

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ АВТОНОМНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
**«БЕЛГОРОДСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ НАЦИОНАЛЬНЫЙ
ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ»**
(**Н И У « Б е л Г У »**)

ИНСТИТУТ ИНЖЕНЕРНЫХ ТЕХНОЛОГИЙ И ЕСТЕСТВЕННЫХ НАУК

Кафедра информационно-телекоммуникационных систем и технологий

**ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДОВ ФОРМИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ В СИСТЕМАХ
ШИРОКОПОЛОСНОГО РАДИОДОСТУПА НА БАЗЕ АРХИТЕКТУРЫ SDR**

Выпускная квалификационная работа студента

очной формы обучения

направления подготовки 11.03.02 Инфокоммуникационные технологии и системы связи

4 курса группы 07001209

Фонова Алексея Юрьевича

Научный руководитель
канд. техн. наук, доцент
кафедры
Информационно-
телекоммуникационных
систем и технологий
НИУ «БелГУ»
Ушаков Д.И.

Рецензент
начальник отдела развития сети
филиала ПАО «МТС»
Белгородской области
Кошталева С.С.

БЕЛГОРОД 2016

СОДЕРЖАНИЕ

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ.....	5
ВВЕДЕНИЕ.....	6
1 ПРОГРАММНО-КОНФИГУРИРУЕМОЕ РАДИО	9
1.1 Основные особенности SDR	12
1.2 Принцип работы.....	14
1.3 Аппаратная часть.....	16
1.4 Проблемы и решения	18
2 СИСТЕМА КОГНИТИВНОГО РАДИО	20
2.1 Концепция систем когнитивного радио.....	20
2.2 Система когнитивного радио в данный момент	22
2.3 Свойства систем когнитивного радио.....	24
2.3.1 Сканирование и анализ спектра.....	24
2.3.2 Формирование спектра	25
2.4 Архитектура сетей когнитивного радио	27
2.4.1 Межуровневая архитектура сетей когнитивного радио.....	27
2.4.2. Инфраструктура	29
2.4.3. Ad-hoc архитектура.....	30
2.4.4. Mesh архитектура	31
2.5 Принципы работы сетей когнитивного радио	33
2.5.1 Принцип работы систем когнитивного радио с использованием базы данных, содержащей информацию об окружающем радиопространстве.	33
2.5.2 Принцип работы систем когнитивного радио с использованием контрольного канала (Cognitive Pilot Channel, CPC).....	34

<i>11070006.11.03.02.128.ПЗВКР</i>				
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата
Разработал		Фонов А.Ю.		
Проверил		Ушаков Д.И.		
Рецензент		Кошталев С.С.		
Н. Контроль		Ушаков Д.И.		
Утвердил		Жиляков Е.Г.		
Исследование методов формирования сигналов в системах широкополосного радиодоступа на базе архитектуры SDR				
		Лит.	Лист	Листов
		2	2	104
<i>НИУ «БелГУ» гр. 07001209</i>				

2.6 Обзор сигналов, используемых в системах когнитивного радио	37
3 СИГНАЛЬНО-КОДОВЫЕ КОНСТРУКЦИИ, ИСПОЛЬЗУЕМЫЕ В СИСТЕМАХ КОГНИТИВНОГО РАДИО	39
3.1 OFDM	39
3.1.1 Принцип OFDM.....	41
3.1.2 Ортогональность частот	44
3.1.3 Циклический префикс.....	47
3.1.4 Кодирование символов в OFDM-модуляции	48
3.1.5 Плюсы применение OFDM в системах когнитивного радио	49
3.1.5.1 Формирование спектра	49
3.1.5.2 Адаптация к окружающей среде	50
3.1.5.3 Совместимость	50
3.1.6 Проблемы применением OFDM в системах когнитивного радио	51
3.1.6.1 Взаимная интерференция (помехи).....	52
3.2 NOSEFDM.....	53
3.2.1.Временные и спектральные характеристики случайных последовательностей сигналов с NOSEFDM.....	56
3.2.1.1 Аналитическое представление случайных последовательностей сигналов с NOSEFDM	56
3.2.1.2. Спектральные характеристики сигналов с NOSEFDM.....	58
3.2.2 Частотный план расположения сигналов на поднесущих частотах	60
3.3 Системы со многими несущими, основанные на банках фильтров FBMC .	65
3.3.1 SMT Многотональные сигналы со сдвигом квадратурных компонент	67
3.3.2 СМТ Косинус-модулированные многотональные сигналы	69
4 ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДОВ ФОРМИРОВАНИЯ	73
4.1 Спектральные характеристики OFDM, СМТ, SMT и NOSEFDM сигналов	74
4.2 Спектральные характеристики OFDM, СМТ, SMT и NOSEFDM сигналов при ширине спектра в 20МГц.	79

					11070006.11.03.02.128.ПЗВКР	3
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

4.3	Спектральные характеристики сигналов с OFDM, CMT, SMT и NOSEFDM, при обнулении 40 поднесущих.....	80
4.4	Спектральные характеристики сигналов с OFDM, CMT, SMT и NOSEFDM, при формировании минимально возможной пустой области в спектре	85
5	РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ МЕТОДОВ ФОРМИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ В СИСТЕМАХ SDR	93
6	ЭКОНОМИЧЕСКАЯ ОЦЕНКА РЕЗУЛЬТАТОВ ИССЛЕДОВАНИЯ.....	93
6.1	Планирование работ по исследованию.....	93
6.2	Расчет расходов на оплату труда на исследование	95
6.3	Расчет продолжительности исследования.....	96
6.4	Расчет стоимости расходных материалов	97
6.5	Расчет сметы расходов на исследование.	97
	ЗАКЛЮЧЕНИЕ	101
	СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ	102

					11070006.11.03.02.128.ПЗВКР	4
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ

CMT	Cosine modulated multitone
CRS	Cognitive radio system
FBMC	Filter Bank Multicarrier
NOSEFDM	Non Orthogonal Spectral Efficient Frequency Division Multiplexing (Спектрально-эффективные сигналы с частотным мультиплексированием и неортогональным разносом частот)
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
SDR	Software Defined Radio
SMT	Staggered modulated multitone
БЛ	Боковые лепестки
ИХ	Импульсная характеристика
ПФ	Пик-фактор

					11070006.11.03.02.128.ПЗВКР	5
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

ВВЕДЕНИЕ

Интенсивное развитие беспроводных технологий доступа к информационным ресурсам на сегодняшний день привело к тому, что радиочастотный ресурс для них практически исчерпан. В связи с этим все более актуальной становится проблема повышения спектральной эффективности современных беспроводных технологий связи для обеспечения высокоскоростного доступа к информационным и медиа услугам [1].

Значительно повысить эффективность использования спектра позволяет механизм динамического управления спектром, согласно которому вторичным пользователям (не закрепленным за данным частотным диапазоном) предоставляется возможность использовать диапазоны первичных пользователей (закрепленных за данным диапазоном) на время, пока этот диапазон не используется первичным пользователем. На сегодняшний день подобную технологию реализуют системы связи с программируемыми параметрами (Soft Defined Radio SDR), которые ввиду своей гибкой архитектуры могут обеспечивать многократную перестройку передатчика за сеанс связи. Дальнейшее развитие технология SDR получила сравнительно недавно, когда было предложено интегрировать интеллектуальный модуль в структуры SDR приемо-передатчика, который оценивает параметры канала связи и электромагнитную обстановку в регионе и принимает решение о выборе оптимальных параметров для передачи информации (несущая частота, ширина рабочей полосы, скорость, вид кодирования и т.п.). Такая технология получила название когнитивного радио (Cognitive Radio System CRS). Системы когнитивного радио имеют достаточно широкие возможности в плане передачи информации и основные из них это выбор оптимальной сигнально-кодовой конструкции с точки зрения спектральной эффективности и помехоустойчивости. На сегодняшний день разработано несколько вариантов сигнально-кодовых конструкций являющихся модификациями классической технологии ортогонального частотного мультиплексирования с разде-

					11070006.11.03.02.128.ПЗВКР	6
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

лением (OFDM). Наибольшее распространение получили такие системы как CMT (Cosine modulated multitone - косинус-модулированные многотональные сигналы), SMT (Staggered modulated multitone- многотональные сигналы со сдвигом квадратурных компонент), NOSEFDM (Non Orthogonal Spectral Efficient Frequency Division Multiplexing - спектрально-эффективные сигналы с частотным мультиплексированием и не ортогональным разносом частот). Интерес к этим технологиям вызван тем, что данные сигналы обладают почти потенциальной спектральной эффективностью и имеют хорошие показатели помехоустойчивости.

Таким образом, выпускная квалификационная работа, в которой проводится сравнительный анализ обозначенных выше сигнально-кодовых конструкций с позиций спектральной эффективности, уровня локализации энергии сигнала в частотной плоскости и помехоустойчивости представляется актуальной.

Целью работы является исследование спектральной эффективности и помехоустойчивости методов формирования сигналов в системах широкополосного радиодоступа на базе архитектуры SDR.

Для достижения данной цели в исследовании были поставлены следующие задачи.

- выполнить аналитический обзор литературных источников по системам SDR и CRS;
- провести обзор сигнально-кодовых конструкций, используемых в системах широкополосного радиодоступа на базе SDR;
- провести сравнительную оценку спектральной эффективности сигналов с помощью имитационного моделирования;
- провести сравнительную оценку уровня спада боковых лепестков спектра сигнала с помощью компьютерного моделирования;
- выполнить экономическую оценку исследования.

					11070006.11.03.02.128.ПЗВКР	7
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

Данная выпускная квалификационная работа состоит из 5 разделов, посвященных решению поставленных задач. Работа изложена на 104 странице машинописного текста, имеет графическую часть, введение, заключение и список использованных источников. Выпускная квалификационная работа содержит 49 рисунков, 9 таблиц.

					11070006.11.03.02.128.ПЗВКР	8
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

1 ПРОГРАММНО-КОНФИГУРИРУЕМОЕ РАДИО

Программно-конфигурируемое радио (Software Defined Radio - SDR) есть радиооборудование, в котором все или большинство функции физического уровня выполняются в программном виде, а функции, выполняемые аппаратно, должны оперативно модифицироваться по требованиям рабочего стандарта связи. Программная реализация большинства функций по обработке высокочастотных сигналов и оперативное программное управление аппаратурой обеспечивают кардинальное повышение функциональных возможностей радиостанции путем поддержки работы в различных сервисах, широкой полосе частот и в различных стандартах связи. Технология SDR является ключевой в предполагаемом последующем развитии радиооборудования: адаптивное радио (Adaptive Radio - AR), когнитивное «умное» радио (Cognitive Radio - CR) и интеллектуальное радио (Intelligent Radio - IR).

На интуитивном уровне программно-конфигурируемое радио определяют как направление развития радиосвязи, призванное объединить на единой аппаратной платформе работу радиостанций различных типов и различных стандартов. Предполагается, что программно-конфигурируемое радио реализует функций радиоприемника и радиопередатчика в программном виде или с помощью программно управляемых аппаратных компонентов, которые в силу своей физической природы не могут быть реализованы программно, как, например, усилитель мощности или антенна.

В терминах концептуальной модели открытых систем связи OSI-7 программно-конфигурируемое радио определяется как радиостанция, в которой все или большинство функций физического уровня выполняются в программном виде и могут быть программно реконфигурированы в соответствии с требованиями стандарта связи и/или изменяться иным программно-управляемым оборудованием[2].

					11070006.11.03.02.128.ПЗВКР	9
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

Согласно отчету МСЭ-R SM.2152 (09/2009) “Определения системы радиосвязи с программируемыми параметрами (SDR) и системы когнитивного радио (CRS)”. Радиоустройство с программируемыми параметрами (SDR) - это радиопередатчик и/или радиоприемник, использующий технологию, позволяющую с помощью программного обеспечения устанавливать или изменять рабочие радиочастотные параметры, включая, в частности, диапазон частот, тип модуляции или выходную мощность, за исключением изменения рабочих параметров, используемых в ходе обычной предварительно определенной работы с предварительными установками радиоустройства, согласно той или иной спецификации или стандарта системы [3].

Институт инженеров по электротехнике и электронике (IEEE) определяет программно-конфигурируемое радио как программно-конфигурируемое оборудование, в котором радиочастотные параметры могут быть установлены или изменены при помощи программного обеспечения и/или оборудования, с помощью которого это достигается. Программное изменение касается диапазона частот, типа модуляции, выходной мощности, но не ограничивается этими параметрами.

Федеральная комиссия связи США определяет программно-конфигурируемое радио как радиооборудование (приемопередатчик), в котором такие параметры режима работы, как диапазон частот, тип модуляции и выходная мощность могут быть изменены при помощи программного обеспечения без изменений в аппаратных компонентах, используемых для излучения и приема радиочастот.

В настоящее время существует значительное количество типов и модификаций систем связи и соответствующего им оборудования (радиостанций). Каждая радиостанция включает аналоговую и цифровую часть, отдельные электрические компоненты и микросхемы высокой степени интеграции, механические компоненты, антенну. В целом радиостанция является высокотехнологичным продуктом, достаточно эффективно выполняющим функции связи

					11070006.11.03.02.128.ПЗВКР	10
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

посредством электромагнитных волн. Однако взаимодействие типовых радиостанций различных стандартов на сегодняшний день если и не исключено, то является редким случаем, да и то в ограниченной функциональности. Одна из основных задач программно-конфигурируемого радио как раз и заключается в обеспечении предельной гибкости изменения параметров оборудования с целью обеспечить максимальную совместимость радиостанций различных стандартов вне зависимости от метода модуляции, рабочего диапазона частот, метода доступа к каналам и т.п. при сохранении всех функциональных возможностей сети связи.

К основным функциям физического уровня, которые обычно реализуются в аппаратном виде, относятся: усиление, модуляция/демодуляция, канальная селекция в приемнике и подавление побочного излучения в передатчике, преобразование частоты при модуляции/демодуляции на промежуточной частоте. В программно-конфигурируемом радио эти функции, которые сегодня выполняются в аппаратном виде смесителями, фильтрами, усилителями, модуляторами/демодуляторами, детекторами частично реализуются программно, а частично программно-управляемыми аппаратными средствами в соответствии с параметрами модулированных сигналов и методом разделения каналов в различных стандартах связи. В результате программное радио является экономически более выгодным продуктом по сравнению со специализированными устройствами, так как производятся для более широкого круга пользователей, а модернизация радиооборудования заключается только в изменении программного обеспечения.

Программно-конфигурируемое радио предполагает существенное изменение аппаратной части трансивера и требований, предъявляемых к аппаратной части. Аппаратура программно-конфигурируемого приемника должна, прежде всего, обеспечивать преобразование принятого высокочастотного модулированного сигнала с целью его максимально точного (без потери достоверности приема) представления в цифровом виде с помощью аналого-цифрового преоб-

					11070006.11.03.02.128.ПЗВКР	11
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

разователя. Аппаратура передатчика должна обеспечивать прямое формирование модулированного сигнала и усиление мощности. Функции высокочастотной аппаратной части приемопередатчика программно-конфигурируемого радио сводятся к обеспечению энергетического потенциала радиоканала - усилению мощности в передатчике и малому шумящему усилению принятого сигнала в приемнике.

Для пользователя программно-конфигурируемое радио позволяет реализовать следующие функции:

- оперативное изменение текущей конфигурации радиостанции с минимальными затратами времени и средств;
- оперативное добавление новых функций и возможностей без дорогостоящего изменения аппаратной части;
- удешевление текущего обслуживания аппаратной части, общей для значительного количества радиосредств;
- использование одной и той же радиостанции в различных сетях и для различных применений[2].

1.1 Основные особенности SDR

Конфигурация SDR происходит либо с помощью программного обеспечения, либо посредством аппаратных средств. Для этой цели в SDR используются DSP-процессоры или матрицы FPGA. Программным методом настраиваются рабочая частота, полоса пропускания, скорость, количество несущих, тип модуляции и другие параметры. Новые параметры либо загружаются с носителя или по беспроводному каналу, либо вводятся напрямую и другими методами. Это очень удобно, поскольку для изменения параметров схемы её не нужно переделывать.

					11070006.11.03.02.128.ПЗВКР	12
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

SDR переводит аналоговые РЧ-сигналы, занимающие различные полосы в спектре, в поток цифровых данных, который после обработки снова переводится в аналоговую форму.

Однако SDR — это не только программное обеспечение. Расчёты показывают, что полностью программная реализация не оптимальна как по потреблению, так и по эффективности. Для некоторых операций, например, передачи или усиления сигнала, в силу их природы оптимальна аппаратная реализация.

Достоинство SDR заключается в простоте аппаратной части. Стандартные радиочастотные схемы сокращаются до минимума, их стоимость снижается. Сигнальный процессор берет на себя большую часть функций, которые раньше выполнялись в аналоговых схемах. Этот подход очень удачен, учитывая гибкость программной реализации и возможность компенсации некоторых нежелательных эффектов, которые возникают в аппаратной части. Более того, программная реализация позволяет устранять неисправности, изменять и дополнять функционал устройства и улучшать его характеристики с минимальными затратами. В частности SDR позволяет быстро добавлять новые типы модуляции, протоколы передачи и т.д. В случае аппаратной реализации это потребовало бы изготовление новой схемы.

Недостатки у SDR тоже есть. Во-первых, это сложность программного обеспечения, затраты на разработку, в т.ч. временные, большее энергопотребление и в некоторых случаях ограниченный частотный диапазон.

Ключевые особенности программно-конфигурируемого радио перечислены ниже:

1. Многополосность. Для решения ряда задач требуется одновременная работа на нескольких частотах. Обычно для этого используют несколько приёмников с разными диапазонами. Программируемое радио может заменить их и работать как на одной полосе частот, так и на нескольких одновременно.

					11070006.11.03.02.128.ПЗВКР	13
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

2. Многоканальность. SDR может работать одновременно на нескольких частотах, например, передавать данные и голос на двух разных несущих частотах.

3. Способность одновременной работы в разных стандартах (AM, FM, GMSK, CDMA и др.).

4. Возможность передавать данные с разной скоростью, например, при одновременной работе с двумя сигналами в разных стандартах или при обработке частей одного и того же сигнала (много- скоростной фильтр).

5. Полоса пропускания программируемого радио определяется цифровыми фильтрами, поэтому её можно легко менять. Более того, цифровые фильтры не реагируют на некоторые помехи, а также могут компенсировать искажения, вносимые линией передачи[4].

1.2 Принцип работы

Схема современного SDR-приемника представлена на рисунке 1.1. Входной сигнал усиливается малошумящим усилителем и делится на компоненты I и Q путем смешивания с сигналом гетеродина из синтезатора частот в ФАПЧ (для получения квадратурной компоненты он смещается на 90°). Частота гетеродина подстраивается под частоту сигнала, чтобы разность выходных сигналов смесителей была равна нулю в отсутствие модуляции. Для модулированного сигнала она равна сигналу основной полосы или исходному модулированному сигналу.

					11070006.11.03.02.128.ПЗВКР	14
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

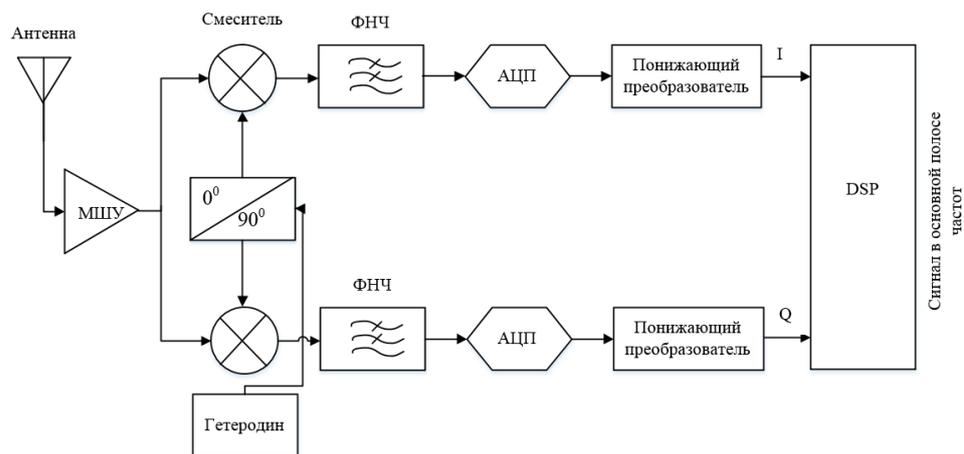


Рисунок 1.1 - Схема современного SDR-приемника

Эта архитектура получила название прямое преобразование или преобразование с нулевой промежуточной частотой. После фильтрации сигналов основной полосы в ФНЧ они оцифровываются в паре АЦП. Далее в цифровом преобразователе частота сигнала понижается до рабочего диапазона сигнального процессора.

В современных передатчиках DSP-модулятор разделяет передаваемые данные на I и Q и передает их на повышающий преобразователь (см. рисунок 1.2) и ЦАП. Сигнал фильтруется и поступает в смеситель для повышения частоты до частоты передачи. Затем сигнал проходит через усилитель и подается на антенну. По мере увеличения быстродействия преобразователей схема упрощается.

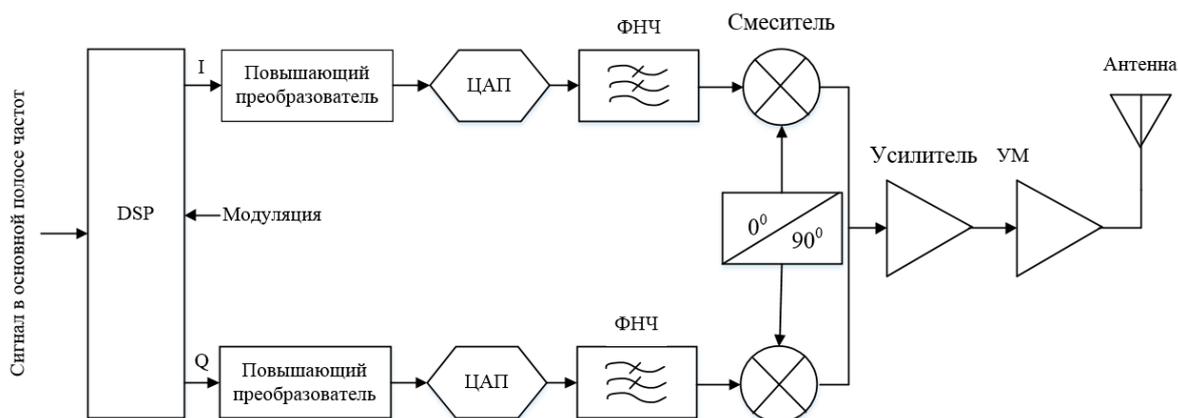


Рисунок 1.2 - Схема современного SDR-передатчика

Цифровым методом выполняются следующие функции: фильтрация (НЧ, ВЧ, полосовые и заграждающие фильтры), модуляция (AM, FM, PM, FSKM, BPSK, QPSK, QAM, OFDM, др.), демодуляция, выравнивание, сжатие и восстановление, анализ спектра, предсказание.

Новые типы модуляции и связанные с ними процедуры, имеют общий термин «форма сигнала» (waveform). Изменив программное обеспечение, радио перенастраивается на другую частоту и протокол передачи[5].

1.3 Аппаратная часть

Основные элементы SDR — АЦП, ЦАП, сигнальные процессоры DSP или матриц FPGA. Аналоговый сигнал антенны переводится в цифровой, обрабатывается, затем снова преобразуется в аналоговый. Частота выборки преобразователя постоянно повышается, преодолев уже гигагерцевый рубеж.

Наряду со скоростью преобразования важный фактор — быстродействие процессора, который должен успевать обрабатывать данные. Например, преобразователь ADC12Dxx00RF Texas Instruments имеет частоту выборки до 3,6 млрд выб/с. По большому счету вместо сигнального процессора можно использовать процессор общего назначения. Однако не всегда его использование будет оптимально, поскольку встречаются алгоритмы, для реализации которых требуются специализированные функции.

Другой подход — использовать заказной сигнальный процессор, имеющий специальную архитектуру, встроенную память и набор арифметико-логических инструкций, благодаря которым его быстродействие будет максимально высоким.

Все чаще DSP реализуются на матрицах FPGA. Такие функции как быстрое преобразование Фурье могут быть выполнены с помощью цифровых логических схем и легко реализуются на FPGA. Поскольку стоимость матрицы по-

					11070006.11.03.02.128.ПЗВКР	16
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

стоянно снижается, они приобретают все большую привлекательность в качестве замены сигнальным процессорам[5].

Еще один вариант — логические элементы с жесткими соединениями, которые можно использовать для реализации функций, не требующих гибкости программирования, таких как протоколы связи. Логические схемы имеют высокое быстродействие и малое потребление, занимают немного места на кристалле. Такие логические блоки часто называют аппаратными ускорителями

Существует несколько архитектур для программной части SDR:

- FGA (Fine-Grained reconfigurable Arrays) — мелкозернистые перепрограммируемые матрицы. Данная архитектура очень гибкая, но обладает одним большим недостатком — из-за огромного числа межсоединений увеличивается потребление энергии.

- CGA (Coarse-Grained reconfigurable Arrays) — крупнозернистые перепрограммируемые матрицы. Данный вариант лишён этого недостатка. Матрицы CGA состоят из меньшего числа функциональных блоков, однако блоки сами по себе становятся сложнее. Ещё одно преимущество этой архитектуры в том, что для неё уже разработаны компиляторы C.

- Архитектуры с командными словами очень большой длины VLIW; — хорошие компиляторы, позволяющие получить самые оптимальные программы

- Векторные архитектуры (один поток команд — много потоков данных SIMD)- выигрывают в эффективности использования энергии.

Однако традиционные VLIW архитектуры с общим файлом регистров не позволяют выполнять много, скажем больше восьми, параллельных операций из-за высокой сложности реализации файла регистров и сети пересылки операндов.

Приёмники и передатчики SDR бывают двух типов: супергетеродинные и прямого преобразования.

- Супергетеродинная структура более распространена. Это связано с тем, что она обеспечивает хорошие характеристики на довольно большом диапазоне

					11070006.11.03.02.128.ПЗВКР	17
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

частот. Супергетеродинные схемы обладают хорошей селективностью и чувствительностью на всём диапазоне.

- Приёмники и передатчики прямого преобразования более просты и характеризуются малой степенью интеграции. Они применяются там, где требования к характеристикам системы не очень жёсткие[4].

1.4 Проблемы и решения

Поскольку полоса частот принимаемого сигнала заранее неизвестна, то АЦП должен иметь максимально возможную частоту дискретизации, чтобы охватить наибольший диапазон. Именно АЦП определяет характеристики всего радио, поэтому от его выбора многое зависит. Благодаря появлению быстродействующих АЦП с небольшим шумом, например, ADS5463 (12 разрядов, 500 млн преобразований в секунду, отношение сигнал/шум около 60 дБ) то, что раньше было невозможным, становится реальностью.

Существует и другая проблема, ключ к решению которой пока ещё не найден. Дело в том, что в условиях довольно быстрого развития беспроводных технологий необходима функциональная гибкость SDR, ведь оно должно поддерживать практически все стандарты. В то же время мощность потребления должна быть минимальной, чтобы батарейки хватало на довольно большой промежуток времени.

Для снижения мощности потребления на программном уровне предлагается вводить функциональную гибкость только там, где это мало отразится на потреблении, либо где это очень выгодно, то есть когда появляются такие возможности, которые впоследствии существенно помогут оптимизировать или упростить схему.

На схемотехническом уровне необходимо повышать эффективность использования энергии. Можно, например, управлять энергией передачи так, что-

					11070006.11.03.02.128.ПЗВКР	18
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

бы потребление схемы было минимальным без ущерба качеству связи. Для этого в схему вводят специальные регулировочные узлы, которые меняют характеристики работы в соответствии с требованиями того или иного стандарта и контролируют потребляемую энергию; либо проводят схемотехническую оптимизацию. Другой подход — оптимизация протоколов, то есть подбирается такое соотношение между скоростью и мощностью передачи, чтобы потребление было минимальным[4].

					11070006.11.03.02.128.ПЗВКР	19
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

2 СИСТЕМА КОГНИТИВНОГО РАДИО

2.1 Концепция систем когнитивного радио

Дж. Митола является одним из основоположником данной технологии, которая предоставляет пользователям, возможность повышения функциональности отдельных оконечных радиоустройств и их конвергенцию – для приема видео и аудиосигналов радиовещательной службы, сигналов подвижной службы, так как будет требоваться только одно устройство для поддержки сеансов связи на ряде частот. В интервью с главным редактором издания СТО Media, Д. Митола объяснил что, когнитивное радио — это, по сути, вычислительное устройства. В технологии когнитивного радио заложена информация о собственных интеллектуальных возможностях, а также о спектре действий, которые может выполнять пользователь. Основой когнитивного радио является SDR. Оно в состоянии отслеживать особенности аппаратуры для того, чтобы программироваться по полосе частот или по режиму использования. Когнитивное радио будет «знать», что ему следует делать на основе «накопленного опыта». К примеру, во время движения автомобиля, когнитивное радио оценивает, как распространяется радиосигнал, его интенсивность, качество в различных полосах частот. Оно создает свою внутреннюю базу данных, в которой хранятся сведения о том, что оно может делать, когда и где. Также технологии когнитивного радио проводит анализ электромагнитной среды, ЭМО, и находит для передачи временно или постоянно не используемые частоты, что позволяет увеличивать количество передаваемой на каждой данной частоте информации[6].

Технология SDR позволяет приемнику осуществлять переконфигурацию своих параметров для приема или передачи различных видов сигнально-кодовых конструкций с различной частотой. Тем не менее, SDR может переконфигурировать параметры только по требованию из вне, SDR не может пе-

					11070006.11.03.02.128.ПЗВКР	20
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

ренастроить само себя для наиболее эффективного приема или передачи информации. В своей диссертации и ряди других публикаций Дж. Митола, предложил принцип самостоятельной перенастройки SDR, данная технология получила название когнитивное радио (CR) или по-другому система когнитивного радио (CRS). В соответствии с первоначальной точкой зрения Дж. Митола, CR будет реализовано за счет интеграции интеллектуального модуля и SDR, то есть получившееся система будет самообучаться, а не просто программироваться. По аналогии с психическими процессами познания, Дж. Митола также описал познавательный цикл, согласно которому CR перенастраивает себя через непрерывный процесс познания, восприятие, мышление для последующего принятия решения. Концепция CR акцентирует внимание на повышении качества предоставления контенту пользователю, благодаря возможностям познания и переконфигурации оборудования на основе этих познаний, для достижения цели. Тем не менее, в настоящие время, CR стало всеобъемлющем термином для широкого круга технологий, позволявших приемопередатчикам достигать различных уровней самоконфигурации с акцентом на различные функциональные возможности, начиная от повсеместного беспроводного доступа, до автоматической оптимизации радиоресурса, для динамического доступа к спектру. С. Хайкин, например, определяет CR, как радио, способное быть в курсе окружающего радиоэфира, обучаться и адаптивно изменять параметры работы в режиме реального времени с целью обеспечения надёжности в любое время и в любом месте, и обладать высокой спектральной эффективностью. Федеральная комиссия США связи США (FCC) использует более узкое определение этого понятия: "когнитивное радио (CR), это радиостанция, которая может изменить параметры передатчика на основе взаимодействия с окружающей средой, в которой она работает[7].

Несмотря на большие различие, как по масштабу так и по задачам применение, концепция CR всегда будет обладать двумя важными характеристиками: возможностью переконфигурации и интеллектуальным адаптивным по-

					11070006.11.03.02.128.ПЗВКР	21
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

ведением. Здесь под интеллектуальным адаптивным поведением понимается способность адаптироваться к среде, ситуации, не будучи априори запрограммированным, а происходит это за счёт той или иной формы обучения.

Из этого следует, что когнитивные функции радио требует, по крайней мере, следующие возможности:

- Гибкость и маневренность, возможность оптимальным образом подстраивать свои внутренние параметры, адаптируясь к изменениям радио среды путем изменения формы сигнала и других эксплуатационных параметров радиообмена в реальном времени. Полная гибкость становится возможным только тогда, когда CR построены на базе SDR. Другим важным требованием, чтобы добиться гибкости, является антенна с изменяемой конфигурацией или широкополосная антенная.

- Анализ спектра, способность извлекать и анализировать информацию из окружающего радио эфира. Анализ спектра необходим, если работа устройства основана на знании радиочастотной обстановке в эфире, а не от базы данных(более подробно 1.3)

- Обучения и адаптивность, способность предсказывать изменения канала связи, анализировать сенсорную информацию, распознавать структуры, а также изменять внутреннее оперативное поведение, основанное на анализе новой ситуации, не только на основе предварительно записанных алгоритмов, но и как результат изучение радио среды[7].

2.2 Система когнитивного радио в данный момент

Когнитивное радио - радиооборудование, в котором система связи определяет текущие условия работы и состояние оборудования и может принимать решения о методах радиосвязи. В частности, контролируются условия прохождения радиоволн, географическое расположение абонента, загрузка рабочего

					11070006.11.03.02.128.ПЗВКР	22
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

участка спектра, анализ текущего трафика. По результатам анализа ситуации возможно изменение несущей частоты, мощности, типа модуляции и т.д. вплоть до перехода в иной стандарт связи. Технология CR может быть реальной базой для совместимости различных стандартов связи, которые в силу условий применения и требований пользователей не могут использовать общие для всех методы модуляции, единые методы разделения каналов, скорость передачи данных и т.д.[2].

В отчете МСЭ-R SM.2152 (09/2009) было дано следующее определение. Система когнитивного радио (CRS): Радиосистема, использующая технологию, позволяющую этой системе получать знания о своей среде эксплуатации и географической среде, об установившихся правилах и о своем внутреннем состоянии; динамически и автономно корректировать свои эксплуатационные параметры и протоколы, согласно полученным знаниям, для достижения заранее поставленных целей; и учиться на основе полученных результатов[3].

Для когнитивных систем Международным Союзом Электросвязи (МСЭ-R) определены три основных принципа:

- Технологии когнитивного радио могут обеспечить преимущества пользователям за счет повышения эффективности использования имеющегося радиочастотного спектра и смягчить проблему перегруженности сетей (обеспечивая увеличение пропускной способности систем радиосвязи или радиовещания за счет использования дополнительных радиоканалов).

- Внедрение и работа станций, использующих технологии когнитивного радио, не должны налагать какие-либо дополнительные ограничения на другие радиослужбы, совместно использующие соответствующую полосу частот.

- Любая система, использующая технологии когнитивного радио в некоторой распределенной соответствующей радиослужбе полосе частот, должна функционировать в соответствии с положениями Регламента радио-

					11070006.11.03.02.128.ПЗВКР	23
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

связи и другими административными правилами, регулирующими использование полос частот и критерии защиты.

Когнитивное радио не является отдельной службой радиосвязи, и может использоваться как технология в рамках любой из существующих радиослужб. Для использования систем когнитивного радио какой-либо службой радиосвязи в некоторой полосе частот, эта служба должна иметь лицензию в соответствующей полосе частот с правом работы на первичной или вторичной основе.

Технологии когнитивной радиосвязи могут использоваться при реконфигурации соединений между терминалами и несколькими радиосистемами, операторами систем радиосвязи для более эффективного управления ресурсами используемого ими радиочастотного спектра, в качестве инструмента коллективного доступа к радиочастотному спектру, в качестве инструмента организации более гибкого доступа к радиочастотному спектру[7].

2.3 Свойства систем когнитивного радио

2.3.1 Сканирование и анализ спектра

Когнитивное радио должно быть в состоянии сканировать спектр и измерять различные характеристики канала, кроме того, система должна уметь идентифицировать сигналы различных пользователей в спектре, а также определять: имеют ли они лицензию, то есть является первичным пользователем или временно безлицензионно использует канал, то есть является вторичным пользователем. Эта особенность дает возможность когнитивной радиосистеме идентифицировать неиспользуемые первичными пользователями части спектра. В системах когнитивного радио важно чтобы вторичные пользователи не мешали первичным работающим в этом диапазоне, а также, что не маловажно таким же вторичным пользователем работающим на этом же диапазоне. Одним из

					11070006.11.03.02.128.ПЗВКР	24
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

подходов по согласованию работы вторичных пользователей заключается в обмене данными об спектральной обстановке в радиозфире между несколькими устройствами когнитивного радио, чтобы уменьшить или даже устранить вероятность помех для лицензированных пользователей и друг другу [8].

При сканирование и анализе спектра можно использовать более сложные и продвинутые алгоритмы, но надо иметь ввиду, что данные системы критичны скорость обработки данных, так как при медленном реагировании создаётся помеха первичным пользователем. Сканирование спектра должно происходить с некоторым интервалом. С одной стороны этот интервал должна быть как можно меньше, что бы не создать помехи первичным пользователем и оперативно воспользоваться свободным радиозфиром, с другой стороны слишком короткие интервалы между сканированием спектра снижают эффективность системы в целом (снижается спектральная эффективность, увеличиваются энергозатраты) и увеличивается сложность аппаратуры

2.3.2 Формирование спектра

После того, как когнитивная радиосистема сканирует спектр, определяет активных лицензированных пользователей и доступные возможности, она приходит к следующему шагу: формирования спектра. Теоретически, желательно, чтобы когнитивные пользователи свободно использовали доступные неиспользованные части спектра.

У когнитивных пользователей должна быть возможность гибко формировать передаваемый спектр сигнала и контролировать параметры формы сигнала, такие как: полосу пропускания, уровень мощности, центральную частоту и, прежде всего, гибкую спектральную маску[9].

Различная мощность поднесущих может быть использована для формирования сигнал согласно некоторой маске. Например, поднесущим с более вы-

					11070006.11.03.02.128.ПЗВКР	25
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

сокими значениями отношения сигнал/шум (SNR) может назначаться меньшая мощность, чем с более низким отношением сигнал/шум (SNR) для улучшения общего коэффициента битовых ошибок (BER) системы. Еще одна причина заключается в уменьшении помех соседнего канала от системы OFDM путем уменьшения мощности краевых поднесущих.

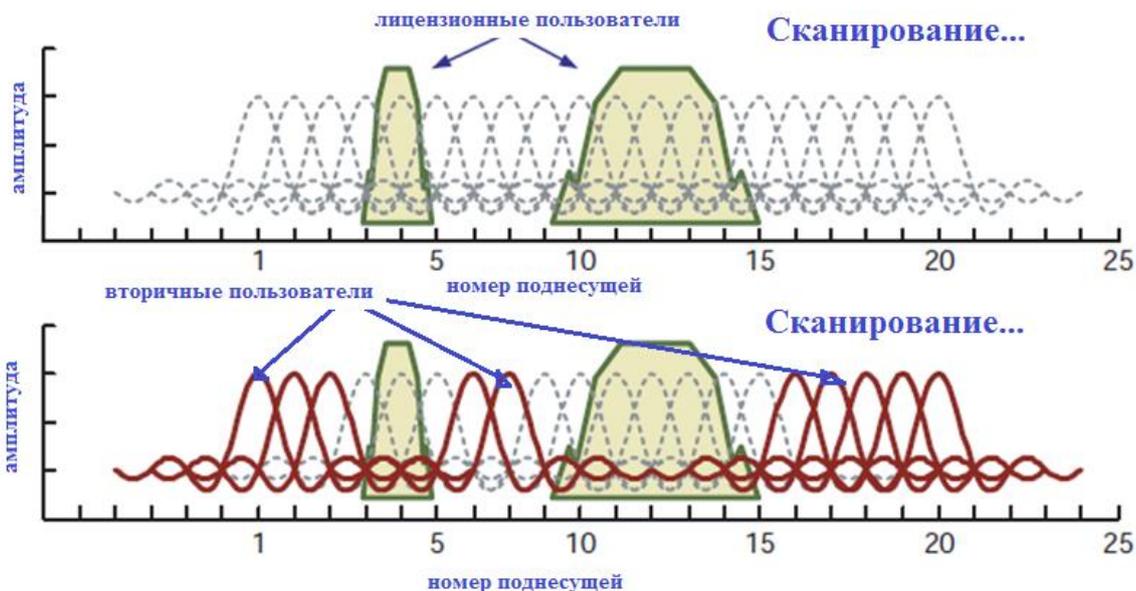


Рисунок 2.1 - Заполнение неиспользуемых частот с помощью OFDM

Пример сканирования спектра и формирования сигнала в системе когнитивного радиосвязи показан на рисунке 2.1. Из рисунка видно, что система когнитивного радио обнаружила двух лицензионных пользователей в некотором частотном диапазоне, остальной частотный диапазон свободен для передачи. После получения информации об окружающем радио эфире, система когнитивного радио приняла решение произвести вещание в неиспользуемых областях. Во время вещания проводится сканирование на пример освобождения новых частот для их последующего использования системой когнитивного радио или наоборот, прекращение использован данных частот в связи с их использованием лицензионным пользователем[10].

2.4 Архитектура сетей когнитивного радио

2.4.1 Межуровневая архитектура сетей когнитивного радио

Современные системы связи разрабатываются на базе модели OSI (открытых систем). Каждый из уровней разрабатывается независимо и может быть изменен, или расширен без влияния на компоненты других уровней. Благодаря определенным на каждом уровне интерфейсам оборудование различных производителей может взаимодействовать друг с другом.

Однако все операции между уровнями производятся последовательно (от высшего уровня к низшему). Это ведет к издержкам вычислениям и большим задержкам. Из-за изолированности уровней, высший уровень не может получать информацию о низшем, а значит взаимодействие уровней ограничено. Развитие существующей системы уровней привело к созданию новых вариантов межуровневого взаимодействия. Например, резервирование функций одного из уровней (контроль ошибки на физическом и канальном уровнях). Главной целью системы межуровневого взаимодействия является увеличение информационного потока между уровнями. Пример такого взаимодействия представлен на рисунке 2.2

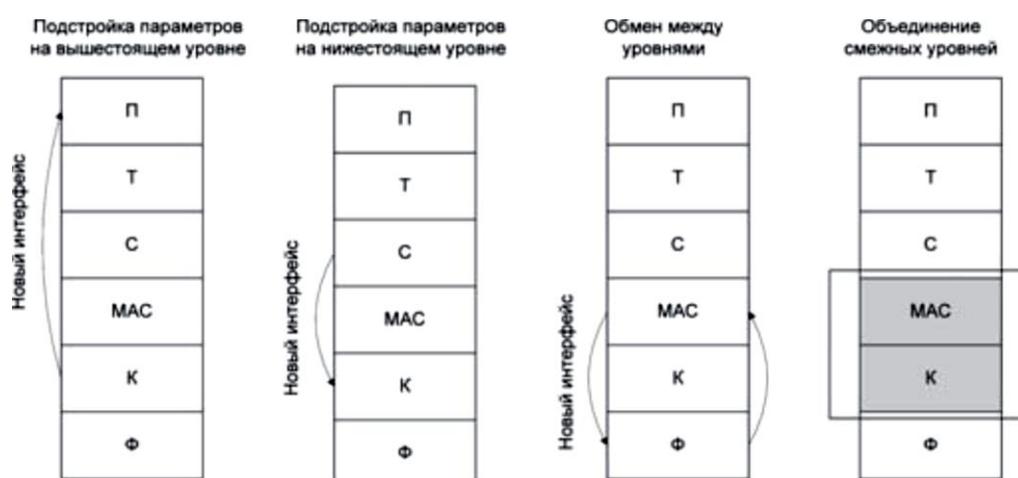


Рисунок 2.2 - Виды межуровневого взаимодействия

Взаимодействие может осуществляться как от высшего уровня к низшему, так и наоборот. Например, информация о скорости передачи в канале с канального уровня может передаваться на уровень приложений и тем самым изменять скорость кодирования видео потока в соответствующем приложении. Если скорость передачи в канале уменьшается, скорость видеосжатия также уменьшается. Уровни могут быть объединены для интегрирования своих функций. Например, канальный и транспортный уровни могут быть объединены для совместного обеспечения управления очередями и доступа к каналу.

Концепция межсетевого взаимодействия предполагает создание единого интерфейса для обмена данными и контролем между всеми уровнями. Полезно пояснить принцип действия когнитивного радио, используя термины "измеритель" и "изменяемый параметр". Показания измерителя отражают текущее значение параметра, после чего параметр может быть изменен для получения новой характеристики.

Таким образом, действие не что иное как установка параметров когнитивного радиоустройства для получения необходимой производительности (характеристик). При проектировании когнитивного радиоустройства закладывает такое количество изменяемых параметров, при котором характеристики устройства менялись бы максимально эффективно для осуществления всех необходимых функций.

Удобно разделить управляемые параметры по уровням телекоммуникационной системы. На каждом уровне свои параметры для изменения. На физическом уровне: мощность передачи, вид модуляции, частота несущей, ширина полосы частот. На канальном: тип пакета, величина пакета, скорость передачи, протокол передачи. На сетевом и транспортном уровнях: алгоритм планирования сети, параметры протокола. На уровне приложений: вид сжатия или кодирования.

Пример межуровневой оптимизации приведен в. Информация собранная когнитивным радио обширна и радиоинтерфейсу требуется выделить только

					11070006.11.03.02.128.ПЗВКР	28
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

нужную информацию. Для этого можно использовать алгоритм нечеткой логики. В такой системе параметры протоколов на различных уровнях могут быть смоделированы как переменные нечеткой логики, управляемый контроллером нечеткой логики. Пример межуровневого взаимодействия для такой системы представлен на рисунке 2.3.



Рисунок 2.3 - Межуровневое взаимодействие для систем когнитивного радио с нечеткой логикой

Архитектура сетей когнитивного радио может быть типа инфраструктура, самоорганизующейся (ad-hoc) и mesh.

2.4.2. Инфраструктура

В данной архитектуре (рисунок 2.4), МС может получить только прямой доступ к БС / ТД . В АС ведущие передачу через одну и ту же БС/ТД должны общаться друг с другом через BS/AP. Связь между различными сотами проходят через ядро сети. БС/ТД может поддерживать один или несколько стандартов связи/протоколов для выполнения различных требований от АС. Терминал

когнитивного радио может также получить доступ к различным видам систем связи через БС/ТД.

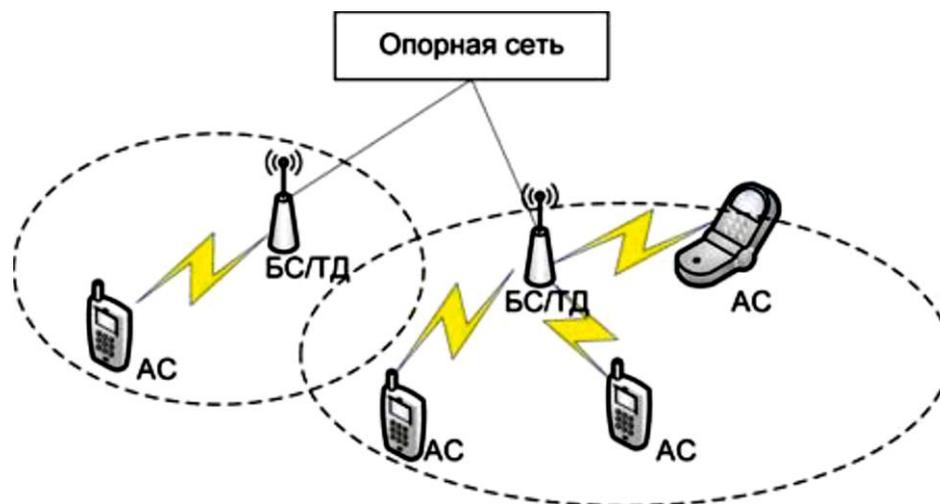


Рисунок 2.4 - Архитектура типа инфраструктура

2.4.3. Ad-hoc архитектура

В данном типе архитектуры нет поддержки инфраструктуры (рисунок 2.5). Сеть является самоорганизующейся. Такой режим работы сети еще называют "точка-точка". Если АС обнаруживает, что рядом есть другие МС, то они могут соединиться через определенные стандарты связи/протоколы, и создать между собой канал связи, т.е. станции непосредственно взаимодействуют друг с другом. Отметим, что эти каналы между узлами могут быть созданы различными коммуникационными технологиями. Кроме того, два терминала когнитивного радио могут взаимодействовать друг с другом с помощью существующих коммуникационных протоколов (например, Wi-Fi, Bluetooth) или динамически, используя "дыры в спектре".

Плюсом такой архитектуры является то, что нужен минимум оборудования: каждая станция должна быть оснащена беспроводным адаптером. Такая архитектура хорошо подходит для создания временной сети.

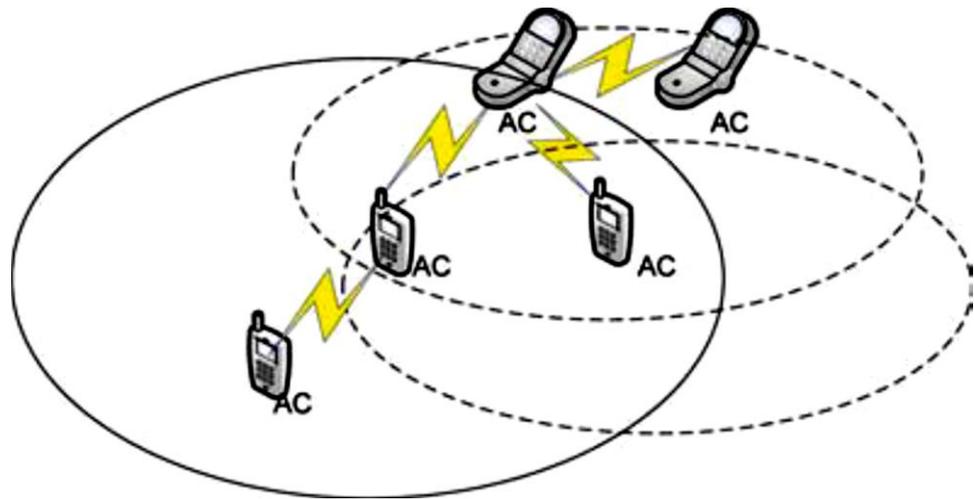


Рисунок 2.5 - Архитектура Ad-нос

2.4.4. Mesh архитектура

Эта архитектура представляет собой сочетание инфраструктуры и ad-нос архитектуры а также позволяет осуществлять беспроводные соединения между БС/ТД (рисунок 2.6). Эта сетевая архитектура похожа на архитектуру гибридных беспроводных сетей Mesh.

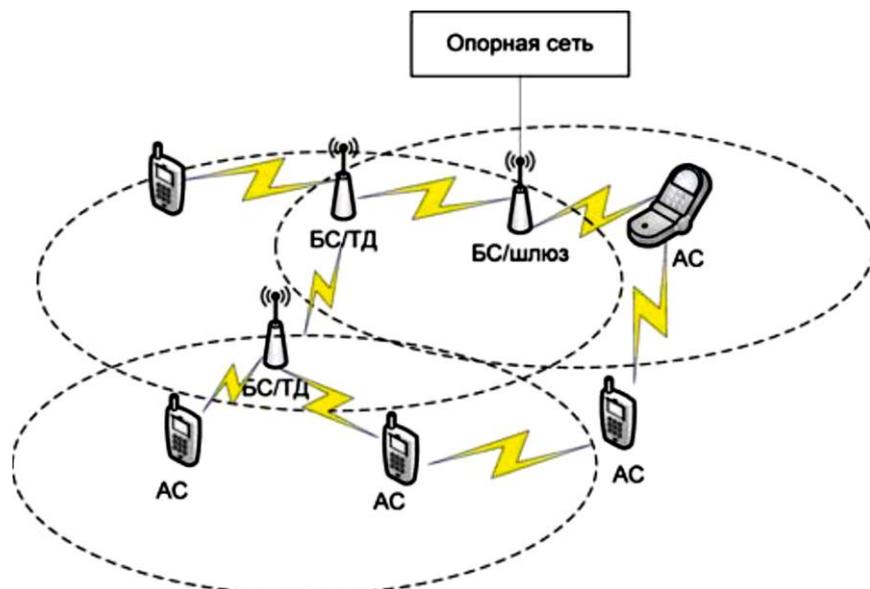


Рисунок 2.6 - Mesh архитектура

В этой архитектуре, БС/ТД работают в качестве маршрутизаторов беспроводной сети передачи и формируют беспроводную опорную сеть. МС могут получить либо прямой доступ к БС/ТД или использовать другие МС как промежуточные узлы связи. Некоторые БС/ТД могут подключаться к опорной сети и работать в качестве шлюзов. Поскольку БС/АР могут быть развернуты без необходимости подключения к проводной опорной сети, эта архитектура более гибкая и более дешевая при планировании расположения БС/АР. Если БС/АР обладают возможностями когнитивного радио, они могут использовать "дыры" в спектре для связи друг с другом. Также такая децентрализованная архитектура сети дает высокую степень надежности.

Mesh-сети строятся как совокупность кластеров. Территория покрытия разделяется на зоны, число которых теоретически не ограничено. Особенностью Mesh является использование специальных протоколов, позволяющих каждой точке доступа создавать таблицы абонентов сети с контролем состояния транспортного канала и поддержкой динамической маршрутизации трафика по оптимальному маршруту между соседними точками. При отказе какого-либо из узлов, происходит автоматическое перенаправление трафика по другому маршруту, что гарантирует не просто доставку трафика адресату, а доставку за минимальное время. Процедура расширения сети ограничивается установкой новых узлов, интеграция которых в существующую сеть происходит автоматически. Недостаток подобных сетей заключается в том, что они используют промежуточные пункты для передачи данных; это может вызвать задержку при пересылке информации и, как следствие, снизить качество трафика реального времени[14].

					11070006.11.03.02.128.ПЗВКР	32
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

2.5 Принципы работы сетей когнитивного радио

Принцип работы системы радиосвязи с программируемыми заключается в том, что широкополосный приёмник принимает, не расшифровывая, любые радиосигналы. Скоростной аналого-цифровой преобразователь конвертирует их в поток битов, а компьютер со специальным программным обеспечением определяет, что же именно было принято и преобразует эти биты, например, в голос человека или выдаёт иную информацию.

Систему когнитивного радио можно организовать следующими способами:

- с использованием базы данных, содержащей информацию об окружающем радиопространстве (например, о технологиях радиодоступа);
- с использованием контрольного канала (Cognitive Pilot Channel, CPC).

2.5.1 Принцип работы систем когнитивного радио с использованием базы данных, содержащей информацию об окружающем радиопространстве.

Концепция использования базы данных может применяться для работы в «белых пятнах» (незанятых полосах частот). Значительное внимание этой концепции уделяется в США. Так, Федеральная комиссия связи (FCC) начала тестирование и предложила в качестве предпочтительных для когнитивного радио части частотных полос ОВЧ (со 2-го по 69-й ТВ-каналы) и УВЧ в связи с их не очень интенсивным использованием. Ширина каналов 6 МГц, и они размещаются в диапазонах частот 54–72, 76–88, 174–216 и 470–806 МГц. Пример системы приведен на рисунке 2.7.

					11070006.11.03.02.128.ПЗВКР	33
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

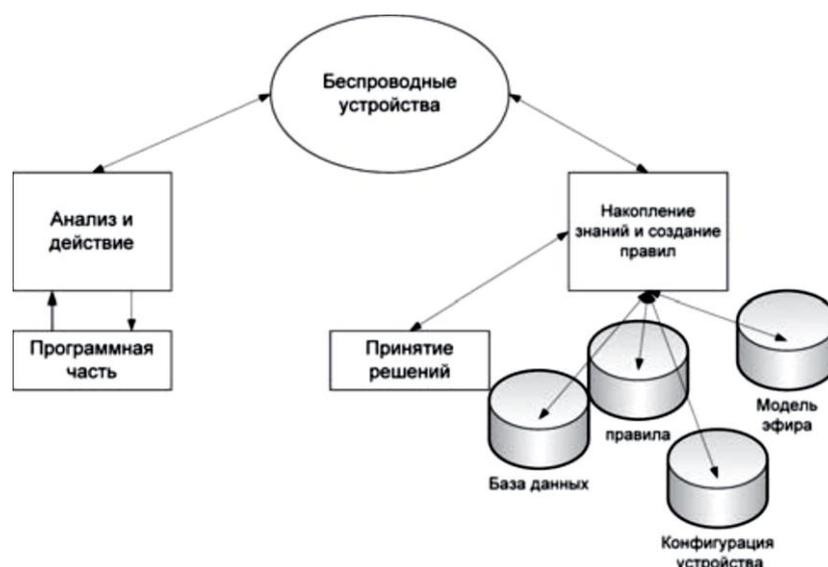


Рисунок 2.7 - Система динамического доступа к спектру с использованием базы данных

В базе данных должна содержаться информация обо всех лицензируемых пользователях ТВ-полос радиочастот. До передачи устройство, работающее в «белых пятнах», должно связаться с базой данных и сообщить информацию о своем местоположении (например, полученную через GPS) и получить список доступных каналов: полосы частот, которые могут быть использованы без создания помех устройствам, работающим на первичной основе. Для обеспечения дополнительной защиты используется подход, при котором каждое такое устройство должно сканировать свою окружающую радиосреду высокочувствительным приемником и сообщить информацию в базу данных о любом найденном лицензируемом устройстве.

2.5.2 Принцип работы систем когнитивного радио с использованием контрольного канала (Cognitive Pilot Channel, CPC)

Текущие исследования сосредоточены на концепции использования контрольного канала CPC, в частности проект европейского консорциума круп-

нейших операторов связи E2R. Суть в том, что доставка необходимой информации осуществляется с помощью своего рода общего контрольного канала, который позволяет терминалу знать о статусе занятости радиоканала.

Когнитивной системой с контрольным каналом можно считать систему, обеспечивающую работу радиоканала в окружающей среде с несколькими технологиями радиодоступа (Radio Access Technology, RAT). Пример среды с несколькими технологиями радиодоступа схематично приведен на рисунке 2.8.

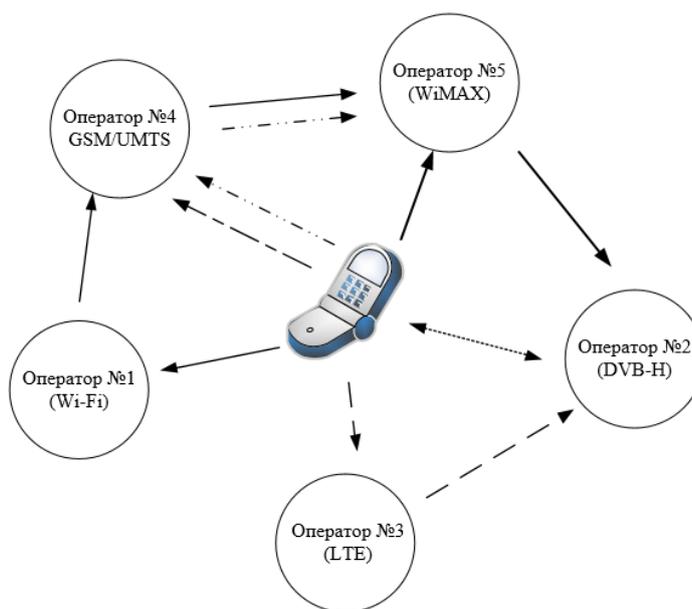


Рисунок 2.8 - Пример окружающей среды с несколькими технологиями радиодоступа

Без наличия какой-либо информации о расположении нескольких технологий радиодоступа в пределах рассматриваемой полосы частот, достижимой с подвижного терминала, необходимо просканировать всю полосу частот для того, чтобы узнать загруженность спектра. Однако для этого требуется длительное время.

В таком контексте, в контрольном канале необходимо передать достаточное количество информации на мобильный терминал, чтобы тот, в свою очередь, смог начать сеанс связи, оптимизированный ко времени, ситуации и местоположению. В контрольном канале требуется передать соответствующую

информацию, касающуюся полос частот, технологий радиодоступа, служб и состояния загруженности спектра в местоположении терминала.

В частности, после включения подвижный терминал не знает, какая технология радиодоступа может быть наиболее подходящей или в каких полосах частот работают возможные технологии радиодоступа.

В работе терминала при взаимодействии с контрольным каналом предлагается различать две основные фазы, так называемые фазы «запуска» и «продолжения».

Фаза «запуска»: после включения терминал определяет свое географическое местоположение, используя систему позиционирования, и позже он обнаруживает СРС. После определения и синхронизации с СРС, терминал осуществляет поиск информации, передаваемой в контрольном канале, касающейся зоны его расположения, что и завершает фазу запуска.

Фаза «продолжения»: когда терминал подсоединился к сети, может быть полезна периодическая проверка информации, направленной от СРС, для быстрого обнаружения изменений в окружающей среде в связи либо с изменением положения, либо реконфигурацией сети.

При работе терминала в фазе «продолжения» осуществляется не только прослушивание контрольного канала системы когнитивного радио, который называют внеполосным, но и контрольного канала конкретной системы радиодоступа, называемого внутриполосным. На рисунке 2.9 представлены основные фазы взаимодействия терминала с контрольным каналом, учитывая взаимодействие с внеполосным и внутриполосным контрольным каналом.

					11070006.11.03.02.128.ПЗВКР	36
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		



Рисунок 2.9 - Процесс работы терминала с контрольным каналом

Поскольку системы когнитивного радио базируются на системе радиосвязи с программируемыми параметрами (Software Defined Radio (SDR)). Соответственно в системах когнитивного радио будут использоваться те же сигнально-кодовые конструкции, что и в радиосвязи с программируемыми параметрами [17].

2.6 Обзор сигналов, используемых в системах когнитивного радио

Так как системы радиосвязи с программируемыми параметрами и системы когнитивного радио на базе SDR являются передовыми системами, то и используемые сигнально-кодовые конструкции, должны быть тоже передовыми и перспективными. Данные сигнально-кодовые конструкции должны удовлетворять заданным условиям:

1 Высокая спектральная эффективность сигнально-кодовых конструкций подразумевающая использование покрытия частот, Достаточная помехозащищенность для обеспечения высокой скорости передачи информации.

2 Возможность адаптации к электромагнитной среде, чтобы обеспечивать условия/свойства/требования когнитивности.

3 Совместимость с другими видами сигналов, для возможности работы в других системах связи, данный пункт может не выполняться в некоторых случаях.

Под данные требования наиболее полно подходят нижеперечисленные сигнально-кодовые конструкции.

1 OFDM (англ. Orthogonal frequency-division multiplexing) — ортогональное частотное мультиплексирование с разделением каналов.

2 NOSEFDM (англ. Non Orthogonal Spectral Efficient Frequency Division Multiplexing) - спектрально-эффективные сигналы с частотным мультиплексированием и не ортогональным разносом частот.

3 SMT (англ. Staggered modulated multitone)- многотональные сигналы со сдвигом квадратурных компонент.

4 CMT (англ. Cosine modulated multitone) - косинус-модулированные многотональные сигналы.

Более подробно сигнально кодовых конструкциях рассмотрены в главе 3.

					11070006.11.03.02.128.ПЗВКР	38
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

3 СИГНАЛЬНО-КODOVЫЕ КОНСТРУКЦИИ, ИСПОЛЬЗУЕМЫЕ В СИСТЕМАХ КОГНИТИВНОГО РАДИО

3.1 OFDM

Метод OFDM-модуляции (Orthogonal Frequency Division Multiplexing - ортогональное частотное разделение с мультиплексированием) основан на разделении потока входных данных на множество параллельных потоков, каждый из которых передается на своей несущей (ортогональной) частоте. Это обеспечивает высокую скорость и помехоустойчивость передачи информации, в частности, по отношению к провалам в спектре передаваемых сигналов, так как можно исключить одну или несколько несущих частот из их большого числа (сотни - тысячи). Поскольку модуляция OFDM использует для передачи ортогональные несущие колебания, то возможна демодуляция модулированных сигналов даже в условиях частичного перекрытия полос отдельных несущих. Наличие большого числа несущих не позволяет реализовать модуляцию OFDM непосредственно, т.е. с использованием нескольких тысяч синтезаторов несущих колебаний и нескольких тысяч модуляторов. Поэтому для уменьшения объема оборудования учитывают, что модуляция OFDM представляет собой обратное преобразование Фурье, а демодуляция - прямое преобразование Фурье, и применяют быстрые алгоритмы этих преобразований, допускающие более простую аппаратную реализацию по сравнению с непосредственной реализацией алгоритмов модуляции OFDM[15].

Достоинства метода OFDM заключаются в следующем

- большая (по сравнению с методами модуляции с одной несущей) длительность символа в совокупности с использованием защитных интервалов, позволяющая вести эффективную борьбу с межсимвольной интерференцией (МСИ);

					11070006.11.03.02.128.ПЗВКР	39
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

- высокая спектральная эффективность, как результат адаптивной модуляции на поднесущих, а также возможность применять технологию MIMO;
- вычислительно простой эквалайзер.

Однако существуют приложения, в которых присущие OFDM недостатки становятся критичными.

- алгоритмы многопользовательского детектирования на линии «мобильный абонент — базовая станция» при использовании технологии множественного доступа с ортогональным частотным разделением с мультиплексированием (OFDMA) чрезвычайно сложны из-за проблем с синхронизацией. Эти проблемы усугубляются в системах когнитивного радио, где необходимо разделять пользователей с разным приоритетом. При этом абоненты с большим приоритетом могут быть подвержены межканальным помехам за счет высокого уровня боковых лепестков (БЛ) огибающей поднесущих OFDM.

- большой пик-фактор. Пик-фактор (ПФ или peak-to-average power ratio (PAR)) определяется как отношение максимальной (пиковой) мгновенной мощности сигнала к его средней мощности, увеличение этого параметра негативно сказывается на сложности конструкции высокочастотного тракта от усилителей до антенны, ведет к снижению КПД высокочастотного оборудования и к увеличению нелинейных искажений[16]

Модуляция OFDM используется в системах цифрового телевидения, системах сотовой связи WiMAX, MobileWiMAX, MBWA, автоматизированных системах контроля и учета электроэнергии, системах типа “интеллектуальный дом” и др. На ней базируются стандарты беспроводной связи Института инженеров по электротехнике и электронике (IEEE) 802.11 a,e,g,n; 802.16a,d,e; 802.20.

					11070006.11.03.02.128.ПЗВКР	40
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

3.1.1 Принцип OFDM

При беспроводной передаче сигналов один и тот же сигнал в результате многократных отражений может поступать в приемник различными путями. Поэтому в точке приема результирующий сигнал представляет собой суперпозицию (интерференцию) многих сигналов с различными амплитудами и начальными фазами. Применительно к многолучевой интерференции, возникающей при передаче сигналов, различают два крайних случая. В первом случае максимальная задержка между различными сигналами не превышает длительности одного символа и интерференция возникает в пределах одного передаваемого символа. Во втором случае максимальная задержка между различными сигналами больше длительности одного символа, и в результате интерференции складываются сигналы, представляющие разные символы. Вследствие этого возникает межсимвольная интерференция, которая наиболее сильно сказывается на искажении сигнала. Для того, чтобы частично компенсировать эффект многолучевого распространения, применяют частотные эквалайзеры, однако по мере роста скорости передачи данных либо за счет увеличения символьной скорости, либо за счет усложнения схемы кодирования, эффективность их применения падает. Поэтому для достижения высокой скорости передачи данных используют другой подход, состоящий в том, что поток передаваемых данных распределяется по множеству частотных подканалов и передача ведется параллельно на всех этих подканалах. При этом достигается высокая скорость передачи за счет одновременной передачи данных по всем каналам, причем скорость передачи в отдельном подканале может быть и невысокой. Это создает предпосылки для эффективного подавления межсимвольной интерференции. При частотном разделении каналов необходимо, чтобы ширина каждого канала была, с одной стороны, достаточно узкой для минимизации искажения сигнала в его пределах, а с другой - достаточно широкой для обеспечения требуемой скорости передачи. Кроме того, для экономного использования всей полосы ка-

					11070006.11.03.02.128.ПЗВКР	41
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

нала, разделяемого на подканалы, желательно как можно плотнее расположить частотные подканалы, но при этом избежать межканальной интерференции для того, чтобы обеспечить полную независимость каналов друг от друга. Перечисленным требованиям удовлетворяют ортогональные частотные каналы.

Принцип OFDM-модуляции заключается в следующем. Передаётся последовательность символов данных m_{kx} , которые берутся из алфавитов, так называемых m -ичных систем модуляции (m позиционных) PSK, BPSK, QPSK, QAM и т.п., разбивается на блоки из N символов. Каждый блок из N последовательных символов преобразуется в блок из N параллельных символов длительностью $T=NT_s$ каждый (рисунок 3.1). Эти символы передаются поднесущими, отстоящими друг от друга на интервал $\Delta f = 1/T$ Гц, что обеспечивает их ортогональность при прямоугольной форме модулирующих импульсов, несмотря на случайные фазы, обусловленные модуляцией данными.

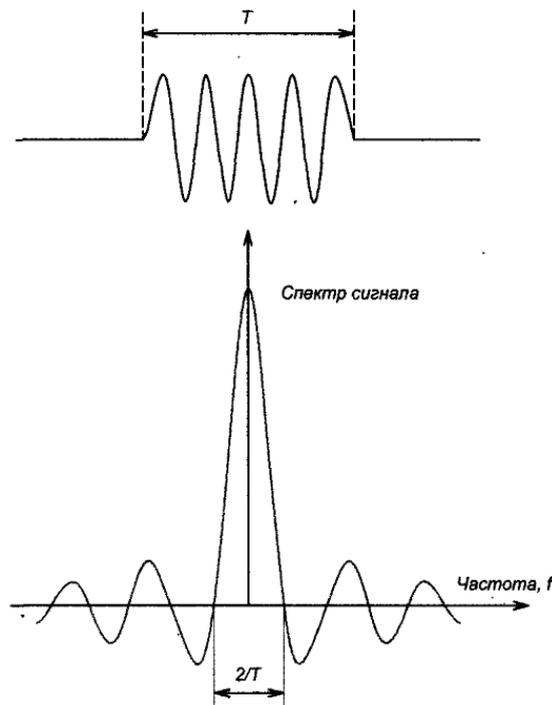


Рисунок 3.1 - Символ длительностью T и его спектр

Полученные символы модулируют N соответствующих поднесущих частот (рисунок 3.2).

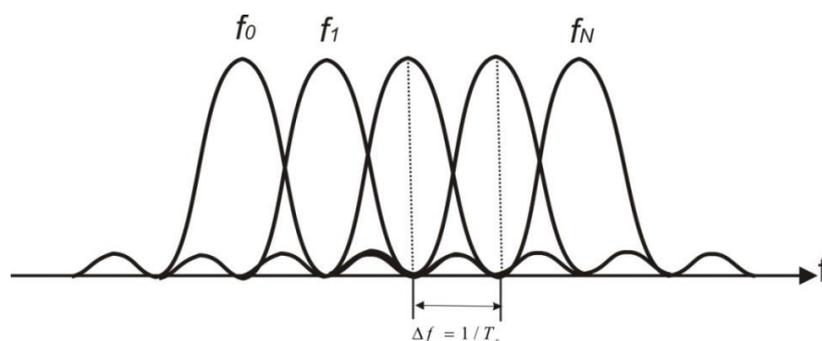


Рисунок 3.2 - Взаимное расположение ортогональных частот в частотном спектре OFDM сигнала

При этом комплексную огибающую сигнала OFDM на интервале T можно представить в форме:

$$s_m(t) = M \cdot \sum_{k=0}^{N-1} x_{m,k} \cdot \exp \left\{ j \frac{2\pi}{T} \left(k - \frac{N-1}{2} \right) \cdot t \right\} \quad (3.1)$$

где: m – номер блока данных; M – амплитуда; $f_k = f_0 + \frac{k}{T}$ – поднесущая частота, $\exp \left\{ -j \frac{\pi(N-1)}{T} \cdot t \right\}$ – множитель, обеспечивающий центрирование полосового сигнала относительно поднесущей частоты f_k .

Реально формируется дискретизованная последовательность с шагом T_c комплексных величин следующего вида:

$$X_{m,n} = s_m(t = nT_c) = \sum_{k=1}^N x_{m,k} \cdot \exp \left\{ j 2\pi \left(k - (N-1)/2 \right) \cdot n / N \right\}, n = 0, \dots, N-1 \quad (3.2)$$

Такая особенность позволяет использовать алгоритм быстрого преобразования Фурье (БПФ) при формировании сигнала OFDM в аппаратуре

Следует обратить внимание на то, что в суммарном сигнале частотные спектры частично перекрываются. Причем перекрытие спектра производится таким образом, что максимум спектральной плотности для любой поднесущей всегда соответствует минимальному значению первого лепестка соседних поднесущих. В этом случае скалярное произведение соседних частотных спектров не равно нулю только на частотах максимальных значений поднесущих. Только в таком случае может быть реализована плотная «упаковка» спектра многочастотного сигнала.

Необходимо отметить, что в традиционных схемах с ЧРК используется способ разделения несущих с помощью фильтров. В этом случае полоса занимаемых частот определяется характеристиками разделительных фильтров. Такой способ реализуется проще, однако расчеты показывают что при $\tau_{\text{защ}} \leq 0,3\tau_c$ система с ортогональным разделением сигналов занимает меньшую полосу частот, чем система с разделением фильтрами. При $\tau_{\text{защ}} \leq 0,1\tau_c$ выигрыш достигает 35%. Таким образом, система с большим числом ортогональных несущих позволяет более экономично использовать полосу частот канала. Однако в этом случае требуется обеспечить синхронизацию передачи по всем несущим [17].

3.1.2 Ортогональность частот

Изначально многочастотная модуляция (МСМ) подразумевала под собой использование множества генераторов несущих для формирования сигнала. OFDM модуляция является частным случаем МСМ. Основная идея, которой заключается в использовании набора поднесущих ортогональных в математическом плане. Два сигнала называются ортогональными на конечном интервале T , если [14].

$$\int_{-T/2}^{T/2} \psi_n(t) \psi_m^*(t) dt = \begin{cases} 0, m \neq n \\ 1, m = n \end{cases}; \quad (3.3)$$

В качестве поднесущих в основном выбираются сигналы:

$$\psi_k(t) = w(t) \cdot e^{j2\pi(f_0 + k \cdot \Delta f)t} \quad (3.4)$$

где $w(t)$ окно длительностью T .

Можно показать для примера самое простое окно - нормированное прямоугольное окно:

					11070006.11.03.02.128.ПЗВКР	44
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

$$w(t) = \frac{1}{\sqrt{T}}; |t| \leq T/2 \quad (3.5)$$

0; в остальных

Принимая во внимание прямоугольное окно и условие ортогональности (3.3), получим:

$$\begin{aligned} \varepsilon &= \int_{-T/2}^{T/2} \psi_n(t) \psi_m^*(t) dt = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} e^{j2\pi\Delta f(n-m)t} dt = \frac{e^{j2\pi\Delta f(n-m)(T/2)} - e^{-j2\pi\Delta f(n-m)(T/2)}}{j2\pi\Delta f(n-m)T} = \\ &= \frac{\sin(\pi\Delta f(n-m)T)}{\pi\Delta f(n-m)T}. \end{aligned} \quad (3.6)$$

Для случая $m=n$ получаем $\varepsilon = 1$. Если принять $\Delta f = 1/T$, то соблюдается условие ортогональности и $\varepsilon=0$ для любых $m \neq n$. Можно выбрать множество окон, при которых условие ортогональности будет соблюдаться, прямоугольное окно было выбрано лишь для простоты.

Результирующий сигнал на выходе модулятора может быть представлен как линейная комбинация ортогональных функций (3.4)

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} A_k \psi_k(t) \quad (3.7)$$

где A_k - комплексные коэффициенты.

Подставим в (3.7) набор ортогональных сигналов (3.4) с учетом прямоугольного окна (3.6) и возьмем преобразование Фурье:

$$s(f) = \sqrt{T} \sum_{k=0}^{N-1} A_k \frac{\sin(\pi T(f - f_0 - \frac{k}{T}))}{\pi T(f - f_0 - \frac{k}{T})}, \quad (3.8)$$

где A_k – константа определяющая точку созвездия.

Таким образом, блок-схема передатчика OFDM сигнала будет выглядеть (рисунок 3.3)

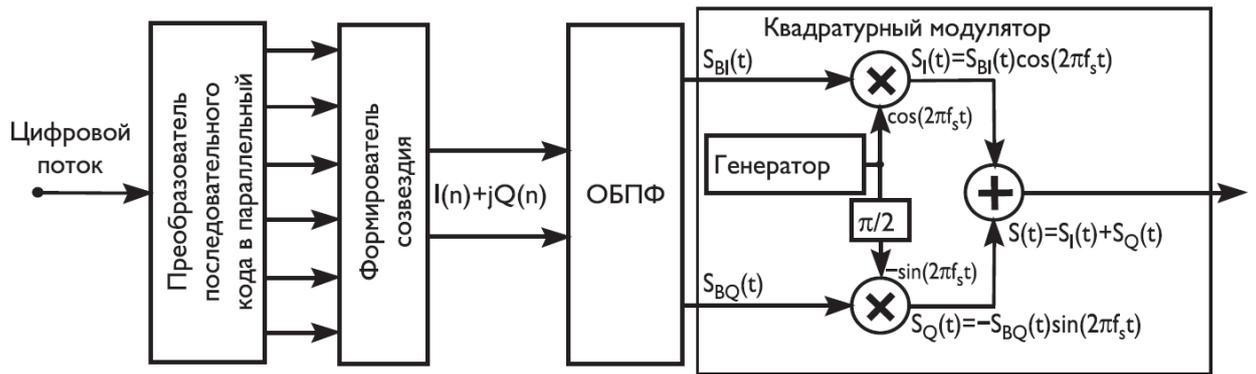


Рисунок 3.3 – Структурная схема идеального OFDM-модулятора

С учетом выражения (3.8) спектр OFDM сигнала выглядит:

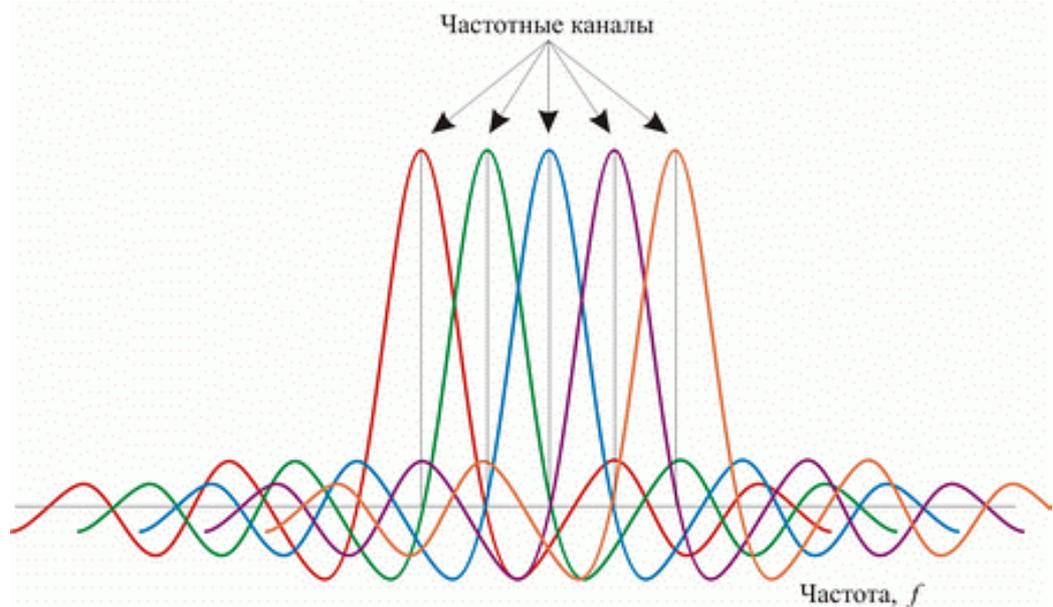


Рисунок 3.4 – Спектр OFDM сигнала

Из рисунка 3.4 видно, что спектры поднесущих OFDM сигнала частично перекрываются, что позволяет создать достаточно плотную упаковку спектров сигналов, при этом взаимное влияние поднесущих сводится к нулю так как они все взаимоортогональны.

На рисунке 3.5 иллюстрируется пример использования выделенной полосы частот для OFDM сигнала и классического MCM сигнала.

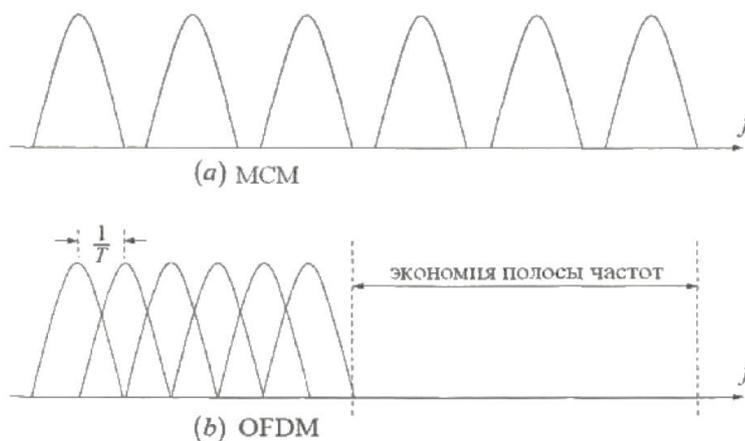


Рисунок 3.5 – Сравнение MCM и OFDM

3.1.3 Циклический префикс

Для устранения межсимвольной интерференции в технологии OFDM используется защитный интервал (Guard Interval, GI), представляющий собой циклическое повторение окончания символа, пристраиваемое в начале символа (рисунок 3.6).

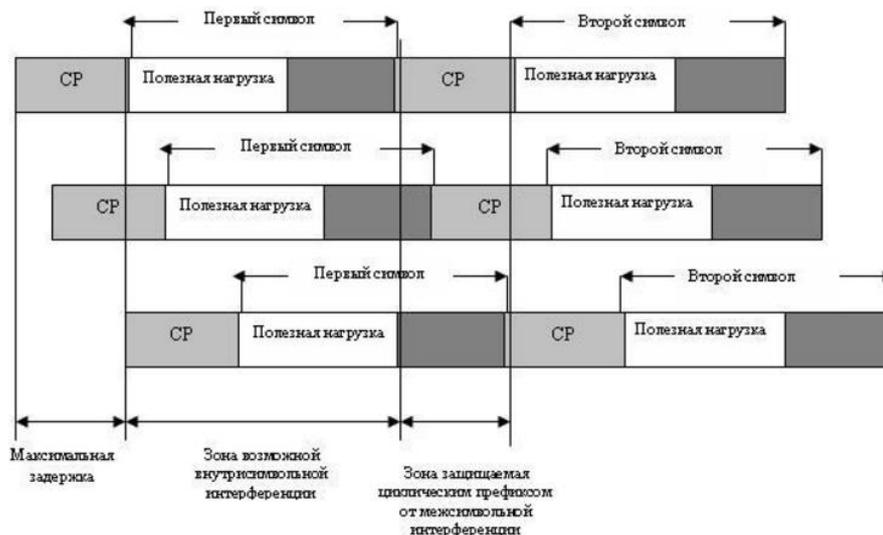


Рисунок 3.6 - Защитный интервал, пристраиваемый в начала символа

Наличие защитного интервала создает временные паузы между отдельными символами, и если его длительность превышает максимальное время задержки сигнала в результате многолучевого распространения, то межсимвольной интерференции не возникает. Поскольку в защитном интервале передается фрагмент полезного сигнала, то это обеспечивает сохранение ортогональности несущих принятого сигнала, но только в том случае, когда эхо-сигнал при многолучевом распространении задержан не более, чем на длительность защитного интервала. Защитный интервал является избыточной информацией, что снижает полезную (информационную) скорость передачи, однако он служит защитой от возникновения межсимвольной интерференции. Эта избыточная информация добавляется к передаваемому символу в передатчике и отбрасывается при приеме символа в приемнике[18].

3.1.4 Кодирование символов в OFDM-модуляции

Для обеспечения высокого качества передачи данных модем OFDM содержит программно-аппаратные средства, позволяющие эффективно подавлять различного рода шумы для того, чтобы поддерживать требуемое значение доли ошибочно переданных бит Bit Error Rate – (BER). Для этих целей применяют коды, исправляющие ошибки (код Рида-Соломона). Кодирование превращает модуляцию OFDM в модуляцию COFDM (Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing), которая за счет помехоустойчивого кодирования существенно повышает достоверность передачи данных.

Как правило, кодированию данных в OFDM-модуляции предшествует их рандомизация, которая превращает цифровой сигнал в псевдослучайный. Это обеспечивает создание в передаваемом сигнале достаточно большого числа перепадов уровня, что позволяет выделить из него тактовые импульсы (например, в системе цифрового телевидения DVB-T). Кроме того, рандомизация приводит

					11070006.11.03.02.128.ПЗВКР	48
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

к более равномерному энергетическому спектру излучаемого сигнала (как известно, спектральная плотность мощности случайного шума на всех частотах постоянна, поэтому превращение сигнала в псевдослучайный способствует выравниванию его спектра). Благодаря равномерному спектру повышается эффективность работы передатчика и минимизируется мешающее действие радиосигнала цифрового телевидения другим передатчикам, работающим в том же частотном диапазоне.

Рассмотрим основные методы помехоустойчивого кодирования, применяемые в технологии OFDM [15].

3.1.5 Плюсы применение OFDM в системах когнитивного радио

3.1.5.1 Формирование спектра

Системы мультиплексирования с ортогональным частотным разделением каналов могут обеспечить гибкость при формировании спектра благодаря тому, что передача осуществляется множеством параллельных потоков, каждый из которых передается на своей поднесущей. При обнулении некоторого числа поднесущих, спектр сигналов OFDM может адаптировать форму, чтобы вписаться в нужную спектральную маску. [10]. Также различная мощность поднесущих может быть использована для формирования сигнала согласно некоторой маске. Например, поднесущим с более высокими значениями отношения сигнал/шум (SNR) может назначаться меньшая мощность, чем с более низким отношением сигнал/шум (SNR) для улучшения общего коэффициента битовых ошибок (BER) системы. Еще одна причина заключается в уменьшении помех соседнего канала от системы OFDM путем уменьшения мощности крайних поднесущих.

					11070006.11.03.02.128.ПЗВКР	49
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

3.1.5.2 Адаптация к окружающей среде

OFDM предлагает большую гибкость в этом отношении, так как количество параметров для адаптации довольно большое. Параметры передачи, которые могут быть изменены, включают: пропускную способность, фильтры, размер частотного диапазона, мощность передачи и активные поднесущие используемые для передачи. Кроме того, есть параметры, которые могут быть изменены в зависимости от характеристик окружающей среды в целях оптимизации передачи, такие как: циклический префикс размера, скоростью кодирования, тип модуляции, метод перемежения[10]

3.1.5.3 Совместимость

OFDM обладает хорошей совместимостью с различными системами, так как он используется в большинстве из них. Системы, использующие OFDM: 802.11a, 802.11g, Wireless LAN standards, Digital Audio Broadcasting (DAB), DVB, и WiMAX. Как показано на этом рисунке 3.7, OFDM используется как в системах ближней связи, так и в дальней связи.

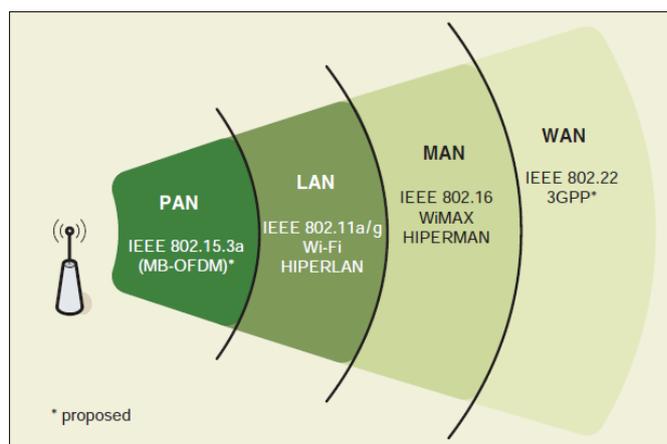


Рисунок 3.7 - Показаны некоторые из беспроводных технологий на основе OFDM с различной дальностью связи

					11070006.11.03.02.128.ПЗВКР	50
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

Таким образом, когнитивная радиосистема посредством OFDM может общаться с различными системами, использующими OFDM-технологии. Будет необходимо только знание параметров сигнала, используемых в данных системах[19].

3.1.6 Проблемы применением OFDM в системах когнитивного радио

В систем когнитивного радио на основе OFDM проблемы могут быть объединены в три категории, как показано на рисунке 3.8.

Первая категория включает в себя проблемы, которые являются уникальными для классических систем OFDM, такие как пик-фактор (ПФ или peak-to-average power ratio (PAR)), чувствительность к сдвигу частоты и фазового шума, синхронизации и т.д.

- Вторая категория включает в себя проблемы, с которыми сталкиваются все системы когнитивные радио, такие как сканирование спектра, адаптация к окружающей среде и предотвращения помех.
- Третья категория проблемы, которые возникают, когда когнитивные системы на базе SDR используют сигналы с OFDM.

В следующем подразделе будет подробно рассмотрена третья категория проблем и их решение.

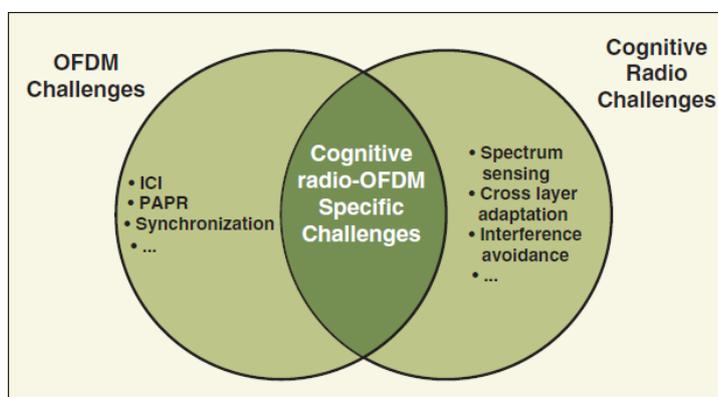


Рисунок 3.8 - Исследовательские задачи в когнитивном радио при использовании OFDM

3.1.6.1 Взаимная интерференция (помехи)

Одним из недостатков сигналов OFDM является высокая взаимная интерференция между смежными поднесущими и утечка мощности из диапазона, где передаются данные. Такой недостаток существенно снижает спектральную эффективность системы и для компенсации этого недостатка в частотном диапазоне, где происходит передача цифровой информации, вводятся защитные интервалы, представляющие из себя несколько поднесущих с нулевыми значениями компонент X_k , на которых информация не передается, они располагаются с обеих сторон основного спектра. Данный подход позволяет снизить уровень внеполосных излучений и как следствие минимизировать влияние на смежные каналы интерференционных помех, но снижает на 25% эффективность использования выделенного частотного ресурса и возможную скорость передачи информации[19].

Высокий уровень внеполосных излучений сигнала OFDM также накладывает существенное ограничение на формирование динамического спектра с относительно узкими пустыми областями в частотной области. Как говорилось ранее, OFDM сигнал и обладает возможностью обнулять некоторые поднесущие для получения пустых областей в спектре пригодных для работы в них сторонних радиостанций, но происходит это весьма неэффективно. В статье[24] были опубликованы результаты исследования, в которых говорилось, что из-за высокого уровня внеполосной энергии, для того, чтобы создать возможность вещания сторонней радиостанции (первичного пользователя) с шириной полосы вещания равной 1 поднесущей OFDM сигнала, надо обнулить 84 поднесущих, что примерно равняется 1/3 от всех информационных поднесущих OFDM сигнала. В результате чего спектральная эффективность уменьшается на 37%, спектр сигнала представлен на рисунке 3.9 В данном случае под полосой пригодной для вещания понимается часть спектра с ослаблением более -35дБ.

					11070006.11.03.02.128.ПЗВКР	52
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

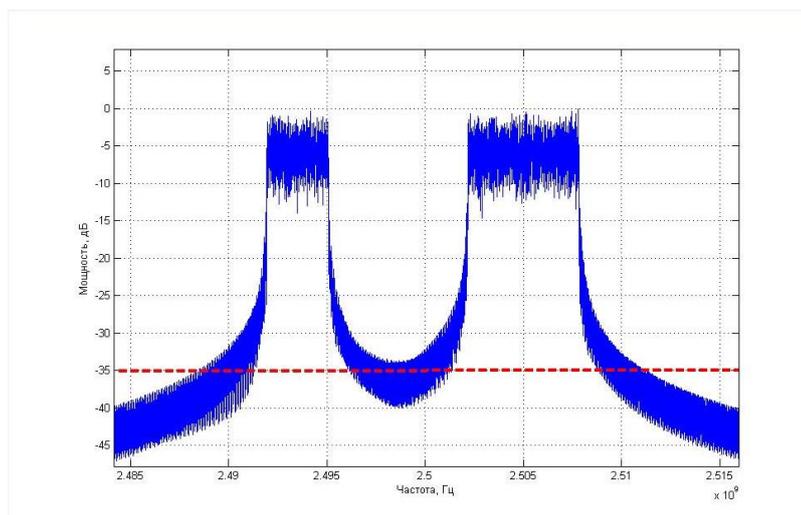


Рисунок 3.9 – Частотный спектр сигнала OFDM при обнуление коэффициентов у 84 поднесущих

Данные недостатки сигналов OFDM, при их использовании в когнитивных системах радиосвязи, не позволяют говорить об удовлетворительном решении проблемы эффективного использования имеющегося частотного ресурса радиосредствами.

Таким образом, для обеспечения потенциальной спектральной эффективности систем когнитивной радиосвязи необходимо применять такой вид сигнально-кодовых конструкций, спектр которых имел бы быстрый спад энергии боковых лепестков, при этом сохраняя заданную длительность сигнала во времени и ортогональность, на данный момент такими сигналами являются NOSEFDM, SMT, CMT.

3.2 NOSEFDM

NOSEFDM (англ. Non Orthogonal Spectral Efficient Frequency Division Multiplexing) - спектрально-эффективные сигналы с частотным мультиплексированием и не ортогональным разносом частот. Данная технология является одной из модификацией технологии OFDM. При всех достоинствах сигналов

OFDM, они имеют недостаточную спектральную эффективность или высокие удельные затраты полосы частот. Величина этих затрат составляет $\Delta F T_b = 1$ Гц/(бит/с) при определении занимаемой полосы ΔF по ортогональному расположению поднесущих частот и $\Delta F T_b \approx 2$ Гц/(бит/с) при определении ΔF по уровню внеполосных излучений -20 дБ. Кроме того, сигналы с OFDM обладают высоким значением пик-фактора колебаний, который составляет не менее 11 дБ для числа поднесущих частот N от 512 до 4000. Высокий уровень внеполосных излучений, присущий сигналам с OFDM не позволяет уменьшать защитный интервал между каналами передачи информации, имеющими полосу частот ΔF_k .

Для повышения спектральной эффективности сигналов с OFDM используется уменьшение частотного разноса Δf и переход к неортогональным много-частотным 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 много-частотных сигналов сохраняется такой же, как и у сигналов с OFDM.

В технологии NOSEFDM для повышения скорости спада уровня внеполосных излучений (уменьшения занимаемой полосы частот ΔF , определенной по уровню внеполосных излучений от -30 дБ до -60 дБ) используются спектрально-эффективные методы модуляции на поднесущих частотах. Уменьшение потерь, связанных с ростом β_E при переходе к неортогональным много-частотным сигналам (NOSEFDM), осуществляются путем снижения межканальных помех, вызванных перекрытием спектров сигналов, передаваемых на каждой поднесущей частоте. Снижение межканальных помех достигаются следующими способами[20]:

					11070006.11.03.02.128.ПЗВКР	54
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

- при расположения поднесущих частот используются значения частоты энергетического спектра $G(\omega)$ случайной последовательности сигналов, которые соответствуют значениям $G(\omega) = 0$.

- длительность сигнала T_c , передаваемого на каждой поднесущей частоте, превосходит время T передачи одного бита информации (для двоичной модели) на этой поднесущей частоте и передача сигналов происходит в условиях интенсивной межсимвольной интерференции, вызванной условиями формирования сигналов.

- на каждой поднесущей частоте предполагается использовать спектрально-эффективные сигналы, имеющие сглаженную форму огибающей и, соответственно, высокую скорость спада уровня внеполосных излучений.

- количественное снижение удельных затрат полосы частот зависит от вводимой длительности T_c или от уровня межсимвольной интерференции.

Отличительные особенности NOSEFDM от OFDM

Применение оптимальных форм огибающих 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%.

- Без введения ограничения на коэффициент взаимной корреляции для сигналов длительностью $T_c = 2T$ снижение удельных затрат полосы частот относительно сигналов с OFDM составляет 25% и 10% для $n = 1$ и 2 соответственно. Для сигналов длительностью $T_c = 3T$ снижение удельных затрат полосы частот относительно сигналов с OFDM составляет 50%, 40%, 30% и 21% для $n = 1, 2, 3, 4$ соответственно.

- При введении ограничения на коэффициент взаимной корреляции для сигналов длительностью $T_c = 2T$ ($n = 2$) для значений $K_0 > 5 \cdot 10^{-3}$ снижение удельных затрат полосы частот относительно сигналов с OFDM составляет 8%. При этом помехоустойчивость приема сигналов оказывается максимальной, из-за компенсации управляемой межсимвольной интерференции. Удельные затра-

					11070006.11.03.02.128.ПЗВКР	55
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

ты полосы частот уменьшаются при увеличении значения $T_c = 3T$, а снижение удельных затрат полосы частот относительно сигналов с OFDM и составляет 40%. Однако дальнейшее увеличение значения T_c не приводит к уменьшению удельных затрат полосы частот. При этом помехоустойчивость приема сигналов оказывается максимальной, из-за компенсации управляемой межсимвольной интерференции.

- Удельные затраты полосы частот уменьшаются при увеличении ограничений на пик-фактор суммарного сигнала. Снижение удельных затрат полосы частот относительно сигналов с OFDM составляет 28% (для $T_c = 2T$, $E(\Pi) = 10.6$ дБ) и 48% (для $T_c = 3T$, $E(\Pi) = 10.45$ дБ).

- 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.

3.2.1. Временные и спектральные характеристики случайных последовательностей сигналов с NOSEFDM

3.2.1.1 Аналитическое представление случайных последовательностей сигналов с NOSEFDM

В общем виде j -ая реализация из N сдвинутых по частоте сигналов с ФМ-4 с амплитудой A_0 (на интервале длительностью T_c без учета влияния «предыдущих» и «последующих» символов), произвольной формой огибающей $a(t)$, произвольным частотным разносом между поднесущими Δf , средней несущей частотой ω_0 при условии независимого формирования квадратурных составляющих может быть записана следующим образом ($T_c \geq T$):

					11070006.11.03.02.128.ПЗВКР	56
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

$$S_j(t) = A_0 a(t) \sum_{n=-(N-1)/2}^{(N-1)/2} [d_{in} \cos((\omega_0 + n\Delta\omega)t) + d_{qn} \sin(\omega_0 + n\Delta\omega)t], \quad (3.9)$$

где $(0 \leq t \leq T_c)$, $\omega = 2\pi\Delta f$, $j = 1, 2, 3, \dots, 4^N$, 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, $d_{1n} = 1$; $d_{2n} = -1$.

Выражение (3.9) может быть преобразовано следующим образом:

$$S_j(t) = \frac{A_0}{\sqrt{2}j} a(t) \sum_{n=-(N-1)/2}^{(N-1)/2} \left[e^{j((\omega_0 + n\Delta\omega)t + \gamma)} - e^{-j((\omega_0 + n\Delta\omega)t + \gamma)} \right], 0 \leq t \leq T_c. \quad (3.10)$$

Последовательность из бесконечного числа сигналов (3.9) можно представить в виде (в данном выражении учитывается тот факт, что должна быть сохранена скорость передачи данных):

$$\zeta(t) = \frac{A_0}{\sqrt{2}j} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=-(N-1)/2}^{(N-1)/2} a(t - kT) \left(e^{j((\omega_0 + n\Delta\omega)t + \gamma_n^k)} - e^{-j((\omega_0 + n\Delta\omega)t + \gamma_n^k)} \right), t \in [+\infty; -\infty] \quad (3.11)$$

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 (3.9) в случайной последовательности сигналов $\zeta(t)$.

Усеченная k -я реализация случайной последовательности $\zeta(t)$ на интервале анализа $[0; T_p]$ имеет форму:

$$\zeta_{T_a}^{(k)}(t) = \frac{A_0}{\sqrt{2}j} \sum_{k=0}^L \sum_{n=-(N-1)/2}^{(N-1)/2} a(t - kT) \left(e^{j((\omega_0 + n\Delta\omega)t + \gamma_n^k)} - e^{-j((\omega_0 + n\Delta\omega)t + \gamma_n^k)} \right) \quad (3.12)$$

где $L = T_p / T_c$.

3.2.1.2. Спектральные характеристики сигналов с NOSEFDM

Обозначим спектр вещественной огибающей $a(t)$ в общем случае не прямоугольной формы в виде:

$$S_a(\omega) = F\{a(t)\} = \int_{-\infty}^{+\infty} a(t)e^{-j\omega t} dt \quad (3.13)$$

Тогда спектр $\zeta_{T_A}^{(k)}(t)$:

$$S_{T_A}^{(k)}(\omega) = F\{\zeta_{T_A}^{(k)}(t)\} = \frac{A_0}{\sqrt{2}j} \sum_{k=0}^L \sum_{n=-(N-1)/2}^{(N-1)/2} e^{j\gamma_n^{(k)}} S_a(\omega - (\omega_0 + n\Delta\omega)) e^{-j2\pi k T_c} \quad (3.14)$$

$$- \frac{A_0}{\sqrt{2}j} \sum_{k=0}^L \sum_{n=-(N-1)/2}^{(N-1)/2} e^{-j\gamma_n^{(k)}} S_a(\omega + (\omega_0 + n\Delta\omega)) e^{-j2\pi k T_c} . \quad (3.15)$$

спектральная плотность средней мощности сигнала равна:

$$G(\omega) = A_0^2 \sum_{n=-(N-1)/2}^{(N-1)/2} |S_a(\omega - (\omega_0 + n\Delta\omega))|^2 \quad (3.16)$$

Как видно из (3.16), энергетический спектр случайной последовательности сигналов с произвольной огибающей равен сумме сдвинутых копий спектральных плотностей средней мощности одночастотного сигнала.

На рисунке 3.10 для случайной последовательности сигналов с огибающей вида $a(t) = \cos(\pi t/T)$, $0 < t < T$ ($T_c = T$) на каждой поднесущей частоте, приведены нормированные значения функции $G(\omega)/G(0)$ при $N = 15$ при различном частотном разnose между поднесущими частотами.

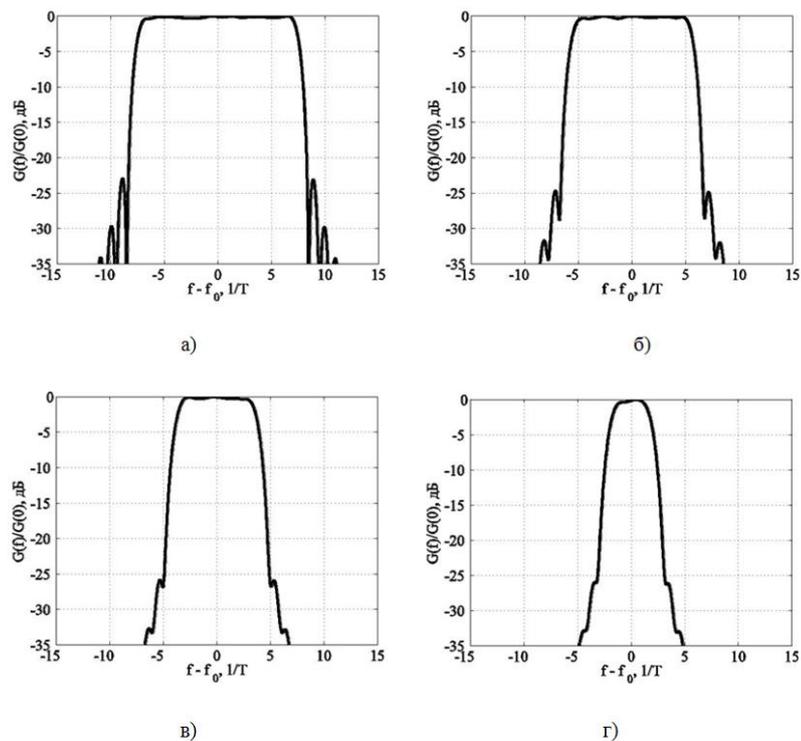


Рисунок 3.10 - Энергетический спектр случайной последовательности сигналов NOSEFDM и ФМ-4 с огибающей вида $\cos(\pi t/T)$ для $\Delta f = 1/T$ (а); $0,75/T$ (б); $0,5/T$ (в); $0,25/T$ (г) ($T_c = T$)

При анализе рисунков видно, что при переходе от ортогонального разноса частот (рисунке 3.10,а) к неортогональному для сигналов с огибающей вида $a(t)=\cos(\pi t/T)$ $\Delta F_{-20\text{дБ}}$ также уменьшается, а скорость спада уровня внеполосных излучений сохраняется практически постоянной. Зависимость $\Delta F_{-20\text{дБ}}$ от значения Δf приведена в таблице 3.1.

Таблица 3.1. Значения $\Delta F_{-20\text{дБ}}/N$ для сигналов с огибающей вида $\cos(\pi t/T)$ ($T_c = T$)

Δf	$\Delta F_{-20\text{дБ}}/N, 1/T$
$1.00/T$	0.55
$0.75/T$	0.44
$0.50/T$	0.32
$0.25/T$	0.19

3.2.2 Частотный план расположения сигналов на поднесущих частотах

Минимальный уровень межканальных помех будут лишь в том случае, когда N поднесущих будут располагаться на частотах ω , соответствующих значениям энергетического спектра случайных последовательностей сигналов $G(\omega) = 0$. Расположение этих значений частот зависит от длительности сигнала T_c , передаваемого на каждой поднесущей частоте. Чем больше длительность сигнала, тем уже энергетический спектр. Соответственно и расположение поднесущих частот в точках, где $G(\omega) = 0$, будет сближаться. Очевидно, что с увеличением длительности T_c , при сохранении неизменной величины R (для двоичного случая на каждой поднесущей частоте $R/N = 1/T$), появляется интенсивная межсимвольная интерференция. Эта интерференция приводит к росту удельных энергетических затрат $\beta_E = E/N_0$.

Так, например, на рисунке 3.11 приведен частотный план для $N = 3$ при использовании на каждой поднесущей частоте сигналов длительностью $T_c = 2T$ с огибающей вида $a(t) = \cos(\pi t/2T)$ для $t \in [-T; T]$. По оси ординат отложены значения нормированного энергетического спектра $G(\omega)/G(0)$ случайных последовательностей сигналов, а по оси абсцисс нормированные значения частоты (значения $0, 1, 2, 3$ соответствует частотам f_0, f_1, f_2, f_3 , а значения $-1, -2, -3$ соответственно f_{-1}, f_{-2}, f_{-3}). Поднесущие частоты расположены по оси абсцисс в точках $(-1.5; -0.75; 0; 0.75; 1.5)$, соответствующих первым нулям $G(\omega)$ двоичных ФМ сигналов со скачками фазы на 180° и огибающей $a(t) = \cos(\pi t/2T)$ для $t \in [-T; T]$. При этом обеспечивается минимизация межканального влияния, определяемого взаимным влиянием сигналов, передаваемых на соседних поднесущих частотах. Из представленного рисунка видно, что существует интерференция в частотной области, обусловленная влиянием сигналов, расположенных на второй соседней поднесущей частоте (например, сигнал, расположенный на поднесущей частоте f_1 оказывает влияние на сигнал, расположенный на подне-

					11070006.11.03.02.128.ПЗВКР	60
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

сущей частоте f_{-1} , и наоборот). Численно значение данного влияния в рассматриваемом случае равно значению -30 дБ. Анализируя расположение поднесущих частот на рисунке 3.11 видно, что даже в простейшем случае $N = 3$ уменьшение полосы частот, определенной по расположению поднесущих частот, составляет около 1.5 раза по сравнению с сигналами с OFDM.

Выбирая вид $a(t)$, разнос Δf между поднесущими частотами и длительность сигналов $T_c \geq T$, а также переходя к квадратурным методам модуляции, можно уменьшить полосу частот, занимаемую такими спектрально-эффективными сигналами с NOSEFDM.

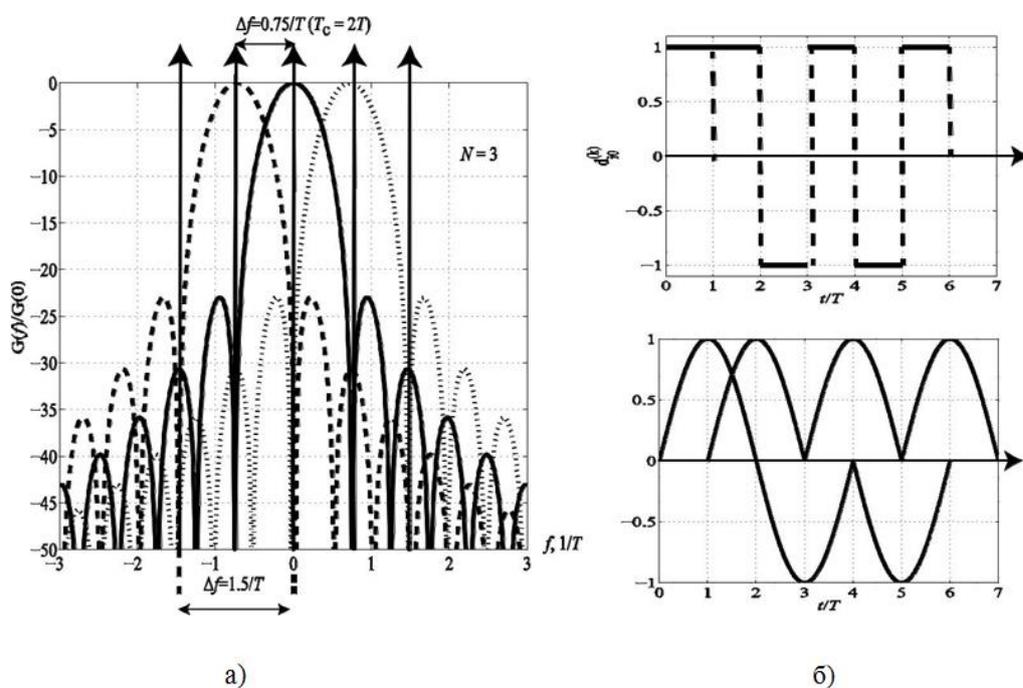


Рисунок 3.11 - Иллюстрация расположения поднесущих частот по первым нулям энергетического спектра

Рассмотрим возможность уменьшения полосы частот сигналов с NOSEFDM путем применения огибающей вида «приподнятого косинуса». На рисунке 3.12 приведены формы огибающей $a(t)$ для длительности сигнала T_c от T до $6T$ (рисунок 3.14,а); вид $G(\omega)/G(0)$ (рисунок 3.12,б) для сигналов различной длительности на поднесущей частоте. На этом же рисунке 3.12,в приведен вид нормированного энергетического спектра случайной последовательности

сигналов с NOSEFDM $G(\omega)/G(0)$ при соответствующем частотном разnose и числе поднесущих частот, равным $N = 5$. Поднесущие частоты расположены в точках, соответствующих первым нулям $G(\omega)$ двоичных ФМ сигналов с огибающей вида «приподнятого косинуса» со скачками фазы на 180° . Очевидно, что, аналогично последовательности сигналов (см. рисунок 3.11,б), в данном случае управляемая межсимвольная интерференция оказывается более существенной.

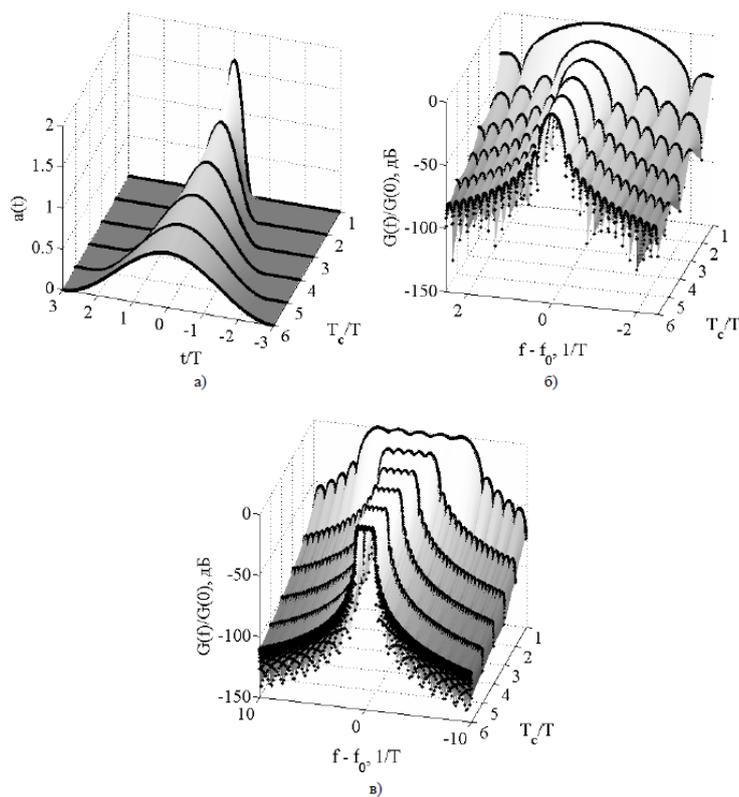


Рисунок 3.12-Огибающая сигнала вида «приподнятого косинуса», энергетический спектр этого сигнала, энергетический спектр сигналов с NOSEFDM ($N = 5$)

Применение огибающей вида «приподнятого косинуса» позволяет получить полосу частот по уровню -50 дБ в полтора раза уже, чем для сигналов с NOSEFDM, огибающая которых изображена на рисунок 3.11,б. Полоса частот по уровню -30 дБ оказывается в 3 раза меньше, чем для классических сигналов OFDM. Заметим, что при уменьшении значения Δf полоса занимаемых частот сигналов с NOSEFDM, например, по уровню -30 дБ уменьшается, но скорость

спада уровня внеполосных излучений сохраняется практически постоянной для фиксированного вида огибающей. Сравнивая представленные на рисунок 3.12 спектры сигналов с NOSEFDM между собой, видно, что 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. В то же время, при определении полосы частот, например, по уровню -30 дБ уменьшение полосы частот будет еще более существенным. Для сигналов, огибающие которых изображены на рисунке 3.12,а, нормированная полоса частот будет равна $4.1/T$, $3.1/T$ и $2.4/T$ соответственно.

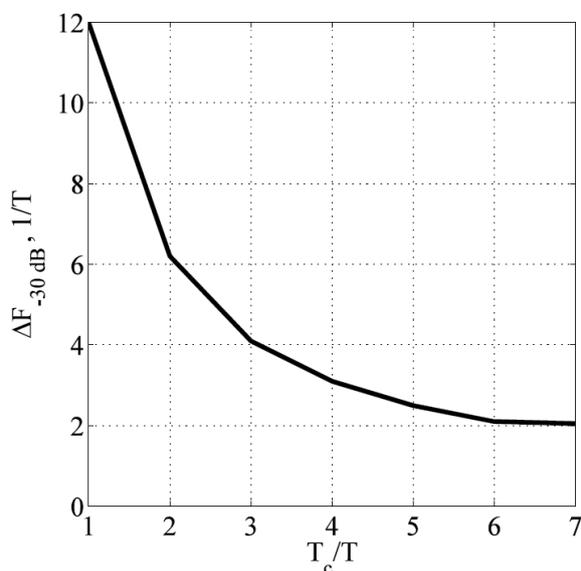


Рисунок 3.13 - Зависимость полосы частот по уровню -30 дБ от нормированной длительности T_c/T

На рисунке 3.13 приведена зависимость полосы частот, занимаемой сигналами с NOSEFDM от отношения T_c/T . Зависимость приведена для сигналов, огибающие которых представлены на рисунке 3.12,а. Как видно из рисунке 3.13, увеличение длительности сигналов, передаваемых на поднесущих частотах ,больше чем $T_c = (5 \div 6)T$, нецелесообразно, поскольку полоса частот, занимаемая сигналами с NOSEFDM и определенная по уровню -30 дБ будет уменьшаться незначительно.

3.2.3. Структура модуляторов сигналов с NOSEFDM

Рассмотрим реализацию модулятора предлагаемых спектрально-эффективных сигналов с NOSEFDM. На рисунке 3.14 представлена структурная схема модулятора сигналов с NOSEFDM длительностью $T_c = T$. Поток комплексных символов (рассмотрен пример построения модулятора для алфавита с объемом 4) поступает на вход блока «Демультимплексор». Затем в блоке «Спектрально-эффективная модуляция» выполняется расстановка отсчетов вещественного спектра $S_a(\omega)$ огибающей $a(t)$ на поднесущих частотах. Формирование отсчетов квадратурных составляющих суммарного сигнала (сигнала с NOSEFDM) выполняется с помощью блока ОБПФ. Размерность ОБПФ N_{fft} превышает размерность аналогичного блока, используемого в модуляторе сигналов с OFDM, в K_{fft} раз. Значение K_{fft} выбирается исходя из значений f и свойств вещественного спектра $S_a(\omega)$. Частота дискретизации F_d , с которой работает блок ОБПФ, также должна быть увеличена в K_{fft} раз относительно частоты дискретизации $F_d(OFDM)$, с которой работают модуляторы сигналов с OFDM.

Выборочные значения из вещественной и мнимой частей огибающей сигнала с NOSEFDM по квадратурным каналам поступают на вход блока «ЦАП», который выполняет процедуру преобразования цифровых отсчетов в аналоговый сигнал. Для эффективного подавления копий спектра дискретного сигнала применяется ФНЧ. Амплитудно-частотная характеристика применяемого фильтра должна быть плоской в области основного лепестка спектра сигнала с NOSEFDM и быстро спадать вне основного лепестка.

					11070006.11.03.02.128.ПЗВКР	64
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

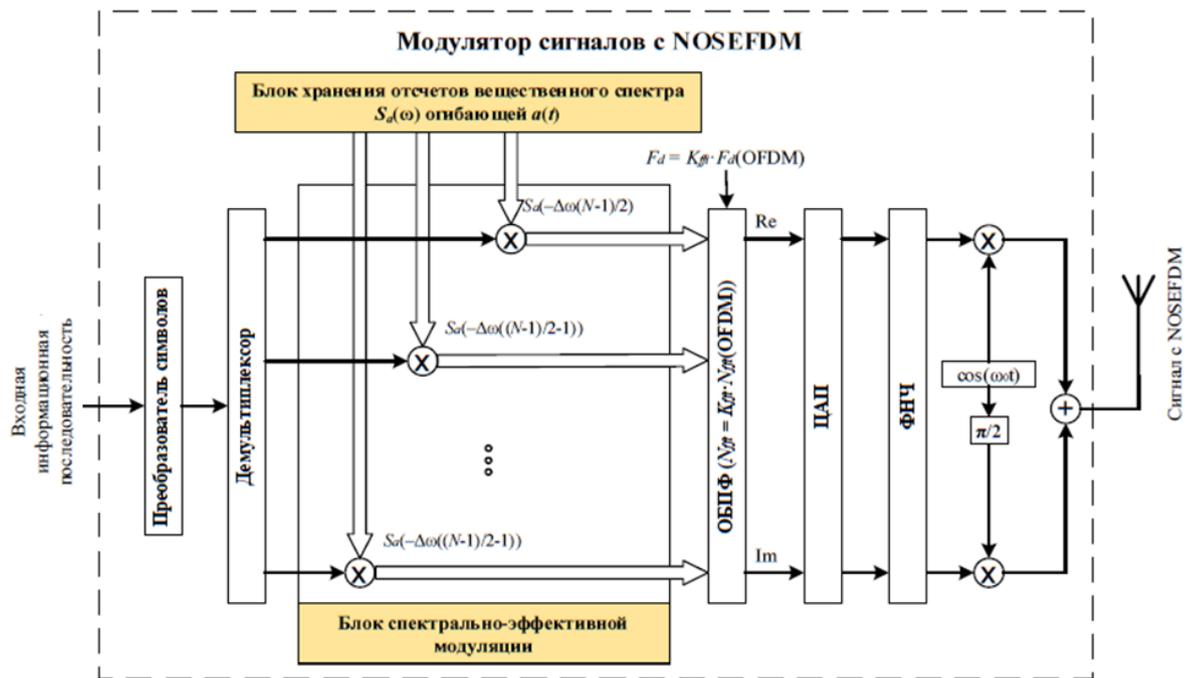


Рисунок 3.14 - Схема модулятора сигналов с NOSEFDM при значении $T_c = T$

Частота дискретизации F_d выбрана увеличенной, что позволяет отказаться от использования дополнительных множителей (для формирования необходимого частотного сдвига каждой поднесущей частоты). За счет увеличенной частоты дискретизации появляется возможность расположения отсчетов вещественного спектра огибающей $a(t)$ на требуемых поднесущих частотах.

3.3 Системы со многими несущими, основанные на банках фильтров FBMC

FBMC (Filter Bank Multicarrier)-системы со многими несущими, основанные на банках фильтров. Применение банков фильтров для разделения частотных каналов имеет свои преимущества и недостатки по сравнению с системами OFDM. Для FBMC характерно отсутствие защитных интервалов, что, в свою очередь, ведет к увеличению спектральной эффективности. В отличие от систем с ортогональным частотным разделением и мультиплексированием банки

фильтров позволяют значительно уменьшить не только уровень внеполосного излучения, но и степень влияния соседних каналов друг на друга за счет малого уровня БЛ АЧХ формирующего фильтра[21]. Обобщенная структурная схема приемо-передатчика FBMC представлена на рисунке 3.15.

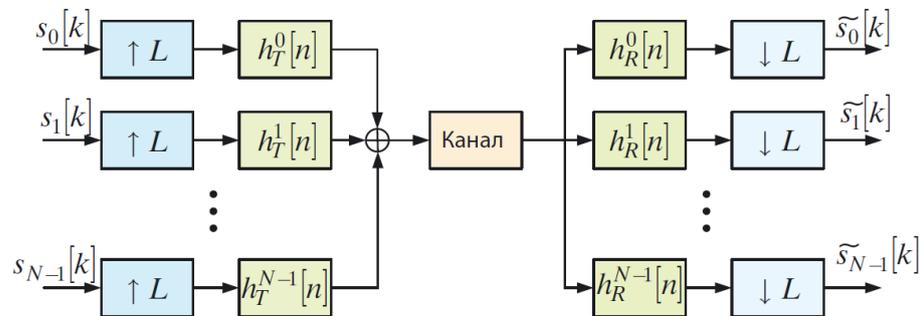


Рисунок 3.15 - Обобщенная структурная схема приемо-передатчика FBMC

Существует ряд сигналов, построенных с применением банков фильтров, которые можно классифицировать [22] в соответствии со схемой, изображенной на рисунке 3.15. Наименьшей спектральной эффективностью обладают так называемые сглаженные многотональные сигналы (FMT-filtered multitone) без перекрытия поднесущих, а наибольшей — косинус-модулированные многотональные сигналы (СМТ — cosine modulated multitone) и многотональные сигналы со сдвигом квадратурных компонент (SMT –staggered multitone). Это связано с величиной смещения частотных поднесущих друг относительно друга, причем минимальное значение, равное $1/T$, где T — длительность одного символа FBMC, соответствует случаю ортогональности частотных каналов.

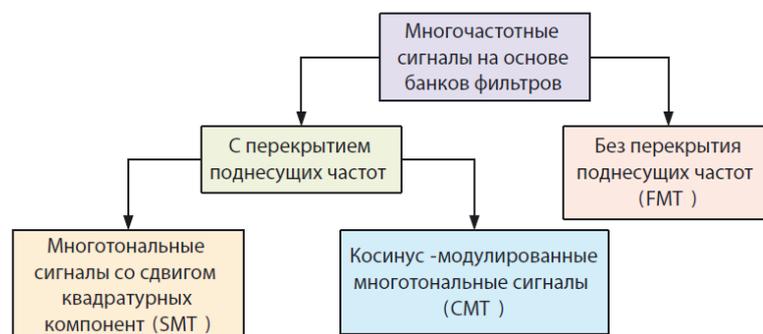


Рисунок 3.16 – Классификация сигналов на основе банков фильтров

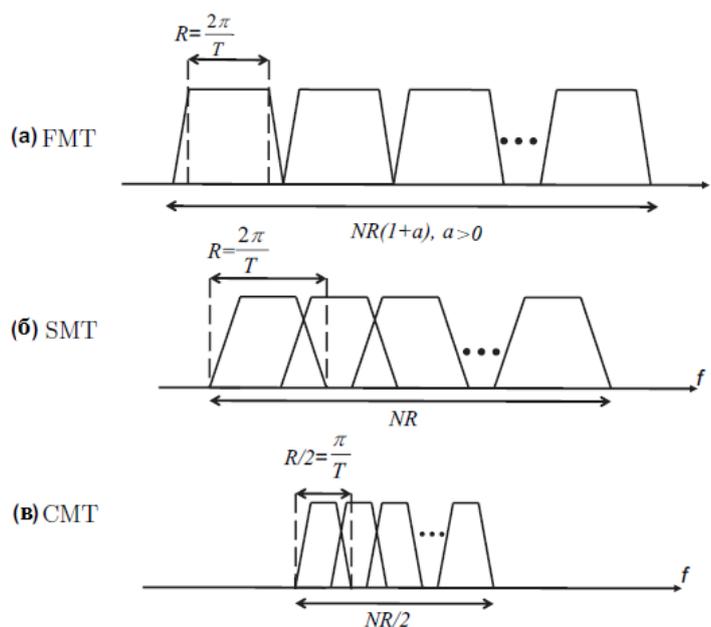


Рисунок 3.17 - Спектральная эффективность FMT, SMT и CMT

Рассмотрим более подробно SMT и CMT, как наиболее перспективные и передовые сигналы.

3.3.1 SMT Многотональные сигналы со сдвигом квадратурных компонент

Многотональные сигналы со сдвигом квадратурных компонент. Впервые мультиплексирование SMT было предложено в [23], где было показано, что использование формирующего фильтра Найквиста с симметричной ИХ при наличии смещения на половину тактового интервала между квадратурными компонентами QAM-символов позволяет достичь максимально плотного расположения поднесущих без МСИ и межканальной интерференций (МКИ). Кроме того, оказалось, что благодаря применению формирующих фильтров с малым частотно-временным рассеянием можно отказаться от циклического префикса в многолучевых каналах. Блок-схема приемопередатчика SMT представлена на рисунке 3.18.

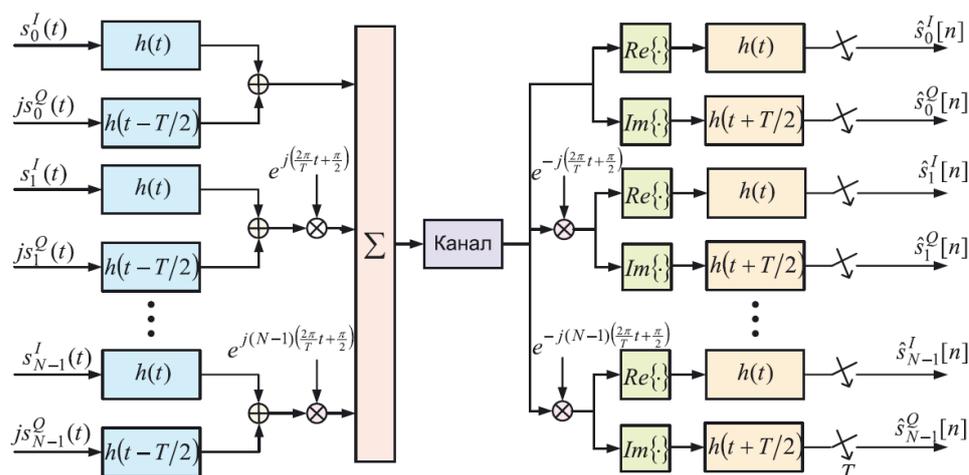


Рисунок 3.18 - Блок-схема приемо-передатчика SMT

Непрерывный сигнал SMT можно записать в виде:

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{n=-\infty}^{\infty} [s_k^I(t)h(t-nT) + js_k^O(t)h(t-T/2-nT)]e^{jk(\frac{2\pi}{T}t + \frac{\pi}{2})} \quad (3.17)$$

где $s_k^I(t)$ и $s_k^O(t)$ – синфазные и квадратурные отсчеты QAM-символов, передаваемых на k -й поднесущей; $h[t]$ —ИХ формирующего фильтра.

Смещение квадратурных компонент информационных символов на половину тактового интервала выполняется путем задержки на $T/2$. При работе в канале без искажений достигается безошибочное восстановление квадратурных компонент передаваемого сигнала при условии выполнения ряда требований, накладываемых на ИХ формирующего фильтра:

- симметричность ИХ ($h(t) = h(-t)$) необходима для борьбы с МСИ;
- влияние БЛ АЧХ фильтра должно быть ограничено смежными подканалами для уменьшения МКИ.

Основным недостатком практической реализации данной схемы являются в десятки раз большие по сравнению с OFDM вычислительные затраты. В [24] предлагается использовать полифазную схему, которая при прочих равных условиях позволяет значительно снизить вычислительную сложность алгоритмов мультиплексирования SMT-сигналов. Одна из возможных реализаций та-

кой системы изображена на рисунке 3.19, где L — число полифазных компонент формирующего фильтра, определяющее коэффициент интерполяции.

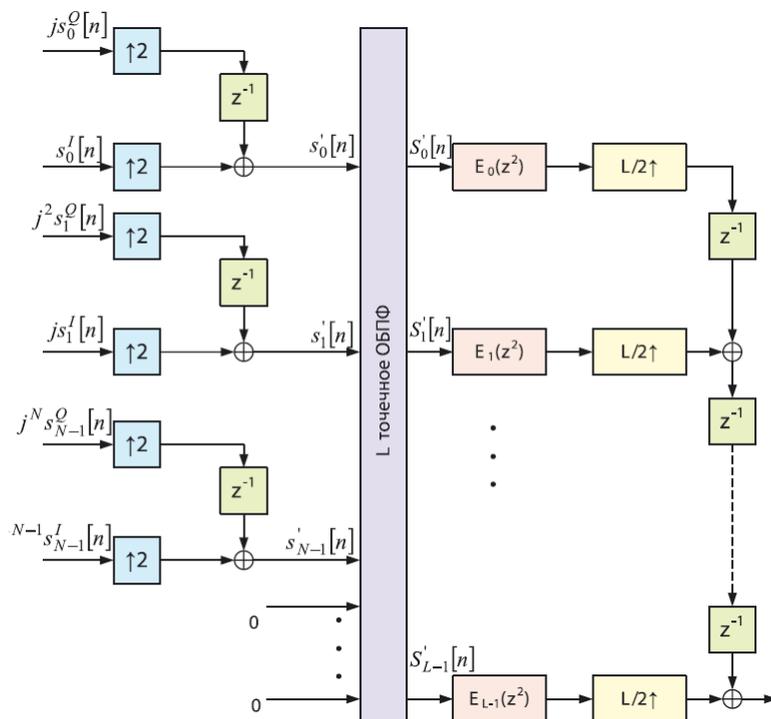


Рисунок 3.19 - Блок-схема приемо-передатчика SMT на основе системы использующую полифазную схему построения

3.3.2 СМТ Косинус-модулированные многотональные сигналы

В середине 60-х годов XX века в [23] была представлена система, передающая параллельный поток импульсов с амплитудной модуляцией (РАМ) в минимально возможной полосе частот с использованием банка фильтров. Спустя 30 лет в авторы предложили использовать вейвлет-функции для разделения соседних каналов. При этом на поднесущих, смещенных друг относительно друга на $1/2T$, передавались вещественные символы.

Кроме того, для увеличения спектрального уплотнения данных сотрудниками колледжа Лондонского университета был предложен метод разнесения

спектральных компонент OFDM-сигнала с вдвое меньшим частотным сдвигом. В основе метода лежит тот факт, что действительная часть коэффициента корреляции двух гармонических составляющих равна нулю при кратности частотного разнеса величине $1/2T$. Следует отметить, что мнимая компонента не обладает этим же свойством, что делает невозможным передачу комплексных отсчетов в подобной системе. Позднее авторами было сделано обобщение систем СМТ, которые могут формировать сигналы с вдвое большим по сравнению с OFDM частотным уплотнением[21].

Рассмотрим процедуру синтеза СМТ-сигнала. На вход формирователя косинус-модулированных многотональных сигналов поступает высокоскоростной поток РАМ импульсов, который разбивается на множество низкоскоростных каналов в соответствии с их количеством в используемом банке фильтров. Далее в каждом канале выполняется процедура фильтрации и переноса спектра сигнала на поднесущую частоту. Из-за того, что все модулированные символы являются вещественным, разнос поднесущих оказывается в 2 раза меньшим по сравнению с OFDM и SMT, однако из-за передачи лишь реальных компонент спектральная эффективность систем СМТ и SMT оказывается одинаковой.

Блок-схема приемо-передатчика СМТ сигналов представлена на рисунке 3.20. Ключевая роль в представленной схеме отводится формирующему фильтру, который позволит избежать МСИ и МКИ, благодаря выполнению ряда накладываемых на него требований [25].

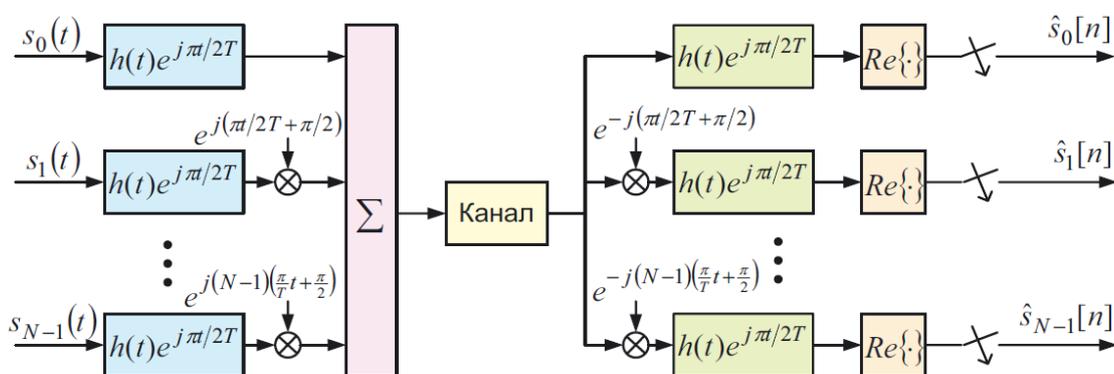


Рисунок 3.20 - Блок-схема приемо-передатчика СМТ

Непрерывный сигнал СМТ можно записать в виде:

$$x_m(t) = \sum_{l=-\infty}^{+\infty} s_m[l]h(t - lT)e^{j\frac{\pi}{2T}(t-lT)}e^{jm(\frac{\pi}{T}t + \frac{\pi}{2})} \quad (3.18)$$

где m -номер передаваемой QAM поднесущей, l -номер символа, t -время, T - длительность сигнала, h —ИХ формирующего фильтра.

Импульсная характеристика формирующего фильтра имеет вид:

$$h(t) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{\tau_0}} \cos \frac{\pi t}{2\tau_0}, & |t| \leq \tau_0 \\ 0, & elsewhere \end{cases} \quad (3.19)$$

При работе в канале без искажений достигается безошибочное восстановление квадратурных компонент передаваемого сигнала при условии выполнения ряда требований, накладываемых на ИХ формирующего фильтра:

- симметричность ИХ $h(-t)e^{\frac{j\pi t}{2T}} = h(t)e^{\frac{j\pi t}{2T}}$ необходима для борьбы с МСИ;
- влияние БЛ АЧХ фильтра должно быть ограничено смежными подканалами для уменьшения МКИ.
- Компенсация МКИ осуществляется за счет дополнительного фазового сдвига между соседними поднесущими на величину $\pi/2$.
- Ширина АЧХ формирующего фильтра должна быть ограничена и не выходить за границы смежных поднесущих. $W_{2L} = e^{-j2\pi/(2L)} = e^{-j\pi/L}$

$$W_{2L} = e^{-j2\pi/(2L)} = e^{-j\pi/L} \quad (3.20)$$

Полифазные компоненты фильтра принимают вид :

$$E_l(z) = \dots + h[l - 2L]z + h[l] + h[l + 2L]z^{-1} + \dots,$$

					11070006.11.03.02.128.ПЗВКР	71
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

$$l = 0, 1, \dots, 2L - 1$$

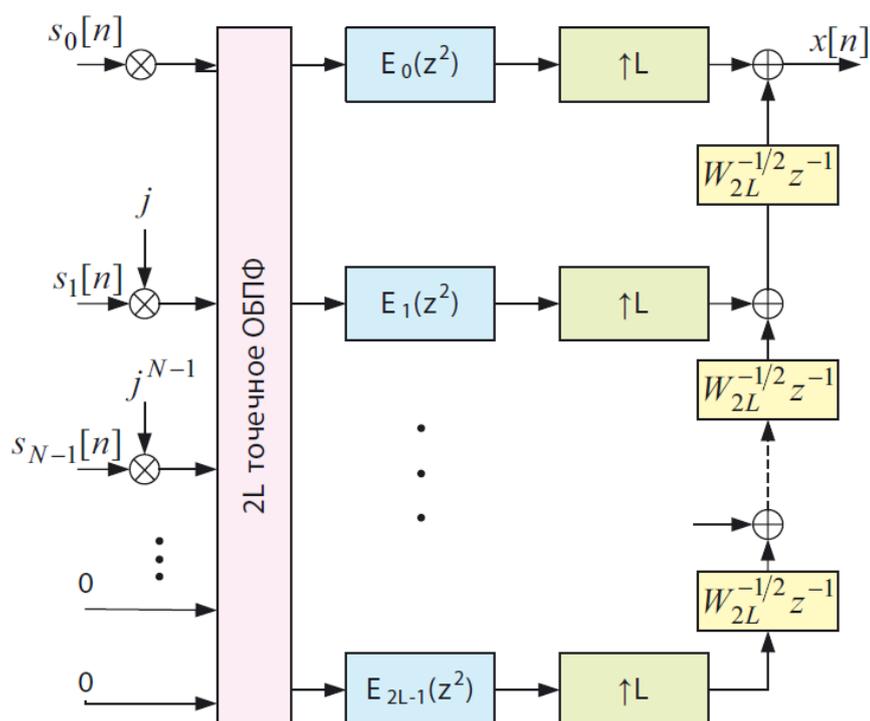


Рисунок 3.21 - Блок-схема приемо-передатчика СМТ на основе системы использующую полифазную схему построения

Для уменьшения вычислительных затрат на формирование СМТ-сигналов по аналогии с SMT предлагается использовать полифазную схему, представленную на рисунке 3.21. В качестве характерной особенности передатчика СМТ, реализованного по полифазной схеме, можно выделить применение $2L$ точечного БПФ. В блоках задержки функция W_{2L} вычисляется по формуле 3.20.

4 ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДОВ ФОРМИРОВАНИЯ

Формирование, обработка и исследование сигналов с OFDM, NOSE-FDM, SMT и CMT осуществлялась в системе моделирования Matlab. Генерировалась случайная последовательность, которая являлась передаваемыми данными. Из полученной последовательности формировались модуляционные символы вида QAM-16. Далее формировался сигнал с шириной полосы 20 МГц и количеством поднесущих 256. Длительность квадратурно-модулированного символа составила 12.8 мкс для сигналов с OFDM, и 16 мкс для сигналов с NOSEFDM, CMT и SMT. Следует учесть, что в OFDM используется циклический префикс, который уменьшает количество полезной информации передаваемой за единицу времени. Пусть общее количество бит отведённых под циклический префикс составит 25% от всех переданных бит, для сигналов с NOSEFDM, CMT и SMT циклический префикс не требуется, поэтому будет считаться, что все переданные биты, являются информационными. Ширина одной поднесущей составляла 78.125 кГц, при этом для передачи использовалось только 200 поднесущих, остальные 56 использовались в качестве зашитых интервалов, по 28 с каждой стороны. Ширина в спектре для 200 поднесущих составила 15.625 МГц, ширина защитного интервала с одной стороны равна 28 поднесущих или 2.1875 МГц, для обоих интервалов соответственно 4.375 МГц. Для таких систем как CMT, SMT и NOSEFDM защитный интервал может быть гораздо меньше или не использоваться вообще, но поскольку в работе проводится сравнительный анализ сигналов, то используются одинаковые параметры.

В ходе работы были проведены следующие исследования:

- Спектральной эффективности;
- Уровня внеполосных излучений;
- Крутизны спада боковых лепестков;

					11070006.11.03.02.128.ПЗВКР	73
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

- Спектральные характеристики сигналов при обнулении 30 поднесущих;
- Спектральные характеристики сигналов при формировании минимально возможной пустой области;
- Помехоустойчивость приема сигналов.

4.1 Спектральные характеристики OFDM, CMT, SMT и NOSEFDM сигналов

На рисунке 4.1 представлен усреднённый по реализациям энергетический спектр сигнала с OFDM. Значение занимаемой полосы частот, вычисленной по положению поднесущих частот при уровне -35дБ, равно 20.9 МГц.

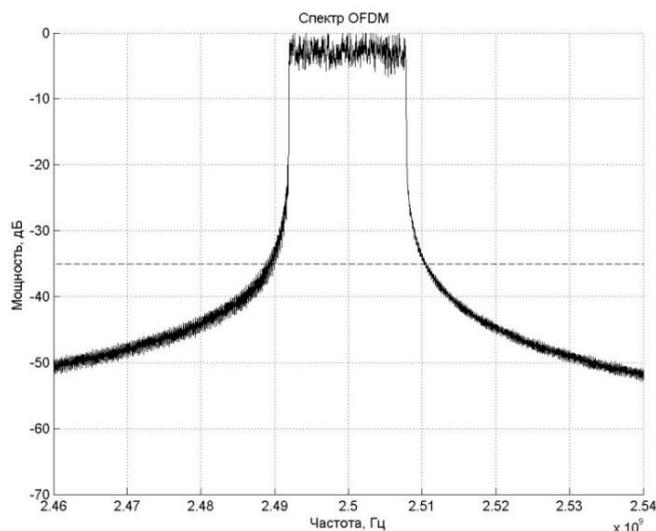


Рисунок 4.1 - Энергетический спектр сигналов с OFDM

На рисунке 4.2 представлен усреднённый по реализациям энергетический спектр сигнала с SMT. Значение занимаемой полосы частот, вычисленной по положению поднесущих частот при уровне -35дБ, равно 17.2 МГц.

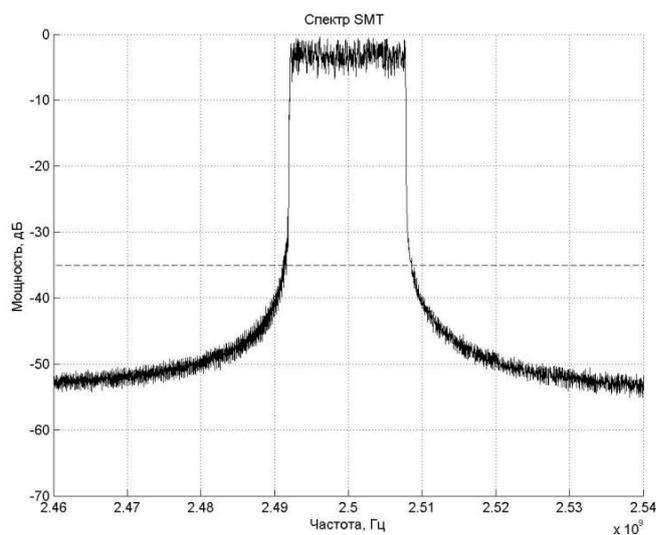


Рисунок 4.2 - Энергетический спектр сигналов с SMT

На рисунке 4.3 представлен усреднённый по реализациям энергетический спектр сигнала с SMT. Значение занимаемой полосы частот, вычисленной по положению поднесущих частот при уровне -35дБ, равно 16.3 МГц.

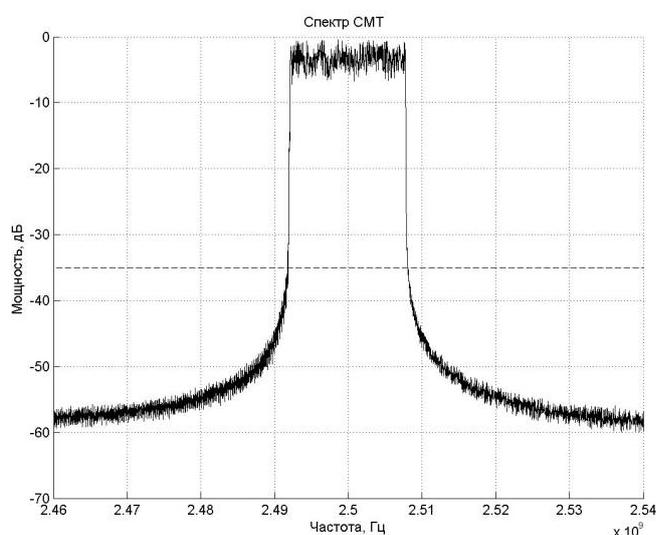


Рисунок 4.3 - Энергетический спектр сигналов с SMT

На рисунке 4.4 представлен усреднённый по реализациям энергетический спектр сигнала с NOSEFDM. Значение занимаемой полосы частот, вычисленной по положению поднесущих частот при уровне -35дБ, равно 15.9 МГц.

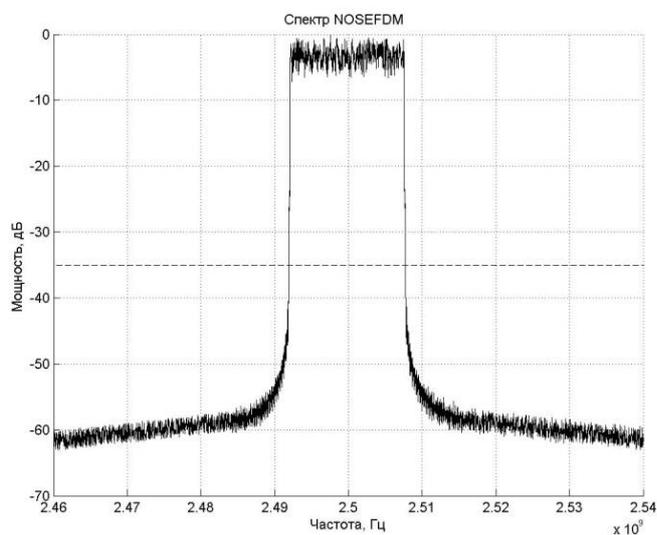


Рисунок 4.4 - Энергетический спектр сигналов с NOSEFDM

На рисунке 4.5 для наибольшей наглядности показаны спектры сигналов с OFDM, CMT, SMT и NOSEFDM

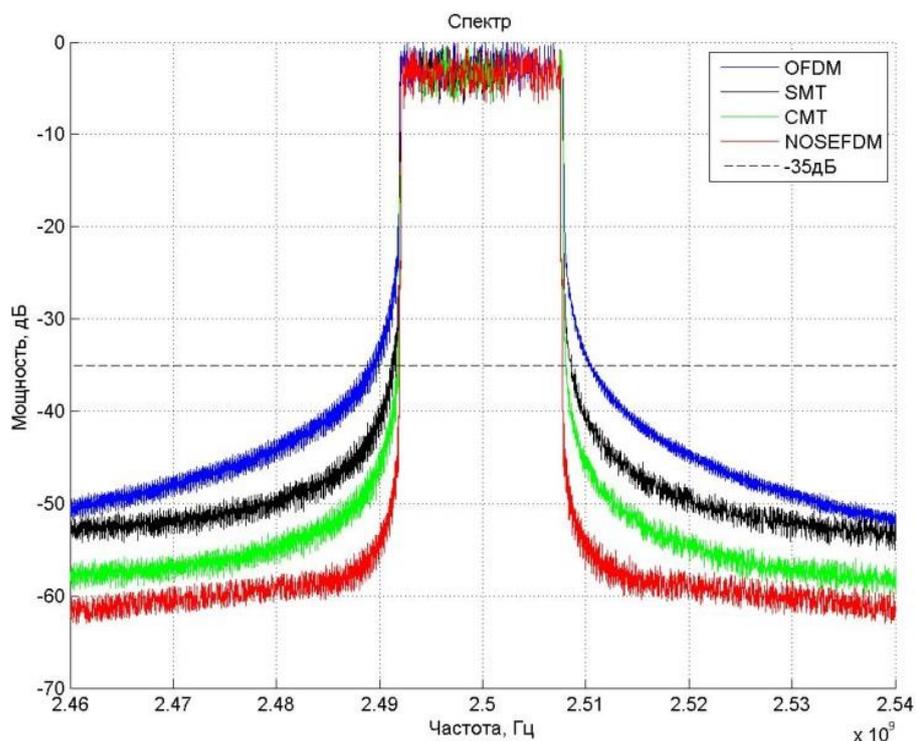


Рисунок 4.5 - Энергетический спектр сигналов с OFDM, CMT, SMT и NOSEFDM

Как видно из рисунков 4.1-4.5 все сигналы имеют различные формы боковых лепестков (БЛ), а вместе с тем и ширину занимаемого спектра по уровню -35дБ. Данные различия происходят из-за того, что все сигналы формируются по-разному (в главе 3 подробно рассмотрено формирование сигналов):

- У сигналов с OFDM высокий уровень боковых лепестков обеспечивается тем, что он имеет прямоугольную огибающую во временной области, и следовательно «расползается» в частотной области.

- У сигналов с SMT уровень внеполосных излучений значительно меньше OFDM благодаря использованию формирующей функции h , которая удовлетворяет барьеру Найквиста.

- Сигналам с СМТ удаётся обеспечить низкий уровень боковых лепестков за счет использования формирующей функции, типа «приподнятый косинус» (3.19), которая позволяет добиться таких результатов, показав себя лучше, чем сигнала с OFDM и SMT.

- Самая высокая скорость спада уровня внеполосных излучений наблюдается у сигналов с NOSEFDM, благодаря использованию эффективной формирующей функции, и увеличенной длительности передачи символа на поднесущих частотах.

Для оценки спектральной эффективности γ использовалось следующее выражение:

$$\gamma = \frac{R}{\Delta F}, \quad (4.1)$$

где: R - скорость передачи информации; ΔF – ширина полосы частот, занимаемая сигналом. В нашем случае при $T_c = 12.8$ мкс $R = 62.5$ Мбит/с (53.1 Мбит/с полезных) и при $T_c = 16$ мкс $R = 50$ Мбит/с.

В таблице 4.1 приведены показатели спектральной эффективности сигналов OFDM, СМТ, SMT и NOSEFDM. При идеальной реализации ширина полосы должна составлять 15.625 МГц, а спектральная эффективность 4 бит/с/Гц.

					11070006.11.03.02.128.ПЗВКР	77
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

Таблица 4.1-Спектра эффективность сигналов с OFDM, CMT, SMT и NOSEFDM

Тип сигнала	Ширина занимаемой полосы МГц по уровню -35 дБ	Спектральная эффективность, γ бит/с/Гц	Спектральная эффективность, %
OFDM	20.7	2.26	57
OFDM без циклического префикса	20.7	3.02	75
SMT	17.2	2.91	73
CMT	16.3	3.07	77
NOSEFDM	15.9	3.14	79

Как видно из таблицы 4.1 у классического OFDM спектральная эффективность составляет 57% процентов от потенциально-возможной и 75% если не использовать циклические префикс, использование сигналов с OFDM без циклического спектра возможно только в системах с идеальным каналом, в то время как у перспективных сигналов CMT, SMT и NOSEFDM спектральная эффективность в процентном соотношении от максимальной лежит в диапазоне 73-79% и при использовании данных сигналов циклический префикс не нужен. Спектральная эффективность сигнала с NOSEFDM составляет 79% или 3.14 бит/с/Гц, что эффективнее OFDM на 0.88 бит/с/Гц при этом разница между SMT и NOSEFDM составила 0.23 бит/с/Гц.

Данные из таблице 4.1 говорят о том, что сигналы с OFDM не эффективно используют радиочастотный спектр, который в данный момент является дефицитным и его неэффективное использование сдерживает развитие радиотехнологий. Перспективные сигналы CMT, SMT и NOSEFDM более эффективно используют радиочастотный спектр, а значит именно они будут применяться в системах радиосвязи нового поколения.

4.2 Спектральные характеристики OFDM, CMT, SMT и NOSEFDM сигналов при ширине спектра в 20МГц.

Было проведено исследование спектральной эффективности сигналов, целью которой было выяснить, сколько поднесущих различных сигналов можно передать при ширине спектра 20МГц по уровню -35дБ. Результаты представлены на рисунки 4.6 и таблице 4.2, как видно из рисунка ширина спектра сигналов с CMT, SMT и NOSEFDM, больше, нежели с OFDM.

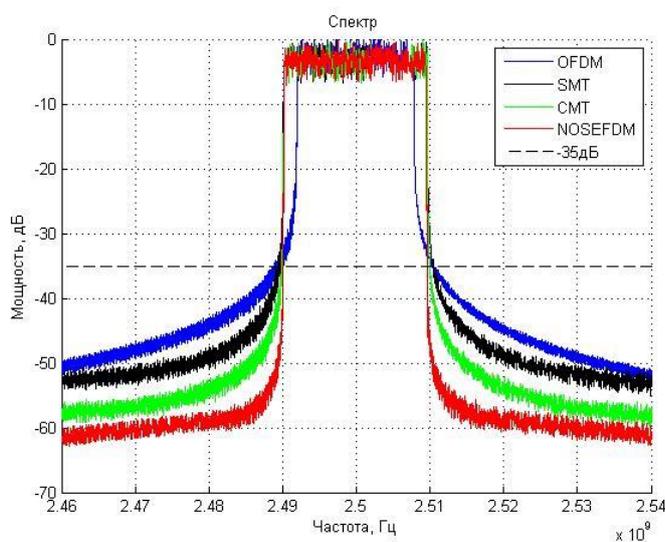


Рисунок 4.6 - Спектральная эффективность сигналов с OFDM, CMT, SMT и NOSEFDM ширине спектра 20МГц

Ширина одной поднесущей составляет 78.125 кГц, значит, при идеальной реализации в спектр шириной 20 МГц может поместиться 256 поднесущих, под идеальной реализацией понимается такой случай, когда уровень внеполосных излучений на границах спектра сигнала меньше -35дБ. В OFDM задействовать такое количество поднесущих нельзя из-за высокого уровня БЛ, поэтому часть из них отводиться под защитные интервалы. Перспективные сигналы с CMT, SMT и NOSEFDM благодаря свои свойствам могут использовать меньшее количество поднесущих отводимых под защитные интервалы или не отводить во-все. Как видно из таблице 4.2, сигналы с OFDM в спектре шириной 20МГц способны передавать только 194 поднесущих, в то время как сигналы с

NOSEFDM передают 248 поднесущих, то есть практически приблизились к максимальной возможной величине. Для сигналов с NOSEFDM это возможно, благодаря тому, что используется эффективная формирующая функция, и на 25% увеличена длительности передачи символа на поднесущих частотах относительно сигналов с OFDM.

Таблица 4.2 - Спектральная эффективность сигналов с OFDM, CMT, SMT и NOSEFDM ширине спектра 20МГц

Тип сигнала	Количество поднесущих	Спектральная эффективность, γ бит/с/Гц	Спектральная эффективность, %
OFDM	194	2.26	57
OFDM без циклического префикса	194	3.02	75
SMT	232	2.91	73
CMT	240	3.07	77
NOSEFDM	248	3.14	79

Сравнивая таблицы 4.1 и 4.2 видно, что спектральная эффективность не изменилась, что подтверждает правильность расчетов.

4.3 Спектральные характеристики сигналов с OFDM, CMT, SMT и NOSEFDM, при обнулении 40 поднесущих

Было проведено исследования эффективности формирования пустых областей в спектре сигнала, данные области нужны для систем когнитивного радио построенных на архитектуре SDR для того, чтобы иметь возможность обеспечивать вещания сторонней радиостанции в спектре сигнала.

В ходе исследования были изучены спектральные характеристики OFDM, CMT, SMT и NOSEFDM сигналов при обнулении 40 поднесущих в центре спектра. Данное исследование нужно для того, чтобы дать оценку эффективности использования спектра в системе когнитивного радио на базе SDR.

На рисунках 4.7-4.11 видно, что при обнулении 40 поднесущих, что равняется 3.125 МГц или 20% от числа используемых поднесущих, формирования пустой области у всех сигналов проходит по-разному.

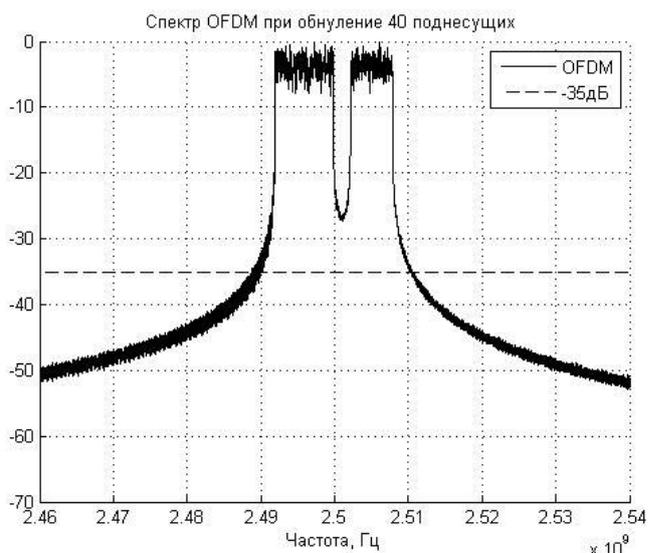


Рисунок 4.7 - Энергетический спектр сигналов с OFDM при обнулении 40 поднесущих

Как видно из рисунка 4.7, при обнулении 40 поднесущих у сигнала с OFDM не получается сформировать пустую область в спектре сигнала, так как начиная с уровня -26 дБ область полностью перекрыта интерференционными помехами, что не соответствует действующим нормам, так как уровень интерференционных помех в интервале больше -35дБ. Это значит, что работа сторонней лицензированной радиосистемы в данном интервале не возможна.

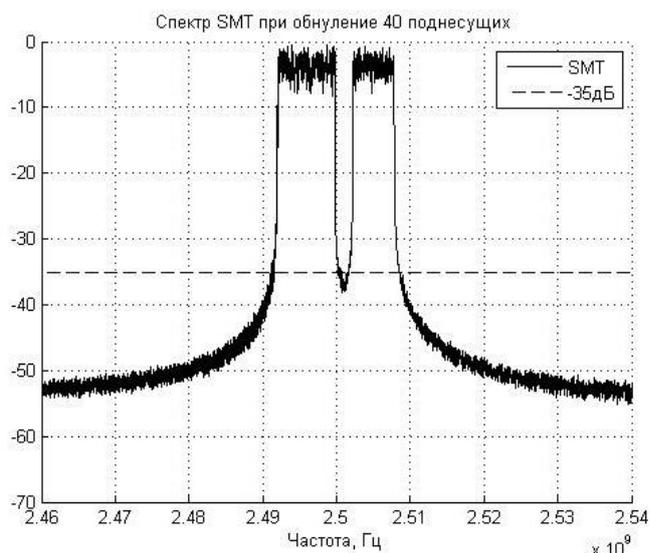


Рисунок 4.8 - Энергетический спектр сигналов с SMT при обнулении 40 поднесущих

Из рисунка 4.8 видно, что обнуление 40 поднесущих сигнала с SMT возможно получить пустую область в спектре с ослаблением более чем -35дБ. Однако сформированная пустая область находится на одном и том же уровне с необходимыми требованиями, что не дает запас на вариацию интерференционных шумов в канале.

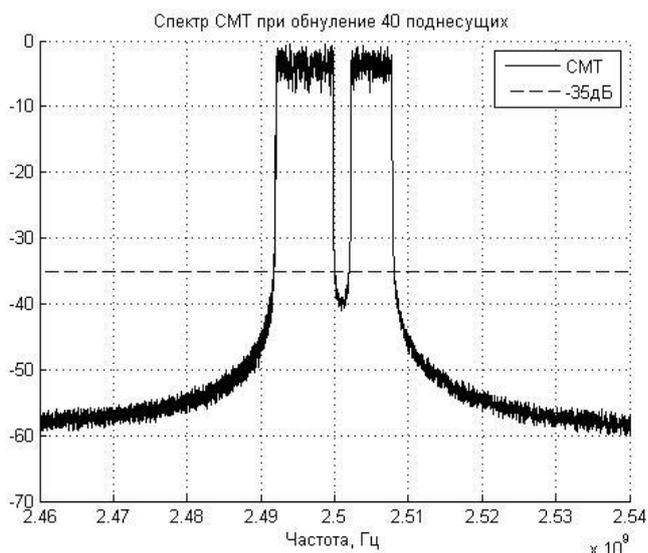


Рисунок 4.9 - Энергетический спектр сигналов с SMT при обнулении 40 поднесущих

При использовании сигнала с СМТ удалось сформировать пустую область в спектре с ослаблением более -35 дБ, также из рисунка 4.9 видно, что область сформирована с запасом в -5 дБ, интерференционные помехи начинаются с уровня -40дБ, что является достаточно приемлемым показателем.

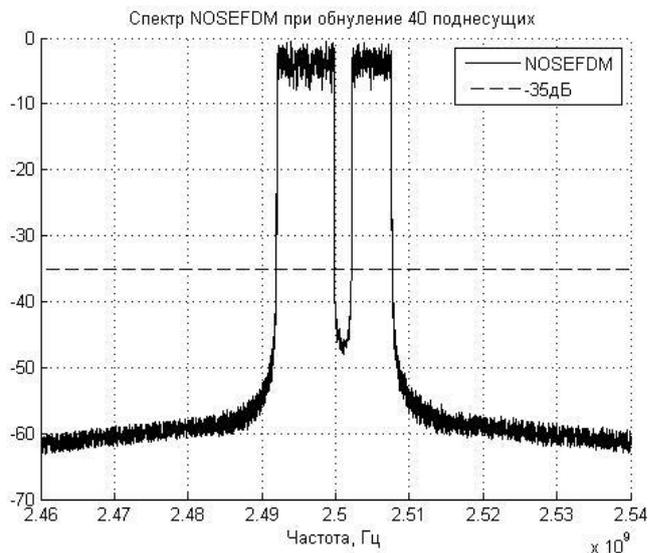


Рисунок 4.10 - Энергетический спектр сигналов с NOSEFDM при обнулении 40 поднесущих

При использовании сигнала с NOSEFDM удалось сформировать пустую область в спектре с ослаблением более чем -35 дБ, также из рисунка 4.10 видно, что область сформирована с запасом в -13 дБ и ослабляется до -48дБ.

На рисунке 4.11 изображены спектры сигналов с OFDM, СМТ, SMT и NOSEFDM при 40 обнуленными поднесущими в центре спектра.

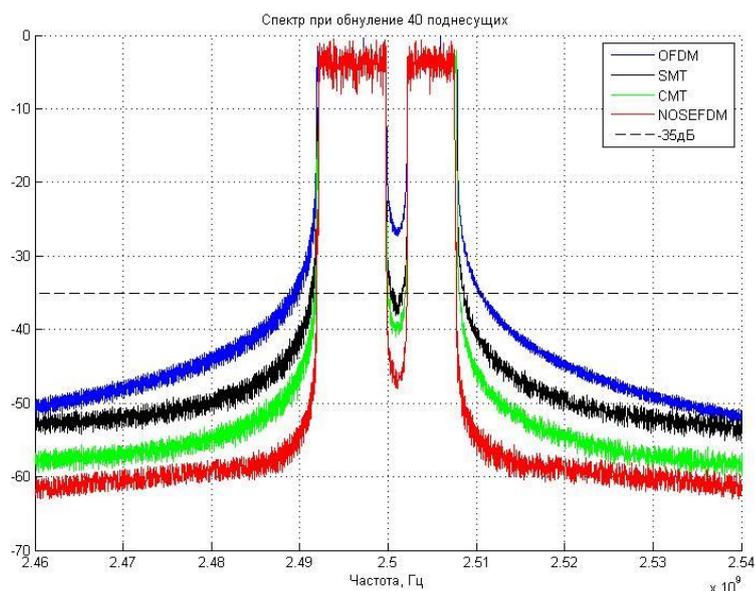


Рисунок 4.11 - Энергетический спектр сигналов с OFDM, CMT, SMT и NOSEFDM при обнулении 40 поднесущих

Полученные данные позволяют говорить, что сигнал с NOSEFDM, лучше всех справляется с формированием пустой области в спектре сигнал, так как при его использовании уровень интерференционных помех в пустой области самый низкий. Это обусловлена тем, скорость спада БЛ у NOSEFDM самая высокая, у OFDM наоборот скорость спада БЛ низкая и поэтому он показал неудовлетворительные результаты, так и не сумев сформировать, пустую область в спектре с уровнем интерференционных помех меньше чем заданный порог в -35дБ. При использовании сигнала с SMT возможно получить пустую область в спектре с ослабление более чем -35дБ. Однако сформированная пустая область едва подходит под необходимые требования, и при неблагоприятных факторах приема/передачи может и вовсе не давать нужного ослабления.

Сигналы с CMT и с NOSEFDM показали хорошие результаты при формировании узкой пустой области в спектр, создав область в спектре сигнала с ослаблением более -40дБ, при заданном пороге в -35дБ. OFDM и SMT с данной задачей не справились, исходя из этого, можно сделать вывод, что данные сигналы не подходят для формирования узких областей в спектре сигнала.

4.4 Спектральные характеристики сигналов с OFDM, CMT, SMT и NOSEFDM, при формировании минимально возможной пустой области в спектре сигнала

Эффективность использования спектра в системах когнитивного радио на базе SDR, на прямую зависит от возможности сигналов формировать спектральную маску с необходимыми параметрами. Чем больше будет схожесть заданной маски с полученной в спектре, тем более эффективно будет использоваться радиоресурс. На практике часто встречается, что в спектре сигнала надо сформировать узкую пустую область с ослабление внеполосных излучений не менее -35дБ, которая равняется 1-5 поднесущим сигнала. Но из-за особенностей формирования сигнала минимальная формируема область у всех разная, и чем она больше, тем не эффективнее используется радиоресурсы.

В ходе работы было исследовано какое минимального количества поднесущих необходимо обнулить для того чтобы сформировать пустую область в спектре сигнала с уровнем интерференционных помех и не более -35 дБ. Для каждого сигнала количество обнуляемых поднесущих находилось экспериментальным путем. Частотный шаг составлял 78.125 кГц, так как он равен шагу между поднесущими. Необходимо отметить, что уровень в -35дБ является определяющим при анализе свойств сигнала и задается соответствующими регламентами и нормами [27].

В статье [26] говорится, что для формирования пустой области сигналу с OFDM необходимо обнулить 84 поднесущих, что составляет 42 % от всех поднесущих используемых для передачи. При этом ширина полезного сигнала по уровни -35дБ равняется 17.2МГц, ширина пустого интервала 3.5МГц, спектральная эффективность при этом составляет 1.79 бит/с/Гц, спектр представлен на рисунке 4.12.

					11070006.11.03.02.128.ПЗВКР	85
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

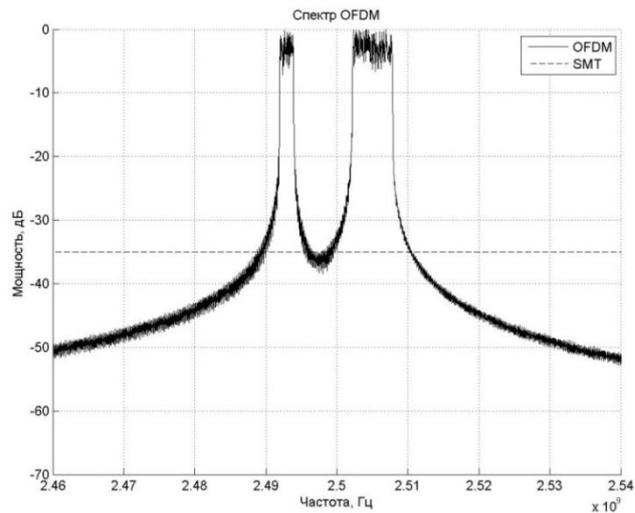


Рисунок 4.12 - Энергетический спектр сигналов с OFDM при обнулении 84 поднесущих

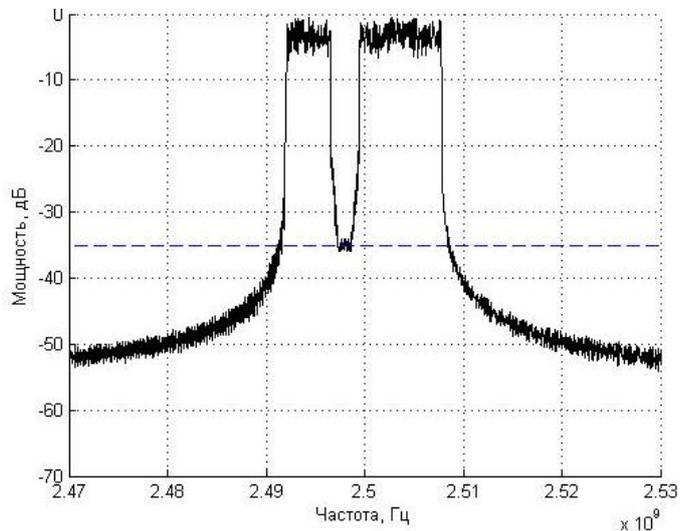


Рисунок 4.13 - Энергетический спектр сигналов с SMT при обнулении 42 поднесущих

При обнулении 42 поднесущих с SMT, что составляет 21 % от всех поднесущих используемых для передачи, ширина полезного сигнала по уровню -35дБ составляет 14.6 МГц, ширина пустого интервала 2.6 МГц, спектральная эффективность при этом составляет 2.71 бит/с/Гц, спектр представлен на рисунке 4.13.

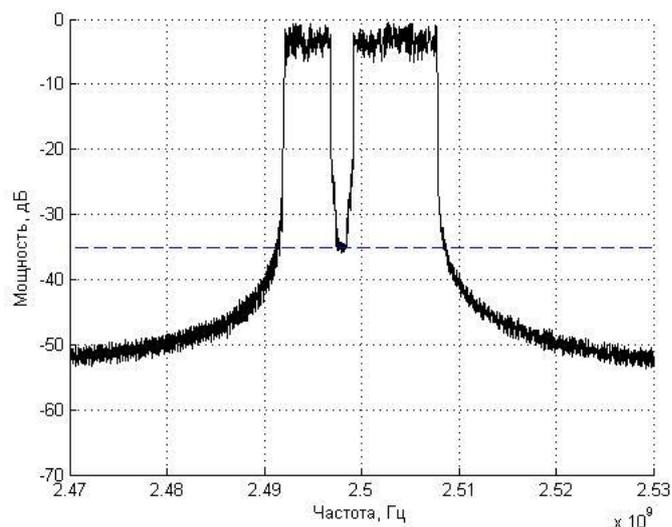


Рисунок 4.14 - Энергетический спектр сигналов с СМТ при обнулении 34 поднесущих

При обнулении 34 поднесущих с СМТ, что составляет 17 % от всех поднесущих используемых для передачи, ширина полезного сигнала по уровню -35дБ составляет 14.3 МГц, а пустого 2МГц, спектральная эффективность при этом составляет 2.90 бит/с/Гц, спектр представлен на рисунке 4.14.

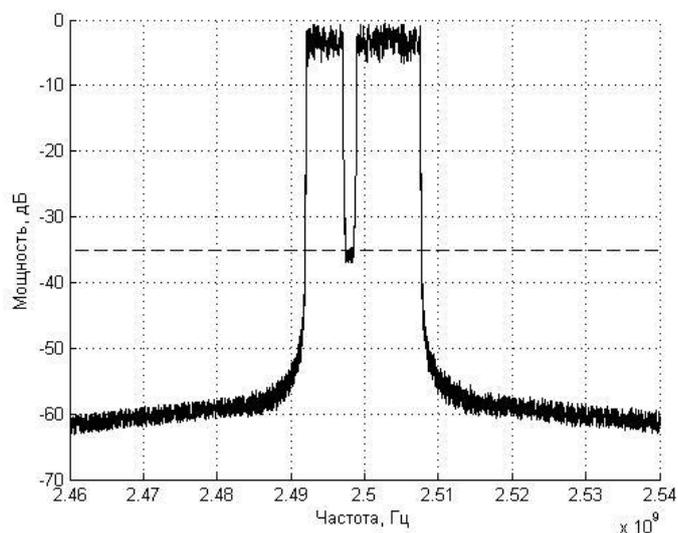


Рисунок 4.15 - Энергетический спектр сигналов с NOSEFDM при обнулении 19 поднесущих

При обнулении 19 поднесущих с NOSEFDM, что составляет 9.5 % от всех поднесущих используемых для передачи, ширина полезного сигнала по

уровни -35дБ составляет 14.9 МГц, ширина пустого интервала 1.1 МГц, спектральная эффективность при этом составляет 3.06 бит/с/Гц, спектр представлен на рисунке 4.15.

Для большей наглядности, и сравнения спектров на рисунке 4.16 представлены сигналы с OFDM, SMT, CMT и NOSEFDM с минимальным количеством обнуленных поднесущих для того чтобы получить пустую область с ослабление не менее -35дБ.

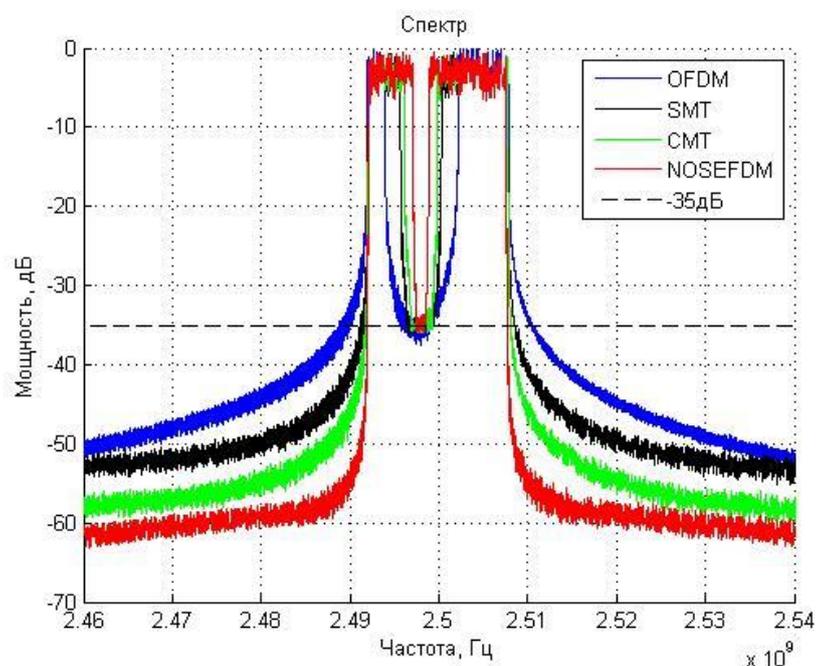


Рисунок 4.16 - Энергетический спектр сигналов с OFDM, CMT, SMT и NOSEFDM при обнулении минимально возможного числа поднесущих

Из рисунков 4.16 видно, что сигналы с OFDM, CMT, SMT и NOSEFDM, имеют разные минимально возможные пустые области в спектре сигнала, в первую очередь это связано с тем, как формируется сигнал и насколько сильно у него подавляется БЛ. Если уровень БЛ высокий, то при попытке сформировать узкую пустой область в спектре сигнала, боковые лепестки перекрывают ее интерференционными помехами. Как было выяснено до этого у сигналов с OFDM самые большие БЛ, следовательно для того чтобы сформировать пустую область в спектре сигнала понадобится обнулить больше поднесущих, нежели чем у сигналов с CMT, SMT и NOSEFDM.

Из таблицы 4.3 видно, что лучше всех с поставленной задачей справился сигнал с NOSEFDM, ему понадобилось обнулить 19 поднесущих, CMT и SMT показали себя хуже 34 и 42 поднесущих соответственно. Сигнал с OFDM на фоне других выглядит явным отстающим, ему понадобилось обнулить 84 поднесущих, чтобы достигнуть ослабления интерференционных помех -35дБ. Самая высокая спектральная эффективность, при минимальном количестве обнуленных поднесущих по-прежнему наблюдается у сигналов с NOSEFDM, а самая худшая у сигналов OFDM.

Таблица 4.3-Характеристики сигналов с OFDM, CMT, SMT и NOSEFDM при обнулении минимально возможного числа поднесущих

Тип сигнала	Количество обнуленных поднесущих	% от всех поднесущих	Ширина занимаемой полосы, МГц	Ширина пустого интервала, МГц	Спектральная эффективность, γ бит/с/Гц	Спектральная эффективность, %
OFDM	84	42	17.2	3.5	1.58	40
SMT	42	21	14.6	2.6	2.71	68
CMT	34	17	14.3	2	2.9	72
NOSEFDM	19	10	14.9	1.1	3.06	75

При сравнение сигналов передающих на всех поднесущих и сигналов с минимальным количеством обнуленных поднесущих (таблица 4.3) видно, что спектральная эффективность сигналов передающих на минимальном количестве обнуленных поднесущих меньше, чем у передающих на всех поднесущих. Данные спектральные потери обусловлены тем, что БЛ не идеальны и имеют некоторую скорость спада. При формирование спектр сигнала данная особенность учитывается, и вводятся защитные интервалы. при формирование минимально возможно пустой области в спектре сигнала приходится вводит дополнительные защитные интервалы для этой самой области, следовательно,

полоса частот отводимых под защитные интервалы увеличиться в два раза, а с её увеличением соответственно уменьшается спектральная эффективность.

Таблица 4.4-Сравнение спектральной эффективности сигналов передающих на всех поднесущих и передающих на минимально возможное число поднесущих

Тип сигнала	При передачи на всех поднесущих		С минимальным количеством обнуленных поднесущих		Ухудшение спектральной эффективности %
	Спектральная эффективность, γ бит/с/Гц	Спектральная эффек., %	Спектральная эффективность, γ бит/с/Гц	Спектральная эффективность, %	
OFDM	2.26	57	1.58	40	30.2
SMT	2.91	73	2.71	68	7
CMT	3.07	77	2.90	73	5.4
NOSEFDM	3.14	79	3.06	75	2.8

Из таблицы 4.4 видно, что спектральная эффективность перспективных сигналов с CMT, SMT и NOSEFDM снизилась, но незначительно на 7 % для SMT, на 5.4% для CMT и на 2.8 % для NOSEFDM, спектральная эффективность сигналов с OFDM снизилась на 30.2 %. По числу обнуленных поднесущих NOSEFDM находится в явном выигрыши, CMT и SMT понадобилось обнулит в 2 раза больше, а OFDM в 4 раза больше поднесущих, нежели чем NOSEFDM для формирования минимально возможной пустой области.

Из полученных данных можно сделать вывод, при формирование сигнала с минимальным количеством обнуленных поднесущих сигналы с OFDM используют спектр еще не эффективнее, чем при передачи на всех поднесущих. Спектральная эффективность сигналов с CMT, SMT и NOSEFDM практически не изменилась, исходя из этого данные, сигналы подходят для формирования спектра в системах широкополосного радиодоступа на базе архитектуры SDR и в системах когнитивного радио на базе SDR.

5. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ МЕТОДОВ ФОРМИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ В СИСТЕМАХ SDR

При имитационном моделировании в среде программирования Matlab исследовалась помехоустойчивость приема сигналов с OFDM, CMT, SMT и NOSEFDM, каждое значение вероятности ошибок вычислялось по результатам передачи 10^6 бит символов входной информационной последовательности, модуляция QAM-16. Сигнал передавался, в канале связи смешивался с гауссовским шумом, принимался, и считалось отношение BER(Bit Error Rate). Результаты моделирования приведены на рисунке 4.16

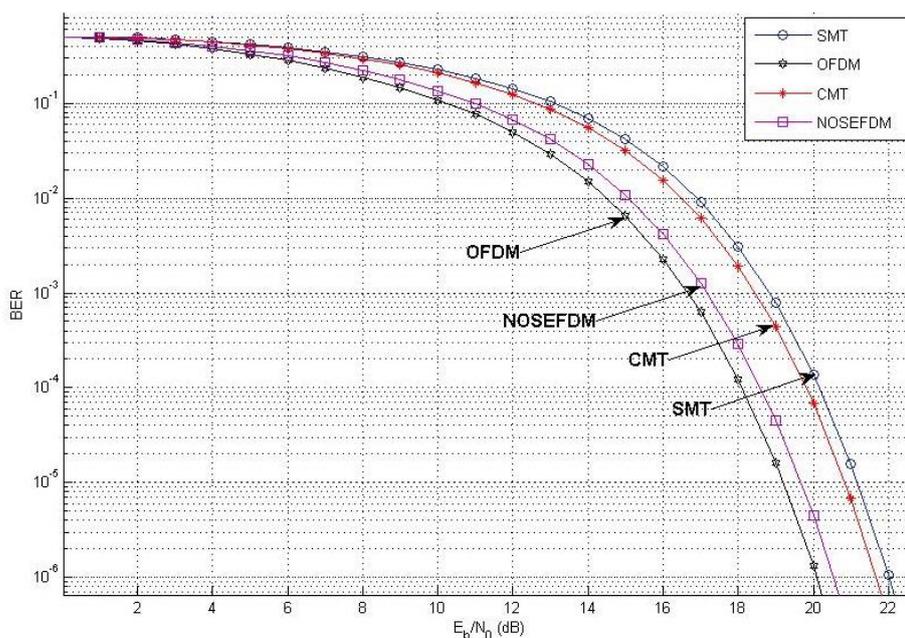


Рисунок 5.1 - Помехоустойчивость приёма сигналов с OFDM, CMT, SMT и NOSEFDM

Из рисунка 5.1 видно, что наилучшей помехоустойчивостью обладает сигнал с OFDM, вероятность ошибочного приема 10^{-6} достигается при отношении сигнал/шум в 20дБ. Такие показатели для OFDM возможно, благодаря использованию циклического префикса, который составляет 25% от всех передающихся бит. Помехоустойчивость сигналов с NOSEFDM хуже, чем у сигнала

лов с OFDM на 0.5дБ, это связано с тем, что сигналы с NOSEFDM генерирует ортогональный базис и за счет этого его помехоустойчивость немного ухудшается, но с другой стороны увеличенная на 25% относительно сигналов с OFDM длительность квадратурно-модулированного символа компенсирует ухудшение и позволяет сигналу с NOSEFDM иметь вероятность ошибочного приёма 10^{-6} при 20.5 дБ.

Помехоустойчивость сигналов с CMT и SMT составляет 21.5 дБ и 22дБ 10^{-6} . Помехоустойчивость данных сигналов хуже потому, что при их формировании применяется фильтр с косинусоидальным сглаживанием, нарушается форма поднесущей, она меняется из прямоугольной в косинусоидальную, а свойство ортогональность поднесущих действует только тогда когда они разнесены на определённый шаг и этот шаг зависит от прямоугольной огибающей.

					11070006.11.03.02.128.ПЗВКР	92
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

6 ЭКОНОМИЧЕСКАЯ ОЦЕНКА РЕЗУЛЬТАТОВ ИССЛЕДОВАНИЯ

6.1 Планирование работ по исследованию

Для реализации исследования понадобятся следующие специалисты:

- старший научный сотрудник (заведующий лабораторией), осуществляющий общее руководство исследованием;
- младший научный сотрудник, проводящий разработку, исследование, необходимые расчеты, составляющий техническую документацию на исследовании;
- экономист, дающий экономическую оценку исследования.

Расчет сроков проведения и трудоемкости представлен в таблице 6.1.

Таблица 6.1 - Планирование работ по исследованию

Наименование этапов работ	Исполнитель	Трудоемкость, час	Продолжительность, дней
1	2	3	4
1.Подготовительный			
1.1.Сбор информации	Младший научный сотрудник	16	2
1.2.Выработка идеи	Старший научный сотрудник	32	4
1.3.Определение объема исследовательских работ	Младший научный сотрудник	24	3

					11070006.11.03.02.128.ПЗВКР	93
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

Окончание таблицы 6.1

1	2	3	4
1.4. Составление плана исследования	Старший научный сотрудник	1	1
1.5. Формирование исследовательской работы	Младший научный сотрудник	80	10
1.6. Обработка и анализ информации	Младший научный сотрудник	64	8
Итого:		224	28
2. Основной (экономический анализ)			
2.1. Обоснование целесообразности работы	Старший научный сотрудник	16	2
2.2. Выполнение работы	Младший научный сотрудник	24	3
Итого:		40	5
3. Заключительный			
3.1. Техничко-экономическое обоснование	Экономист	16	2
3.2. Оформление и утверждение документации	Старший научный сотрудник	16	2
Итого:		32	4

Результатом планирования является расчет трудоемкости исследования по часам и количеству дней. Определена численность штата производственного персонала, необходимого для проведения исследования.

6.2 Расчет расходов на оплату труда на исследование

Расчет расходов на оплату труда разработки исследования представлен в таблице 6.2.

Таблица 6.2 - Расчет расходов на оплату труда

Должность Исполнителей	Трудоемкость, час	Оклад, руб
1	2	3
Старший научный сотрудник	190	33440
Младший научный сотрудник	121	21296
Экономист	112	19712
Итого:	423	74448

Часовая тарифная ставка ($Ч_{ТС}$) рассчитывается по формуле:

$$Ч_{ТС} = \frac{P}{F_{мес}} \quad (6.1)$$

где $F_{мес}$ – фонд рабочего времени месяца, составляет 176 часов (22 рабочих дня по 8 часов в день); P – оклад сотрудника.

Для нахождения расход на оплату труда (P_{OT}) была использована формула 23:

$$P_{OT} = Ч_{ТС} * T_{сум} \quad (6.2)$$

где $T_{сум}$ – суммарная трудоемкость каждого из исполнителей.

Результаты расчетов сведены в таблицу 6.3.

					11070006.11.03.02.128.ПЗВКР	95
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

Таблица 6.3 - Расчет расходов на оплату труда

Должность Исполнителей	Трудоемкость, час	Оклад, руб	ЧТС, руб/час	РОТ, руб
1	2	3	4	5
Старший научный сотрудник	72	33440	190	13680
Младший научный сотрудник	208	21296	121	25168
Экономист	16	19712	112	1792
Итого:	296			40640

6.3 Расчет продолжительности исследования

Согласно расчетам трудоемкость исследования составила 296 часа.

Продолжительность исследования составит:

$$T_{иссл} = T_{сум} / T_{РД} \quad (6.3)$$

где $T_{сум} = 296$ часа суммарная трудоемкость исследования

= 8 часов – продолжительность рабочего дня

$$T_{иссл} = 296 / 8 = 37 \text{ дней.}$$

Продолжительность исследования составляет 37 дней, расчет производится без учета выходных и праздничных дне.

6.4 Расчет стоимости расходных материалов

В таблице 6.4 приведён перечень расходов на приобретение основных материалов необходимых для проведения исследования.

Таблица 6.4. Стоимость расходных материалов.

Наименование расходных материалов	Цена за единицу, руб.	Количество, шт.	Сумма, руб.
1	2	3	4
Бумага	160	2	320
Канцтовары	880	-	880
Расходные материалы для принтера (картридж)	2700	-	2700
Итого:			3900

Из таблице 6.4 видно, что для проведения исследования потребуются расходные материалы на сумму 3900 рублей.

6.5 Расчет сметы расходов на исследование.

В данной главе рассчитаны общие расходы на разработку и проведение исследования. В статьи расходов включены премиальные зарплаты, районный коэффициент и страховые взносы. Для оценки затрат на исследование была составлена смета на разработку и проведение исследования.

					11070006.11.03.02.128.ПЗВКР	97
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

Произведем расчет расходов:

Премииальные выплаты рассчитывались по формуле:

$$ПВ = P_{OT} K_{ПВ} \quad (6.4)$$

где $K_{ПВ}$ - коэффициент премиальных выплат, составляет 35 %, в случае если премии не предусмотрены $K_{ПВ}=1$.

$$ПВ = 40640 \cdot 0,35 = 14224 \text{ руб.}$$

Дополнительные затраты на проведение исследования определялись как:

$$З_{ДОП} = P_{OT} K \quad (6.5)$$

где K - коэффициент дополнительных затрат ($K=16\%$).

$$З_{ДОП} = P_{OT} \cdot 16 \%$$

$$З_{ДОП} = 40640 \cdot 0.16 = 6502 \text{ руб.}$$

В заработной плате был предусмотрен районный коэффициент, который характеризует доплату при работе в трудных условиях. Величина коэффициента определяется в зависимости от характера производства.

$$PK = P_{OT} K_{PB} \quad (6.6)$$

где K_{PB} – коэффициент районных выплат, составляет 10 % от суммы.

$$PK = 40640 \cdot 0.1 = 4064 \text{ руб.}$$

Общие расходы на оплату труда были вычислены по формуле:

$$P_{общ} = P_{OT} + ПВ + PK + З_{ДОП} \quad (6.7)$$

где P_{OT} - основная заработная плата; $ПВ$ - премиальные выплаты; $З_{ДОП}$ - дополнительные затраты; PK - районный коэффициент.

					11070006.11.03.02.128.ПЗВКР	98
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

$$\Sigma P_{OT}=40640+14224+6502+4064$$

$$\Sigma P_{OT}=65430 \text{ руб.}$$

Из таблицы 6.4 берется итоговая сумма стоимости расходных материалов.

$$\Sigma P_{PM}=3900 \text{ руб.}$$

Страховые взносы рассчитывались по формуле:

$$CB = P_{OT} \cdot 0,3 \quad (6.8)$$

$$CB = 40640 \cdot 0.30 = 12192 \text{ руб.}$$

Амортизационные исчисления на использование компьютера вычислялись аналогично выражению (6.8). В данном примере они составляют 15% от стоимости компьютера.

$$AO = C_{ПК} \cdot 0,15 \quad (6.9)$$

$$AO = 45000 \cdot 0.15 = 6750 \text{ руб.}$$

Расходы на использование Интернета брались из расчета месячной абонентской платы для предприятия.

$$P_{ИНТ}=1500 \text{ руб.}$$

Административно-хозяйственные расходы составляют 20% от основной заработной платы (P_{OT}).

$$P_{AX} = P_{OT} \cdot 0,2 \quad (6.9)$$

$$P_{AX} = 40640 \cdot 0.2 = 8128 \text{ руб.}$$

Результаты расчета расходов сведены в таблицу. Смета расходов на разработку и проведение исследования представлена в таблице 6.5.

					11070006.11.03.02.128.ПЗВКР	99
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

Таблица 6.5 - Смета расходов на разработку и проведение исследования

Наименование статей расходов	Сумма,руб.	Удельный вес статей, %
1	2	3
1.Стоимость расходных материалов	3900	2.4
2. Расходы на оплату труда	65430	40.1
2.1. Основная заработная плата	40640	24.9
2.2. Дополнительные затраты	6502	4
2.3. Премияльные выплаты	14224	8.7
2.4 Районный коэффициент	4064	2.5
3. Единый социальный налог	12192	7.5
4. Амортизационные исчисления на использование компьютера	6750	4.1
5. Расходы на использование Интернет	1500	0.9
6.Административно-хозяйственные расходы	8128	5
Итого:	163330	100

Результатом экономической оценки исследования является определение затрат на разработку и реализацию исследования:

- продолжительность исследовательских работ составила 37 дней;
- сметы расходов на исследование – 163330 рублей.

					11070006.11.03.02.128.ПЗВКР	100
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В ходе выпускной квалификационной работы была достигнута цель по исследованию спектральной эффективности и помехоустойчивости сигналов в системах широкополосного радиодоступа на базе архитектуры SDR, все задачи выполнены в полном объёме.

В ходе работы было выявлено, что сигналы с OFDM не подходят для работы в системах широкополосного доступа на базе SDR, из-за того что не эффективно используют спектр, вследствие высокого уровня БЛ. По результатам исследования OFDM сигнал имеет самые плохие спектральные характеристики, но его помехоустойчивость, относительно других сигналов, является самой лучшей. Указанные недостатки сигналов OFDM, при его использовании в системах когнитивного радио на базе SDR, не позволяют говорить об удовлетворительном решении проблемы эффективного использования имеющегося частотного ресурса радиосредствами.

Сигнал с NOSEFDM во всех исследования спектральной эффективности показал наилучшие результаты среди других сигналов, уступив лишь 0.5 дБ при 10^{-6} в помехоустойчивости сигналу с OFDM.

По спектральной эффективности и помехоустойчивостью с незначительным ухудшением относительно сигналов с NOSEFDM идут сигналы, основанные на баки фильтров FBMC: CMT и SMT. В ходе исследования данные сигналы показывали примерно равные результаты по спектральной эффективности и помехоустойчивости, стоит отметить, что сигналы с CMT были всегда немного лучше сигналов с SMT, но не более чем на 10%

По результатам исследования сигналы с NOSEFDM и CMT лучше всего подходят для формирования сигнала в системах на базе архитектуры SDR, поскольку различия между эти сигналами в различных показателях не значительны, при выборе того или иного сигнала, надо исходит из возможности реализации на определённой элементной базе.

					11070006.11.03.02.128.ПЗВКР	101
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Ушаков Д. И., Старовойт И. А., Фонов А. Ю. «О формирование сигналов для систем когнитивной радиосвязи», опубликованной в сборник статей Международной научно-практической конференции влияние науки на инновационное развитие (3 октября 2015г, г. Самара).-Уфа: РИО МЦИИ ОМЕГА САЙНС, 2015.-318с.

2. Галкин В.А. Основы программно-конфигурируемые радио.-М.: Горячая линия-Телеком,2015.-372с.,ил.

3. Definitions of Software Defined Radio (SDR) and Cognitive Radio System (CRS) [Электронный ресурс] // ITU (International Telecommunication Union). — [Электронный ресурс] — Режим доступа. — URL: http://www.itu.int/dms_pub/itu-r/opb/rep/R-REP-SM.2152-2009-PDF-R.pdf , свободный. - Загл. с экрана (дата обращения: 10.05.2016).

4. Ключева Е. SDR — Программно-конфигурируемое радио / Е. Ключева // Электронные компоненты журнал. - 2008. № 9 С. 131-132.

5. Пронин К. SDR — Проектирование, оптимизация и моделирование SDR / К. Пронин // Электронные компоненты журнал. - 2012. № 2 С. 49-53.

6. Дусматов Д.Х., Назирханов Ж. К. Когнитивное радио –новая беспроводная технология в недалеком будущем //АК:ТТЕ № 2(9) 2009

7. Wyglinski, M Nekovee, and T. Hou (Eds.), Cognitive radio communications and networks: principles and practice. Elsevier, Nov. 2009-714p

8. M. Wylie-Green, “Dynamic spectrum sensing by multiband OFDM radio for interference mitigation,” in Proc. IEEE Int. Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks, Baltimore, Maryland, USA, Nov. 2005, pp. 619–625.

9. H. Yaghoobi, “Scalable OFDMA physical layer in IEEE 802.16 Wireless-MAN,” Intel Technology Journal, vol. 8, no. 3, pp. 201–212, Aug. 2004.

					11070006.11.03.02.128.ПЗВКР	102
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

10. T. Weiss and F. Jondral, "Spectrum pooling: an innovative strategy for the enhancement of spectrum efficiency," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 42, no. 3, pp. 8–14, May 2004.
11. S. Catreux, V. Erceg, D. Gesbert, and J. Heath, R.W., "Adaptive modulation and MIMO coding for broadband wireless data networks," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 40, no. 6, pp. 108–115, 2002.
12. Institute of Electrical and Electronics Engineers, "IEEE standard computer dictionary: A compilation of IEEE standard computer glossaries," New York, NY, USA, 1990.
13. Meissner, T. Luckenbach, T. Risse, T. Kirste, and H. Kirchner, "Design challenges for an integrated disaster management communication and information system," in *Proc. 1st IEEE Workshop on Disaster Recovery Networks (DIREN '02) [co-located with IEEE INFOCOM 2002]*, New York City, June 24, 2002.
14. Мирошникова Н.Е. Обзор систем когнитивного радио // Т-comm: телекоммуникации и транспорт. 2013. № 9. С. 108–112.
15. Лебедев В.-Модуляция OFDM в радиосвязи// Радиолобитель журнал. - 2008. № 8 С. 51-55
16. Бакулин М. Г., Крейнделин В. Б., Шлома А. М., Шумов А. П. Технология OFDM. Учебное пособие для вузов. — М.: Горячая линия - Телеком, 2015. — 360 с
17. Дворкович А., Слюсар О.- Умное радио// Радиочастотный спектр журнал. - 2009. № 4 С. 26-29.
18. Вишневецкий В.М., Портной С.Л., Шахнович И.В. Энциклопедия WiMAX. Путь к 4G. М.: Техносфера, 2009.
19. R. Prasad and R. Van Nee, *OFDM for Wireless Multimedia Communications*. Boston, London: Artech House Publishers, 2000.
20. Завьялов С.В. Повышение спектральной эффективности многочастотных неортогональных сигналов: автореф. дис. на соиск. учен. степ. канд.

					11070006.11.03.02.128.ПЗВКР	103
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

тех. наук (05.12.04) / Завьялов Сергей Викторович; ФГАОУ ВО «СПбГПУ».- Санкт-Петербург,2015 -161с.

21. Витязев, В. В. Методы анализа/синтеза сигналов в системах беспроводной связи со многими несущими [Текст] / В. В. Витязев, А. А. Овчинников // Электросвязь. - 2013. - № 9. - С. 28-32. - Библиогр.: с. 32 (21 назв.)

22. Farhang-Boroujeny B. Signal Processing Techniques for Software Radios// Lulu publishing house, 2010.

23. Saltzberg B. R. Performance of an efficient parallel data transmission system // IEEE Transactions on Communication Technology. — 1967. — Vol. 15. — P. 805—811.

24. Cherubini G., Eleftheriou E., Olcer S. Filtered multitone modulation for very high speed digital subscriber lines // IEEE J. Select. Areas Commun. — 2002. — Vol. 20, № 5. — P. 1016—1028.

25. Peiman A. Filterbank multicarrier techniques for Cognitive radios [Текст]: Dissertation submitted to the faculty of The University of Utah in partial fulfillment of the requirements for the degree of Doctor of Philosophy /Peiman Amini; The University of Utah.- Utah,2009-171с.

26. Фонов А.Ю., Сабынин Н.Н., Королюк Н.О. Исследование особенностей OFDM сигналов при использовании в системах когнитивного радио//IX Всероссийская конференция «Радиолокация и радиосвязь» – ИРЭ РАН, 23 ноября – 25 ноября 2015 г. сборник трудов, С.: 95–100 334 с.ил.

27. Нормы 19-13. Нормы на ширину полосы радиочастот и внеполосные излучения радиопередатчиков гражданского применения / Государственная комиссия по радиочастотам (ГКРЧ). М.: -2013.

					11070006.11.03.02.128.ПЗВКР	104
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		