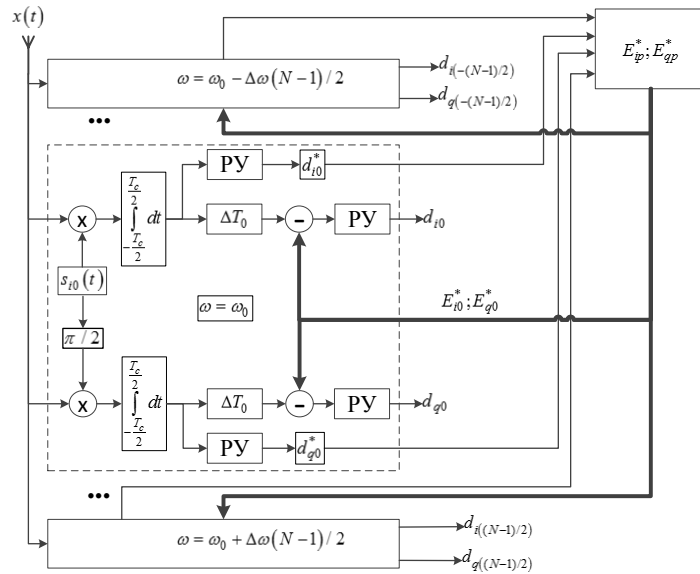


Рис. 8.

Предложен алгоритм приёма по диаграмме состояний. На каждом шаге обработки производится расчет промежуточных значений целевой функции (обработка производится от поднесущей с номером $-(N-1)/2$ до поднесущей с номером $(N-1)/2$):

$$Q(r) = \int_{-T_c/2}^{T_c/2} \left| x(t) - s\left(t, d_{i(-N/2)}, d_{q(-N/2)}; \dots; d_{i(r)}, d_{q(r)}\right) \right| dt \quad (9)$$

$$s\left(t, d_{i(-N/2)}, d_{q(-N/2)}; \dots; d_{i(r)}, d_{q(r)}\right) = \sum_{n=-(N-1)/2}^r s\left(t, d_{in}, d_{qn}\right), \quad r = -(N-1)/2, \dots, (N-1)/2.$$

Таким образом, на каждом переходе между соседними поднесущими необходимо использовать при вычислении целевой функции сигналы, соответствующие уже принятым символам на предыдущих поднесущих частотах и всем возможным символам, передаваемым на данной поднесущей частоте.

В работе приведена оценка сложности предлагаемых алгоритмов.

Выводы. Получено решение четвертой задачи – показана практическая реализуемость предложенных цифровых модуляторов и демодуляторов сигналов, построенных на основе универсальных цифровых устройств для обратного быстрого преобразования Фурье и прямого быстрого преобразования Фурье, последовательно-параллельного преобразования и обратной операции восстановления данных.

В пятой главе приведено описание разработанной имитационной модели. С помощью этой модели вычислены вероятности ошибочного приема оптимальных сигналов с NOSEFDM. На рис. 9 приведены вероятности ошибочного приема сигналов от отношения сигнал-шум (h_0^2) для значений $T_c = 2T$ (рис.9,а) и $T_c = 3T$ (рис.9,б) при $n = 2$ (см. рис.4). Количество поднесущих частот $N = 5$. Как видно из сравнения кривых на рис.9,а, для коэффициентов взаимной корреляции $K_0 < 0.1$ удельные энергетические затраты β_E составляют не более 9 дБ при вероятности ошибок $p = 10^{-4}$. Отличие в этой точке h_0^2 от потенциальной вероятности ошибок (для сигналов с OFDM) составляет не более 1 дБ.

Для сигналов с NOSEFDM длительностью $T_c = 3T$ (рис.9,б) при выборе коэффициента взаимной корреляции $K_0 = 10^{-2}$ при вероятности ошибок $p = 10^{-4}$, отличие от потенциальной вероятности ошибок составляет не более 1 дБ.

Исходя из того, что помехоустойчивость сигналов при предложенном расположении поднесущих частот оказывается достаточно высокой, в работе рассмотрена возможность увеличения спектральной эффективности за счет дополнительного уменьшения Δf .

При расположении поднесущих частот согласно предложенной методики (глава 2) значение частотного разнеса выбрано $\alpha \Delta f$, где $\alpha < 1$, (в отличии от рис.1). Разумеется, при этом возрастает межканальное взаимным влиянием сигналов, передаваемых на соседних поднесущих частотах. С помощью имитационного моделирования получена

помехоустойчивость приема при использовании алгоритма по диаграмме состояний (9) для $K_0 = 10^{-2}$ при различном значении $\alpha\Delta f$, $\alpha \leq 1$.

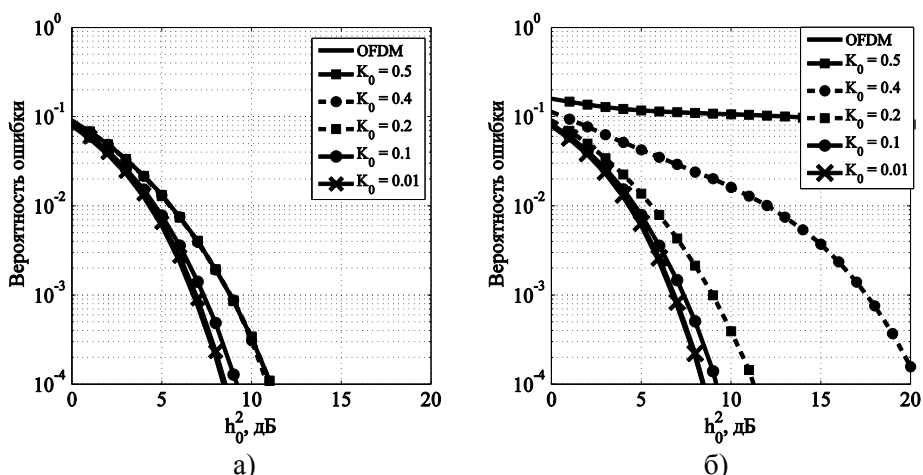


Рис. 9.

На рис.10 представлены вероятности ошибочного приема сигналов от h_0^2 для значений $T_c = 2T$ (рис.10,а) и $T_c = 3T$ (рис.10,б) при $n = 2$. Количество поднесущих частот выбрано $N = 5$. Показано, что для значения $0.825\Delta f$ энергетические потери по отношению к потенциальной зависимости составляют не более 1,5 – 2 дБ при вероятности ошибок $p = 10^{-4}$. При допустимых энергетических потерях в 1 дБ с помощью использования нелинейных алгоритмов с компенсацией межканальной интерференции или алгоритма приёма по диаграмме состояний появляется возможность дополнительного увеличения спектральной эффективности (порядка 15%). Это происходит за счет уменьшения частотного разнеса между поднесущими относительно предложенного плана расположения поднесущих частот. Однако, сложность предлагаемых алгоритмов выше сложности алгоритма когерентного поэлементного приёма.

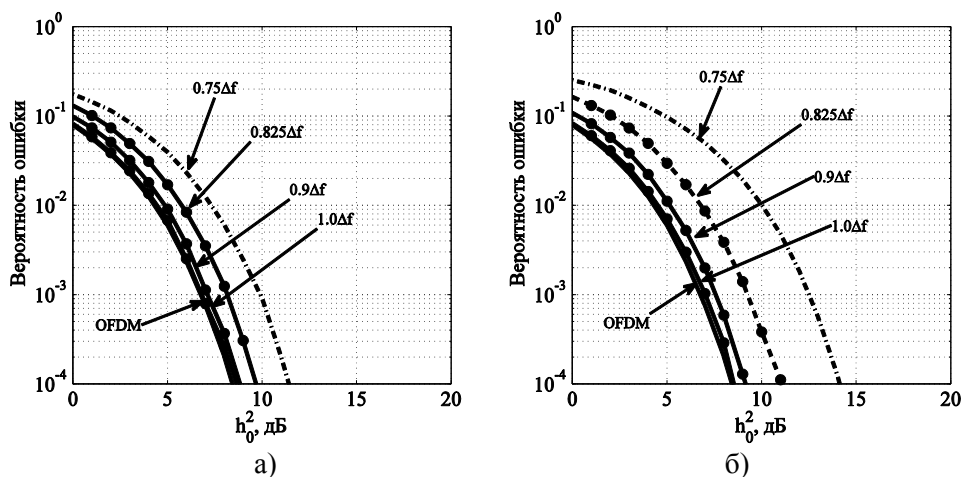


Рис. 10.

Выводы. Получено решение пятой научной задачи - выполнено имитационное моделирование цифровых модуляторов и демодуляторов новых оптимальных многочастотных неортогональных сигналов, построенных на основе спектрально-эффективных методов модуляции. Установлено, что помехоустойчивость приема многочастотных неортогональных сигналов, построенных на основе спектрально-эффективных методов модуляции, и показано, что удельные энергетические потери составляют не более 1–2 дБ при вероятности ошибок $p = 10^{-4}$.

В шестой главе приводится описание экспериментальной установки (модулятора и демодулятора) для передачи и приема сигналов с NOSEFDM, форма огибающих которых

получена как решение оптимизационной задачи при ограничении на скорость спада уровня внеполосных излучений ($n = 2$), коэффициент взаимной корреляции ($K_0 = 10^{-2}$) и значении $T_c = 2T$ и $T_c = 3T$.

Экспериментальная установка представлена на рис.11. Она выполнена на основе многопроцессорной платформы Sundance SMT148FX с платами расширения SMT351, SMT362 и SMT903. Платы расширения содержат ЦПОС, ПЛИС, ЦАП, АЦП, трансиверы с прямым преобразованием сигналов, а также различные интерфейсы (USB, Ethernet). В установке использовалась ПЛИС фирмы Xilinx Virtex-5SX50T, размещенная на плате расширения SMT351, один (из двух) ЦПОС фирмы Texas Instruments TMS320c6455, установленный на плате расширения SMT362.

Кроме того, применялась плата SMT903, которая содержит модули ЦАП/АЦП Analog Devices AD9863 (с возможностью интерполяции/децимации), трансиверы Maxim MAX2837 (с канальными фильтрами), антенные разъемы и модуль генерирования и управления тактовыми частотами. В плате расширения SMT903 присутствует два приема-передающих тракта, каждый из которых может быть настроен либо на передачу, либо на прием. В эксперименте участвовали тракт на передачу и тракт на прием. Диапазон частот равен 2.3 – 2.7 ГГц.

Тактовая частота ЦПОС равна 1 ГГц, тактовая частота ПЛИС составляет 200 МГц, частота дискретизации сигнала на нулевой частоте – 25 МГц. Все модули платы SMT903 подключены к использованной в эксперименте ПЛИС Virtex-5SX50T. С этой ПЛИС выполняется управление

ЦАП/АЦП AD9863 и трансиверами MAX2837, а также собственно отправка и получение полезного сигнала на микросхему ЦАП/АЦП AD9863.

При формировании и приеме сигналов NOSEFDM на различных этапах обработки используется либо ПЛИС, либо ЦПОС. Алгоритмы, требующие значительные вычислительные ресурсы (обнаружение, синхронизация, подстройка фазы, БПФ/ОБПФ) выполняются в ПЛИС. Алгоритмы, требующие сложной логики управления, неудобные к исполнению в параллельной архитектуре ПЛИС, реализованы на языке С и выполняются в ЦПОС.

В эксперименте передача данных велась пакетами. В начале каждого пакета передавались два известных сигнала с OFDM (преамбула) в той же полосе, что и сигналы NOSEFDM. После преамбулы передавалось восемь тестовых сигналов с NOSEFDM. Количество поднесущих частот равно $N = 127$.

По преамбуле выполнялось обнаружение и тактовая синхронизация, а также оценка начальной фазы сигнала для реализации алгоритма когерентного поэлементного приёма в демодуляторе сигналов с NOSEFDM. Обнаружение сигнала выполнялось на основе расчета коэффициента корреляции между двумя соседними участками сигнала, а тактовая синхронизация реализована на основе согласованного фильтра. Для подстройки фазы на каждой используемой поднесущей преамбулы сигнала с OFDM выполнялась оценка

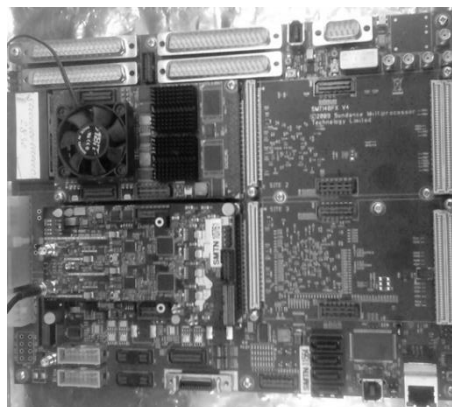
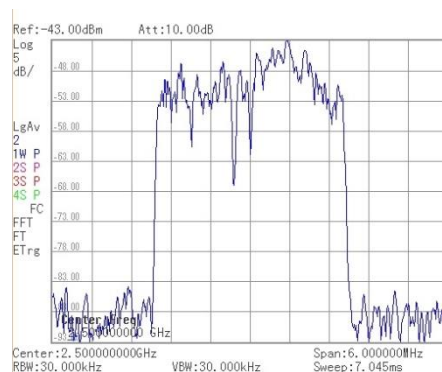
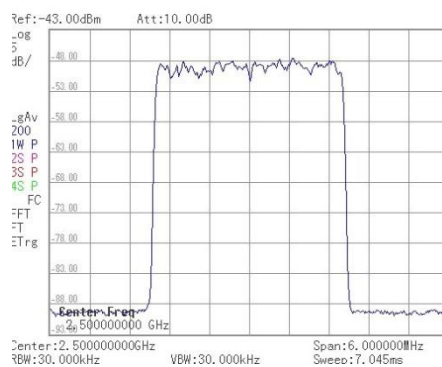


Рис. 11.



а)



б)

Рис. 12.

комплексного коэффициента передачи канала связи, которая далее использовалась для коррекции комплексных амплитуд сигнала с NOSEFDM всего пакета.

На рис.12,а представлен энергетический спектр сигнала с NOSEFDM ($T_c = 2T$) для одной реализации входной информационной последовательности. На рис.12,б представлен усреднённый по реализациям энергетический спектр сигнала с NOSEFDM. Значение занимаемой полосы частот, вычисленной по положению поднесущих частот, равно 2,9 МГц. Таким образом, удельные затраты значения для случая определения полосы по положению поднесущих частот составляют $\beta_F = 0.87$ Гц/(бит/с). Выигрыш по значению β_F относительно сигналов с OFDM составляет 9%, что согласуется с результатами главы 3, где данный выигрыш по значению β_F относительно сигналов с OFDM составляет 8%. Таким образом, потери, связанные с цифровой реализацией модулятора, составляют не более 1% по значению удельных затрат полосы частот.

На рис.13,а представлен спектр сигнала с NOSEFDM ($T_c = 3T$, $K_0 = 10^{-2}$, $n = 2$) для одной реализации входной информационной последовательности. На рис.13,б представлен усреднённый по реализациям спектр сигнала с NOSEFDM. Значение занимаемой полосы частот, вычисленной по положению поднесущих частот, равно 1.9 МГц. Таким образом, удельные затраты полосы часто для случая определения полосы по положению поднесущих частот составляют 0.57 Гц/(бит/с). Выигрыш по значению β_F относительно сигналов с OFDM составляет 40%.

Получены экспериментальные результаты помехоустойчивости приёма сигналов с NOSEFDM. Передача осуществлялась пакетами. При экспериментальных исследованиях помехоустойчивости приёма осуществлялась передача информационной последовательности длиной 10^7 бит, которая разделялась на пакеты длиной 1016 бит.

Экспериментально получена спектральная и энергетическая эффективность предложенных оптимальных сигналов с NOSEFDM. На рис. 14 приведено сравнение результатов экспериментальных исследований удельных затрат полосы частот с результатами имитационного моделирования и с теоретической границей (рис.14).

Из анализа зависимостей рис. 14 видно, что, полученное для сигналов с OFDM и для сигналов с NOSEFDM, снижение удельных затрат полосы частот составляет 40% при удельных энергетических потерях не более 0.4 дБ. Из сравнения значений β_F и β_E , видно, что при использовании возможностей увеличения спектральной эффективности за счет уменьшения частотного разнеса между поднесущими (см. главу 6, рис.10) удается снизить значения удельных затрат полосы частот до величины $\beta_F = 0.5$ Гц/(бит/с) при дополнительных энергетических затратах не более 1 дБ.

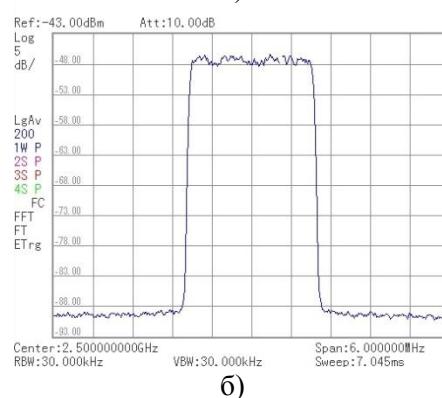
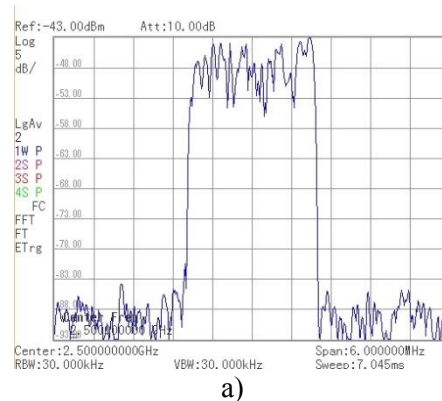


Рис. 13.

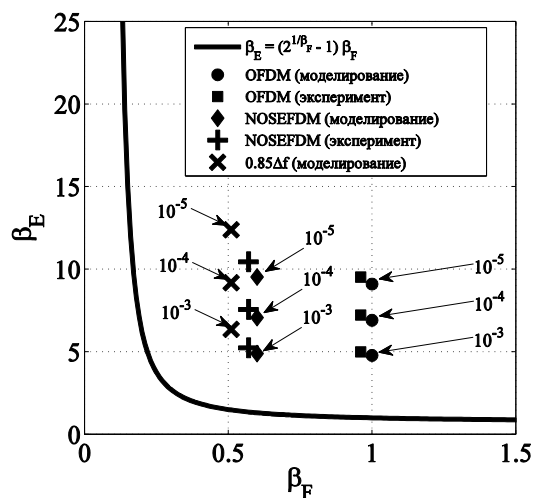


Рис. 14.

Выводы. Решена шестая научная задача – разработаны цифровые модуляторы и демодуляторы оптимальных многочастотных неортогональных сигналов, использующие универсальные устройства цифрового обратного быстрого преобразования Фурье и прямого быстрого преобразования Фурье, последовательно-параллельного преобразования и обратной операции восстановления данных.

Решена седьмая научная задача – экспериментальные исследования модулятора и демодулятора сигналов для двоичного алфавита показали, что удельные затраты полосы частот составляют 0,5 Гц/(бит/с) при использовании спектрально-эффективных методов модуляции, при этом число поднесущих частот равно 127 и энергетические потери составляют менее 1 дБ

В заключении приводится научная новизна работы, положения, выносимые на защиту, апробация работы, практическое внедрение результатов и список трудов автора диссертации.

Публикации по теме диссертации

Статьи в журналах, входящих в перечень ВАК

1. Макаров С.Б., Завьялов С.В. *Частотная и энергетическая эффективность неортогональных многочастотных систем передачи сообщений*. // *Радиотехника*, №1, 2015. – М.: Изд-во «Радиотехника», 2015.

2. Макаров С.Б., Завьялов С.В. *Оптимизация формы огибающей спектрально-эффективных многочастотных сигналов* // *Электромагнитные волны и электронные системы*, № 7, т. 19, 2014. – М.: Изд-во «Радиотехника», 2014. – с. 38 – 45.

3. Макаров С.Б., Завьялов С.В. *Повышение помехоустойчивости когерентного приема неортогональных многочастотных сигналов* // *Научно-технические ведомости СПбГПУ № 2(193)/2014. – СПб.: Изд-во Политехнического университета, 2014. — с. 45—55.*

Статьи в журналах, входящих в базу Scopus.

4. Sergey V. Zavjalov, Sergey B. Makarov, Sergey V. Volvenko. *Application of Optimal Spectrally Efficient Signals in Systems with Frequency Division Multiplexing. 14th International Conference, NEW2AN 2014 and 7th Conference, ruSMART 2014, St. Petersburg, Russia, August 27-29, 2014. Proceedings. pp 676-685.*

5. Sergey V. Zavjalov, Sergey B. Makarov, Sergey V. Volvenko. *Nonlinear Coherent Detection Algorithms of Nonorthogonal Multifrequency Signals. 14th International Conference, NEW2AN 2014 and 7th Conference, ruSMART 2014, St. Petersburg, Russia, August 27-29, 2014. Proceedings. pp 703-713.*

Остальные публикации по теме диссертации.

6. Завьялов С.В., Макаров С.Б. Анализ эффективности применения алгоритмов приёма неортогональных многочастотных сигналов // Доклады 16-й международной конференции "Цифровая обработка сигналов и ее применение – DSPA-2014" №1, с. 67-71.

7. Завьялов С.В., Макаров С.Б. Алгоритмы когерентной обработки многочастотных неортогональных сигналов // Неделя науки СПбГПУ: материалы научно-практической конференции с международным участием. Лучшие доклады. СПб.: Изд-во Политехн. ун-та, 2014. – с. 104-109.

8. Завьялов С.В., Макаров С.Б. Частотная и энергетическая эффективность неортогональных многочастотных систем передачи сообщений // Неделя науки СПбГПУ: материалы научно-практической конференции с международным участием. Институт физики, наноэлектроники и телекоммуникаций СПбГПУ. СПб.: Изд-во Политехн. ун-та, 2014. – с. 190-193.

9. Завьялов С.В., Макаров С.Б. Частотная эффективность неортогональных многочастотных систем передачи сообщений // Материалы всероссийской научной конференции молодых ученых "Наука. Технологии. Инновации". Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2013. – с. 208-211.

10. Завьялов С.В., Балашова А.А. Влияние систем тактовой синхронизации на вероятностные характеристики приёма при передаче данных в пакетном режиме // Материалы всероссийской научной конференции молодых ученых "Наука. Технологии. Инновации". Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2013. – с. 196-199.

11. Завьялов С.В., Морено Лопес А.Р. Адаптивная схема модуляции в системах с частотным уплотнением // Материалы всероссийской научной конференции молодых ученых "Наука. Технологии. Инновации". Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2013. – с. 218-221.

12. Завьялов С.В., Морено Лопес А.Р. Применение адаптивной схемы модуляции в системах с частотным уплотнением // Сборник трудов 68-й научно-технической конференции СПбНТОРЭС им. А.С. Попова. СПб.: АльфаГарант, 2013. – с. 105-106.

13. Завьялов С.В., Макаров С.Б. Помехоустойчивость приёма неортогональных сигналов с частотным уплотнением // Сборник трудов 68-й научно-технической конференции СПбНТОРЭС им. А.С. Попова. СПб.: АльфаГарант, 2013. – с. 106-107.

14. Завьялов С.В., Макаров С.Б. Помехоустойчивость приёма неортогональных спектрально-эффективных сигналов с частотным уплотнением // XLI Неделя науки СПбГПУ, часть IX. – СПб.: Изд-во Политехн. ун-та, 2012. – с. 72-74.

15. Волвенко С.В., Завьялов С.В., Макаров С.Б. Имитационная модель системы передачи спектрально-эффективных сигналов с OFDM // Научно-технические ведомости СПбГПУ №4 (152), 2012. – с. 29-36.

16. Завьялов С.В. Повышение удельной скорости передачи информации путем применения оптимальных спектрально-эффективных сигналов с OFDM // Сборник трудов 67-й научно-технической конференции СПбНТОРЭС им. А.С. Попова. СПб.: АльфаГарант, 2012. – с. 95-96.