

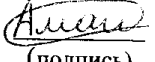



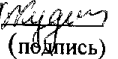
Некоммерческое акционерное общество
«АЛМАТИНСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ ЭНЕРГЕТИКИ И СВЯЗИ»

Кафедра «Телекоммуникационные системы»
Специальность 6М071900 «Радиотехника, электроника и телекоммуникации»

ДОПУЩЕН К ЗАЩИТЕ
Зав. кафедрой
к.т.н., Шагиахметов Д.Р.
(ученая степень, звание, ФИО) (подпись)
« ____ » _____ 2014 г.

МАГИСТЕРСКАЯ ДИССЕРТАЦИЯ
пояснительная записка

на тему: «Анализ моделей сверхширокополосных сигналов для сетей
связи»

Магистрант <u>Аманбаев Б.А.</u> (Ф.И.О.)	<u></u> (подпись)	группа <u>НПМ-12-01</u>
Руководитель <u>PhD, профессор</u> (ученая степень, звание)	<u></u> (подпись)	<u>Чайко Е.В.</u> (Ф.И.О.)
Рецензент <u>к.т.н., доцент</u> (ученая степень, звание)	<u></u> (подпись)	<u>Данько Е.Т.</u> (Ф.И.О.)
Консультант по ВТ <u>к.х.н., ст. преп.</u> (ученая степень, звание)	<u></u> (подпись)	<u>Кудинова В.С.</u> (Ф.И.О.)
Нормоконтроль <u>к.х.н., ст. преп.</u> (ученая степень, звание)	<u></u> (подпись)	<u>Кудинова В.С.</u> (Ф.И.О.)

Алматы, 2014

**Некоммерческое акционерное общество
«АЛМАТИНСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ ЭНЕРГЕТИКИ И СВЯЗИ»**

Факультет «Радиотехники, электроники и связи»
Специальность 6М071900 «Радиотехники, электроники и телекоммуникации»
Кафедра «Телекоммуникационных систем»

ЗАДАНИЕ
на выполнение магистерской диссертации

Магистранту Аманбаеву Бахтияру Аманжановичу
(фамилия, имя, отчество)

Тема диссертации: «Анализ моделей сверхширокополосных сигналов для сетей связи»

утверждена Ученым советом университета № 142 от «30» октября 2013 года
Срок сдачи законченной диссертации « 25 » мая 2014 года

Цель диссертационной работы разработка метода сверхширокополосного беспроводного доступа для повышения скорости передачи информации и улучшения электромагнитной совместимости.

Перечень подлежащих разработке в магистерской диссертации вопросов или краткое содержание магистерской диссертации:

- 1) Исследование современного состояния области широкополосного беспроводного доступа;
- 2) Исследование современного состояния области широкополосного беспроводного доступа;
- 3) Оценка энергетических потерь при использовании цифровых несущих Уолша;
- 4) Аналитические и графические зависимости основных характеристик сигналов Уолша для организации беспроводного доступа.

Перечень графического материала (с точным указанием обязательных чертежей):

- Рисунок 1.2 – Временная форма и спектр и импульса длительностью 3 нс. с центральной частотой 4 ГГц
- Рисунок 2.3 – Динамические искажения СШС на выходе радиолинии доступа
- Рисунок 3.2 – АЧХ модели радиолинии в зависимости от параметра широкополосности
- Рисунок 3.3 – Спектральная плотность амплитуд элемента СШС, полученного в результате синтеза
- Рисунок 4.2 – Зависимость скорости доступа от числа каналов
- Рисунок 4.9 – Зависимость качества передачи информации от скорости доступа

Рекомендуемая основная литература:

Диксон Р.К. Широкополосные системы.: Пер. с англ. - М.: Связь, 1979. - 304с.

1. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. - Изд. 2-е, перераб. и доп. - М.: Радио и связь. 1982. - 624с.
2. Феер К. Беспроводная цифровая связь, пер. с англ. / Под ред. В.И. Журавлева. М. Радио и связь, 2000.-262с.
3. Френке Л. Теория сигналов. Пер. с англ. — М.: Сов. радио, 1974. — 344с.
4. Шахнович И. Современные технологии беспроводной связи. М.: Техносфера, 2004.- 168с.

Г Р А Ф И К
подготовки магистерской диссертации

Наименование разделов, перечень разрабатываемых вопросов	Сроки представления научному руководителю	Примечание
1 Информационный обзор согласно темы диссертации	04.11.2012	
2 Разработка математической модели с учетом электромагнитной совместимости	12.03.2013	
3 Создание модели для проведения эксперимента на базе программы Matlab	11.10.2013	
4 Экспериментальное исследование повышение эффективности канала связи	13.02.2014	
5 Анализ полученных экспериментальных и расчетных данных	07.04.2014	
6 Оформление диссертационной работы	25.05.2014	

Дата выдачи задания _____ 05.09.2012 г. _____

Заведующий кафедрой _____
(подпись)

Шагиахметов Д.Р.
(Ф.И.О.)

Руководитель диссертации _____
(подпись)

Чайко Е.В.
(Ф.И.О.)

Задание принял к исполнению магистрант _____
(подпись)

Аманбаев Б.А.
(Ф.И.О.)

Аңдатпа

Айтылмаш жұмыста аса жоғары көп жолақты сымсыз рұқсат алудың әдісінің зерттемесі ақпараттың және электромагнитті үйлесімділіктің жақсартуының берілісінің жылдамдығының көтермелеуі үшін жиіліктің баяғы диапазонында радиобайланыстың шұғылданушының жүйелерімен еңсерілді. Сұрақтар ша жабдықтың талғамының қара - қарамастан және ең ең жақсы нұсқалар сымсыз аудың жоспарла. Анализдың және аудың тоқтаусыз жұмысының сенімділігінің қамсыздандыруының әдісі әзірле. Әзірле-қалыптың зертте жазусыздың нәтижелері келтіріді.

Аннотация

В данной работе проводилась разработка метода сверхширокополосного беспроводного доступа для повышения скорости передачи информации и улучшения электромагнитной совместимости с работающими в том же диапазоне частот системами радиосвязи. Рассмотрены вопросы по выбору оборудования, и наилучшие варианты при планирования беспроводной сети. Разработан метод анализа и обеспечения надежности бесперебойной работы сети. Приведены графические результаты исследований разработанной модели.

Abstract

At this work was carried out to develop method ultrabroadband wireless access to improve the speed of information transfer and electromagnetic compatibility with operating in the same frequency range radio systems. The questions on the selection of equipment, and the best options when planning a wireless network. Developed a method of analysis and reliability network uptime. Graphic shows the results of studies of the developed model.

Содержание

Введение.....	7
1 Анализ методов и технологий широкополосного беспроводного доступа.....	10
1.1 Классификация методов и технологий широкополосного беспроводного доступа.....	10
1.2 Анализ методов сверхширокополосного доступа.....	14
1.3 Использование цифровых несущих Уолша для сверхширокополосного беспроводного доступа.....	19
1.4 Выводы.....	23
2 Моделирование сверхширокополосных сигналов на выходе радиолинии беспроводного доступа	24
2.1 Аппроксимация характеристик радиолиний доступа в сантиметровом и дециметровых диапазонах	24
2.2 Моделирование радиолиний для излучения сверхширокополосных сигналов.....	30
2.3 Оценка искажений сверхширокополосных несущих Уолша на выходе радиолинии.....	32
2.4 Выводы.....	35
3 Синтез и исследования сверхширокополосных сигналов на основе несущих Уолша	36
3.1 Исследование задачи поиска оптимально» формы несущей сигнала для сверхширокополосного беспроводного доступа.....	36
3.2 Синтез формы элемента цифровой несущей заданной мощности на входе радиолинии по критерию минимума энергии импульса	40
3.3 Исследование характеристик оптимальной сверхширокополосной несущей на выходе радиолинии	44
3.4 Практическая реализации оптимальной несущей Уолша.....	46
3.5 Выводы.....	49
4 Анализ методов модуляции и спектральной обработки сверхширокополосных сигналов в радиоканалах	51
4.1 Методы модуляции сверхширокополосных несущих Уолша.....	51
4.2 Исследование спектра свсверхширокополосных сигналов Уолша ...	57
4.3 Спектральная обработка сверхширокополосных сигналов в приёмнике	58
4.4 Исследование адаптивного алгоритма спектральной обработки сверхширокополосных сигналов.....	64
4.5 Выводы.....	67
5 Моделирование метода сверхширокополосного беспроводного доступа анализ электромагнитной совместимости	69
5.1 Влияние сверхширокополосного беспроводного доступа на другие системы радиосвязи	69
5.2 Анализ особенностей расчёта бюджета потерь радиолинии	

СШБД.....	77
5.3 Особенности цифровой обработки сигнала Уолша.....	78
5.4 Моделирование метода сверхширокополосного беспроводного доступа	79
5.5 Выводы.....	85
Заключение.....	87
Список литературы.....	89
Приложение А.....	94
Приложение В.....	106

Введение

Топология информационной инфраструктуры любого уровня предполагает обязательное наличие в ней доступа пользователей, который осуществляется по различным каналам связи. Наблюдается тенденция внедрения сверхширокополосного доступа. В течении годов 2000 и 2007 количество абонентов увеличилось в 10 раз и составляет 250 млн абонентов.[28]. В отличие от проводных сетей, беспроводная сеть может быть развернута в короткий период, несет намного меньше затрат и оптимально подходит для регионов, где применение кабельных сетей экономически не выгодно

Другие возможные сферы применения оборудования ШБД включают подключение удаленных и локальных узлов распределительных сетей и сетей доступа; высокоскоростную передачу данных для мобильных пользователей; создание резервных каналов к уже существующим кабельным, а также организацию инфраструктуры при чрезвычайных ситуациях и для временного использования.

В основе технологий ШБД лежит применение сигналов, занимающих широкую полосу частот (десятки МГц) [27]. В этом смысле дальнейшее увеличение ширины полосы частот, т.е. переход к технологии сверхширокополосного беспроводного доступа (СШБД), представляется логичным этапом развития систем беспроводного доступа.

Целью диссертационной работы является разработка метода сверхширокополосного беспроводного доступа для повышения скорости передачи информации и улучшения электромагнитной совместимости с работающими в том же диапазоне частот системами радиосвязи. Для этого необходимо решить следующие основные задачи:

- а) Синтезировать сверхширокополосный сигнал, определить параметры сигнала, а также устройства его формирования.
- б) Разработать алгоритм обработки сверхширокополосного сигнала в приёмнике.
- с) Обобщить разработанный метод СШБД на случай возможного изменения спектральной маски для сверхширокополосных передатчиков.
- г) Исследовать параметры помехоустойчивости, электромагнитной совместимости и информационных возможностей разработанного метода.

Перечисленный комплекс задач решается в данной диссертации, которая состоит из введения, пяти глав, заключения, списка литературы и приложения.

В первой главе проведён анализ современного состояния технологий ШБД и СШБД и сформулировано основное направление дальнейших исследований. Показано, что широкополосные системы обладают рядом значимых преимуществ, среди которых высокая помехоустойчивость, большая пропускная способность, неплохие показатели электромагнитной

совместимости, относительно низкая стоимость и другие. С другой стороны, возможности существующей технологии Wi-Fi не соответствуют новым требованиям по скорости передачи и возможности многоканального доступа, а сети WiMAX требуют тщательного частотного планирования.

С этой точки зрения, применение СШС для создания систем персонального уровня массового использования представляется весьма перспективной альтернативой. Проведенные к настоящему моменту исследования показывают возможные варианты создания беспроводной сети с небольшим покрытием и с высокой пропускной способностью, работающей в сложных физических условиях (помехи, многолучёвость и так далее).

В разделе 1.3 рассмотрены вопросы, связанные с выбором оптимальной несущей для системы СШНД, и показано, что её форма отличается от гармонической. Обосновано, что наиболее целесообразным является применение сложных сигналов, в частности цифровой несущей Уолша, обладающей целым рядом полезных свойств.

Во второй главе рассмотрено влияние радиолинии на свойства разработанной сверхширокополосной несущей Уолша. Ввиду достаточной сложности среды распространения радиоволн, при исследованиях целесообразно воспользоваться упрощенными моделями радиолинии.

В третьей главе проводится синтез оптимальной несущей Уолша для системы СШБД. В качестве критерия оптимальности выбраны максимальная скорость передачи информации, энергетическая скрытность и электромагнитная совместимость при повторном использовании диапазона частот. Проведено исследование формы сигнала на входе и выходе радиолинии при различных значениях параметров радиолинии.

В четвертой главе проводится анализ методов модуляции сверхширокополосного сигнала. Рассмотрены схемы с модуляцией по номеру несущей, квадратурной амплитудной модуляцией и модуляцией по спектру. Проведён сравнительный анализ предложенных схем по скорости передачи информации и возможностям многоканального доступа.

Исследование спектров сверхширокополосных сигналов в присутствии различных помех показало, что особое значение имеет базис функций, в котором представлен сигнал. Применение спектрального анализа сверхширокополосных сигналов в базисе собственных функций имеет ряд преимуществ по сравнению со спектральным гармоническим анализом. В разделах 4.3 и 4.4 сформулированы основные принципы и показана целесообразность применения спектральной обработки сверхширокополосного сигнала. Разработан адаптивный алгоритм дискретной спектральной обработки сверхширокополосного сигнала в приёмнике, а также проведена оценка его помехоустойчивости.

В пятой главе приведены результаты моделирования разработанного метода сверхширокополосного беспроводного доступа в случае применения модуляции по номеру несущей и КАМ, показана эффективность разработанного алгоритма дискретной спектральной обработки. Рассмотрены

вопросы цифровой обработки сверхширокополосных сигналов и вычислительной сложности разработанного метода.

Моделирование метода сверхширокополосного беспроводного доступа при использовании кодовой модуляции и с использованием КАМ-256 в сложной помеховой обстановке позволило оценить помехоустойчивость, потенциальную скорость передачи информации, электромагнитную совместимость с существующими широкополосными и узкополосными радиосистемами.

В заключении сформулированы основные результаты работы.

В приложении приведены акты о внедрении результатов работы.

В работе получены следующие результаты:

- разработана методика аппроксимации эмпирических моделей ослабления радиосигнала на базе теории электрических фильтров и теории численных методов;

- получено решение задачи синтеза оптимальной несущей для системы СШБД;

- предложены методы модуляции сверхширокополосного сигнала Уолша;

- разработан адаптивный алгоритм дискретной спектральной обработки сверхширокополосного сигнала в приёмнике.

1 Анализ методов и технологий широкополосного беспроводного доступа

1.1 Классификации методов и технологий широкополосного беспроводного доступа

Понятийный аппарат широкополосного беспроводного доступа (ШБД) еще окончательно не сформировался. Поэтому определим основные понятия и термины, которые будут использоваться при дальнейших исследованиях. Наряду с термином «радиодоступ» в технической литературе и среди специалистов значительно чаще используется термин «беспроводной доступ». Действительно, на заре развития радиотехники термин «беспроводной» (wireless) использовался для обозначения радиосвязи в широком понимании (передача информации без проводов). Затем этот термин был заменен термином «радио», который в настоящее время используется традиционными радиослужбами (радиовещание, радиосвязь, радионавигация, радиолокация и другие). В последние десятилетия термин «беспроводной» относят к новым технологиям радиосвязи, таким как сотовая телефония, абонентский доступ, безшнуровая телефония, пейджинг и другие. Можно дать следующее определение беспроводного доступа - это удаленный доступ к сетевым узлам, серверам и абонентам по радиоканалам [54]. Основными преимуществами широкополосных беспроводных систем являются:

- высокая помехоустойчивость;
- возможность обеспечения кодового разделения каналов;
- энергетическая скрытность благодаря низкому уровню спектральной плотности;
- высокая разрешающая способность при измерении расстояния;
- защищенность связи и способность противостоять воздействию преднамеренных помех;
- высокая скорость развертывания;
- низкая стоимость при реализации.

По диапазону частот и своему назначению ШБД условно делят на две категории: системы фиксированной радиосвязи (абонентский доступ) (2 - 66 ГГц) и системы подвижной (мобильной) радиосвязи (0,5 — 2 ГГц). Фиксированный доступ отличается от мобильного тем, что место предоставления услуг связи заранее определено, и связь осуществляется в пределах прямой видимости. В мобильной радиосвязи место абонента не зафиксировано [39,47]. Главные особенности ШБД - высокое качество и адресность обслуживания.

Для систем ШБД различают три уровня охвата пользователей:

- персональный уровень (WPAN) - это уровень систем самого малого

радиуса действия (до 10-15 м), которые служат для образования так называемого "бесшнурового" информационного соединения между близко расположенными оборудованием и абонентом;

- местный или локальный уровень (WLAN) описывает, в основном, компьютерные сети от домашних до корпоративных, оборудование которых сосредоточено в определенной локации одного здания или ряда зданий и окружающей их местности;

- зонный или городской уровень (WMAN, WWAN) описывает покрытие радиосистемой определенной местности, которая может быть районом города, городом, промышленным центром и даже административным районом.

В соответствии с архитектурой и используемыми видами модуляции широкополосные системы могут быть разделены на следующие группы.

Первая группа: системы с прямым расширением спектра на основе псевдослучайных последовательностей (ПСП), включая системы множественного доступа с кодовым разделением каналов (МДКРК).

Вторая группа: системы с перестройкой рабочей частоты (с «прыгающей» частотой), включая системы МДКРК с медленной и быстрой перестройкой рабочей частоты.

Третья группа: системы множественного доступа с расширенным спектром и контролем несущей.

Четвертая группа: системы с перестройкой временного положения сигналов.

Пятая группа: системы с линейной частотной модуляцией сигналов.

Шестая группа: системы со смешанными методами расширения спектра.

В таблице 1.1 представлены основные характеристиками существующих систем ШБД в соответствии с семейством стандартов IEEE 802, определенных Институтом инженеров по электротехнике и радиоэлектронике. Для сравнения приведены характеристики для других беспроводных систем, предоставляющих услуги широкополосного доступа.

В стандарте 802.11 для преднамеренного расширения спектра используется технология прямого расширения спектра с помощью кода Баркера II. Одновременно с расширением спектра сигнала происходит и перераспределение энергетической плотности сигнала. В результате максимальная мощность преобразованного сигнала оказывается значительно ниже мощности исходного сигнала. При этом уровень полезного информационного сигнала может сравняться с уровнем естественного шума. В результате сигнал становится неразличимым - он теряется на уровне естественного шума. Для модуляции синусоидального несущего колебания используется относительная двоичная фазовая модуляция (ОФМ-2, BPSK).

Линейку стандартов 802.16 (WiMAX) можно отнести к беспроводным сетям доступа операторского класса. Стандарт 802.16a был принят в 2003 году и задумывался как альтернатива таким технологиям вторичных селей, как DSL, Ethernet и т. н. Предусмотрены возможности как фиксированного, так и мобильного доступа.

Таблица 1.1 Характеристики существующих систем ШБД

Стандарт	Максимальная скорость передачи	ЗГ	Дальность действия	Область применения
CorDect	70 кбит/с	1900 МГц	10-15 км	WWAN
WCDMA/3G	2 Мбит/с	1900-2100 МГц	радиус действия сотовых систем	WWAN
EV-DO, HSPDA	2,4 Мбит/с	450, 900, 1800 МГц	радиус действия сотовых систем	мобильный Интернет
EDGE	230 кбит/с	900, 1800 МГц	радиус действия сотовых систем	мобильный интернет
GPRS	58 кбит/с	900, 1800 МГц	радиус действия сотовых систем	мобильный интернет
WiFi (802.11x)	54 Мбит/с	2,4 ГГц, 5,1 ГГц	100-400 м	WLAN
Bluetooth (802.15)	3 Мбит/с	2,4 ГГц	1-10 м	WPAN
ZigBee (802.15.4)	200 кбит/с	858 МГц, 902-928 МГц, 2,4 ГГц	10 м	WPAN
(802.15.4a)	400-500 Мбит/с	3,1-10,6 ГГц		WPAN
WiMax (802.16x)	70 Мбит/с	700 МГц, 2,3 ГГц, 2,5 ГГц, 3,5 ГГц, 5 ГГц	до 50 км	WWAN
Mobi-Fi (802.20)	40 Мбит/с	3,5 ГГц	8-10 км	мобильный интернет

Семейство стандартов IEEE 802.15 определяют методы функционирования беспроводных персональных сетей доступа (WPAN) предназначенных для организации беспроводной связи между различного типа устройствами на ограниченной площади (например, в рамках квартиры, офисного рабочего места).

Технология Bluetooth (стандарт IEEE 802.15.1) представляет собой радиointерфейс с низким энергопотреблением (мощность передатчика всего порядка 1 мВт) для организации беспроводных персональных сетей, обеспечивающий передачу в режиме реального времени как цифровых данных, так и звуковых сигналов. Для работы радиointерфейса Bluetooth используется так называемый нижний (2,45 ГГц) диапазон ISM,

предназначенный для работы промышленных, научных и медицинских приборов. Спецификация IEEE 802.15.3 является прямым наследником Bluetooth. Этот стандарт разрабатывался как высокоскоростной стандарт WPAN-сетей для высокотехнологичных бытовых устройств.

Стандарт IEEE 802.15.4 (ZigBee) ориентирован, главным образом, на использование в качестве средства связи между автономными приборами и оборудованием. В основе спецификации IEEE 802.15.4a лежит технология сверхширокополосной связи (UWB), при которой осуществляется передача множества закодированных импульсов негармонической формы очень малой мощности (0,05 мВт) малой длительности в широком диапазоне частот (от 3,1 до 10,6 ГГц).

Для безлицензионного использования в Европе и США отводится радиодиапазон от 2,400 до 2,4835 ГГц, предназначенный для применения в промышленности, науке и медицине, а также от 5,725 до 5,875 ГГц. При этом строго регламентируется мощность передатчика, которая ограничивается величиной 100 мВт в Европе (ограничения ETSI) и 1 Вт в США (ограничения FCC).

Первая попытка утвердить сверхширокополосное излучение как не требующее частотной координации была предпринята в США в 1998 г. Это сразу же вызвало бурную полемику, так как формально излучение сверхширокополосных передатчиков соответствовало требованиям Кодекса федерального регулирования (CFR) США, что автоматически давало право на безлицензионную работу в диапазонах частот, где это условие соблюдается. Оппоненты утверждали, что сверхширокополосные передатчики не являются источниками непреднамеренного излучения, а значит, не подпадают под действие указанного нормативного документа. Кроме того, СШС - потенциальный источник помех для работающих средств. Однако представленные доказательства базировались лишь на теоретических расчетах, поскольку улавливать слабые СШС традиционное измерительное оборудование не позволяло. В феврале 2002 г. было принято компромиссное решение разрешить совместное функционирование сверхширокополосных систем с уже работающими службами в общей полосе частот, но наложить ограничения по мощности и частотам.

В Европе в отношении сверхширокополосного излучения наиболее жесткие нормы установлены на уровне побочного излучения, включая излучения на гармониках, паразитное и интермодуляционное, а также вызванное побочными составляющими при преобразовании частоты [9,10]. В России этот вопрос находится в стадии разработки. В табл. 1.2 для сравнения приведены нормы на уровне нежелательных излучений в РФ, США и Европе.

Любая сверхширокополосная система включает антенную систему, формирующую короткие импульсы электромагнитного излучения; мощный импульсный ключ, управляющий антенной системой; устройства модуляции/демодуляции (достаточно просты и не требуют сложных алгоритмов цифровой обработки сигналов); высокочастотный опорный

генератор; приемный детектор и коррелятор. Отметим, что в сверхширокополосных системах нет мощных усилителей и элементов частотной фильтрации. Антенны, используемые в сверхширокополосных радиоприемниках имеют значительное влияние на форму сигнала. Излучающие свойства антенн и их зависимость от частоты могут вносить свой вклад в рассеивание импульса и воздействовать на форму принятого сверхширокополосного импульса.

Таблица 1.2 Нормы на уровни нежелательных излучений в РФ, США и Европе

Нормы на уровни нежелательных излучений мощности для изотропного источника, 1 дБм/МГц					
Диапазон частот, ГГц	Полоса измерения, кГц	Россия	Европа	США (FCC)	
				CFR	Временные ограничения
0,216-0,96	100	-48,5	-36	-49,2	-
0,96-1,0	100	-48,5	-36	-41,3	-75,3
1,0-1,61	1000	-33,5	-40,1	-41,3	-75,3
1,61-1,99	1000	-33,5	-40,1	-41,3	-53,3
1,99-3,1	1000	-33,5	-40,1	-41,3	-51,3
3,1-10,6	1000	-33,5	-40,1	-41,3	-41,3
10,6-11,7	1000	-33,5	-40,1	-41,3	-53,3
11,7-12,5	1000	-40,5	-40,1	-41,3	-
свыше 12,5	1000	На рассмотрении	-40,1	-41,3	-

1.2 Анализ методов сверхширокополосного доступа

Для количественной оценки широкополосности сигнала обычно используют относительную (безразмерную) величину, которая является характеристикой полосы частот на физическом уровне [35,69,148]. Часто сверхширокополосность β_c определяют, как нормированное отношение полосы частот к центральной частоте спектра сигнала. Сигнал считается широкополосным, если $\beta_c > 0,25$.

Для того чтобы учесть особенности излучения сигнала в системах беспроводного доступа, определим сверхширокополосность сигнала в зависимости от длины / вибратора линейной антенны [34]:

$$\beta_{c2} = \frac{l}{c\tau}, \quad (1.1)$$

где l - длина вибратора,
 c - скорость света,
 τ - длительность импульса сигнала.

При таком определении сигнал считается широкополосным, если $\beta_{c2} > 1$. Однако, определение сверхширокополосности (1.2) не подходит для антенн, которые широко используются на практике (например, четвертьволновые и полуволновые вибраторы). Действительно определение (1.2) часто рассматривается для простых сигналов (финитных видеоимпульсов).

В соответствии с определением (1.2) сверхширокополосными считаются импульсные сигналы, у которых полоса спектра удовлетворяет условию $\Delta f_c = c/l$. Например, для длины антенны $l = 5$ см это будет сигнал с полосой более 6 ГГц при центральной частоте спектра 3 ГГц. Очевидно, что интересные с точки зрения практики сигналы не попадут в класс сверхширокополосных.

Наибольший практический интерес при определении сверхширокополосности в случае рассмотрения систем беспроводного доступа представляет учёт характеристик не только излучающих структур, но и среды распространения. В этом случае величина сверхширокополосности сигнала может быть определена как [148]:

$$\beta_{c2} = \beta_c = \frac{\Delta f_c}{\Delta f_\phi}, \quad (1.2)$$

где Δf_c - эффективная полоса сигнала;

$S(jf)$ - спектральная плотность сигнала;

$S(Jf)$ - спектральная плотность сигнала;

Δf_ϕ - эффективная физическая полоса радиолинии;

Если на входе радиолинии сигнал удовлетворяет условию $\beta_c > 1$, то на выходе радиолинии получим $\beta_c = 1$. Если на входе радиолинии $\beta_c < 1$, то на выходе также $\beta_c < 1$. Если на входе $\beta_c = 1$, то и на выходе $\beta_c = 1$.

Таким образом, сверхширокополосными будем называть сигналы, которые удовлетворяют условию $\beta_c = 1$. Для таких сигналов форма элемента (импульса) на выходе радиолинии будет определяться её импульсной характеристикой (ИХ), т. е. сигнал будет формироваться самой радиолинией. Поскольку ИХ - это реакция на воздействие в виде σ - функции, то она и определяет предел широкополосности сигнала. Такой СШС будет нестационарным (хотя, строго говоря, все цифровые сигналы нестационарны). Принципиальным отличием СШС является то, что для них режим свободных колебаний радиолинии является полезным, в то время как для традиционных сигналов этот режим не используется (полезным считается режим вынужденных колебаний, т. е. установившийся режим) [73].

Как следует из анализа АЧХ антенны, на частоте 5 ГГц наблюдается резонанс, а далее с ростом и уменьшением частоты происходит спад амплитуды. Длительность ИХ составляет величину порядка 1нс. Таким образом, антенна, как элемент радиолинии, существенно влияет на частоту,

форму и длительность импульсного СШС. Поскольку рупорная ТЕМ-антенна имеет более широкополосную АЧХ, то длительность ее ИХ меньше (порядка 0,5 нс), чем у дипольной антенны, т.е. чем широкополоснее антенна, тем меньшие искажения она вносит в СШС.

Существует несколько видов СШС, которые отличаются друг от друга типом несущего колебания. На рисунке. 1.1 приведена классификация СШС по типу несущей сигнала. Импульсный СШС (Имп.) отличается тем, что для передачи информации используются отдельные короткие видеоимпульсы или радиоимпульсы, может использоваться и серия таких импульсов. Для улучшения энергетических характеристик применяются импульсы большой амплитуды (до нескольких киловольт). Многочастотный СШС (МЧ) основан на параллельном формировании спектра СШС из относительно узкополосных гармонических сигналов.

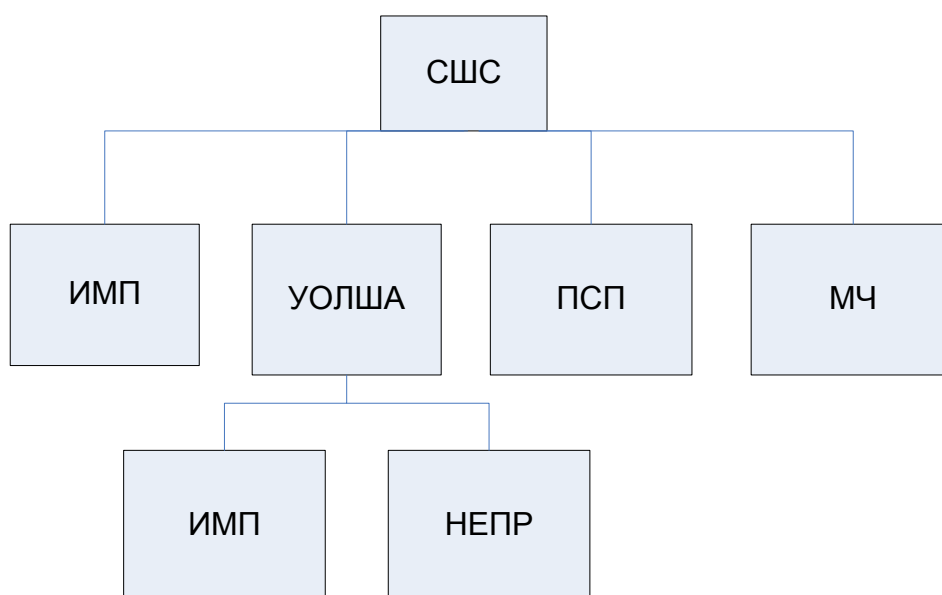


Рисунок 1.1 Классификация сверхширокополосных сигналов

Типичным МЧ является сигнал с ортогональным частотным мультиплексированием (OFDM), в этом случае на каждой поднесущей используется простой сигнал. Как правило, для компенсации искажений, вносимых многолучевым распространением, используются частотные эквалайзеры, однако по мере роста скорости передачи данных или из-за усложнения схемы кодирования эффективность эквалайзеров падает. В стандарте 802.11b с максимальной скоростью передачи 11 Мбит/с схемы компенсации межсимвольных искажений вполне успешно справляются со своей задачей, но при более высоких скоростях передачи такой подход становится неприемлемым. В этом случае применяется принципиально иной метод кодирования данных, который состоит в том, что поток передаваемых данных распределяется по множеству частотных подканалов и передача ведется параллельно на всех этих подканалах. При этом высокая скорость

передачи достигается именно за счет одновременной передачи данных по всем подканалам, а скорость передачи в отдельном подканале может быть и невысокой, что создает предпосылки для эффективного подавления межсимвольной интерференции. В настоящее время OFDM используется в системах цифрового аудиовещания (DAB) и телевидения (DVB), в системе ISDB (Япония), в стандартах IEEE 802.11 g, 802.16a и других. Кроме того, рассматривается вопрос об использовании данной технологии в сетях 7 м обильной связи четвертого поколения (4G), стандартах IEEE 802.11 p (высокоскоростной стандарт 802.11) и IEEE 802.20 [82].

Сигналы Уолша основаны на применении периодических функций Уолша в качестве несущих. На том же принципе строятся сигналы с несущими в виде ПСП, элементами которых являются функции Радсмахера. Такие сигналы являются сложными сигналами и могут быть как импульсными, так и непрерывными, в зависимости от типа элемента несущей.

В одной из первых систем сверхширокополосной связи, так называемого «импульсного радио», разработанной в 1987 году американским ученым Л. Фуллертоном, передача ведется короткими (20 - 0,1 нс) импульсами, следующими друг за другом с интервалом 2-5000 нс [82,115]. Отметим, что при многолучевом распространении, ввиду чрезвычайно малой длительности импульсов, энергия сигнала в каждом луче практически полностью затухает до момента прихода следующего луча. Следовательно, сверхширокополосная технология обеспечивает устойчивую связь без межсимвольных искажений. Импульс, представляющий собой моноцикл Гаусса, описывается первой производной от функции распределения Гаусса:

$$V(t) = A \frac{\sqrt{2e}}{\tau} l e^{-(l/\tau)^2}, \quad (1.3)$$

где A - амплитуда импульса,
 τ - временная константа, характеризующая затухание (длительность импульса - $2\pi\tau$).

Спектральная плотность сигнала:

$$V(w) = Aw\tau^2 \sqrt{2\pi e} e^{-\frac{w^2\tau^2}{2}}, \quad (1.4)$$

Регулярная последовательность таких импульсов не несёт никакой информации, её спектр имеет выраженный «гребенчатый характер», поэтому подобный сигнал может интерферировать с сигналами других радиотехнических систем. Информация кодируется посредством временной позиционно-импульсной модуляции. Время смещения не превышает четверти длительности импульса. Один информационный бит кодируется последовательностью импульсов. Для разделения каналов передачи исходное положение каждого импульса сдвигают на время, пропорциональное

текущему значению некоторой ПСП. При этом время сдвига на один-два порядка выше, чем смещение при временной модуляции. В результате спектр сигнала существенно сглаживается, сигнал становится шумоподобным и такое устройство уже не мешает другим устройствам, работающим в той же полосе. Приёмное устройство представляет собой приёмник прямого преобразования и коррелятор, при этом приёмник должен быть синхронизирован с передатчиком.

Очевидно, что классическая технология передачи данных в широкой полосе частот, описанная выше на примере «импульсного радио» Фуллертон, не способна удовлетворить современным техническим требованиям. В настоящее время рабочей группой IEEE 802.15.4a рассматриваются два решения. Первое из решений, на базе импульсного подхода, было доведено до практической реализации в виде действующего в реальном масштабе времени прототипа (была достигнута скорость передачи данных свыше 220 Мбит/с), публичную демонстрацию которого компания Intel провела на Intel Developer Forum в г. Токио [116,117]. В предложенном стандарте для более эффективного использования диапазона частот передача данных осуществляется широкополосными радиоимпульсами, характерная временная форма и спектральная плотность которых приведены на рисунке 1.1.

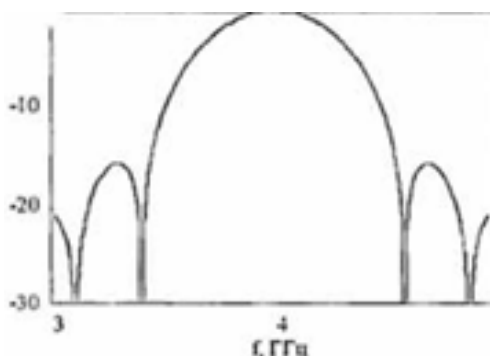


Рисунок 1.2 Временная форма и спектр импульса длительностью 3 нс. с центральной частотой 4 ГГц

Частотная полоса, занимаемая импульсом, управляется двумя параметрами: f_c – центральной частотой импульса и f_z — величиной порядка ширины спектра импульса.

Кроме того, вся используемая полоса 3,1-10,6 ГГц разбивается на поддиапазоны примерно по 700 МГц, и в каждом поддиапазоне выбираются свои параметры импульса, для того чтобы соседние поддиапазоны не перекрывались. Модуляция сигнала производится в нескольких поддиапазонах, для более эффективного использования разрешенной частоты.

Разделение на поддиапазоны предоставляет возможность динамически управлять спектром сигнала, исключая те поддиапазоны, в которых возможна нежелательная интерференция с мощными узкополосными сигналами, а также удовлетворять ограничениям, накладываемым на излучаемый спектр сигнала

правилами, действующими в определенной стране или регионе. Важным преимуществом предлагаемого подхода является меньший пик-фактор излучаемого сигнала при той же излучаемой мощности, что упрощает реализацию приемного и передающего трактов на КМОП-структурах. Предложенная архитектура позволяет обеспечивать как высокую пропускную способность на малых расстояниях, так и более низкую пропускную способность на больших расстояниях. Кроме того, за счет динамического управления систром, а именно за счет выбора числа используемых одновременно поддиапазонов, можно эффективно управлять пропускной способностью каждого соединения.

Второе решение, на базе подхода с использованием многочастотных сигналов, в настоящее время поддерживается альянсом из многих известных компаний и может рассматриваться как наиболее вероятный кандидат на будущий стандарт IEEE 802.15.4a для беспроводных персональных сетей следующего поколения [28]. Сущность данного подхода заключается в том, что OFDM-модуляция сигнала производится в полосе порядка 500 МГц, а затем с помощью аналогового гетеродина переносится на центральную частоту того поддиапазона, в котором в данный момент ведётся передача. В этом решении используется квадратурная фазовая манипуляция поднесущих.

Достоинствами такой архитектуры является, во-первых, присущая OFDM-системам устойчивость к многолучевому распространению, а значит отсутствие острой необходимости в дополнительных входных цепях типа RAKE. Во-вторых, требуемая точность синхронизации приёмного и передающего устройств ниже, чем в импульсном решении, что существенно сказывается на сложности входного тракта и на времени, затрачиваемом на синхронизацию. В-третьих, ортогональное частотное разделение позволяет увеличить гибкость спектральной приспособляемости системы за счет включения/выключения отдельных поднесущих. К недостаткам данного подхода можно отнести требование высоких вычислительных ресурсов для осуществления быстрого преобразования Фурье и относительно высокое отношение пиковой мощности к средней излучаемой мощности в OFDM-символе.

1.3 Использование цифровых несущих Уолша для сверхширокополосного беспроводного доступа

Анализ развития телекоммуникационных систем показывает, что применение гармонических несущих уже не удовлетворяет современным требованиям к электромагнитной совместимости, скорости передачи и помехозащищенности. Необходим поиск новых альтернативных решений, одним из которых может быть использование цифровых несущих.

Цифровая несущая представляет собой последовательность

квантованных по величине значений напряжения или тока при отсутствии модуляции. Примером простейшей цифровой несущей может служить меандр. С точки зрения технической реализации, в качестве цифровых несущих целесообразно использовать двоичные кодовые последовательности, причем символ "0" соответствует, например, отрицательному уровню тока или напряжения, а символ "1" - положительному. Такой двухуровневый сигнал наиболее просто реализуем при использовании энергии источника постоянного тока и адекватен существующей цифровой технологии.

Известно большое число двоичных кодовых последовательностей, которые в принципе могут быть использованы в качестве цифровых несущих [17,65 и другие.]. Однако, несущая радиосигнала должна удовлетворять ряду специфических требований, основными из которых являются: ортогональность, полнота и замкнутость системы функций, балансность, т.с. равенство нулю среднего значения сигнала за период, ограничение по длине серий одинаковых кодовых символов, детерминированность, периодичность, воспроизводимость, независимость интервала однозначности от других параметров, наличие модулируемых информативных параметров, простота схем генерации и модуляции и другие. Перечисленные требования следуют из анализа техникоэкономической эффективности существующих систем радиосвязи. Синтез несущей, даже на классе цифровых, по такому многомерному показателю качества связан с принципиальными трудностями. Эти трудности определяются в основном невозможностью точной количественной оценки многих важных требований к несущей сигнала и отсутствием информации о предпочтениях. Поэтому конструктивнее провести выбор цифровой несущей из имеющихся дискретных ортогональных функций и кодов, причём последовательное применение метода главного критерия, позволяет понизить мерность задачи и ограничить класс конкурирующих цифровых несущих [69].

Для несущих функций главным критерием на первом этапе является способность переносить энергию сигнала в зону приема. Это прямо следует из сущности различных методов передачи информации. Количественно этот показатель также хорошо определяется величиной электромагнитной энергии, излучаемой в дальнюю зону. Анализ решений уравнений Максвелла для возбуждающих токов, принадлежащих классу цифровых функций, показывает, что средняя излучаемая мощность будет тем больше, чем больше среднее число изменений символов, при условии, что при каждой смене символа с "1" на "0" или наоборот излучается одна и та же энергия. При этом среднее значение возбуждающего тока должно быть равно нулю. Отсюда сразу следует задача выбора цифровой несущей, удовлетворяющей условию:

$$\text{Max} E[i(t)], k_l \geq k_{0l}, l \in N - 1, i \in \mathcal{A}, \quad (1.5)$$

где \mathcal{A} - множество цифровых несущих;

k_l - остальные (кроме $E(i)$) критерии, которым должна удовлетворить

несущая;

N - общее число критериев.

Таким образом, несущие, удовлетворяющие условию (1.5), не должны иметь длинных серий одинаковых символов. Если ограничиться серией символов не больше двух, то в классе конкурирующих цифровых ортогональных несущих останутся лишь функции Радемахера (меандровые функции) и функции Уолша [63,69,77-79]. Если на данном этапе выбора не требовать ортогональности от несущих функций, то в класс конкурирующих функций войдут также различные ПСП, символами которых являются бимпульсные функции. Такие последовательности будут обладать свойством балансности.

Далее, используя на втором этапе в качестве главного критерия требование полноты, ортогональности и замкнутости, получим систему несущих в виде функций Уолша. Анализ показывает, что цифровые несущие на основе функций Уолша наиболее полно удовлетворяют перечисленным ранее требованиям и поэтому применение условия (1.5) к выбору цифровых несущих приведёт именно к этим несущим, независимо от порядка ранжирования критериев качества.

Проведем обобщение и систематизацию свойств функций Уолша, используемых в качестве основы для генерации несущих СШС [69].

Известно несколько различных способов определения и упорядочения функций Уолша, среди которых для систем связи наиболее целесообразно принять упорядочение по числу знакоперемен на периоде функции, имея ввиду сравнительный анализ с гармоническими несущими, упорядоченными по частоте.

Отметим некоторые важные для дальнейшие Уолша. Система функций Уолша, как и система гармонических функций, является полной и ортогональной, поэтому разложение сигналов в базисе этих функций может производиться сколь угодно точно. Функции Уолша обладают свойством замкнутости, их среднее значение равно нулю. Система функций Уолша, аналогично системе гармонических функций, состоит из четных и нечетных функций, а, следовательно, возможно использование традиционных методов квадратурной модуляции.

Для сравнительного анализа системы функций Уолша с двоичными кодовыми последовательностями, в частности с ПСП, приведем некоторые структурные свойства функций Уолша. Функции Уолша можно разбить на диады (группы), характеризуемые числом $m = \lfloor \log_2 n \rfloor + 1$, т.е. числом двоичных разрядов номера функции. С ростом номера диады количество функций в ней растёт, как 2^{m-1} . Функции Уолша обладают свойством балансности, в каждом периоде общее число единиц равно числу нулей, при этом серии состоят только из одного и двух символов. Общее число серий на периоде T_w равно $(n+1)$. Функции Уолша являются детерминированными последовательностями, содержащими $L_w = 2^m$ символов на периоде

максимальной длины. Функции Уолша совместно с инверсными функциями образуют биортогональные коды.

На основе функций Уолша можно создать сверхширокополосные несущие (несущие Уолша) двух видов: непрерывные и импульсные. Выбор конкретного вида сущих Уолша зависит от возможности использования их характеристик при технической реализации систем беспроводного доступа.

Несущие Уолша имеют четыре параметра для модуляции, в то время как гармонические только три. Кроме амплитуды, фазы и частоты они еще различаются кодом (номером) функции Уолша. Поэтому использование СШС позволяет легко осуществлять разделение каналов по коду несущей.

Непрерывная несущая Уолша имеет вид:

$$C_{w_{\text{непр}}}(T_w, t) = U_c Wal_n(T_w, t) \quad (1.6)$$

где U_c - амплитуда сигнала.

Спектр амплитуд определяется видом элемента, номером и периодом несущей Уолша, причем огибающая определяется элементом и номером функции Уолша, а расстояние между спектральными составляющими зависит от периода функции.

Следует, что несущие Уолша можно разбить на классы таким образом, что их спектры не будут совпадать по составляющим. Другими словами, при обработке функций Уолша в гармоническом базисе сохраняется их ортогональность, независимо от ограничения спектра, а, следовательно, не приводит к появлению перекрестных помех при прохождении сигналов Уолша через линейные цепи.

Корреляционные свойства непрерывных несущих Уолша определяются корреляционными свойствами функций Уолша.

Взаимнокорреляционные свойства ансамбля сигналов имеют особое значение при построении систем МДКРК. Для несущих Уолша взаимнокорреляционная функция имеет вид:

$$V_w(t) = \frac{1}{T_w} \int_0^{T_w} Wal_{n1}(T_w, t) Wal_{n2}(T_w, t - \tau) d\tau \quad (1.20)$$

Заметим, что при произвольном сдвиге по времени ортогональность сохраняется не для всех функций. Исследования показали, что ортогональность инвариантна к сдвигу τ для функций Уолша, номера которых в коде Грея отличаются младшим значащим разрядом. Это свойство явилось одним из определяющих при выборе сигналов для использования в системах МДКРК. При использовании всех функций уровень боковых лепестков взаимнокорреляционных функций имеет существенное значение для асинхронных систем связи и синхронных систем с относительно большой погрешностью системы синхронизации.

1.4 Выводы

В данной главе проведено исследование современного состояния области широкополосного беспроводного доступа, в результате которого получены следующие выводы.

1. Широкополосные системы обладают рядом значимых преимуществ, среди которых скрытность, повышенная помехоустойчивость, большая пропускная способность, электромагнитная совместимость, низкая стоимость при реализации и высокая скорость развертывания. Тем не менее, существующие системы ШБД не удовлетворяют в полной мере возросшим требованиям к показателям энергетической и спектральной эффективности.

2. Сверхширокополосная система Фуллертон не только не соответствует современным требованиям по скорости передачи информации, но требует очень точной системы синхронизации, а используемый сигнал характеризуется весьма большим значением пик-фактора.

3. Проекты СШБД, рассматриваемые IEEE, используют принципы многочастотной модуляции. Это позволяет обеспечить высокую скорость передачи, снизить требования к системам синхронизации, а в стационарных условиях с известными и неизменными параметрами узкополосных помех можно за счет программного управления исключить те поддиапазоны, в которых имеет место интерференция. Тем не менее, отношение пиковой мощности к средней излучаемой мощности в OFDM-символе остается относительно высоким.

4. В качестве базы для разрабатываемого метода СШБД выбраны несущие функции Уолша и проведён анализ их числовых и функциональных характеристик. Ввиду полноты и ортогональности системы функций Уолша разложение сигналов в базисе этих функций может производиться сколь угодно точно. Аналогично системе гармонических функций, система функций Уолша состоит из чётных и нечётных функций, а, следовательно, возможно использование традиционных методов квадратурной модуляции. В отличие от гармонических, несущие Уолша различаются кодом, что предоставляет хорошие возможности для организации многоканального доступа. Кроме того, несущие Уолша позволяют скомпенсировать потери в радиолинии за счет увеличения базы

2 Моделирование сверхширокополосных сигналов на выходе радиолинии беспроводного доступа

2.1 Аппроксимация характеристик радиолиний доступа в сантиметровом и дециметровых диапазонах

При сверхширокополосном доступе существенное влияние на форму принимаемого сигнала оказывает радиолиния, состоящая из излучающих структур и беспроводной физической среды. Структура радиолинии представляет собой каскадное включение трёх элементов: передающей антенны, физической среды распространения радиоволн и приёмной антенны. Иногда в структуру радиолинии включают также формирующий фильтр передатчика и высокочастотный фильтр приёмника. Все перечисленные элементы радиолинии характеризуются чаще всего линейными операторами [39,69], поэтому при использовании гармонических сигналов не возникает задачи оценки формы несущего колебания (меняется лишь его амплитуда и фаза). Форма СШС существенно зависит от дисперсионных свойств радиолинии по частоте. Провести аналитическую оценку формы СШС на выходе радиолинии можно лишь при условии построения адекватной модели, учитывающей ее частотно-избирательные свойства. Существующие модели радиолинии по принципу построения можно разделить на четыре типа.

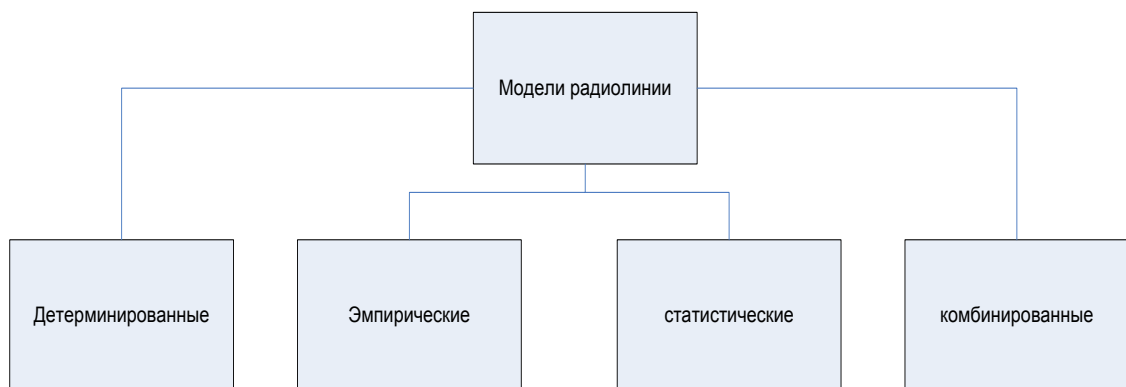


Рисунок 2.1. Классификация моделей радиолинии

В общем случае распространение радиоволн характеризуется тремя, частично самостоятельными эффектами - потери при распространении в свободном пространстве, связанные с затенением и замиранием сигнала, вызванные многолучевостью. Причиной затенения являются в основном особенности рельефа местности вдоль трассы распространения радиосигналов. Хотя для затенения не имеется подходящей математической модели, распределением, наилучшим образом соответствующим

экспериментальным данным в типичном городском районе, признано логнормальное распределение с дисперсией от 5 до 12 дБ [43,51]. Потери при распространении представляют собой среднее значение логнормального затенения. Замирания из-за многолучёвости описываются через замирания огибающей (независящие от частоты изменения амплитуды), доплеровское рассеяние (селективный во времени случайный фазовый шум) и временное рассеяние (причина частотно-селективных замираний).

Детерминированные модели (рис. 2.1) основаны на точном знании траекторий распространения радиоволн и позволяют рассчитать множитель ослабления по конкретному профилю рельефа местности. Такие модели широко используются для энергетических расчетов в линиях связи по схеме «точка-точка», например в радиорелейных линиях. В этом случае медианное значение мощности в точке приема представляет собой то значение, которое превышает в течение 50% времени наблюдения (например, месяца) [9].

Статистические модели (рис.2.1) описывают закон распределения огибающей сигнала на входе приемника. В сотовых системах, когда необходимо обеспечить связь на территории соты, часто применяют статистический метод, при котором параметры рельефа (высота препятствий, их форма и взаимное расположение, наклон местности и т.п.) считаются случайными величинами. Характер рельефа местности в соте оценивается параметрами, усредненными на участках трассы определенной длины [39]. Однако статистические модели, как и детерминированные, справедливы для узкополосных сигналов. При этом существенное значение имеет частота несущей, а также влияние интерференции радиоволн, тогда как в системе СШБД используется весь диапазон частот и имеется возможность разделения отдельных лучей распространения на входе приёмника.

Эффект многолучевой интерференции заключается в том, что в результате многократных отражений сигнала от естественных преград один и тот же сигнал может попадать в приемник различными путями, имеющими различные длины. В точке приема результирующий сигнал представляет собой суперпозицию многих сигналов, в общем случае имеющих различные амплитуды и смещенных относительно друг друга по времени, что эквивалентно сложению сигналов с разными фазами. Если максимальная задержка между различными сигналами больше длительности одного символа, то возникают так называемые межсимвольные искажения. Часто именно эти искажения являются главным препятствием на пути повышения скорости и достоверности передачи по каналам даже при малых уровнях фоновых шума.

С другой стороны, применение СШС в системах связи позволяет противостоить многолучевому распространению радиоволн. Если задержка между лучами Δt длительности центрального пика АКФ τ_0 , то центральные пики различных лучей можно разделить один от другого, а затем и объединить, устранив задержку между ними. Такой принцип борьбы с многолучевостью был использован в одной из первых систем связи на основе широкополосных

сигналов «РАКЕ» и лег в основу часто применяемого на практике устройства Раке-приём пик. Так как $\tau_0 \approx 1/\Delta f$, где Δf - ширина спектра СШС, то условие разделения лучей примет вид: $\Delta f \Delta t > 1$ [8].

Например, если при распространении радиоволн существует два луча - прямой и отражённый от некоторого объекта, то задержка $\Delta t \approx 2d^2/Rc$, где c - скорость света, R - расстояние между передатчиком и приёмником, d - расстояние между отражающим объектом и прямым лучом. Это соотношение определяет ширину спектра СШС, при которой возможно разделение лучей $\Delta f \geq Rc/2d^2$.

Поскольку центральная часть радиолинии - физическая среда распространения радиоволн - обладает существенной сложностью, то для прогнозирования средних потерь при распространении широко используются различные эмпирические модели (рис.2.1). Экспериментальные кривые для потерь при распространении получаются измерением уровня мощности принятого сигнала и вычитанием из мощности переданного сигнала. Существует несколько эмпирических моделей для расчета ослабления сигнала на городской трассе, основанные на многолетних наблюдениях, измерениях и некоторых результатах формального анализа. Эти модели удобны для получения данных для оценки эффективности системы но первому приближению. Примерами таких моделей могут служить модели Окамуры, Хата, Ли, Уолфиша-Икегами, Бертони, а также рекомендации МСЭ (ITU-R, гес.1546) [39,51].

Для получения результатов по детальному анализу формы СШС на выходе необходима упрощённая аналитическая модель радиолинии доступа, поскольку при использовании сверхширокополосных сигналов принципиальным является формирование сигнала самой радиолинией. Это приводит к необходимости рассматривать новую концепцию связи, связанную с рассмотрением переходных процессов в радиолинии. Если в традиционных системах радиосвязи стационарный процесс (вынужденные колебания) был полезен, то при использовании СШБД полезными являются свободные колебания радиолинии [69,73]. Для этого в дальнейших исследованиях будем рассматривать доступ в пределах прямой видимости и для однолучевых радиолиний. Такой радиодоступ широко применяется, например, в системах фиксированной радиосвязи и на физическом уровне в сетях WPAN и WMAN (глава I). В этом случае физическая среда распространения радиоволн не вносит существенных искажений в форму СШС, а дисперсионные свойства радиолинии будут определяться используемыми антеннами и формирующими широкополосными фильтрами.

Большая часть аналитических решений задач электродинамики радиоволн диапазона СВЧ получена для случая узкополосных сигналов. Несмотря на наличие отдельных результатов по излучению и распространению сверхкоротких импульсов [4,11,29,35 и другие], при решении задач, поставленных в данной диссертации, представляется целесообразным получить математическую модель радиолинии в широком

диапазоне частот от сотен МГц до десятков ГГц. При моделировании радиолинии воспользуемся феноменологическим подходом, который заключается в том, что радиолиния представляется в виде «черного ящика» (рис. 2.2) и описывается одной из системных характеристик, например, передаточной функцией $H(j\omega)$ или связанной с ней через Фурье-преобразование импульсной характеристикой $h(t)$:

$$H(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t) * \exp(-j\omega t) dt, \quad (2.1)$$

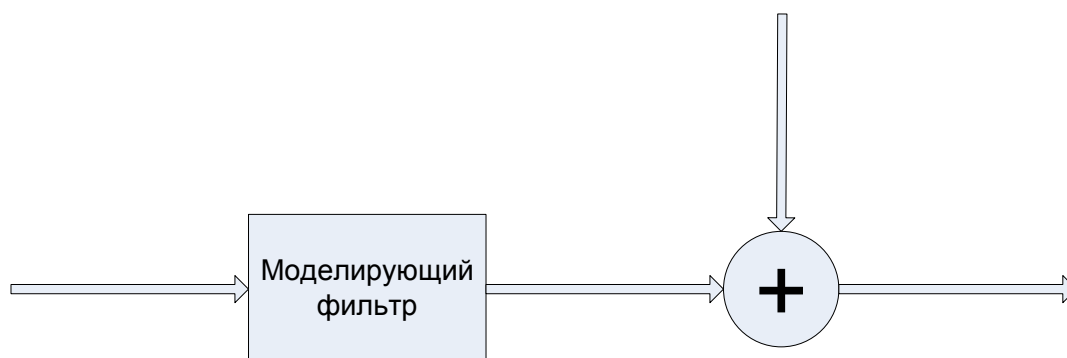


Рисунок 2.2 Модель радиолинии феноменологического типа

Для разработки подобной динамической модели (моделирующего фильтра) при оценке передачи мощности СШС в зону приема можно использовать метод аппроксимации любой, в том числе эмпирической, частотной характеристики радиолинии. Проиллюстрируем эффективность такого метода при решении задач аппроксимации на примере эмпирических моделей Окамуры и Хата [39,87].

Сначала рассмотрим относительно простую модель для учета потерь при распространении, как в условиях прямой видимости, так и в случае её отсутствия, которая достаточно часто применяется на практике. В этом случае абсолютные средние потери при распространении, выраженные в дБ, определяются формулой [9]:

$$L(d) = L(d_0) + 10m \lg(d/d_0), \quad (2.2)$$

где m - коэффициент, определяющий особенности среды распространения;

d - расстояние между приемной и передающей антенной, выраженное в км;

d_0 - эталонное расстояние.

Экспериментальные результаты показывают, что для типовых систем сверхширокополосной связи значение m в зависимости от значения частоты несущей прямой видимости принимает значения от 1 до 2, в случае отсутствия

видимости - от 3 до 4 [92,93].

Необходимо отметить, что невозможно получить универсальную модель, учитывающую все особенности распространения сигналов в условиях большого города.

Для прогнозирования средних потерь при распространении в городских условиях часто используются эмпирические модели Окамуры и Хата результатам при расчете на расстояниях от 1 до 20 км. На медианного ослабления в зависимости от частоты для различных трасс в соответствии с моделью Окамуры.

Результаты расчётов по моделям Окамуры и Хата считаются наиболее достоверными для частотного диапазона от 150 до 1920 МГц, так как модель построена на результатах измерений именно в этом диапазоне. Тем не менее, нет достаточных оснований полагать, что в диапазоне до 2500-3000 МГц результаты будут существенно другими. Стандартное отклонение экспериментальных данных от расчетных по методике Окамуры может составлять 10-14 дБ [9].

При решении задачи аппроксимации можно использовать различные критерии, применяемые при синтезе фильтров в теории электрических цепей, если аппроксимировать АЧХ радиолинии переходной полосой фильтра. Однако необходимо учитывать, что решение подобной задачи представляет собой компромисс между идеальной формой аппроксимирующей функции и сложностью ее использования при анализе и синтезе систем и сигналов. Следовательно, принимая во внимание гладкость кривых ослабления в соответствии с моделью Окамуры применим аппроксимацию полиномом как можно более низкого порядка.

Пусть, для примера, нижняя частота моделируемой радиолинии $f_n = 500$ МГц, верхняя частота $f_g = 1500$ МГц, тогда граничная частота полосы пропускания $f_n = f_n$, дальность связи $d = 5$ км, высота приемной и передающей антенн соответственно $h_{нрм} = 2$ м и $h_{нрд} = 30$ м. Значение ослабления вычисляем по методике Окамуры-Хата. Для получения универсальных результатов проводим нормирование частоты и ослабления радиолинии. Далее определяем для синтеза ФНЧ- прототипа допустимое затухание в полосе пропускания A_{max} и в полосе задерживания A_{min} .

Проведем промежуточное преобразование по частоте, нормирующее область частот: $\Omega = f/f_n$, где $f = (500 \ 1000 \ 1500)$ МГц, т.е. получим $\Omega = (1 \ 2 \ 3)$, тогда медианное ослабление в соответствии с моделью Хата для города будет: $A_m = (143.2 \ 155.9 \ 165.4)$ дБ.

Добавляем корректирующий коэффициент типа местности. Находим: $A = (159.2 \ 176.9 \ 182.4)$ дБ или после нормировки $A = (1 \ 17.7 \ 23.2)$ дБ, что соответствует квадрату АЧХ $H^2(\Omega) = 10^{-0.1A(\Omega)} = (1 \ 0,017 \ 0,004786)$. Далее, задаваясь допустимым ослаблением в полосе пропускания ФНЧ- прототипа, например 3дБ, т.е. $A_{max} = 3$ дБ, определяем допустимое затухание в полосе задерживания $A_{min} = 23,2$ дБ.

В соответствии с методом полиномиальной аппроксимации теории электрических фильтров передаточная функция моделирующего ФНЧ-прототипа имеет вид [73]:

$$H(p) = \frac{1}{V(p)}, \quad (2.3)$$

где $V(p) = p^n + a_1 p^{n-1} + a_{n-1} p + a_n$ - полином Гурвица.

Ослабление полиномиального фильтра является чётной функцией нормированной частоты вида:

$$A(\Omega) = 10 \lg \frac{1}{|H(j\omega)|^2} \quad (2.4)$$

где Ω - нормированная частота относительно частоты f_n .

Применив аппроксимацию по Тейлору, получим, что аппроксимирующий полином $A_0 \Omega^{2n} + A_1 \Omega^{2n-2} + \dots + A_n$, в выбранной точке $\Omega = 0$ должен быть равен 1. Это требование выполняется при $A_n = 1$. Второе требование аппроксимации по Тейлору – необходимое число производных младших от (1 до n-1) порядков аппроксимирующего полинома в точке, где $\Omega = 0$ должно быть равно нулю. Это требование выполняется в том случае, если $A_{n-1} = A_{n-2} = \dots = A_1 = 0$. Таким образом, аппроксимирующий полином принимает вид $1 + A_0 \Omega^{2n}$. Следовательно, коэффициент ослабления ФНЧ-прототипа при гладкой аппроксимации равен:

$$A(\Omega) = 10 \lg(1 + A_0 \Omega^{2n}), \quad (2.5)$$

Известно, что фильтры с такими характеристиками ослабления называются фильтрами с характеристиками Баттерворта [76]. Если A_{max} находим передаточную функцию фильтра:

$$H(p) * H(-p) = \frac{1}{1 + (-jp)^{2n}}, \quad (2.6)$$

Вычислив корни уравнения $1 + (-jp)^2 = 0$.

Порядок n аппроксимирующего полинома передаточной функции фильтра связан со значением наименьшего допустимого ослабления A_{min} в полосе задерживания ($\omega \geq \omega_3$) известным соотношением [76]:

$$n \geq \frac{\lg(10^{0.1 A_{min}} - 1)}{2 \lg \frac{\omega_3}{\omega_n}}, \quad (2.7)$$

Для аппроксимации несимметричного затухания в области низких и

высоких частот, а также для повышения точности, можно модернизировать рассмотренный метод. В частности, синтезировать один ФНЧ - прототип для области низких частот, а другой для высоких частот. Тогда модель АЧХ несимметричной радиолинии может быть представлена в виде разности АЧХ полученных ФНЧ. Таким образом, ослабление радиолинии моделируется разностью двух трапеций низкочастотного ослабления. Назовем такой способ аппроксимации методом двух трапеций.

Полученная методом трапеций модель радиолинии в диапазоне частот аппроксимаций имеет ослабление $A = (2,2 \ 18 \ 30)$ дБ. Если осуществить преобразование нормированных частот ($Q_i = \omega_i / \omega_0 = 0,35$), то шкала частот будут соответствовать первой модели (рис.2.5). В этом случае ослабление будет $L = (0 \ 13,9 \ 27,1)$ дБ. Максимальное отклонение в средней точке от реального ослабления составляет величину около 4дБ. Таким образом, второй метод аппроксимации обладает большей точностью и, главное, позволяет описывать радиолинии с несимметричными АЧХ. Однако, как и метод полосового фильтра (первый метод), метод трапеций гарантирует точность лишь в одной точке аппроксимируемой АЧХ радиолинии.

2.2 Моделирование радиолиний для излучения сверхширокополосных сигналов

Построение модели радиолинии, учитывающей частотную зависимость потерь распространения, основанное на теории синтеза фильтров Баттерворта приводит к универсальным, полиномиальным и относительно простым аппроксимирующим моделям (рис. 2.5, 2.6). Такие методы аппроксимации хорошо описывают детерминированные модели, которые имеют один максимум. Однако недостатком таких моделей является то, что они гарантируют определенный уровень ослабления в двух точках: точно в конце полосы пропускания и не менее определённой величины в начале полосы задерживания. Поскольку такие модели строятся по критерию Тейлора, то их погрешность при большом диапазоне частот может быть значительной.

Проведенные экспериментальные исследования частотных характеристик сверхширокополосных радиолиний показали, что они часто носят полимодальный характер при одном доминирующем максимуме. экспериментально. При удалении от предающей антенны полимодальность АЧХ уменьшается. Поэтому целесообразно разработать такой метод аппроксимации, который бы сохранял универсальность, был относительно прост и давал минимальную среднеквадратическую погрешность аппроксимации в широком диапазоне частот.

Поскольку общий вид экспериментальных АЧХ радиолиний в широком диапазоне частот подобен АЧХ некоторого полосового фильтра, то в качестве исходной функции для разработки ортонормированного базиса целесообразно

принять его АЧХ. В пользу такой гипотезы говорит и известная эквивалентная электрическая цепь, моделирующая входное сопротивление резонансной антенны в виде комплексного сопротивления. Активная (резистивная) составляющая сопротивления характеризует величину сопротивления излучения и сопротивления потерь, а реактивная составляющая характеризует запас реактивной энергии в ближней зоне антенны. Частотные характеристики входного сопротивления антенны по форме будут аналогичны частотным характеристикам колебательного контура [89].

Из теории электрических фильтров известно, что простой передаточной функцией полосового фильтра, является дробно-рациональная функция вида:

$$H(p) = \frac{k \cdot \Pi \cdot p}{p^2 + k \cdot p + 1}, \quad (2.8)$$

где k – параметр, определяющий широкополосность простой модели линии.

Π – ослабление сигнала на трассе распространения при нормировке $\Pi=1$. Тогда квадрат модуля нормированной комплексной передаточной динамической модели радиолинии (квадрат АЧХ) будет описан выражением:

$$H(\Omega) = |H(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \frac{1}{k^2}} \left(\frac{1}{\Omega} - \Omega \right)^2, \quad (2.9)$$

где, Ω – нормированная частота, Ω_0 - частота максимума АЧХ.

Очевидно, что форма сверхширокополосной несущей формируется радиолинией. Отметим, что несовпадение формы возбуждающего тока, излученного поля и формы тока на выходе приёмной антенны при использовании СШС имеет большое значение и может оказаться как полезным, так и вредным для практики построения радиоканалов доступа. Поэтому необходимо получить оценку амплитуды и длительности элементарного символа сверхширокополосного сигнала на выходе радиолинии. Длительность элемента несущей Уолша, при которой отсутствуют межсимвольные искажения в СШС, можно примерно определить по виду переходной характеристики (которую легко получить для разработанных моделей как обратное преобразование Лапласа от функции $H(p)/p$). Длительность элемента должна быть больше эффективно длительности переходного процесса радиолинии, который определяется следующей формулой:

$$\Delta\tau = \frac{1}{g^2(t_{max})} \int_{-\infty}^{\infty} g^2(t) dt, \quad (2.10)$$

Для перехода к ненормированным параметрам сигнала необходимо отсчеты по оси времени умножить на коэффициент, а по оси амплитуд - на

коэффициент ослабления при распространении П. Из анализа фрагментов несущей Уолша на выходе формирующей радиолинии следует, что при уменьшении длительности элемента несущей мощность последней уменьшается, а её форма и структура постепенно разрушаются. Степень разрушения сигнала определяется соотношением между длительностью импульса несущей τ_m и эффективной длительностью переходного процесса радиолинии $\Delta\tau$ (или соотношением между полосой сигнала и полосой радиолинии). Таким образом, форма и структура СШС на выходе и входе радиолинии в общем случае отличаются друг от друга.

2.3 Оценка искажений сверхширокополосных несущих Уолша на выходе радиолинии

При прохождении СШС по радиолинии, обладающей дисперсионными свойствами, возникают искажения формы и структуры сигнала. Эти искажения могут существенно ухудшать качество приема цифровых сигналов и тем самым снижать помехоустойчивость доступа. Определим количественную меру искажений сигнала и найдём зависимость показателя качества доступа от искажений формы и структуры сигнала.

В качестве характеристики искажения сигнала наиболее целесообразно принять расстояние в Гильбертовом пространстве между исходными S_1 , и искаженными сигналами S_1 . Квадрат расстояния между двумя сигналами определяется следующим образом [40]:

$$p^2(s_i, s_i^*) = \int_0^T [s_i(t) - s_i^*(t)]^2 dt = E_c + E_c^* - 2\sqrt{E_c E_c^*} R_i^*, \quad (2.11)$$

где R - коэффициент взаимной корреляции (нормированное скалярное произведение) исходного и искаженного сигналов;

E_c - энергия исходного сигнала;

E_c^* - энергия искаженного сигнала.

Так как квадрат расстояния между исходным и искажённым сигналами является случайной величиной, то определим его среднее значение:

$$\rho_{cp} s_i, s_i^* = \sqrt{E_c \sigma_{uc}}, \quad (2.12)$$

где σ_{uc} - нормированное среднеквадратическое значение искажения сигнала на выходе радиолинии, характеризующее динамические и случайные искажения в независимости от величины мощности исходного сигнала.

Таким образом, отклонение сигнала в Гильбертовом пространстве от

истинного значения, вызванное вредным влиянием дисперсионных свойств радиолинии и помех, прямо пропорционально величине среднеквадратического искажения этого сигнала σ_{uc} .

Для определения зависимости ухудшения качества доступа от искажений сигнала необходимо конкретизировать тип приёмных устройств, используемых в канале. Целесообразно в качестве приёмного устройства рассматривать оптимальный приёмник дискретных сигналов при приёме в целом, состоящий из коррелятора или согласованного фильтра [17,65].

Тогда для оценки максимального значения сигнальной функции (полезного сигнала на выходе его канала оптимального приёмника при передаче его сигнала) необходимо знать скалярное произведение исходного и искаженного сигналов в Гильбертовом пространстве:

$$(s_i, s_i^*)_i = E_c(1 - \sigma_{uc}), \quad (2.13)$$

Скалярное произведение (2.13) является полезным сигналом на входе решающего устройства. Если вместе с искажённым сигналом на входе оптимального приёмника действует аддитивный белый Гауссов шум, то шумовая составляющая на входе решающего устройства будет скалярным произведением (s_i, n) , где $n=n(t)$ - реализация шума. Мощность этой составляющей будет определяться следующим выражением [16,41]:

$$P_{ш\ вых} = E_c N_0, \quad (2.14)$$

Используя выражения (2.13) и (2.14) получим значение показателя качества беспроводного доступа при наличии искажений радиосигнала, т. е. отношение энергии сигнала к спектральной плотности шума:

$$q = q_{max}(1 - \sigma_{uc})^2, \quad (2.15)$$

где $q_{max} = E_c/N_0$ - отношение сигнал-шум (ОСШ) на выходе оптимального приемника при отсутствии искажений сигнала.

Анализ выражения (2.15) показывает, что искажения сигнала уменьшают значение ОСШ на выходе оптимального приёмника, т.е. ухудшают качество приёма. Следовательно, в качестве показателя искажений сигнала можно принять параметр σ_{uc} , определяющий среднеквадратические искажения сигнала в Гильбертовом пространстве.

Для иллюстрации рассмотрим случай, когда модель радиолинии аппроксимируется первой функцией (2.11), в качестве СШС используется непрерывный сигнал Уолша, а радиолинии отсутствует. На рис. 2.3 приведена зависимость среднеквадратических искажений СШС радиолинией при $k = 2$ в зависимости от нормированной скорости передачи информации $R = 1/i_n$.

Период несущей Уолша связан с длительностью ее элемента известной зависимостью $T = 2^m * \tau_n$ где m - номер диады функции Уолша. В этом случае один период несущей содержит m бит информации [32].

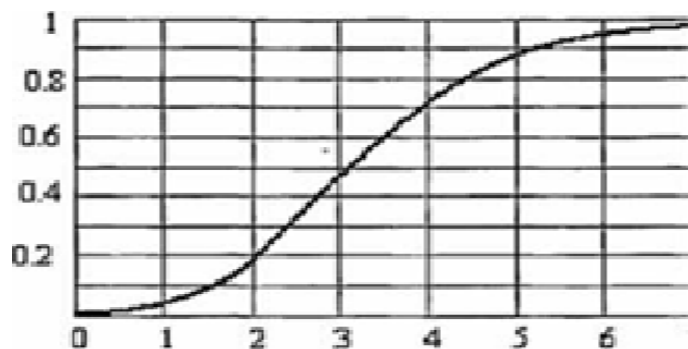


Рисунок 2.3 Динамические искажения СШС на выходе радиолинии доступа

Таким образом, чем больше скорость передачи информации, тем больше искажения сигнала. Ненормированная скорость передачи определяется, как $V = \frac{mw_0}{2^m \tau_n}$. Например, если $w_0 = 2 * 10^9$ Гц, а $m = 5$, то скорость передачи составит 300 Мбит/с.

Для уменьшения искажений СШС, вносимых радиолинией, можно применить предискажение входного непрерывного сигнала с помощью дифференцирующей цепи с постоянной времени τ_δ [151,152].

Передаточная функция предискажающей цепи в простейшем случае имеет вид:

$$H_{иск}(p) = \frac{\tau_\delta p}{1 + \tau_\delta p}, \quad (2.16)$$

В этом случае СШС при тех же параметрах радиолинии будет иметь меньшие искажения. Однако, непрерывная несущая Уолша на входе радиолинии при этом станет импульсной. На рис. 2.4 показаны непрерывная несущая Уолша при $n = 25$ (пунктирная линия) и несущая после предискажения (сплошная линия). Нормированная постоянная времени дифференцирующей цепи, где $\tau_\delta = 0,1$ и длительность элемента несущей $\tau_n = 1$.

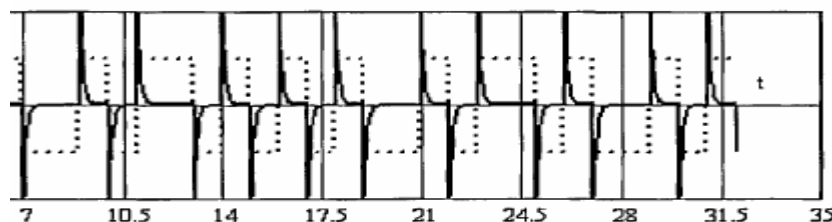


Рисунок 2.4. Несущие Уолша на входе радиолинии

При таком преобразовании входного сигнала изменилась его средняя (P_{cp}) и пиковая ($P_{пик}$) мощности. Если у нормированного непрерывного сигнала $P_{cp} = P_{пик} = 1$, то после предвыскажения $P_{пик} = 2, P_{cp} = 0.158$. Очевидно, при уменьшении постоянной дифференцирования средняя мощность также будет уменьшаться.

2.4 Выводы

В данной главе проведено исследование сверхширокополосной ортогональной несущей на выходе, следующие результаты:

1. Разработан эффективный способ аппроксимации характеристик эмпирических моделей ослабления радиоволн при распространении в условиях города, а также экспериментальных АЧХ радиолиний, основанный на теории электрических фильтров и теории численных методов. Разработана система ортонормированных функций, позволяющая с требуемой точностью проводить аппроксимацию характеристик реальных радиолиний обобщенным рядом Фурье.

2. Определена простая базовая модель радиолинии, позволяющая провести анализ влияния радиолинии на форму непрерывной несущей Уолша. Получены аналитические выражения и диаграммы сверхширокополосной несущей сигнала на выходе радиолинии при различных параметрах.

3. Проведено оценивание искажений СШС на выходе радиолинии, которое показало, что степень искажения формы сигнала зависит от соотношения между длительностью элементарного импульса несущей и длительностью переходной характеристики радиолинии. Найдено допустимое соотношение между этими параметрами.

4. Разработан эффективный метод предвыскажений сверхширокополосной несущей входе радиолинии, позволяющий существенно уменьшить допустимую длительность элемента и, тем самым, увеличить скорость передачи информации. В результате исследований получено оптимальное соотношение между постоянной дифференцирования предвыскажающей цепи и длительностью элементарного импульса сверхширокополосной несущей.

3 Синтез и исследования сверхширокополосных сигналов на основе несущих Уолша

3.1 Исследование задачи поиска оптимально» формы несущей сигнала для сверхширокополосного беспроводного доступа

Исследуем несколько научно-технических задач, показывающих целесообразность рассмотрения вопроса о выборе вида несущей радиосигнала в каналах беспроводного доступа. Рассмотрим радиолинию, в которой в качестве антенного излучателя используется диполь Герца. В точке питания излучатель возбуждается током $i(t)$, от формы которого зависит способность переноса энергии сигнала в зону приема. Известно, что напряжённость электрического поля такого излучателя в дальней зоне определяется следующим выражением [69,150]:

$$E(t, \theta) = K \frac{d}{dt} i(t), \quad (3.1)$$

где K - коэффициент пропорциональности, зависящий от характеристического сопротивления свободного пространства скорости распространения радиоволн, расстояния дальней зоны и угла θ в между направлением в точку наблюдения и осью излучателя. Таким образом, коэффициент K не зависит от формы тока $i(t)$, протекающего через диполь.

Используя формулу (3.1), можно записать выражение для средней мощности сигнала, излучаемой в дальнюю зону:

$$P = \frac{K}{T_0} * \int_0^{T_0} \left| \frac{di}{dt} \right|^2 dt, \quad (3.2)$$

где T_0 длительность(период) тока.

Очевидно, величина функционала (3.2) определяется формой тока на периоде. Для того, что бы определить, какую форму имеет возбуждаемый ток i (ограниченный по длительности и имеющий фиксированную мощь), что бы мощность сигнала в зоне приема была максимальной, необходимо решить вариационную задачу по синтезу формы тока при заданных ограничениях. Эти ограничения сводятся к тому, что возбуждаемый ток в диполе через сопротивление 1ом имеет ограниченную среднюю мощность, т.е:

$$\frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} i^2(t) dt = P_0, \quad (3.3)$$

Исходя из технических условий генерации колебаний от источника постоянного напряжения, можно предположить, что функция тока $i(t)$ должна быть периодической функцией времени с периодом T_0 , на одном полупериоде положительная, а на другом – отрицательная.

Ограничение по длительности тока $i(t)$ можно задать в прямом виде с помощью следующей функции «окна»:

$$x(t) = \begin{cases} 1, & |t| \leq T_0/2 \\ 0, & |t| > T_0/2 \end{cases} \quad (3.4)$$

Тогда функция тока будет определяться как $x(t)*i(t)$ на всей оси времени, а ограничение (3.3) примет следующий вид:

$$\frac{1}{T_0} \int_{-\infty}^{\infty} |x(t) * i(t)|^2 dt = P_0, \quad (3.5)$$

Спектральная плотность тока может быть отлична от нуля на частотах, где $a = -\omega^2 X^2(\omega)$. На других частотах спектральная плотность тока должна быть равна нулю. Однако не существует ограниченной по длительности функции времени, преобразование Фурье которой в области частот также ограничено по длительности. В данном решении преобразование Фурье отлично от нуля лишь на частоте ω_0 , которая определяется из уравнения $-\omega_0^2 X^2(\omega_0) = -a$. Кроме этого, средняя мощность сигнала в дальней зоне (функционал J_1) равна $\omega_0^2 X^2(\omega_0) * P_0$, т.е. определяется частотой спектральной плотности тока ω_0 . Очевидно, чем больше частота, тем больше мощность. Таким образом, максимум функционала (3.2) отсутствует. Конечно, можно было предположить такой результат синтеза, поскольку АЧХ свободного пространства, как это следует из формулы (3.2), пропорциональна ω . Поэтому, если не накладывать ограничений на частоту сигнала, то чем выше частота, тем больше производная от тока и тем выше мощность в дальней зоне.

С другой стороны, при увеличении частоты нарушается условие постоянства распределения тока вдоль элементарного излучателя [89,150]. Поэтому можно подойти к решению поставленной задачи по-другому [69]. Действительно, для "независимости" формы $i(t)$ от длины диполя l , необходимо наложить ограничение на скорость изменения величины тока, т.е. на величину первой производной тока в виде условия:

$$\frac{di}{dl} * \frac{l}{c} \leq I_m, \quad (3.6)$$

где I_m - амплитуда тока;
 c — скорость света в вакууме.

При этом ток в диполе будет изменяться по пилообразному закону, а

напряженность электрического поля в дальней зоне будет функцией Радемахера.

Ограничение (3.6), по существу, определило, во-первых, форму тока первым приближением по Тейлору и, во-вторых, - максимум функционала (3.2). Трудность, связанная с этим решением, заключается в том, что при условии периодичности такой функции тока, невозможно обеспечить её непрерывность, а значит обеспечить ограничение по частоте в спектральной области. Для выполнения этого условия необходимо отказаться от ограничения (3.4) и решить вариационную задачу поиска экстремума функционала (3.2) без этого ограничения.

Далее, используя фильтрующее свойство функции, находим уравнение для определения формы тока:

$$\frac{d^2 t}{dt^2} + a * i = 0, \quad (3.7)$$

Физически реализуемое решение этого линейного однородного дифференциального уравнения второго порядка для условия поставленной задачи возможно при $a > 0$. Не проверяя условие достаточности можно заключить, что полученное решение соответствует минимуму функционала (3.2), так как существует, например, линейная функция (в принципе этих функций сколь угодно много), которая дает большее значение функционала.

Таким образом, в случае идеальной радиолинии (диполь Герца в вакууме) при ограниченной средней мощности тока в диполе на сопротивлении 1 Ом гармонический дает минимальное значение средней мощности в дальней зоне. Максимальное значение излучаемой средней мощности обеспечивает пилообразный ток

Естественно, длина диполя l и период тока T_0 одинаковы в обоих случаях. Выигрыш от использования пилообразной формы питающего тока по сравнению с гармонической составляет величину $12/\pi^2$ т.е. порядка 1 дБ.

Анализ формул (3.10) и (3.17) показывает, что мощность обратно пропорциональна квадрату периода тока. Конечно, такой результат качественно ясен из частотной характеристики идеальной линии связи (прямо пропорциональная зависимость от частоты). Однако минимальное значение периода определяется длиной диполя Герца. Поэтому при получении формул период тока был заданным параметром. Таким образом, несинусоидальная несущая в принципе может лучше "переносить" энергию сигнала в дальнюю зону.

Рассмотрим следующую задачу, когда радиолиния не является идеальной, однако обладает инвариантностью во времени. Пусть она характеризуется комплексной передаточной функцией $H(j\omega)$ в частотной области либо соответствующей импульсной характеристикой $h(t)$ во временной области. Эти функции являются следствием резонансных свойств антенн радиолинии и дисперсионных свойств среды распространения. Если не

накладывая ограничений на длительность входного сигнала и считать АЧХ радиолинии $|H(j\omega)|$ унимодальной, то решение о поиске сигнала, дающего максимум мощности в дальней зоне, будет тривиальным и соответствовать гармоническому сигналу, имеющему частоту, равную частоте максимума АЧХ линии связи. Таким образом, сигнал должен быть узкополосным, тогда его энергия будет сконцентрирована на частоте максимума АЧХ. При отходе от условий унимодальности АЧХ и неограниченной длительности сигнала, решения будут другими [75]. Рассмотрим самые типичные из этих случаев.

Решение задачи о максимуме энергии сигнала на выходе радиолинии с передаточной функцией $H(j\omega)$, когда входной сигнал ограничен по длительности (финитный сигнал и ограниченная энергия), сводится к необходимости решения интегрального уравнения [75,85]:

$$\int_0^{T_0} k(t-\tau) \cdot i(\tau) d\tau = \alpha \cdot i(t), \quad (3.8)$$

где $k(t)$ – обратное преобразование Фурье от $|H(j\omega)|^2$

Известны решения уравнения (3.8) для двух важных случаев, когда $H(j\omega)$ является характеристикой Баттерворта первого и бесконечного порядка [75]. В первом случае это будут импульсы с вершиной в виде отрезков полупериода косинусоиды, а во втором - отрезков сфероидальных функций длительностью T_0 (квазипрямоугольные импульсы). Таким образом, и в этих случаях оптимальной формой несущей не будут гармоническая функция.

Далее, рассмотрим синтез сигнала не по критерию максимальной энергии, а по критерию максимума мгновенного значения сигнала в момент времени t_0 на выходе радиолинии с импульсной характеристикой $h(t)$ при ограниченной средней мощности сигнала на входе радиолинии. В этом случае мощность передатчика используется более эффективно. Кроме этого, при приеме легко зафиксировать сигнал максимальной амплитуды. Решение этой задачи известно и заключается в использовании сигнала, согласованного с радиолинией [75]:

$$i(t) = \sqrt{P_0} \|h(t)\|^{-1} \cdot h(t_0 - t), \quad (3.9)$$

где, $\|h(t)\| = \left[\int_0^{T_0} |h(t)|^2 dt \right]^{1/2}$ - норма импульсной характеристики.

Основной вывод, который можно сделать из анализа рассмотренных практических задач заключается в том, что вид оптимальной несущей зависит от критерия оптимальности и системных характеристик радиолинии. Для большинства реальных радиолиний форма оптимального тока несущей в

антенне в принципе отличается от гармонического. Поэтому можно поставить задачу определения несущей сигнала, когда форма элемента несущей не является синусоидальной. Учитывая современные достижения цифровой техники и технологии, можно предположить, что удачной будет выбор цифровой несущей, когда ток на входе радиолинии представляет собой последовательность квантованных по величине значений.

3.2 Синтез формы элемента цифровой несущей заданной мощности на входе радиолинии по критерию минимума энергии импульса

Пусть радиолиния характеризуется одной из системных функций, например, передаточной функцией $H(p)$. Если на вход такой радиолинии подать непрерывную несущую Уолша, рассмотренную в разделе 2.3, то форма сигнала на выходе будет определяться переходной характеристикой радиолинии, а структура сигнала будет определяться номером функции Уолша, естественно, при отсутствии межсимвольных искажений. Исследования в разделе 3.1 показали, что форма такого сверхширокополосного сигнала не является оптимальной по ряду важных для практических приложений критериев. Конечно, можно оценить энергетический проигрыш от прямого использования непрерывной несущей Уолша по сравнению с оптимальными сигналами для рассмотренных случаев. Однако целесообразней для сравнения решить задачу синтеза формы элемента несущей Уолша на входе радиолинии по критерию отвечающему практике использования СШС для организации беспроводного доступа по занятому радиочастотному спектру (РЧС).

Постановка задачи синтеза Формы сверхширокополосного сигнала. Для организации сверхширокополосного беспроводного доступа при вторичном использовании РЧС целесообразно использование СШС, соответствующего критерию минимума энергии отдельного элемента сигнала при заданной его мощности. Это означает, во-первых, сужение элементов цифрового сигнала, а, во-вторых, улучшение ЭМС системы беспроводного доступа с другими системами связи. Уменьшение эффективной длительности элемента цифровой несущей при заданной длительности символа T приводит к повышению разрешающей способности элементов, т.е. к уменьшению τ_n межсимвольных искажений, что создает предпосылки для увеличения скорости передачи информации. Уменьшение энергии отдельных импульсов несущей при заданном пиковом значении, например, в конце символа, создает предпосылки для вторичного использования заданного диапазона частот, что является в настоящее время определяющим при построении систем СШБД.

Таким образом, при синтезе формы СШС $s_n(t)$ на входе заданной радиолинии по критерию минимума энергии отдельного элемента сигнала необходимо выполнить условие:

$$(s_2, s_2) = \int_0^{\tau_H} s_2^2(t) dt = \min, \quad (3.10)$$

Энергия элемента цифрового сигнала (импульса) на входе ограничена, т.е. задано значение функционала

$$(S_1, S_1) = 1, \quad (3.11)$$

Другими словами, необходимо определить форму сигнала $S_1(t)$ чтобы энергия сигнала на выходе радиолинии была минимальной при заданном пиковом значении этого сигнала в момент времени τ_H (в конце импульса). Квадратичный функционал определяет энергию выходного сигнала. Это классическая вариационная задача, которую можно решить методом множителей Лагранжа [40,75].

Решение задачи синтеза Формы сверхширокополосного сигнала. Для определения стационарных точек функционала (3.23) при условиях ограничения (3.21) и (3.22), в соответствии с методом множителей Лагранжа, составим функционал следующего вида [75]:

$$(S_2, S_2) + \alpha_1 (S_1, S_1) + \alpha_2 (S_1, H^* \exp(-pt_0)), \quad (3.12)$$

где α_1 и α_2 - множители Лагранжа.

Необходимое условие существования экстремума функционала имеет вид:

$$\frac{\partial}{\partial S_1} [(S_2, S_2) + \alpha_1 (S_1, S_1) + \alpha_2 (S_1, H^* \exp(-pt_0))] = 0, \quad (3.13)$$

Используя формулу (3.12) из уравнения (3.13) находим уравнение в пространстве комплексной переменной p :

$$2|H|^2 S_1 + 2\alpha_1 S_1 + \alpha_2 H^* \exp(-pt_0) = 0, \quad (3.14)$$

Решая уравнение (3.14) относительно неизвестной функции S_1 находим выражение для изображения по Лапласу оптимального входного сигнала:

$$S_1(p) = -\frac{\alpha_2 H(-p) \exp(-pt_0)}{2 |H(p)|^2 + \alpha_1}, \quad (3.15)$$

Отметим, что аналитическое решение системы нелинейных уравнений в общем виде достаточно сложно. Исследования показывают, что полагаемая в

результате нелинейная система уравнений зависит от большого числа параметров, даже при первом порядке передаточной функции. Таким образом, аналитическое решение системы уравнений в общем виде, хотя и возможно, но громоздко и мало конструктивно, получим численное решение системы уравнений с помощью компьютера.

Для определения формы сигнала на входе радиолинии необходимо взять обратное образование Лапласа от выражения (3.15), т. е. вычислить следующий интеграл:

$$s_{\text{вх}}(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{\sigma-j\infty}^{\sigma+j\infty} -\frac{\alpha_2}{2} \frac{H(-p) \exp(-pt_0)}{|H(p)|^2 + \alpha_1} \cdot \exp(pt) dp, \quad (3.16)$$

Таким образом, сигнал, сформированный такой радиолинией уже будет сверхширокополосным:

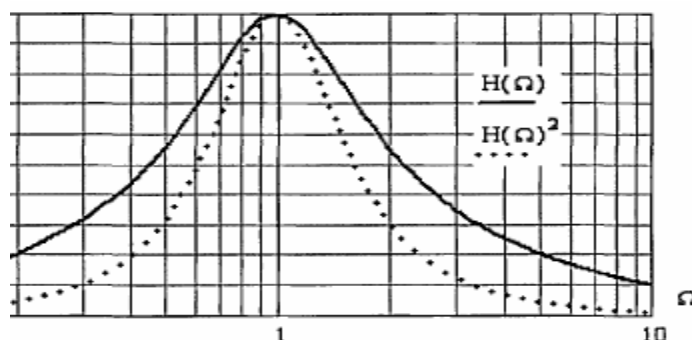


Рисунок 3.1 АЧХ модели радиолинии

На рисунке 3.2 приведены нормированные АЧХ радиолинии для нескольких значений коэффициента широкополосности K . Вид приведённых зависимостей показывает, что значение коэффициента k существенно влияет на широкополосность радиолинии. Если при $k = 0,5$ показатель широкополосности $k = 0,216$, то при $k = 2,5$ $\text{Врл} = 0,807$.

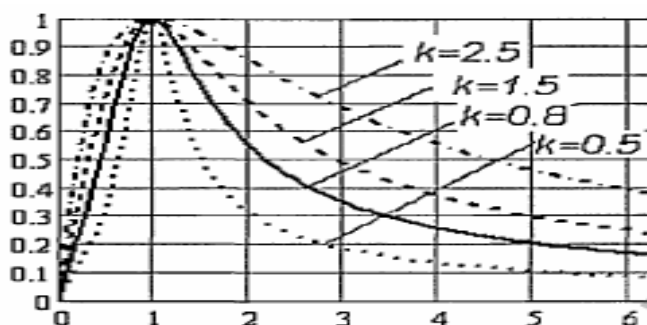


Рисунок 3.2 АЧХ модели радиолинии в зависимости от параметра широкополосности

Вид приведённых характеристик показывает, что они довольно хорошо сосредоточены по времени. В частности длительность основного лепестка переходной характеристики составляет величину порядка $4/2\pi f_0$ с, что при частоте максимума АЧХ радиолнии 1 ГГц составляет величину 0,64 нс. Однако форма характеристик существенно отличается от идеальных: - функции и единичной функции. Это свидетельствует о том, что радиолния будет искажать СШС.

Для получения изображения элемента оптимального сигнала на входе радиолнии необходимо подставить в формулу выражение принятой модели передаточной функции. В результате получим:

$$S_1(p) = \frac{\alpha_2 \frac{k \cdot \Pi \cdot P}{P^2 - k \cdot P + 1} \exp(-pt_0)}{2 \frac{\left| \frac{k \cdot \Pi \cdot P}{P^2 + k \cdot P + 1} \right|^2 + \alpha_1}, \quad (3.17)$$

Далее необходимо найти множители Лагранжа из принятых ограничений. Для решения этой задачи определим норму ИХ $\|h(t)\|$, чтобы возможных значений интеграла. Находим:

$$\|h(t)\| = N = \sqrt{\int_0^{t_0} h(t)^2 dt}, \quad (3.18)$$

где t_0 - длительность элемента оптимального СШС.

Например, для $t_0 = 2$ получим $\|h(t)\| = 0,613$, Причем в уравнении максимально допустимое значение амплитуды СШС на выходе для заданной длительности $S_0 = 0.613$.

Численное решение уравнения в системе Mat head даёт следующее значение множителей Лагранжа $a_1 = 3,643 \cdot 10^{-3}$ и $a_2 = -2,4 \cdot 10^{-2}$. Подставляя эти значения в формулу (3.33), находим нормированное изображение элемента оптимального СШС:

$$S_1(p) = -1,2 \cdot 10^{-2} \frac{\frac{k \cdot \Pi \cdot P}{P^2 - k \cdot P + 1} \exp(-pt_0)}{\left| \frac{k \cdot \Pi \cdot P}{P^2 + k \cdot P + 1} \right|^2 + 3,643 \cdot 10^{-3}}, \quad (3.19)$$

На рисунке 3.3 показана спектральная плотность амплитуд синтезированного элемента сигнала, временная диаграмма которого для наглядности нормированная ось частот имеет логарифмический масштаб.

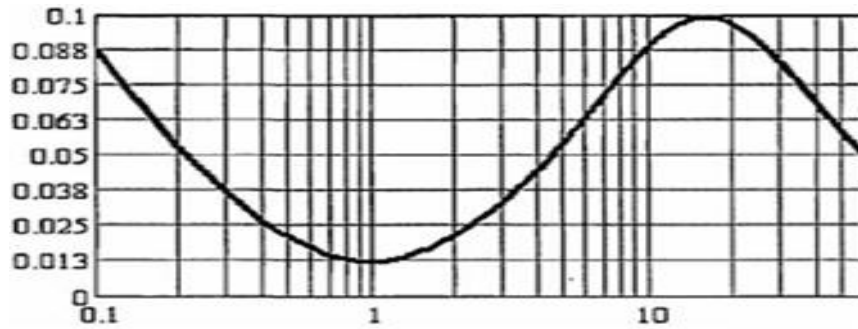


Рисунок 3.3 Спектральная плотность амплитуд элемента СШС, полученного в результате синтеза

Спектральная диаграмма показывает, что там, где АЧХ радиолинии имеет максимум (рис. 3.1), спектр сигнала имеет минимум. Таким образом, в области частот основных значений АЧХ радиолинии спектр сигнала имеет обратную зависимость по отношению к АЧХ. Это означает, что оптимальный сигнал на выходе радиолинии будет иметь более равномерную спектральную плотность амплитуд в широкой полосе частот. Тем самым будет обеспечено выполнение критерия оптимальности сигнала на выходе энергия сигнала: минимальная энергия сигнала на выходе при максимальной его амплитуде.

3.3 Исследование характеристик оптимальной сверхширокополосной несущей на выходе радиолинии

Спектральная плотность элемента сигнала на выходе радиолинии определяется следующим выражением:

$$S_{\text{вых}}(j\omega) = -\frac{\alpha_2}{2} \frac{H(-j\omega)H(j\omega)\exp(-j\omega t_0)}{|H(j\omega)|^2 + \alpha_1}, \quad (3.20)$$

На рисунке 3.4 показана временная диаграмма оптимального сигнала на выходе радиолинии (3.19) для $t_0 = 2$.

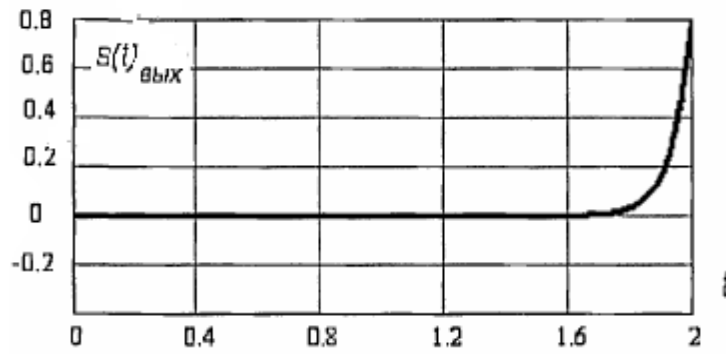


Рисунок 3.4 Форма оптимального сигнала на выходе радиолинии при $t_0 = 2$

Максимальное значение сигнала на выходе достигается в конце импульса и равно импульсной характеристике в пределах заданного интервала, что подтверждает выполнение принятых условий задачи синтеза элемента СШС.

Автокорреляционная функция (АКФ) выходного сигнала, определяемая следующим выражением:

$$R(\tau) = \int_0^{\tau} s_{\text{вых}}(t-\tau)s_{\text{вых}}(t)dt, \quad (3.21)$$

Вид АКФ оптимального сигнала подтверждает достоинства, связанные с его обнаружением и приемом, а также с его способностью переносить информацию. Длительность пика АКФ составляет величину менее $0,4/W_0$ с, а боковые лепестки отсутствуют.

На рисунке 3.5 приведены результаты исследований спектральной плотности оптимального сигнала на выходе радиолинии при различных требованиях к максимальной амплитуде сигнала для тех же значений параметров, что и на рисунке 3.6. Чем меньше требование к амплитуде сигнала, тем широкополоснее сигнал:

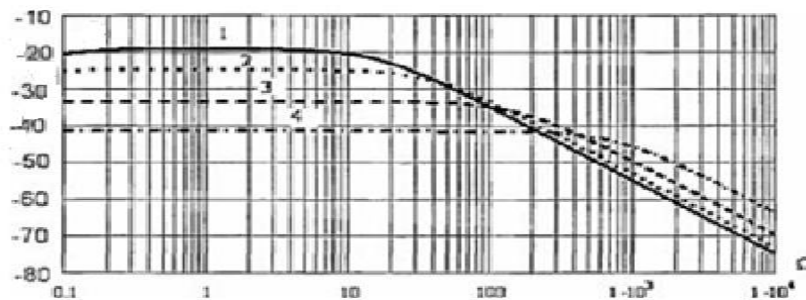


Рисунок 3.5 Спектральная плотность оптимального сигнала на выходе радиолинии при различных требованиях к максимальной амплитуде сигнала.

Учитывая результаты поиска оптимальной структуры несущего колебания, а также результаты синтеза элемента несущего колебания, можно построить оптимальную несущую для СШБД в целом. Аналитическое описание оптимальной сверхширокополосной несущей следует из выражений (1.9) и (3.12)

$$Wal_{n_{\text{вх}}}(T_w, t) = \sum_{r=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{(L_w/2)-1} Wal(T_w, \frac{2k}{L_w}) x_1(t - r * T_w - 2k\tau_n), \quad (3.22)$$

где $X_1(*)$ – биимпульсная функция, определяемая следующим образом:

$$x_1(t - 2k\tau_n) = \begin{cases} s_{\text{вх}}(t) & \text{при } (2k-1)\tau_n \leq t < 2k\tau_n, \\ -s_{\text{вх}}(t), & \text{при } 2k\tau_n \leq t < (2k+1)\tau_n, \\ 0, & \text{при } (2k+1)\tau_n < t < (2k-1)\tau_n. \end{cases}, \quad (3.23)$$

Оптимальная сверхширокополосная несущая на выходе радиолинии будет определяться аналогичным по структуре выражением:

$$Wal_{n_{\text{вых}}}(T_w, t) = \sum_{r=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{(L_w/2)-1} Wal(T_w, \frac{2k}{L_w}) x_1(t - r * T_w - 2k\tau_n), \quad (3.24)$$

Таким образом, на выходе радиолинии сверхширокополосная несущая является импульсной функцией.

3.4 Практическая реализации оптимальной несущей Уолша

Практическая генерация несущей Уолша, у которой форма элементарного импульса точно соответствует оптимальной, полученной при синтезе, достаточно сложна. Это объясняется тем, что оптимальный импульс является отрезком восходящей ветви гиперболической функции. Технически реализовать такое устройство на известных элементах аналоговой и цифровой схемотехники затруднительно. Поэтому необходимо исследовать возможность замены оптимальной несущей более простой с точки зрения ее генерации [85].

Сравнительный анализ форм элементарных импульсов сверхширокополосной несущей, полученных при синтезе и при предыскажении (глава 2) показывает, что законы их изменения похожи, но обратные по времени друг другу. При этом необходимо выполнить найденные в главе 2 соотношения между параметрами предыскажения и длительностью переходного процесса радиолинии.

Представленные импульсы несколько отличаются друг от друга по длительности и по амплитуде. Амплитуда оптимального элементарного импульса единичной энергии равна 5,319, а амплитуда нормированного по энергии элементарного импульса после дифференцирования равна 4,472. Длительность оптимального импульса по уровню 0,01 составляет 0,2, а длительность импульса после дифференцирования составляет 0,46 нормированных единиц времени. Можно уменьшить постоянную времени дифференцирования с тем, чтобы амплитуды обоих импульсов были одинаковыми. Используя метод регрессии, найдем оптимальную величину постоянной дифференцирования $\tau_d = 0,063$. При таком значении τ_d амплитуды сигналов будут одинаковыми, а энергии нормированными. Длительность импульса после дифференцирования уменьшится и составит 0,29. На рис. 3.6 показаны пунктирной линией результаты поиска адекватной формы импульса после дифференцирования. На Полученный импульс соответствует оптимальному по энергии и по амплитуде. Таким образом, меняя постоянную дифференцирования всегда можно найти адекватную форму импульса после дифференцирования, который легко реализуем на практике. Однако, как и следовало

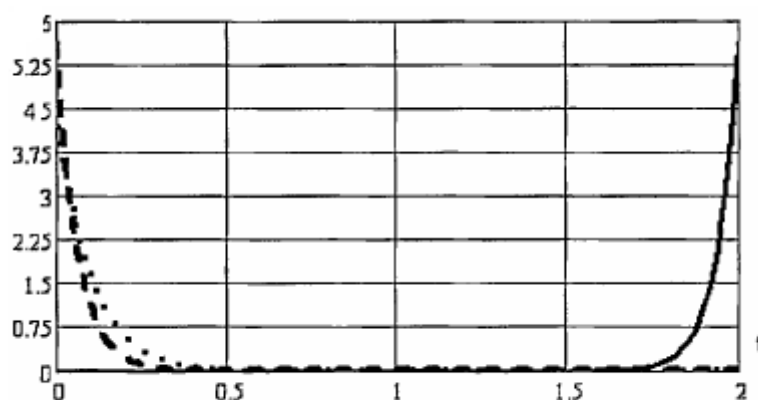


Рисунок 3.6. Форма импульса после дифференцирования на входе радиолинии.

Существенное отличие полученного импульса заключается в характере зависимости от времени. Если оптимальный импульс по характеру изменения во времени согласован с радиолинией доступа, что гарантировано проведенным синтезом такой формы импульса, то продифференцированный импульс имеет прямо противоположную зависимость от времени. Поэтому сигналы на выходе радиолинии будут иметь разную форму и амплитуду. Естественно, оптимальный импульс на выходе радиолинии доступа будет иметь амплитуду больше, чем импульс после дифференцирования.

Проведем расчет формы импульсов на выходе радиолинии доступа,

используя формулу свертки $S_{\text{вых}}(t) = \int_0^t S_{\text{вх}}(\tau) * h_{\text{рл}}(t - \tau) d\tau$. Поскольку импульсы на входе радиолинии отличны от нуля практически лишь в пределах нормированного интервала 0,5, то можно для увеличения скорости передачи информации уменьшить длительность элементарного импульса сверхширокополосной несущей до величины $\tau_n = 0,5$.

На рис. 3.7 показаны импульсы на выходе радиолинии доступа, рассчитанные по формуле свертки. Непрерывной линией показан оптимальный импульс, а пунктирной - адекватный технически реализуемый импульс на выходе радиолинии доступа. Как и ожидалось, в соответствии с синтезом по критерию максимальной амплитуды и минимальной энергии (раздел 3.3), оптимальный импульс имеет меньшую энергию, но большую амплитуду. Энергия оптимального импульса $E_{\text{опт}} = 4,17 * 10^{-3}$, его амплитуда 0,363, а энергия импульса после дифференцирования будет значительно больше $E_{\text{диф}} = 2,9 * 10^{-2}$, но его амплитуда будет меньше и равна 0,222. Формы импульсов также сильно отличаются друг от друга. Однако, поскольку до предискажения на входе радиолинии использовалась непрерывная несущая, то форма реального импульса на выходе близка к форме импульса на входе предискажающей цепи (глава 2).

Сигналы нормированы по энергии импульса, то энергия несущей на периоде будет $E_c = \int_0^{T_w} S_{\text{вх}}(t^2) dt = 25$. Чем больше номер несущей, тем больше энергия несущей на периоде. В отличие от существующей системы сверхширокополосной связи UWB [82,88], когда увеличение энергии сигнала достигается за счет увеличения амплитуды импульса, в предлагаемом методе для увеличения энергии сигнала необходимо лишь увеличить номер функции Уолша, либо использовать несколько периодов несущей. Тогда средняя мощность нормированного по энергии импульса сигнала будет равна n/T_w , где n - номер функции Уолша. Таким образом, при использовании несущих Уолша средняя мощность сигнала зависит от номера несущей. Для меньшего номера несущей $n_{\text{min}} = 2^{m-1}$ мощность будет на 3дБ меньше средней мощности несущей максимального номера $n_{\text{max}} = 2^m - 1$. При использовании дискретных несущих Уолша, когда каждый символ функции соответствует дискретному импульсу, этот недостаток устраняется. Однако формировать дискретные несущие Уолша значительно сложнее, так как для них не выполняется формула [20].

Аналитическое выражение передаточной функции радиолинии и предискажающей цепи, а также алгоритм формирования несущей в зоне приема определены в главе 2.

Таким образом определен простой, с технической точки зрения, способ формирования сверхширокополосной несущей Уолша: с выхода генератора непрерывных функций Уолша сигнал подается на дифференцирующую цепь и далее на вход радиолинии. При этом скорость передачи информации достаточна, то можно исключить предискажения и достаточно уменьшить потери сигнала.

Размер ансамбля непрерывных сверхширокополосных несущих для беспроводного доступа определяется номером диады и равен 2^{m-1} , у дискретных несущих размер ансамбля будет в два раза больше.

3.5 Выводы

1. Исследованы решения практических задач поиска оптимальной формы несущей сигнала беспроводного доступа по критерию максимальной мощности в зоне приема. Рассмотрены основные достоинства использования несинусоидальных несущих по сравнению с гармоническими в системах сверхширокополосного доступа. Показаны два подхода к использованию сверхширокополосной несущей в системах доступа: первый — основанный на использовании функций Уолша, второй - основанный на применении различных псевдослучайных последовательностей.

2. Решена задача синтеза оптимальной формы элемента сверхширокополосного сигнала, позволяющего либо максимизировать скорость передачи информации, либо увеличить энергетическую скрытность и электромагнитную совместимость при повторном использовании диапазона частот. Проведено исследование формы сигнала на входе и выходе радиолинии при различных значениях параметров линии. Показано, что оптимальный входной сигнал занимает сверхширокую полосу частот, поскольку его спектр имеет обратную зависимость по отношению к АЧХ в диапазоне основных частот радиолинии. Спектр сигнала на выходе радиолинии будет равномерным в широкой полосе частот.

3. Проведена оценка энергетических потерь при использовании цифровых несущих Уолша. Показано полезное свойство сверхширокополосных несущих на основе функций Уолша, позволяющее скомпенсировать энергетические потери в линии за счет увеличения базы сигнала, а не за счет увеличения мощности импульсов, как это обычно принято в существующих сверхширокополосных системах связи. Определена практическая реализация оптимальной несущей Уолша на входе радиолинии. В результате найдена форма элементарного импульса несущей, которая позволяет легко, путем простого дифференцирования, формировать из непрерывных функций Уолша импульсные несущие.

4. Исследования показали, что оптимальный импульс на выходе радиолинии имеет меньшую энергию, но большую амплитуду. Причем, формы импульсов также сильно отличаются друг от друга. Однако, поскольку до предискажения (дифференцирования) на входе радиолинии использовалась непрерывная несущая, то форма реального импульса на выходе близка к форме импульса на входе предискажающей цепи.

5. Показано, что разработанный метод формирования сверхширокополосной несущей позволяет увеличивать энергию сигнала

путем увеличения номера функции Уолша, либо путем использования нескольких периодов несущей, что гораздо технологичней, чем увеличение амплитуды импульсов. Определено аналитическое выражение для сверхширокополосной несущей Уолша в зоне приема, которое показало, что форма несущей определяется переходной характеристикой тракта.

4 Анализ методов модуляции и спектральной обработки сверхширокополосных сигналов в радиоканалах

4.1 Методы модуляции сверхширокополосных несущих Уолша

Для передачи информации по радиолинии необходимо промодулировать несущую Уолша в соответствии с передаваемым сообщением. Поскольку несущие Уолша зависят не только от трех известных параметров (амплитуда, частота и фаза), но и каждая несущая имеет свой код (номер), то их можно модулировать еще и по коду, т.е. манипулировать по номеру несущей. В отличие от гармонических несущих, у которых период и частота связаны с однозначной зависимостью $f=1/T$, у несущих Уолша эта связь неоднозначна $f=\frac{n+1}{2} \left[\frac{1}{T_3} \right]$, где $\lfloor \cdot \rfloor$ - означает целую часть числа. Общее описание манипулированного сигнала Уолша при дискретно-кодовой модуляции может быть дано при использовании формулы (3.11) в следующем виде:

$$S_n(T_w, t) = \sum_{r=0}^{\infty} \sum_l^{\left(\frac{L_w}{2}\right)} U_r Wal_r \left(T_{wr}, \frac{l}{L_w} \right) \gamma_1(t - \tau_r - rT_{wr} - 2l\tau_n) \quad (4.1)$$

где γ_1 - триимпульсная функция (результат преобразования радиолинией одиночной биимпульсной функции (формула (3.18)));

T_{wr} - период несущей Уолша;

U_r - амплитуда сигнала;

Wal_r (0 - функция Уолша номера $d = (2^m - 1) n$, определяющая структуру (код) несущей

На рисунке 4.1,а показаны непрерывная биимпульсная функция - пунктирная линия, и соответствующая триимпульсная функция. Естественно, на практике одновременно используется один-два типа манипуляции: либо по амплитуде, либо по коду несущей, либо по периоду (частоте), либо по временному положению (фазе). Исследования показывают, что эффективными способами модуляции в многоканальных системах доступа являются: кодовая манипуляция, спектральное кодирование (спектральная манипуляция) и КАМ в сочетании с кодовой манипуляцией [69,148]. Рассмотрим особенности формирования таких сигналов Уолша.

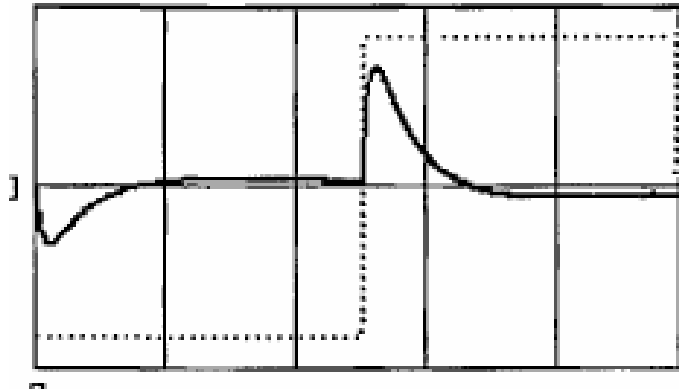


Рисунок 4.1. Элементарные импульсные функции

Так как сигнал Уолша является по существу цифровым сигналом, то он допускает кодовую модуляцию (модуляцию по номеру), которая заключается в модуляции сигнала по номеру функции Уолша.

При кодовой модуляции на одном периоде аналитическая запись сигнала Уолша получается из выражения (4.1):

$$S_n(T_w, t) = \sum_{r=0}^{\infty} \sum_{l=0}^{\left(\frac{L_w}{2}\right)^{-1}} U * Wal_r \left(T_{wr}, \frac{l}{L_w} \right) \gamma_1(t - \tau_r - rT_{wr} - 2l\tau_H), \quad (4.2)$$

Естественно, номер функции, в соответствии с которой строится сигнал Уолша, может изменяться лишь дискретно и принимать целые значения, принадлежащие выбранной диаде t . В принципе можно выбирать непрерывные функции Уолша из различных диад, однако при этом необходимо учитывать, что энергия сигнала определяется номером диады. Таким образом, модуляция по номеру может быть лишь дискретной. На рис. 4.2 приведена одна из возможных структурных схем модулятора несущих Уолша по номеру для одного канала доступа, где КС - кодер сообщений, ЛБ - логический блок, СФУ - синтезатор функций Уолша, ЦК - цифровой коммутатор, Кл - ключевое устройство, ИП - источник питания, ДЦ - дифференцирующая цепь. СФУ синхронно с КС генерирует функции Уолша, которые подаются на вход цифрового коммутатора, управляемого числовой последовательностью с выхода логического блока. Каждому символу числовой последовательности сообщения может соответствовать один или несколько периодов функции Уолша определенного номера. Несущие Уолша образуют полную ортогональную систему функций, поэтому символы сообщения передаются ортогональными сигналами.

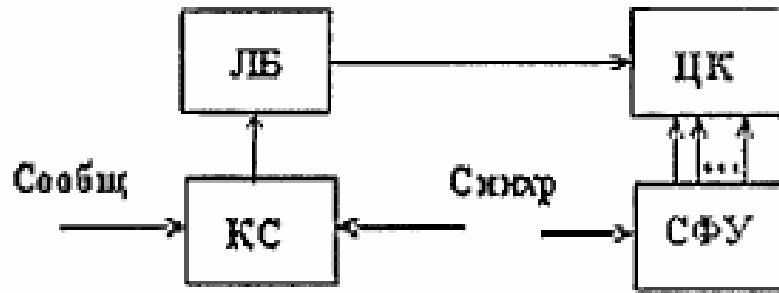


Рисунок 4.2 Модулятор по номеру несущей Уолша

Таким образом, применение кодовой манипуляции основывается на использовании свойств ансамбля непрерывных несущих Уолша, которые являются либо ортогональным, либо биортогональным кодом (если использовать также инверсные несущие Уолша). В этом случае минимальное расстояние между сигналами будет равно $2\sqrt{E_c}$ (ортогональные сигналы), а максимальное равно $2\sqrt{E_c}$ (противоположные сигналы), где E_c - энергия сигнала. Поскольку для беспроводного доступа используется 2^{m-1} непрерывных несущих Уолша (одна диада t), то каждая несущая может содержать $(m-1)$ бит информации. Однако половину диады несущих Уолша необходимо выделить для обратного канала доступа и выделить группы несущих для кодового разделения каналов. Пусть необходимо осуществить радиодоступ по $l=2^t$ каналам одновременно, тогда в одном канале доступа можно использовать 2^{m-i-2} несущих Уолша. При многоосновном кодировании каждый сигнал будет содержать $(m-i-2)$ бит информации. Пусть в каналах при кодовой модуляции используется один период несущей, тогда скорость передачи информации (скорость доступа) будет равна $R(m) = \frac{m-i-2}{2^{m-i-2} \tau_H}$ бит/с.

Максимальная скорость передачи информации при кодовой модуляции, если используются все прямые и инверсные несущие Уолша в одном канале доступа (при $i=0$), будет равна $R_{\max}(m) = (m-1) / (2^m \tau_H)$ бит/с.

Анализ полученных зависимостей показывает, что при кодовой модуляции не целесообразно слишком увеличивать номер диады. При значениях больше чем $m=10$ скорость передачи информации начинает быстро уменьшаться. Поэтому для увеличения скорости доступа эффективней применить квадратурную амплитудную модуляцию (КАМ). При этом КАМ можно использовать для увеличения скорости передачи информации, а кодовую манипуляцию для разделения каналов беспроводного доступа. Такой подход основан на том, что система функций Уолша (каждая диада) состоит из четных (косинусоидальных) функций и нечетных (синусоидальных) функций. Поэтому при использовании КАМ несущих Уолша квадратурные каналы строятся точно также, как и при использовании гармонических

несущих. Заметим, что для квадратурных каналов, в отличие от гармонических несущих, можно использовать любые две несущие Уолша. Это является следствием сверхширокополосности несущей Уолша. Аналитическое описание сверхширокополосного сигнала с КАМ следует из формулы (4.1):

$$S_n(T_w, t) = \sum_{r=0}^{\infty} \sum_{l=0}^{\left(\frac{L_w}{2}\right)^{-1}} U_{rs} * \text{Sai}_r \left(T_{wr}, \frac{l}{L_w} \right) \gamma_1(t - \tau_r - rT_{wr} - 2l\tau_H) + U_{rs} * \text{Cal}_{tr} \left(T_{wr}, \frac{l}{L_w} \right) \gamma_1(t - \tau_r - rT_{wr} - 2l\tau_H), \quad (4.3)$$

где $\text{Sai}(\ast)$ - нечетные функции Уолша,
 $\text{Cal}(\ast)$ - четные функции.

Так как амплитуда сигнала U_r постоянна на интервале T_w то спектр сигнала Уолша будет иметь в базисе функций Уолша лишь две "гармоники", соответствующие квадратурным составляющим несущей сигнала. При использовании амплитудной манипуляции для передачи сообщений в спектре сигнала будет присутствовать лишь одна полоса сообщения. Это преимущество несущих Уолша следует из теоремы умножения функций Уолша [20,24]:

$$\text{Wal}_{n_1}(T_w, t)\text{Wal}_{n_2}(T_w, t) = \text{Wal}_{n_1+n_2}(T_w, t), \quad (4.4)$$

Таким образом, амплитудно-модулированный сигнал Уолша всегда дает однополосную модуляцию. Необходимо отметить, что для систем беспроводного доступа более реальным является случай, когда информацию о значении амплитуды сигнала "несёт" один период несущей сигнала, хотя для увеличения помехоустойчивости можно использовать и несколько периодов.

Кодер сообщения вырабатывает соответствующие значения амплитуды квадратурных каналов, которые подаются на умножители (Уми), на второй вход которых поступают четные и нечетные функции Уолша с выхода цифрового коммутатора (ЦК). Номер функций Уолша в зависимости от канала доступа определяет логический блок (ЛБ), управляющий цифровым коммутатором. Далее сигналы квадратурных каналов через дифференцирующие цепи поступают на сумматор (Сум) и затем подаются на передатчик дискретных сигналов Уолша.

Максимальное число каналов доступа при такой модуляции будет равно 2^{m-1} . При использовании инверсных несущих число каналов возрастет в два раза. Скорость передачи информации в каждом канале $R(m) = \frac{M}{2^m \tau_H}$, бит/с, где –основание КАМ. Если необходимо осуществить доступ по меньшему числу каналов одновременно $l=2^i$, где $i < m$, то скорость передачи информации в каждом канале возрастёт и будет равна $R_{\text{макс}}(m) = M \cdot (m-i-1) / 2^m \tau_H$ бит/с. Например, если используются все прямые и инверсные несущие Уолша в одном канале доступа, получим $R_{\text{макс}}(m) = M \cdot (m-i-1) / 2^m \tau_H$, бит/с. Таким образом скорость передачи данных увеличилась по сравнению с кодовой

модуляцией в M раз.

Минимальное расстояние между сигналами на плоскости КАМ сигналов является минимальным расстоянием между точками созвездия сигнала. Минимальное расстояние зависит от уровня несущих сигналов Уолша и выводится формулой:

$$D = \frac{2\sqrt{E_{\text{смакс}}}}{M-1}, \quad (4.5)$$

где $E_{\text{смакс}}$ - максимальная энергия несущих Уолша;

M - количество уровней амплитуды несущих при симметричном размещении точек по осям плоскости сигналов.

Например, при $M = 8$ (КАМ-64), $m = 11$, $\tau_n = 1$ не максимальная скорость передачи информации составит 40 Мбит/с. Если при тех же параметрах использовать многоканальный доступ в 64 каналах одновременно, то скорость передачи в каждом канале уменьшится лишь в 2,5 раза и составит 16Мбит/с.

На рисунке 4.5 приведены зависимости скорости доступа от числа каналов при КАМ с основанием 10 при различных значениях используемой диады несущих Уолша. Из рассчитанных зависимостей следует, что для увеличения числа каналов, необходимо использовать несущие Уолша большей диады. Однако при этом скорость передачи информации в каждом канале уменьшится.

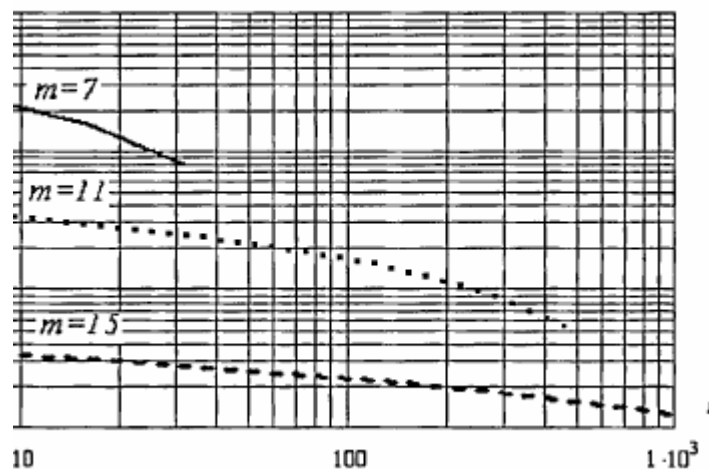


Рисунок 4.2. Зависимость скорости доступа от числа каналов

Несущие Уолша позволяют использовать спектральную модуляцию, когда сигналы отличаются хотя бы одной составляющей в спектральной области базиса Уолша. При спектральной модуляции для формирования

множества сигналов используются все возможные сочетания несущих Уолша одинаковой мощности на периоде диады m .

Таким образом, число используемых сигналов N в одном канале доступа будет определяться следующей формулой:

$$N = \sum_{k=1}^{2^{m-l-i}} C_{2^{m-l-i}}^k, \quad (4.6)$$

где $l = 2^i$ - число каналов доступа.

Минимальное расстояние между сигналами равно $\sqrt{E_c}$, а максимальное $2^{m-l-i} * E_c$.

Используя формулу (4.6) получим зависимость на каждом канале:

$$R_m = \log_2 \sum_{k=1}^{2^{m-1-i}} C_{2^{m-1-i}}^k / 2^m \tau_H, \quad (4.7)$$

где τ_H — нормированная длительность импульса несущей Уолша.

На рисунке 4.3 приведена одна из возможных структурных схем модулятора несущих Уолша по спектру в собственном базисе для одного канала доступа, где КС - кодер сообщений, ЛБ - логический блок, СФУ - синтезатор функций Уолша, ФС - формирователь сигналов, ЦК - цифровой коммутатор, Умп - умножитель, ИП - источник питания, ДЦ - дифференцирующая цепь. СФУ и ФС синхронно с КС генерирует сигналы в соответствии с формулой (4.6), которые подаются на вход цифрового коммутатора управляемого числовой последовательностью с выхода логического блока. Каждому символу числовой последовательности сообщения может соответствовать один или несколько периодов сложного сигнала Уолша определенного спектра. Такой сигнал формируется ФС как различные сочетания из выбранной диады функций Уолша.

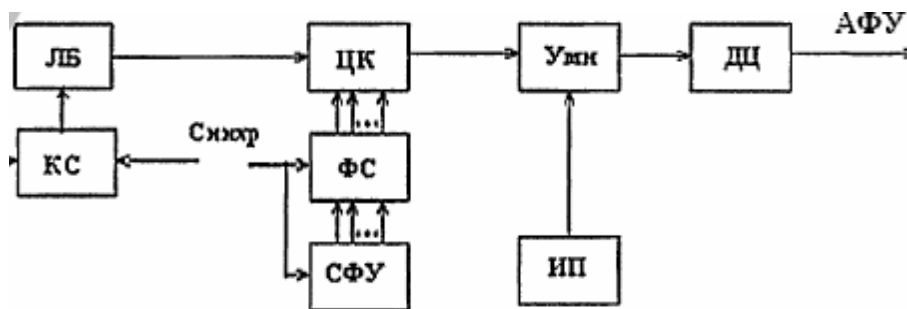


Рисунок 4.6. Структурная схема модулятора несущих Уолша по спектру

4.2 Исследование спектра сверхширокополосных сигналов Уолша

Определим спектральную плотность сигналов с модуляцией по номеру несущей Уолша (формула 4.2) в гармоническом базисе в зоне приёма. Находим для одного периода сигнала:

$$\begin{aligned}
 S_n(j\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{l=0}^{(L_w/2)-1} U \cdot \text{Wal}_d\left(T_w, \frac{l}{L_w}\right) \gamma_2(t - 2l\tau_n) \cdot \exp(-j\omega t) dt = \\
 &= U \sum_{l=0}^{(L_w/2)-1} \text{Wal}_d\left(T_w, \frac{l}{L_w}\right) \cdot \int_{-\infty}^{\infty} \gamma_2(t - 2l\tau_n) \cdot \exp(-j\omega t) dt, \quad (4.8)
 \end{aligned}$$

где γ_2 - триимпульсная функция на выходе радиолинии.

Анализ полученных спектральных плотностей в гармоническом базисе показывает, вид спектральной диаграммы зависит от номера несущей Уолша. Другим, более важным выводом является то, что спектральная плотность полимодальная и занимает широкую полосу частот. В реальности несущая Уолша является сверхширокополосной несущей в гармоническом базисе.

Сигнал с кодовой модуляцией по уровню -10 дБ занимает сверхширокую полосу частот примерно от $0,8\omega_0$ до $10\omega_0$. При передаче более длинных последовательностей спектр будет выравниваться в этой полосе, поскольку последовательность номеров является случайной с равномерным законом распределения. Аналогичный вид будет иметь спектральная плотность сигнала с модуляцией по спектру, поскольку принцип формирования сигнала при такой модуляции аналогичен рассмотренному.

Зависимость эффективной полосы частот сигнала, определяемой как $\Delta f_{\text{эф}} = f_0 \int_0^{\infty} \frac{|S(j\Omega)|}{S_{\text{макс}}} d\Omega$, где f_0 - частота максимума АЧХ радиолинии от числа составляющих сигналов i для той диады несущих Уолша показана на рисунке 4.7

Пунктирной линией показана нормированная эффективная полоса сигнала $\Delta f_{\text{эф}}/f_0$ со спектральной модуляцией, а непрерывной линией показана полоса сигнала с модуляцией по номеру несущей. Нормированная длительность элементарного импульса сигнала $\tau_n = 1$, коэффициент широкополосности радиолинии $k = 2$.

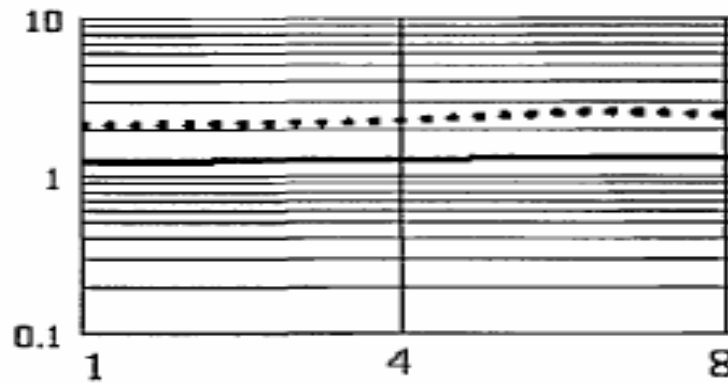


Рисунок 4.7 Зависимость эффективной полосы частот сигнала

Таким образом, сигнал с модуляцией по спектру лучше сформирован по частоте, чем сигнал с модуляцией по номеру. Его нормированная эффективная полоса примерно в 2 раза больше и практически не зависит от числа составляющих сигналов. Нормированная эффективная полоса сигнала с модуляцией по номеру также практически не зависит от номера сигнала.

Исследования показывают, что спектральная плотность сигнала с КАМ практически имеет такие же характеристики, как и спектральная плотность сигнала с модуляцией по номеру несущей.

4.3 Спектральная обработка сверхширокополосных сигналов в приёмнике

Исследование спектров сверхширокополосных сигналов показало, что их вид сильно зависит от типа базисных функций. Поэтому можно предположить, что спектральная обработка таких сигналов в различных базисах позволит осуществить их помехоустойчивую демодуляцию.

Одним из важнейших внешних факторов, влияющих на работу беспроводного доступа, являются помехи. Влиянию помех подвержены практически любые виды радиосвязи. По виду воздействия на полезный сигнал все помехи можно разделить на два вида: аддитивные и мультипликативные [41,55,62]. К аддитивным помехам относятся все сигналы в радиосвязи, накладывающиеся на полезный сигнал при передаче. Аддитивные помехи по происхождению могут быть искусственными (например, другие системы радиосвязи, радиолокации и радионавигации и разнообразные промышленные помехи) и естественными (например, атмосферные, космические, спорадические из ионосфере и магнитосфере, внутренний тепловой шум). Мультипликативные помехи; искажения формы СШС в радиосвязи за счёт дисперсионных свойств само (если для гармонических сигналов причиной мультипликативных помех частотные и временные изменения параметров радиосвязи во времени сверхширокополосных

сигналов - это несоответствие динамики сигнала динамическим свойствам радиоприемника). Эти помехи, как показано в главе 2, оказывают сильное влияние на работу систем СШБД и часто накладывают ограничения на скорость и дальность доступа. Уровень динамических мультипликативных помех в сверхширокополосном доступе при использовании частотной области определяется как [65].

$$\sigma^2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^\infty |S_c(j\omega)|^2 |1 - H_{pt}(j\omega)|^2 d\omega, \quad (4.9)$$

Таким образом, если спектр сигнала располагается за пределами комплексной передаточной функции радиоприемника, то возникают специфические мультипликативные помехи — динамические искажения сигнала на выходе радиоприемника. Сигналы, не обладающие свойством сверхширокополосности (например, гармонические широкополосные сигналы), не будут искажаться радиоприемником. Для уменьшения динамических помех, как показано в главе 2 и разделе 3.4, как раз и используется предискажение сигнала. Для подавления аддитивных помех можно использовать метод синхронной обработки (СО) [63,71].

Действительно, в системах беспроводного доступа, использующих гармонические сигналы, для борьбы с сильными аддитивными помехами часто используют ряд устройств. Например, эффективным средством подавления импульсных (нестационарных) помех является широкополосный ограничитель (ШО), а для защиты от узкополосных (стационарных) помех часто используют блок защиты (БЗ), принцип действия которого основан на анализе спектра сигнала в гармоническом базисе. Находят применение также и различные компенсационные способы борьбы с помехами, сосредоточенными либо по спектру, либо по времени [32,64,65]. Далее такие помехи будем называть сосредоточенными.

Разнообразные методы борьбы с сосредоточенными помехами основаны на использовании различных схем избирательности: частотной, временной и по форме сигнала.

В методах, основанных на частотной избирательности, применяются узкополосные заградительные фильтры, осуществляющие вырезание («режекцию») участков спектра сигнала, пораженных узкополосными помехами. Очевидно, что на этих участках подавляются и составляющие полезного сигнала, что приводит к некоторому искажению формы сигнала на выходе блока защиты.

На основании взаимности линейного представления сигналов можно обобщить разнообразные системы и способы борьбы с сильными сосредоточенными помехами и разработать универсальный алгоритм на основании спектральной обработки. Таким образом, разнообразные системы типа ШО-СФ (широкополосный ограничитель - согласованный фильтр), БЗ-СФ (блок защиты - согласованный фильтр), ШОУ (широкополосный

ограничитель - узкополосный усилитель) и другие можно будет рассматривать с единых теоретических позиций. На основании этого можно разработать алгоритм, позволяющий осуществить комплексную защиту от помех при обработке сигнала.

В системах беспроводного доступа, как и в других системах связи, можно представить сигнал-переносчик информации в виде линейной комбинации элементарных функций [63,80]:

$$s(t) = \sum_{l=0}^{N_c-1} c(l)\eta(l, t), \quad (4.10)$$

где $\eta(l, t)$ - элементарный сигнал номера;

N_c - число элементарных сигналов.

Формулу (4.10) можно рассматривать как разложение сигнала по системе известных функций причем сигнал полностью определяется коэффициентами $c(l)$, являющимися координатами N_c -мерного функционального пространства. Поскольку функции $\eta(l, t)$ являются, как правило, ортогональными, то представление (4.8) можно также считать обобщенным рядом Фурье [63].

Пусть сигнал имеет ограниченную энергию E_s . В соответствии с теоремой Парсеваля его энергия определяется через коэффициенты $C(l)$ как $E_s N_c = E_n \sum_{l=0}^{N_c-1} c^2(l)$, где E_n -энергия функции [63]. Далее будем считать, что $E_n = 1$, т.е. система функций будет ортонормированной.

Если размерность сигнала N_c равна размерности пространства N_0 , то оно будет полным для представления таких сигналов. В том случае, когда $N_0 > N_c$, пространство представления сигнала избыточно, а когда $N_0 < N_c$, то это пространство будет неполным. Каждому ансамблю сигналов соответствует некоторая минимальная размерность, т.е. минимальное количество чисел $C(l)$ с помощью которых осуществляется точное представление (4.10) [63,69].

При спектральном анализе дискретных сигналов используется преобразование Фурье следующего вида [69,73]:

$$C(l) = \frac{1}{N} \sum_{r=0}^{N-1} s(r)\eta(l, r), \quad (4.11)$$

где $r \in [0, N-1]$ и $N = T_c/\Delta t$, Δt - интервал дискретизации по времени, дающее минимальное значение среднеквадратической погрешности аппроксимации,

T_c - период сигнала (интервал обработки). Коэффициенты $C(l)$ в этом случае носят название спектра, а составляющие $C(l)\eta(l, r)$ - спектральных составляющих.

Таким образом, формула (4.10) с точки зрения спектрального анализа может быть истолкована, как разложение сигнала $s(t)$ по неполному ортонормированному базису (равенство следует считать приближенным). Это разложение будет точным, если размерность сигнала будет ограничена величиной N_c , а базисная система функций $n(l,t)$ будет собственной. Формулы (4.17) и (4.18) представляют собой наиболее общие функциональные операторы линейного пространства, а именно, скалярные произведения, преобразующие функции одной переменной в функции другой переменной [63,148].

Применение спектрального анализа сверхширокополосных сигналов в базе цифровых функций, например, функций Уолша, по сравнению со спектральным анализом в базе гармонических функций дает преимущества, которые определяются цифровой природой представления таких сигналов.

Рассмотрим вопрос об оптимальном по точности базисе, разложения сверхширокополосных сигналов, при ограничении числа членов ортогонального ряда. Таким образом, для класса дискретных сигналов $s(r)$, $r \in [Q, N-1]$, $N=T_c(\Delta t)$ необходимо определить базисную систему цифровых функций $n(k,r)$, дающую лучшее приближение в среднеквадратическом смысле при ограничении членов ортогонального ряда (4.10) числом $n < N_c$. Решение поставленной задачи для ортонормированных систем функций имеет вид [40]:

$$D_n(r_1, r_2) = \sum_{l=0}^{n-1} \eta(l, r_1) \eta(l, r_2) = \text{rect}(\Delta t, r_1 - r_2), \quad (4.12)$$

где $D_n(r_1, r_2)$ - ядро Дирихле, определяемое системой базисных функций спектров и числом n .

Известно, что изменение ядра Дирихле при увеличении n характеризует сходимость ряда Фурье при спектральном представлении сигнала. Чем быстрее при увеличении n ядро Дирихле сосредотачивается около предельного значения ядра (для непрерывных базисов это функция Дирака), тем лучше сходимость ряда Фурье:

$$\sum_{l=0}^n C(l) \eta(l, r) \approx s(r), \quad (4.13)$$

где $C(l)$ - обобщенный спектр Фурье.

Таким образом, искомая базисная система дискретных функций должна удовлетворять уравнению (4.12), тогда погрешность аппроксимации будет равна нулю при ограничении членов ряда числом n . Ядро (4.12) является предельным для дискретных функций. Поэтому, чем быстрее ядро Дирихле

сходится к предельному значению, тем экономичнее система базисных функций при спектральном разложении сигнала. Экономичность понимается в смысле минимального числа p при заданной погрешности аппроксимации.

Если заданная выборка дискретного сигнала имеет размер N_c , то имеет место $s(r) = \sum_{k=0}^{N_c-1} C(k)\eta(k, r)$, при условии равенство $s(r) = \mathcal{F}\{C(k)T\}$ при условии $p=N_c$. Тогда равенство (4.12) будет также справедливо при этом условии, т.е. $\sum_{l=0}^{N_c} \eta(l, r_1)\eta(l, r_2)$ и базисная система $\eta(l, r_1)$ будет полной для представления заданного класса сигналов.

Особенностью выполнения условия (4.12) является то, что вместо обычной разности аргументов для функций Уолша имеет место суммирование по модулю 2. Это является следствием особенности теоремы умножения для этих функций и не имеет для вычислений принципиального значения.

Таким образом, функции Уолша являются полной системой для выборки дискретных сигналов. При этом преобразование Уолша проводится в соответствии со следующими формулами:

$$\begin{aligned} C(l) &= \sum_{r=0}^{2^m-1} s(r)Wal_l(T_c, \frac{r}{2^m}), \\ s(r) &= \sum_{l=0}^{2^m-1} C(l)Wal_l(T_c, \frac{r}{2^m}). \end{aligned} \quad (4.14)$$

Естественно, когда сигнал $s(t)$ является двоичной числовой последовательностью, то эти формулы обладают достаточной простотой при реализации вычислений на ЭВМ.

Оптимальная обработка сигналов в спектральной области по сравнению с обработкой во временной области будет обладать преимуществами в технической реализации только в случае достаточной простоты вычисления спектров. В математическом плане реализация оптимального приёма сигналов в спектральной области базируется на следствии из теоремы о свертке, которая применительно к дискретным базисным функциям записывается в следующем виде (при обработке на конечном интервале) [40].

$$\sum_{i=0}^{2^m-1} \sum_{r=0}^{2^m-1} x(r)s(i-r)Wal_l\left(T_c, \frac{r}{2^m}\right) = C_x(l)C_c(l), \quad (4.15)$$

где $C_x(l)$ и $C_c(l)$ - спектры входного сигнала $x(t)$ и опорного сигнала $s(t)$, определяемые в соответствии с формулой (4.13).

Таким образом, корреляционная обработка |игНапа в спектральной области в соответствии с формулой (4.15) сводится к умножению соответствующих спектров.

При реализации цифровой спектральной обработки существенный

выигрыш в упрощении вычислений достигается при использовании алгоритмов быстрых преобразований Уолша для случая двухуровневого сверхширокополосного сигнала. В этом случае отсутствует операция умножения, поскольку уровень сигнала принадлежит множеству (1,-1) и требуется аналого-цифровой преобразователь лишь на 2 уровня. Заметим, что двухуровневому квантованию присущ недостаток, связанный с его плохой помехоустойчивостью, особенно при воздействии сильных сосредоточенных по спектру помехам [64], которое можно скомпенсировать при предварительной спектральной обработке сигнала в различных базисах [65,69].

Проведем анализ помехоустойчивости спектральной обработки цифровых сигналов по отношению к сильным помехам, собственный базис которых отличается от собственных базисных функций сигнала. Рассмотрим более подробно это важное свойство сигналов для общего случая спектральной обработки. Постановка задачи исследований сводится к следующему.

Пусть на входе приемника действует аддитивная смесь сигнала $s(t)$ и помехи $n(t)$, чем их скалярное произведение удовлетворяет условию $(s,n) \neq 0$. Очевидно, при $(s,n)=0$ (сигнал и помеха ортогональны) можно подавить помеху полностью в обычном корреляторе. Пусть сигнал и помеха имеют различные собственные базисные системы функций $ps(l,t)$ и $pn(k,t)$. Здесь под собственной базисной системой будем понимать систему функций, дающую наиболее экономичное (по числу составляющих) линейное разложение. Например, сверхширокополосный сигнал Уолша имеет собственные базисные функции в виде ансамбля функций Уолша, а помехи, сосредоточенные по частоте либо по времени имеют собственный базис в виде гармонических либо импульсных функций (функций Хаара). Далее определим алгоритм спектральной обработки (СО) смеси сигнала и помех $x(t)$, который позволяет эффективно подавить помеху при условии соотношения их мощностей $P_n > P_s$.

Алгоритм СО заключается в первоначальной обработке спектра в собственном базисе помехи:

$$C_{xn}(l) = [x(r), \eta_n(l, r)]_r = C_{sn}(l) + C_{nn} \quad , \quad (4.16)$$

где $[\cdot, \cdot]$ - скалярное произведение соответствующих функций;
 $C_{sn}(l)$ и $C_{nn}(l)$ - спектры сигнала и помехи в базисе помехи.

Представление сигнала в базисе помехи по условию задачи избыточно, а представление помехи — безызбыточно (в частности, может содержать лишь одну спектральную составляющую). Количество существенных составляющих спектра сигнала N_i определяет полосу обобщенных частот сигнала в базисе помехи.

В разложении по функциям $p_n(l, t)$ помеха будет доминировать, так как её мощность больше мощности сигнала.

4.4 Исследование адаптивного алгоритма спектральной обработки сверхширокополосных сигналов

Блок-схема адаптивного алгоритма дискретной спектральной обработки аддитивной смеси сигнала и помех двух видов (гармонических и импульсных) приведена на рисунке 4.8.

При модуляции по номеру несущей смесь сигнала Уолша и помех $x(t)$ поступает на сигнальный процессор. После вычисления спектра сигнала в гармоническом базисе, проводится ограничение его мощных составляющих до априорного значения. Затем, используя ядро Фурье двух систем базисных функций (гармонической и импульсной) $\Phi_1(l, k)$, осуществляется вычисление импульсного спектра. После ограничения мощных спектральных составляющих импульсного спектра производится вычисление спектра в базисе Уолша с помощью ядра $\Phi_2(k, i)$.

На завершающем этапе СО осуществляется фильтрация сигнала Уолша в спектральной области. Она зависит от используемого метода модуляции. Например, при модуляции по номеру несущей осуществляется режекция всех спектральных составляющих, меньших максимальной.

Если использовать модуляцию по спектру, то простая фильтрация исключается. В этом случае на завершающем этапе необходимо решать задачу распознавания спектра, которая заключается в сравнении полученного спектра с эталонными спектрами путем вычисления следующих дискретных функционалов и принятия решения по максимуму. Конечно, такой метод демодуляции наиболее сложен.

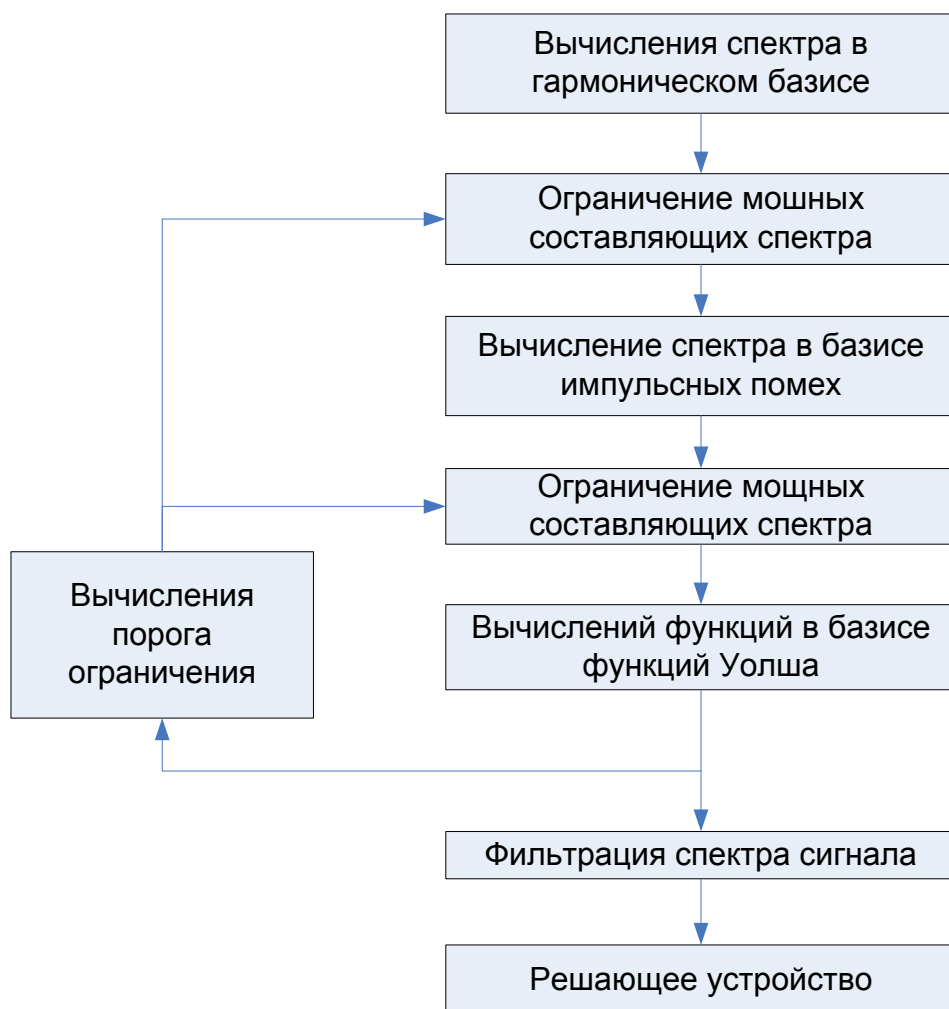


Рисунок 4.8 Алгоритм спектральной обработки СШС в приемнике

Эффективность алгоритма можно повысить, если после первых этапов обработки, не принимая решения, уточнить значение порога в блоке вычисления порога ограничения. Используя уточнённое значение порога, далее проводится второй цикл обработки, когда для ограничения помех используется первый апостериорный уровень ограничения. Обработка заканчивается, если применение последующего цикла по сравнению с предыдущим не приводит к существенному уточнению порога ограничения.

Описанный адаптивный алгоритм обработки является устойчивым, поскольку при вычислениях в первом блоке используется одна и та же последовательность сигнала, погрешность обработки определяется уровнем флуктуационных помех, а скорость схождения алгоритма - точностью априорного порога ограничения.

Заметим, что предложенный адаптивный алгоритм подавления помех обладает высокой эффективностью при обработке только сверхширокополосных сигналов. Это объясняется тем, что собственный базис таких сигналов отличается от собственных базисов известных помех, в частности, импульсных и узкополосных гармонических. При этом

собственным базисом импульсных помех может быть не только система импульсных функций $\text{rect}(*)$ но и, например, система функций Хаара. Матрица Фурье для взаимного спектра импульсных функций и функций Уолша имеет одинаковые элементы, т.е. идеально выполняется условие подавления импульсных помех в базисе Уолша.

Таким образом, приведённый на рисунке 4.8 алгоритм дискретной спектральной обработки включает три основных этапа и представляет собой последовательную обработку сверхширокополосного сигнала в соответствии с рассмотренными основными принципами спектральной обработки. На первом этапе смесь сигнала и помех представляется в собственном базисе помех. В этих базисах помехи представляются сосредоточенными по спектру. На втором этапе СО смесь сигнала и помех представляется в собственном базисе полезного сверхширокополосного сигнала, т.е. в базисе функций Уолша, а если используются, например, псевдослучайные последовательности, то используется базис, состоящий из ансамбля используемых последовательностей. На третьем этапе производится выделение доминирующих составляющих в базисе функций Уолша, соответствующих передаваемому сигналу. Остальные составляющие обнуляются. Эта операция соответствует согласованной фильтрации.

Таким образом, чем меньше элемент ядра Фурье тем больше отношение сигнал-помеха на выходе СО. Поэтому значение спектральных составляющих в формуле понималось в среднем.

Параметр N_i характеризует широкополосность сигнала в базисе помехи, а параметр N_s , наоборот показывает широкополосность помехи в базисе сигнала. Чем широкополоснее сигнал в базисе помехи и чем широкополоснее помеха в базисе сигнала, тем выше помехоустойчивость СО. Например, если используется сигнал Уолша, то он будет узкополосным в собственном базисе - ансамбле используемых функций Уолша, а любая гармоническая помеха в таком базисе будет широкополосной. С другой стороны, сигнал Уолша широкополосен в гармоническом базисе, который является собственным для узкополосных помех (рисунок 4.10).

При воздействии флуктуационных помех типа белого шума первый этап СО бесполезен. Это объясняется тем, что белый шум будет широкополосным в любом базисе, т.е. у таких помех нет собственной базисной системы функций. Уровень спектральных составляющих шума в любом базисе будет одинаков. На третьем этапе СО происходит согласованная фильтрация сигнала на фоне шума.

На рисунке 4.9 приведены зависимости качества доступа

$\left(\frac{P_c}{P_n + P_{ш}} \right)_{\text{вых}} / \left(\frac{P_c}{P_n + P_{ш}} \right)_{\text{вх}}$ от скорости передачи информации при $\tau_c = 1 \text{ нс}$.

Величина диады $m=10$, число каналов одновременного доступа n выбрано в качестве параметра.

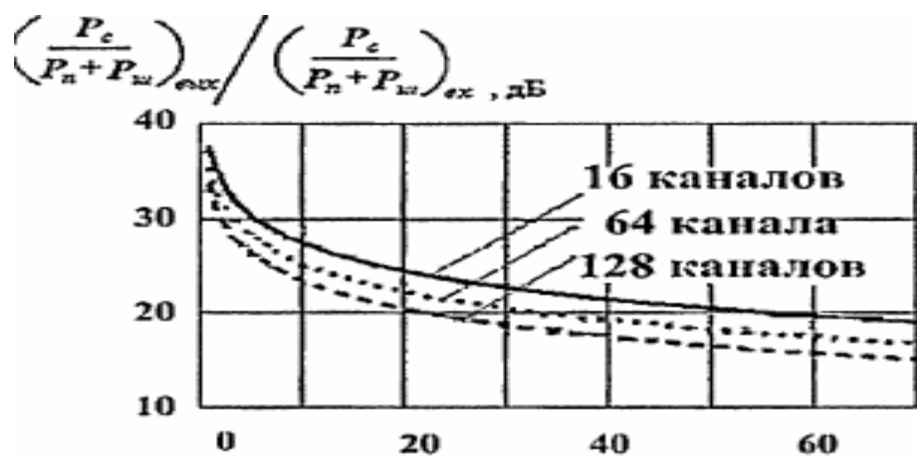


Рисунок 4.9 Зависимость качества передачи информации от скорости доступа

Анализ построенных зависимостей показывает, что при существенном увеличении числа каналов одновременного доступа с высокой скоростью качество обработки снижается не существенно. Например, при увеличении числа каналов в 8 раз качество доступа уменьшается на 4 дБ. Естественно, при увеличении мощности помехи эффективность СО увеличивается.

4.5 Выводы

1. Полученное общее описание манипулированного сиг дискретно-кодовой модуляции позволило определить наиболее способы дискретной модуляции сверхширокополосных сигналов. Разработаны структурные схемы модуляторов по несущей Уолша, с использованием без использования КАМ, а также модуляторы по спектру. Эти схемы допускают техническую реализацию на существующей элементной базе электроники.

2. Оценка скорости доступа с использованием сверхширокополосных сигналов Уолша показала, что при использовании наиболее простого метода модуляции по номеру несущей не целесообразно применять функции Уолша больших диад. При использовании КАМ и кодового разделения каналов можно реализовать большую скорость доступа для значительного числа каналов одновременного доступа, поскольку в этом случае обнаружена слабая зависимость скорости передачи информации одного канала от общего числа каналов

3. При использовании модулятора несущих Уолша по спектру обнаружено, что скорость передачи информации не зависит от номера диады функций Уолша. Это позволяет определить оптимальный номер диады для заданного числа каналов доступа.

4. Исследование дискретных спектров сверхширокополосных сигналов в присутствии различных помех показало, что особое значение при спектральном анализе имеет базис функций, в котором проводится представление сигнала. Сформулировать основные принципы спектральной

обработки, позволяющей эффективно бороться с помехами, сосредоточенными либо по спектру, либо по времени

5. Показано, что разработанный адаптивный алгоритм дискретной спектральной обработки смеси сигнала и разнообразных помех. Полученные аналитические и графические зависимости позволяют обоснованно выбирать основные характеристики сигналов Уолша для организации беспроводного доступа.

5 Моделирование метода сверхширокополосного беспроводного доступа анализ электромагнитной совместимости

5.1 Влияние сверхширокополосного беспроводного доступа на другие системы радиосвязи

При линейных видах модуляции в существующих системах радиосвязи при воздействии сверхширокополосного сигнала (СШС) возникает задача приема узкополосного (УП) M -ичного сигнала с аддитивным белым Гауссовым шумом (АБГШ) в смеси с интерференционной помехой (интерференция СШС и УП сигнала).

$$y(t) = s_1(t) + n(t) + x(t), \quad (5.1)$$

где $y(t)$ — переменная принятого решения на выходе когерентного демодулятора; $s_i, i \in \{1, \dots, M\}$ - неизвестный символ из M -ичного алфавита; $n(t)$ - АБГШ; $x(t)$ - интерференционная помеха.

Так как в задачах синтеза и технической реализации оптимального импульса сверхширокополосного сигнала (СШС) (глава 3) энергия входного сигнала была нормирована, то можно оценить электромагнитную совместимость системы СШБД с другими узкополосными системами радиосвязи и ШБД в общем виде.

В первом приближении можно считать, что СШС на входе приемника узкополосной системы воспринимается как белый шум, поскольку спектральная маска СШС является сверхширокополосной. Из полученных ранее спектрограмм СШС видно, что спектральная плотность СШС является постоянной в пределах полосы УП сигнала. Даже в полосе порядка 10-20 МГц, что характерно для ШБД спектр СШС достаточно гладок. Соответственно, такой сигнал просто повысит уровень шума в УП системе и в системе ШДБ. Тогда уровень мощности шума на входе приёмника определяется следующей формулой [67]:

$$\Delta P_{ш} = \frac{P_{сшс}}{\Delta f_{сшс}} \Delta f_{шбд}, \quad (5.2)$$

Для узкополосных систем необходимо в формулу (5.2) вместо $\Delta f_{шбд}$ поставить $\Delta f_{уп}$.

Оценим ухудшение качества сигнала ШБД при воздействии системы СШБД. Примем для примера, что обе технологии доступа обеспечивают одинаковую скорость и качество передачи информации, последнее характеризуется величиной относительной энергии бита E_b к спектральной плотности шума N_0 . Очевидно, величина (E_b/N_0) однозначно связана с вероятностью ошибки при приёме бита информации (BER), т.е. характеризует качество приёма информации [32].

Приращение спектральной плотности шума определяется следующим образом:

$$\Delta N_0 = \frac{P_{\text{сшс}}}{f_{\text{сшс}}} = \left(\frac{E_b}{N_0} \right) \frac{\Delta f_b}{\Delta f_{\text{сшс}}}, \quad (5.3)$$

где Δf_b , битовая скорость доступа:

Используя формулу (5.3), находим относительное ухудшение качества доступа:

$$\frac{\frac{E_b}{N_0} - \left(\frac{E_b}{N_0 + \Delta N_0} \right)}{\frac{E_b}{N_0}} = \frac{\left(\frac{E_b}{N_0} \right) * \frac{\Delta f_b}{\Delta f_{\text{сшс}}}}{1 + \left(\frac{E_b}{N_0} \right) * \frac{\Delta f_b}{\Delta f_{\text{сшс}}}}, \quad (5.4)$$

На рисунке 5.1 показана полученная зависимость вероятности ошибки на бит передаваемой информации (BER) для модуляции ФМ-4 или КАМ-4 (QPSK), используемой в узкополосной системе доступа. Соотношение полос на графиках выбрано в качестве параметра.

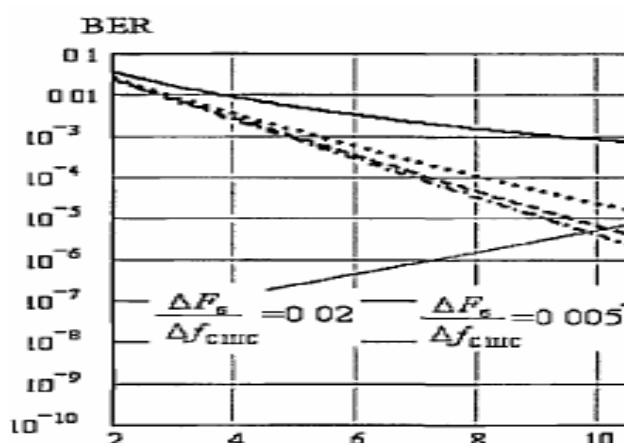


Рисунок 5.1. Зависимость вероятности ошибки на бит передаваемой информации

Как показывает анализ, при коэффициенте соотношения полос менее 10^{-2} система сверхширокополосного доступа мало влияет на работу других систем радиосвязи, обеспечивая вероятность ошибки порядка $10^{-4} \dots 10^{-5}$. Поскольку характер зависимости BER от отношения сигнал-шум при других видах модуляции аналогичен рассмотренному, то полученный вывод будет качественно справедлив для всех линейных типов модуляции.

При столь малом значении коэффициента соотношения полос СШС на входе узкополосной системы радиосвязи будет иметь форму очень короткого импульса. Поэтому необходимо рассмотреть реакцию полосового фильтра приёмника на промежуточной частоте (ПЧ) и фильтра нижних частот (ФНЧ) после демодулятора. Возможно, на выходе фильтра возникнет «звон» из-за воздействия короткого входного импульса. Кроме того, усилитель мощности может оказаться в режиме насыщения, если амплитуда импульса будет значительной.

Сначала рассмотрим воздействие одного импульса сигнала Уолша на УП приёмник. Находим в соответствии с формулой свёртки помеху от воздействия СШС на выходе полосового фильтра (входе демодулятора) УП приёмника:

$$x(t) = \int_0^t S_{\text{вх}}(\tau) h_{\text{ПЧ}}(t-\tau) d\tau = \int_0^t \int_0^{\tau} S_{\text{вх}}(\xi) h_{\text{ПЧ}}(\tau-\xi) \cdot h_{\text{ПЧ}}(t-\tau) d\xi d\tau, \quad (5.5)$$

где $S_{\text{вх}}(t)$, $S_{\text{вых}}(t)$ – сигналы на входе и выходе радиолинии передатчик СШБД-УП приёмник;

$h_{\text{рлУП}}(t)$ - импульсная характеристика между передатчиком СШБД и системой радиосвязи.

В типичных УП системах, использующих цифровую модуляцию, в согласованном приёмнике используется фильтр с характеристикой приподнятого косинуса (ПКФ) с комплексной передаточной функцией НПрУП(t) (пунктирная линия) и импульсная характеристика ФПЧ и ФНЧ УП приёмника $h_{\text{ПЧ}}(t)$ (пунктирная линия) и импульсная характеристика радиолинии между передатчиком СШБД и системой радиосвязи $h_{\text{рлУП}}(t)$ (сплошная линия) при коэффициенте соотношения полос $\frac{\Delta F}{\Delta f_{\text{сшс}}} = 10^{-2}$. Графики построены для нормированного времени.

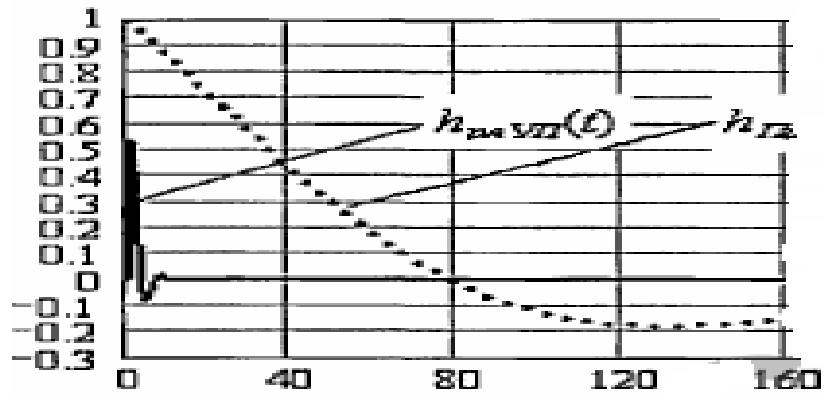


Рисунок 5.2. Импульсные характеристики

Для одного импульса сигнала Уолша формулу (5.6) представим в другом, удобном для расчетов, виде:

$$X(t) = \int_0^t g_{грлуп}(\tau) h_{прлуп}(\tau) h_{прлуп}(t - \tau) d\tau \quad (5.7)$$

Где $g_{грлуп}$ – переходная характеристика радиолинии между передатчиком СШБД и системой радиосвязи.

Пусть для определённости УП приемник располагается в непосредственной близости от передатчика СШБД (наихудший случай). Учитывая, что входной полосовой фильтр УП приёмника имеет передаточную функцию $h_{прлуп}$ с полосой ΔF значительно меньше, чем полоса СШС, находим спектральную плотность помехи на выходе фильтра:

$$G_x(j\omega) = S_{вых}(j\omega - \omega_c) \cdot H_{прлуп}(j\omega), \quad (5.8)$$

где $S_{вых}$ - спектральная плотность СШС на выходе радиолинии между передатчиком СШБД и системой радиосвязи;

ω_c - частота несущей сигнала УП системы радиосвязи.

Для мощности СШС $P_{сшс}$ находим $S_{вых}(j\omega_c) \approx \sqrt{P_{сшс}} / \Delta f_{сшс}$, а энергия

помехи на выходе равна $E_{сшс} \frac{\Delta F}{\Delta f_{сшс}}$.

Из формулы (5.8), беря обратное преобразование Фурье, находим выражение для формы помехи на выходе фильтра при нормированной мощности СШС на входе ($P_{сшс}=1$):

$$x(t - \tau) = \frac{\Delta F}{\Delta f_{сшс}} \cdot h_{прлуп}(t - \tau), \quad (5.9)$$

где τ - временное положение помехи относительно информационного символа.

Таким образом, помеха от воздействия СШС на выходе фильтра УП приёмника по форме соответствует импульсной характеристике фильтра. Далее рассмотрим наихудший случай, когда параметр $\tau = 0$ (синхронная импульсная помеха) [65]. Как следует из выражения (5.9), амплитуда помехи будет тем меньше, чем больше полоса СШС.

Если приемник УП системы связи расположен на большем расстоянии, чем в рассмотренном наихудшем случае, то амплитуда помехи будет ещё меньше за счет ослабления СШС при распространении.

Коэффициент уменьшения отношения сигнал-шум (коэффициент ухудшения качества) на выходе согласованного фильтра определяется следующим соотношением:

$$\delta = \sqrt{\frac{E_{\text{сиг}}}{E_{\text{шум}}}} \cdot \frac{\Delta F}{\Delta f_{\text{сиг}}}, \quad (5.10)$$

Известно, что УП приёмник с согласованным фильтром использует границу 0 при приёме сигнала с двоичной ФМ (BPSK), синхронная помеха будет давать фиксированное и максимальное отклонение от статистики решения. Тогда вероятность ошибки (BER) определяется следующим образом [65,88]:

$$BER = \frac{1}{4} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_{\text{шум}}}{N_0}}(1+\delta)\right) + \frac{1}{4} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_{\text{шум}}}{N_0}}(1-\delta)\right), \quad (5.11)$$

где
$$\operatorname{erfc}(\cdot) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^{\infty} \exp\left(-\frac{y^2}{2}\right) dy.$$

При обосновании формулы (5.11) для простоты был взят УП сигнал с двоичной ФМ, но такой же результат получится и в случае квадратурной АМ (MPSK. или QAM).

На рисунке 5.3. изображено значение отношения сигнал-шум $\Delta \frac{E_{\text{бит}}}{N_0}$, которое необходимо добавить при увеличении мощности помехи из-за действий СШС, чтобы вероятность ошибки сохранялась неизменной и равной 10^{-2} , 10^{-3} и 10^{-4} . Потери при гении отношения сигнал-шум растут быстрее, так как стандартная кривая вероятности ошибки становится круче с ростом отношения сигнал-шум. Но для заданного коэффициента σ добавочное значение отношения сигнал-шум меняется не существенно при изменении

вероятности ошибки.

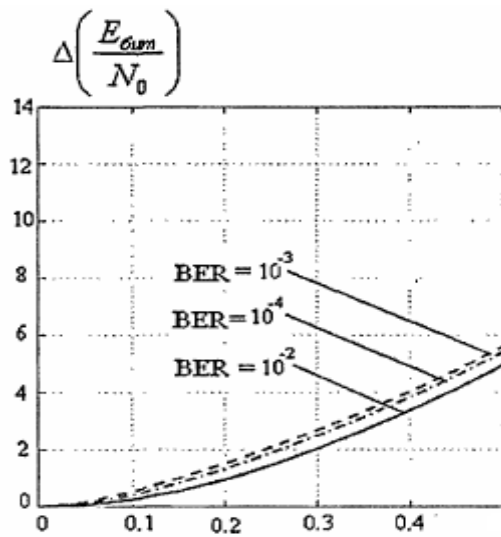


Рисунок 5.3. Добавочное значение отношения сигнал - шум

Таким образом, система сверхширокополосного доступа практически не влияет на работу других систем радиосвязи, поскольку коэффициент ухудшения даже в самом неблагоприятном случае не превосходит сотых долей. Например, пусть в УП системе радиосвязи используется модуляция BPSK, в качестве фильтра - полосовой фильтр с передаточной функцией в виде приподнятого косинуса, битовая скорость системы радиосвязи 50 кбит/с (длительность символа 20 мкс) и используемая несущая 500 МГц.

Импульс СШС имеет длительность 1нс. Пусть $\sqrt{E_{сшс}/E_{бит}} = 1$, Тогда $\Delta F/\Delta f_{сшс} = 0.02$ и коэффициент ухудшения составит $\sigma = 0,02$. В

соответствии с рис. 5.5 добавочное значение отношения сигнал-шум будет пренебрежимо мало. Этот же вывод качественно следует из формул (5.3) и

(5.4). Если $\sqrt{E_{сшс}/E_{бит}} \geq 1$, что характерно для существующей системы

сверхширокополосной радиосвязи, использующей одиночные киловольтные импульсы, то значение коэффициента ухудшения σ может быть соизмеримым с 1. Тогда добавочное значение отношения сигнал-шум будет значительным и работа УП радиосистемы будет нарушена.

В разрабатываемом методе СШБД используется сигнал Уолша, т.е. энергия одного ;а меньше в $L_w = 2^m$ раз, где L_w - временная база сигнала. Например, при использовании одного периода сигнала Уолша с модуляцией по номеру несущей (глава 4) $m = 11$ находим, что энергия одного импульса в 2048 раз меньше при прочих равных условиях.

Исследуем, как изменится коэффициент ухудшения качества при использовании сигнала Уолша. Используя результаты, полученные в главе 4 (формулы (4.13) и (4.14)), определим спектральную плотность помехи из-за действия СШС с кодовой модуляцией на выходе фильтра УП приёмника в соответствии с формулой (5.8):

$$G_x(j\omega) = S_{\text{шс}}(j\omega - \omega_c) \cdot H_{\text{упуп}}(j\omega). \quad (5.12)$$

Энергия СШС, нормированного по максимуму спектра, показанного на рисунок 5.5, а также энергия помехи, в соответствии с теоремой Парсвала определяется формулами:

$$E_{\text{шс}} = \int_0^{\infty} |S_{\text{шс}}(j(\Omega - \Omega_c))|^2 d\Omega, \quad (5.13)$$

$$E_x = \int_0^{\infty} |G_x(j\Omega)|^2 d\Omega. \quad (5.14)$$

Используя формулы (5.13) и (5.14), находим $E_x/E_{\text{шс}} = 124 \cdot 10^{-3}$. Отличие полученного результата от величины соотношения полос объясняется полимодальностью плотности СШС.

Пусть $E_{\text{бит}} = 1$, тогда из формул (5.10) и (5.13) находим $E_{\text{шс}} = 85,86$ и $\delta = 0,016$. Из графика рис. 5.5 видно, что для такого коэффициента ухудшения добавочное значение значения сигнал-шум будет пренебрежимо мало.

Рассмотрим случай воздействия нескольких систем СШБД на узкополосную систему радиосвязи. Проведём оценку воздействия для следующих реальных; пусть исследуемый УП приёмник находится в центре круга, а передатчики сверхширокополосных сигналов (помех) равномерно распределены в кольце с D_{min} и D_{max} .

Предположим, что УП приёмник использует всенаправленную антенну. Все передатчики СШС имеют одинаковую мощность и равномерно распределены с плотностью ρ на квадратную единицу измерения в концентрическом кольце с радиусами D_{min} и D_{max} (рисунок 5.7). Равномерное распределение подразумевает, что количество приемников на площади кольца Q имеет распределение Пуассона [91]:

$$P_{\lambda}(i) = \frac{\lambda^i}{i!} \exp(-\lambda), \quad (i=0,1,\dots) \quad (5.15)$$

где $\lambda = p * Q$ – параметр распределения.

Внутренний круг определяет зону отсутствия источников СШС. Передаваемые СШС сигналы не зависят друг от друга. Считаем, что все передатчики используют одинаковый тип модуляции несущей Уолша. Как и в предыдущих исследованиях, в заданной М-ичной узкополосной системе радиосвязи происходит воздействие СШС на полосовой фильтр приёмника (ПФ), после которого следует понижение частоты, а также включён фильтр нижних частот, необходимый для избавления от сигнала удвоенной частоты. Далее стоит согласованный фильтр (СФ) с гребёнкой фильтров, соответствующих М сигналам. Найдём среднюю принимаемую мощность помех.

Излучатели CLUC распределены равномерно и асинхронны. Тогда их комплексные низкочастотные сигналы (после обработки УП приёмником) будут асинхронными. Так как эти сигналы независимы, то их мощность на выходе фильтров приёмника суммируется. Поскольку количество излучателей и их положение случайно, то принимаемая мощность также случайная величина. В соответствии с этим, ожидаемое значение полной принимаемой мощности УП приёмником (математическое ожидание) имеет вид [91,97] .

Радиус минимальной зоны около УП приёмника, где нет передатчиков СШС, выбран в качестве параметра. Расчёты проведены для передатчиков СШС помех, рассмотренных ранее (рисунке 5.5), т.е. нормированная мощность таких передатчиков $P_0 = 1$. Таким образом, при заданной плотности передатчиков СШС, чем больше радиус приведённой зоны D_{min} , тем больше мощность помех. Например, при $p = 0,01$ (один передатчик на 100 м²) для $R_{min} = 5$ из графика на рисунке 5.8 находим величину мощности помех около 1.5, а при $D_{min} = 20$ в 16 раз больше. Во столько же раз возрастёт число передатчиков помех. Очевидно, чем меньше плотность размещения передатчиков, тем меньше мощность помех.

Можно оценить значение коэффициента ухудшения σ в этом случае, если для упрощения считать, что скорость передачи информации у всех систем одинакова (СШБД и УП), а $E_{бит} = 1$. Тогда в рассматриваемом случае, например, для $D_{min} = 20$ и $p = 0,04$ (четыре передатчика на 100 м²) находим $\sigma \approx 0,017$, что почти не вызывает ухудшения работы УП приёмника.

Рассматривать детальное влияние узкополосных систем радиосвязи на сверхширокополосный беспроводной доступ не имеет смысла, так как исследования спектральной обработки (глава 4) показали высокую помехоустойчивость СШБД при действии узкополосных гармонических помех.

Анализ воздействия сверхширокополосной помехи от множества пользователей СШБД на отдельную систему сверхширокополосного беспроводного доступа зависит от свойств ансамбля используемых сигналов. При использовании сигналов Уолша, которые являются биортогональными, если использовать прямые (ортогональные) и инверсные (противоположные)

последовательности, помехоустойчивость будет определяться качеством работы системы синхронизации. Если система синхронизации работает качественно, то спектральная обработка исключает воздействие интерференций сигналов Уолша из-за множества пользователей.

5.2 Анализ особенностей расчёта бюджета потерь радиолинии СШБД

Бюджет потерь любой радиолинии связи, в том числе и радиолинии СШБД, проводится, как правило, для определения максимально допустимого расстояния между передатчиком и приемником системы при условии заданного качества передачи информации [9]. Качество в цифровых системах связи, как правило, определяется либо величиной вероятности ошибки на один бит BER, либо отношением энергии бита к спектральной плотности шума ЕбнУКо (эти характеристики связаны однозначной зависимостью). Если рассматривать свободное пространство и однолучевое распространение в пределах прямой видимости, то принимаемая мощность СШС будет зависеть от частоты только в связи с выбором антенны, а не в связи с путём распространения. Известно, что все антенны вне зависимости от их характеристик имеют плотность потока мощности излучения, изменяющуюся обратно пропорционально квадрату расстояния. Тогда в соответствии с формулой (5.15) при $v = 2$ имеем:

$$P_d = P_0 (D_0/D)^2, \quad (5.16)$$

где частотная зависимость из-за влияния антенн полностью входит в P_0 , рассчитанное для расстояния R_0 при помощи базовой модели радиолинии, разработанной в главе 2.

Многочисленные исследования показали, что мощность потерь на заданном расстоянии возрастает экспоненциально с частотой [97-99,51,105,117,127,131 и другие]. АЧХ радиолинии представляется в этом случае в следующем виде [88,120]:

$$|H_{pa}(j\omega)| = c \cdot f^{-l}, \quad (5.17)$$

где c - коэффициент пропорциональности, величина которого зависит от расстояния,

l - коэффициент, величина которого зависит от среды распространения, причем

$$0,8 < l \leq 1,4;$$

f - частота СШС в ГГц.

Поскольку при разработке универсального метода аппроксимации радиолиния обозначалась в общем случае, т.е. учитывала любые частотные зависимости в тракте от передатчика до приёмника, то потери, возникающие при распространении ободном пространстве (различные объекты, находящиеся между передатчиком и приёмником), также учитывались. Поэтому зависимость (5.22) также учитывалась, например, при аппроксимации модели Окамуры и Хата (глава 2).

Задав мощность передатчика (мощность сигнала на входе передающей антенны), можно определить принимаемую мощность (мощность сигнала на выходе приёмной антенны) с учётом потерь распространения СШС на частоте нормировки модели радиолинии f_0 . Основные особенности распространения СШС в диапазоне радиоволн относительно f_0 (влияние антенн, среды распространения, типа местности и другое) учтены в передаточной функции

На рис. 5.4 показан фрагмент временной диаграммы сигнала Уолша на выходе радиолинии (входе приемника).

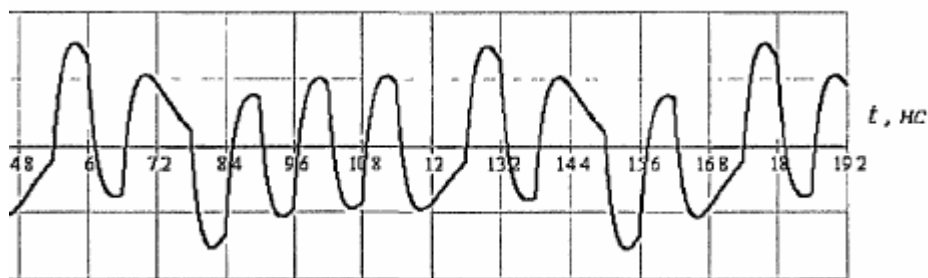


Рисунок 5.4. Диаграмма сигнала Уолша на выходе радиолинии

Рассчитаем спектральную плотность шума на входе приёмника:

- а) постоянная Больцмана $k_B = 1,38 \cdot 10^{-23} = -228,6$ дБВт/(Гц·К);
- б) эквивалентная шумовая температура приёмника (внутренние шумы и шумы в радиолинии) $T_{ш} = 450$ К = 26,6 дБК;
- г) спектральная плотность шума $N_0 = k_B \cdot T_{ш} = -202$ дБВт/Гц;
- д) мощность шума на входе приемника $P_{швх} = N_0 \Delta f (-202 + 96,5) = -105,5$ дБВт;

5.3 Особенности цифровой обработки сигнала Уолша

Поскольку в разрабатываемом методе СШБД используются короткие импульсы, то трудности, связанные с реализацией цифровой обработки сигнала в приёмнике, реализации передатчика сигналов Уолша (глава 3) неразрывно связана со сложностью создания приёмника, способного принять и демодулировать импульсы протяженностью от нескольких десятых до нескольких единиц наносекунд. Напримет допустим, что ширина импульса 0,5

не, т.е. полоса сигнала около 2 ГГц. Тогда период сигнала Уолша равен $0,5 \cdot 2^t$ не. Для цифровой обработки частота выборки (тактовая частота), в соответствии с теоремой Котельникова, должна составить величину порядка 4 ГГц. Для обработки выборки, например, из 8 бит (8-разрядный аналогово-цифровой преобразователь (АЦП)) поток данных должен достигать скорости 32 Гбит/с. На момент написания диссертации подобная обработка может быть осуществлена на параллельных систолических технологиях FPGA и ASIC, которые позволяют работать с таким большим объёмом данных [117,121 и другие]. Конечно, можно уменьшить объём данных пугём уменьшения разрядности АЦП, однако при этом возрастут шумы квантования.

Другая трудность связана с уровнем достигнутой технологии АЦП. В большинстве производимых микросхем АЦП ширина полосы аналогового входного каскада несколько меньше, чем 1 ГГц, поэтому АЦП может квантовать сигналы в соответствии со своей полосой пропускания. (Ширина полосы аналогового входного каскада определяется как частота, на которой выходная выборка АЦП уменьшается на 3 дБ по сравнению с предельным входным значением амплитуды). У отдельных современных АЦП входная полоса может оставлять несколько ГГц. Для сигнала Уолша, находящегося, например, в полосе 1-5 ГГц входная полоса АЦП должна быть эквивалентна наибольшему значению частоты (т.е. порядка 5 ГГц). Такую частоту позволяют реализовать современные и весьма дорогие FPGA, DSP и ADC технологии [121]. Принципиальным является то, что уже существующие технические решения позволяют осуществить цифровую обработку сигналов Уолша в реальном масштабе времени.

При спектральной обработке сигнала Уолша, реализующей разработанный в главе 4 алгоритм, применяются быстрые преобразования, поскольку используемые системы базисных функций допускают факторизацию матриц обработки. При этом экономия вычислительных операций на каждом этапе спектральной обработки составит величину $N/2 \log_2 N$, где N - число отсчетов сигнала на интервале обработки. Например, если диада СШС равна 8 и на каждый элементарный импульс сигнала приходится 4 отсчета, то экономия будет более чем в 55 раз.

5.4 Моделирование метода сверхширокополосного беспроводного доступа

Проведём математическое моделирование передачи сообщения сверхширокополосного доступа по радиолнии. Моделирование метода сверхширокополосного доступа (МСД) охватывает формирование линейного сигнала передатчике, реализацию процессов в радиолнии и алгоритмов цифровой обработки в приёмнике, а также оценку достоверности передачи

информации. Разработка модели МСД осуществляется с помощью программного пакета MatLab. Проведём исследование двух моделей:

-моделирование передачи сигнала, представляющего собой один период функции Уолша. Эта модель позволяет проиллюстрировать основные принципы спектральной обработки МСД при использовании модуляции по номеру несущей Уолша;

-моделирование МСД с использованием КАМ для увеличения скорости доступа. В данной модели используется КАМ с основанием модуляции $M=16$.

Для проведения моделирования в качестве исходных данных примем следующие параметры радиолинии и передатчика:

- длина доступа 2 км;
- высота передающей антенны 30 м;
- высота приемной антенны 1,5
- условия распространения - мегаполис;
- диапазон волн - единицы ГГц;
- длительность постоянной дифференцирования $T_d=0,2$ нс;
- длительность элементарного импульса сигнала Уолша $\tau_n = 0,6$ нс;
- частота максимума (диапазон) радиолинии $U_0=1$ ГГц;
- пиковая мощность передатчика (пиковая мощность одного импульса на входе радиолинии) $P_{\text{шк вх}}=10$ Вт;

коэффициент широкополосности базовой модели радиолинии $k \sim 1.5$.

Проведём моделирование технологии СШБД, использующей в качестве несущих функции Уолша пятой диады. На рис. 5.10 показан фрагмент несущей в виде 25-й функции Уолша, поступающей на вход радиолинии. Такой сигнал, очевидно, переносит 4 бита информации, поскольку пятая диада функций Уолша содержит $2^{m-1}=16$ функций. Максимальная скорость передачи информации составит величину порядка 200 Мбит/с, так как при кодовой модуляции один информационный символ соответствует одному периоду несущей T_w . Энергетические характеристики сигнала Уолша рассчитаны в разделе 5.2.

Моделирование воздействия на СШС аддитивных помех в радиолинии заключатся в наличии сильных аддитивных сосредоточенных помех (гармонической и импульсной) и нормального белого шума.

Тогда на выходе радиолинии, т.е. на входе приемника будет наблюдаться смесь сигнала и помех следующего вида:

$$x(t) = s(t) + x_y(t) + x_n(t) + n(t, \sigma_{ш}) \quad , \quad (5.18)$$

где $s(t) = s_{\text{вх}}(t)$ - полезный сигнал на выходе радиолинии;

$x_y(t)$ и $x_n(t)$ - соответственно узкополосная и импульсная помехи;

Считаем, что мощность сосредоточенных помех существенно превосходит мощность полезного сигнала. Пусть, отношение сигнал-помехи

составит - 20 дБ.

При моделировании шума используем нормальное распределение с нулевым математическим ожиданием. Среднеквадратическое отклонение шума $\sigma_{ш}$ возьмём таким, чтобы отношение сигнал-шум на входе приёмника

$$\left(\frac{P_c}{P_{ш}}\right)_{вх} = \frac{(P_c)_{вх}}{\sigma_{ш}^2} \approx 0 \text{ дБ.}$$

(на выходе радиолинии) было

Импульсная помеха является случайной величиной, имеющей равномерное $(0, T_w)$ с интервалом корреляции больше периода помеха определяется следующим аналитическим выражением:

$$x_y(t) = U_{п} \cos(\omega_0 \cdot t + \varphi), \tag{5.19}$$

где $U_{п} = 10$ - амплитуда помехи;

Следы ограничения импульсной помехи четко видны в том временном интервале котором была сосредоточена импульсная помеха. Поскольку помеха имела характер зависимости от времени, то после ограничения в спектре импульсных функций некоторая её часть осталась без изменений. Очевидно, лучший результат импульсной помехи в спектре импульсных функций, когда длительность функции меньше длительности элементарного импульса. Например, если $\Delta t = \tau_{н}/2$, то спектр имеет вид, показанный на рисунке 5.5.

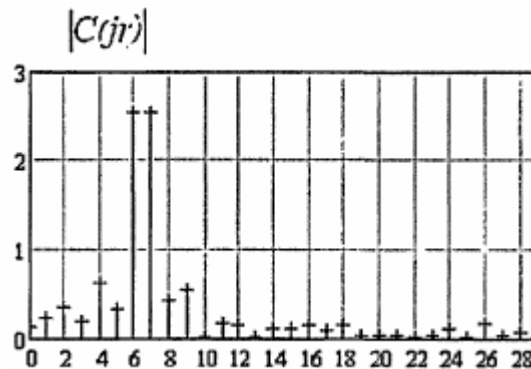


Рисунок 5.5. Дискретный спектр в базисе коротких импульсных функций

Первый этап спектральной обработки завершается, когда исследованы спектры входной смеси сигнала во всех базисах помех. На втором этапе СО определяется спектр смеси в собственном базисе полезного сигнала, т.е. в базисе функций Уолша.

Для перехода от представления смеси из базиса импульсных функций в базис функций Уолша воспользуемся соответствующим ядром Фурье (глава

4). Исходя из начального предположения о том, что для передачи информации в данной модели используется пятая диада функций Уолша, построим фрагмент спектра в базисе функций Уолша, ограниченный пятой диадой (рис. 5.13).

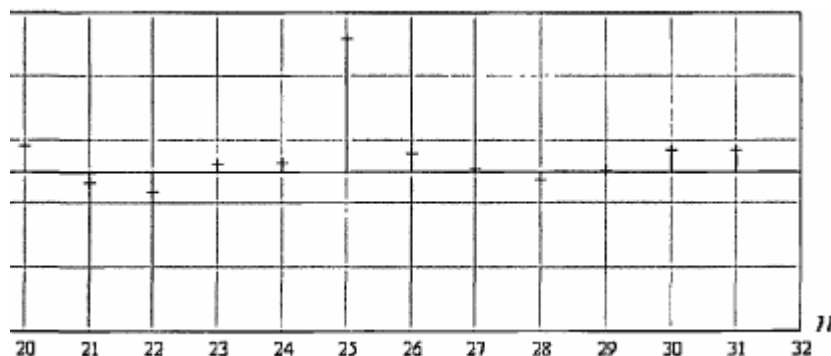


Рисунок 5.6. Спектральная диаграмма в базисе функций Уолша

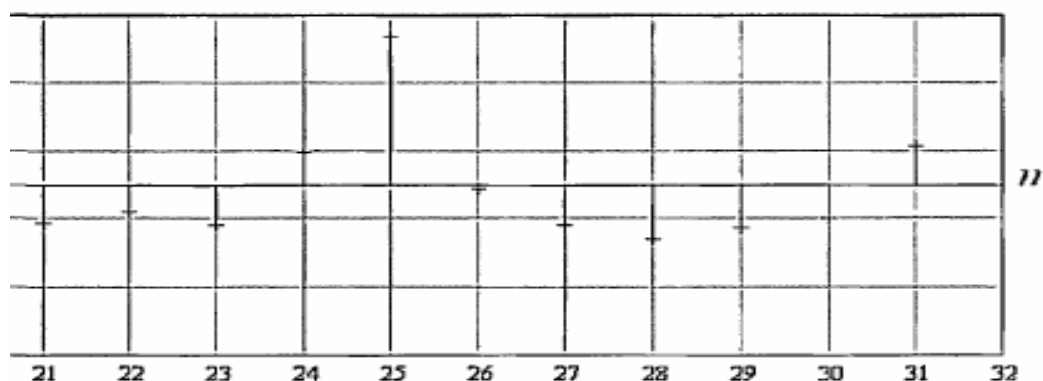
Решающее устройство, работающее по принципу максимального правдоподобия, должно определить на какой позиции находится максимальная составляющая. Номер позиции, занимаемой максимальной составляющей даст номер функции Уолша, используемой для формирования сверхширокополосного сигнала. В данном случае решающее устройство определит, что передавалась 25-я функция Уолша - максимальная из всех полученных на спектральной диаграмме. После определения номера функции Уолша, второй этап СО завершен, передаваемый сверхширокополосный сигнал определен. При этом спектральная обработка в базисе функций Уолша полностью эквивалентна корреляционному приёму сигнала.

Отметим, что присутствующие в спектре составляющие, не относящиеся к полезному сигналу, следует относить к белому шуму, а также к искажению формы элементов сигнала в радиолинии, т.е. к мультипликативным помехам. Уровень сосредоточенных помех, за ограничение которых отвечает первый этап СО, не влияет на помехоустойчивость МСД, так как спектральные составляющие помех в собственных базисах ограничиваются до определенного уровня или обнуляются независимо от их начального уровня. Таким образом, подтверждается справедливость исключения влияния сосредоточенных помех из исследования электромагнитной совместимости МСД с узкополосными системами связи.

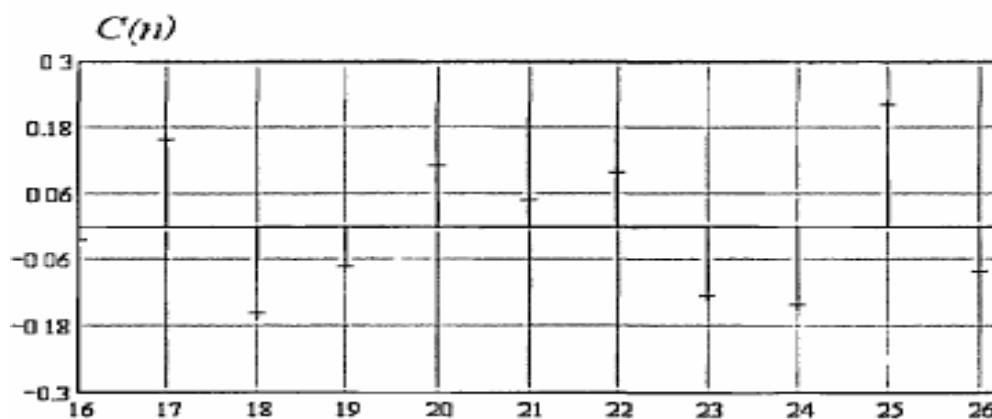
При уменьшении отношения сигнал-шум спектральная диаграмма, поступающая на решающее устройство может существенно отличаться от

диаграммы, полученной для $\left(\frac{P_c}{P_{ш}}\right)_{вх} = 1$ (5.13). На рисунке 5.7,а приведена

диаграмма спектра для $\left(\frac{P_c}{P_{ш}}\right)_{вх} = 0,1$, а на рисунке 5.7б $\left(\frac{P_c}{P_{ш}}\right)_{вх} = 0,02$



а)



б)

Рисунок 5.7 Спектральные диаграммы в базисе функций Уолша при уменьшении отношения сигнал-шум

Как и следовало ожидать, амплитуды сигналов, номер которых отличен от передаваемого сигнала, могут быть не только соизмеримы по величине, но и превосходить амплитуду передаваемого сигнала. Естественно, качество приёма при этом будет ухудшаться.

Рассмотрим модель МСД, в которой для увеличения скорости передачи информации применяется квадратурная амплитудная модуляция. Для проведения моделирования в качестве несущих функций возьмём, как и ранее, пятую диаду функций Уолша. Параметры длительности элементарного импульса и радиолинии возьмём аналогичными рассмотренным ранее. Тогда скорость передачи информации, как показано в главе 4, составит

$$R(m) = M(m - i - 1) / 2^{m\tau} \text{ бит/с.}$$

Максимальная скорость передачи информации, если используются все прямые и инверсные несущие Уолша в одном канале доступа (при $i = 0$), превысит 3 Гбит/с, т.е. увеличится в 16 раз по сравнению с рассмотренной ранее моделью СШБД. Если использовать несколько каналов доступа, работающих одновременно, то скорость в каждом канале уменьшится (например, при четырех каналах доступа она составит величину более 800 Мбит/с). Конечно, такая огромная скорость вряд ли потребуется в абонентском доступе в ближайшей перспективе, но ее можно «потратить» на повышение помехоустойчивости доступа.

Пусть при использовании КАМ информация передается в четырех каналах одновременно (четыре «вверх» и четыре «вниз»). В каждом из этих каналов используется несущих функций Уолша. При одинаковой энергии сигнала в каждом канале m , например, следующие номера квадратурных пар несущих: 16 и 31, 17 и 30, 18 и 19 и 28 для восходящего потока и номера 20 и 27, 21 и 26, 22 и 25, 23 и 24 для нисходящего потока. Для моделирования, выберем канал с несущими номерами 20 и 27 (первый нисходящий канал). Так как основание КАМ выбрано равным 16 (QAM-256), то созвездие сигнала в модели имеет 256 точек (по 64 в каждом квадранте).

Пусть воздействие сосредоточенных помех на сигнал в радиолинии аналогично рассмотренному случаю в модели с использованием модуляции по коду несущей. Отношение сигнал-шум на выходе радиолинии (на входе приемника) четырех каналов составляет $(P_c/P_{\text{ш}})_{\text{вх}} > 1$, где учитывается мощность группового сигнала на входе любого из четырех каналов. Ясно, что мощность полезного сигнала конкретного канала будет зависеть от передаваемой точки в созвездии сигналов.

Обладая лучшей частотной эффективностью, КАМ имеет низкую помехоустойчивость, что объясняется малым по сравнению с кодовой модуляцией расстоянием между сигналами в созвездии сигналов (4.4). Чем больше основание КАМ, тем выше скорость и тем меньше помехоустойчивость доступа. Поэтому при вторичном использовании частотного спектра такая модуляция СШС менее предпочтительна, по сравнению с кодовой модуляцией. При выбранных параметрах форма сигнала на входе приемника будет аналогичной диаграмме рис 5.13, т.е. в сигнале на входе доминирует узкополосная помеха и присутствует так же импульсная помеха.

В соответствии с основными принципами МСД сверхширокополосный сигнал на первом этапе подвергается спектральной обработке, рассмотренной выше, когда подавляются сильные сосредоточенные помехи.

На втором этапе СО смесь сигнала и шума представляется в базисе функций Уолша. Такое представление в спектральной области эквивалентно обработке сигнала в многоканальном корреляторе во временной области. На

рис. 5.6 показана спектральная диаграмма сигнала в базисе функций Уолша для случая, когда $(P_c/P_{ш})_{вх} > 1$. Эта диаграмма отражает искажения сигнала из-за мультипликативных помех, т.е. показывает влияние радиолинии на форму сигнала, вследствие чего несколько теряется ортогональность несущих. Если бы не было предыскажения сигнала, то его искажения были бы более существенными.

На рисунке 5.8 приведена диаграмма амплитуд первых четырех каналов доступа на выходе приёмников.

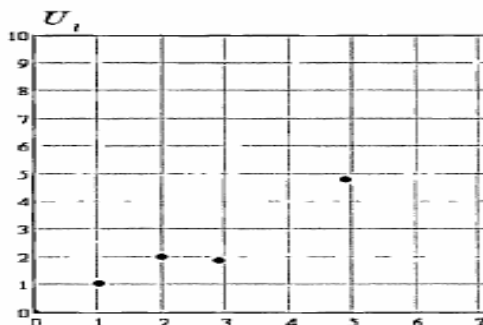


Рисунок 5.8 Диаграмма принятых амплитуд первых четырех каналов

Из анализа полученной диаграммы реализации сигналов следует, что в каждом канале доступа произошла ошибка в приёме передаваемого символа. Если символы в полученной диаграмме соответствуют сообщению в коде Грея, то такой приём означает ошибку лишь в одном бите передаваемой информации в каждом канале доступа.

Таким образом, низкая помехоустойчивость сверхширокополосных сигналов с КАМ (5.34) не позволяет рекомендовать их к вторичному использованию частотного. Это объясняется тем, что для увеличения качества доступа с использованием придется увеличивать амплитуду сигнала, т.е. ухудшать электромагнитную совместимость.

5.5 Выводы

1. Анализ влияния СШС на качество доступа существующих систем радиосвязи в спектральной и временной областях показал, что разрабатываемая система СШБД практически не оказывает влияния на узкополосный доступ. При совместной работе отношение сигнал-шум на входе решающего устройства существующих систем связи увеличивается на пренебрежимо малую величину, а реакция узкополосного фильтра приемника на СШС по форме соответствует импульсной характеристике фильтра. При этом её амплитуда на несколько порядков меньше реакции на полезный

сигнал, а коэффициент ухудшения качества работы системы даже в самом неблагоприятном случае не превосходит сотых долей.

2. Исследования воздействия нескольких сверхширокополосных систем на узкополосную систему радиосвязи, расположенную в зоне действия СШБД показали, что даже при высокой плотности распределения передатчиков СШБД они практически не влияют на работу узкополосных систем радиосвязи.

3. Анализ особенностей расчёта бюджета потерь радиолинии СШБД показал, что необходимо учитывать потери распространения СШС на частоте нормировки модели радиолинии. На примере расчёта бюджета потерь показано, что сигнал СШБД находится «под шумом».

4. Моделирование метода сверхширокополосного беспроводного доступа при использовании кодовой модуляции в сложной помеховой обстановке показало его высокую помехоустойчивость, а также существенные возможности по увеличению скорости доступа до сотен Мбит/с. Проведенный математический эксперимент полностью подтвердил высокие возможности разработанного МСД при кодовой модуляции с точки зрения электромагнитной совместимости и скорости передачи информации.

5. Моделирование метода СШБД с использованием КАМ-256 подтвердило его уникальные возможности по скорости передачи информации (до нескольких Гбит/с) и организации многоканального доступа. Тем не менее, вторичное использование занятого частотного спектра при больших дальностях доступа не целесообразно из-за низкой помехоустойчивости такого СШБД.

Заключение

В настоящей диссертации разработан новый метод сверхширокополосного беспроводного доступа на основе ортогональных несущих функций. Несущая формируется с помощью непрерывных функций Уолша, форма элемента несущей Уолша определяется решением задачи синтеза оптимальной формы элемента несущей (глава 3). В зависимости от конкретных требований по пропускной способности и числу каналов возможно использование кодовой, квадратурной амплитудной или модуляции по спектру. В приемнике предусмотрено использование алгоритмов дискретной спектральной обработки для уменьшения степени влияния сильных помех.

Разработанный метод, в отличие от существовавших ранее, основан на применении цифровых несущих Уолша. В результате становится возможным обеспечить высокую скорость передачи информации (согн Мбит/с), сохраняя хорошие показатели электромагнитной совместимости и помехоустойчивости, предоставляется возможность повторного использования уже занятого диапазона частот. Разработанный метод позволяет скомпенсировать энергетические потери в радиолинии за счёт увеличения базы сигнала, а не мощности импульсов, как это принято в существующих сверхширокополосных системах связи.

Разработана методика аппроксимации характеристик эмпирических моделей ослабления радиоволн при распространении в условиях города, а также экспериментальных АЧХ радиолиний в дециметровом и сантиметровом диапазоне радиоволн, основанная на теории электрических фильтров и теории численных методов. Получена система ортонормированных функций, позволяющая с требуемой точностью проводить аппроксимацию характеристик реальных радиолиний обобщённым рядом Фурье.

Разработан метод предискажений сверхширокополосной несущей на входе радиолинии, позволяющий существенно уменьшить допустимую длительность элемента и, тем самым, увеличить скорость передачи информации. В результате исследований получено оптимальное соотношение между постоянной дифференцирования. Искажающей цепи и длительностью элементарного импульса сверхширокополосной щей.

Решена задача синтеза оптимальной формы элемента сверхширокополосного сигнала, позволяющего либо максимизировать скорость передачи информации, либо увеличить энергетическую скрытность и электромагнитную совместимость при повторном использовании диапазона частот. Проведено исследование формы сигнала на входе и выходе радиолинии при различных значениях параметров линии.

Полученное общее описание манипулированного сигнала Уолша при дискретнокодовой модуляции позволило определить наиболее рациональные способы модуляции сверхширокополосных сигналов. Разработаны

структурные схемы модуляторов по номеру несущей, с использованием и без использования КАМ, а также модулятора по спектру. Эти схемы допускают техническую реализацию на существующей элементной базе радиоэлектроники.

Анализ потенциальной скорости передачи информации, обеспечиваемой предложенным МСД показал, что при использовании наиболее простого метода модуляции по номеру несущей не целесообразно применять функции Уолша больших диад. При использовании ICAM и кодового разделения каналов можно реализовать большую скорость доступа для значительного числа каналов одновременного доступа, поскольку в этом случае обнаружена слабая зависимость скорости передачи информации одного канала от общего числа каналов. При использовании модулятора несущих Уолша по спектру установлено, что скорость передачи информации не зависит от номера диады функций Уолша. Это позволяет определить оптимальный номер диады для заданного числа каналов доступа.

Разработан адаптивный алгоритм обобщенной спектральной обработки смеси сигнала и помех, который обладает устойчивостью к воздействию сильных сосредоточенных помех. Полученные аналитические и графические зависимости позволяют обоснованно выбирать основные характеристики сигналов Уолша для организации многоканального беспроводного доступа.

Спектральный анализ влияния сверхширокополосного сигнала на качество доступа существующих систем связи показал, что разрабатываемая система СШБД практически не оказывает влияния на узкополосный доступ. При совместной работе отношение сигнал- шум на входе решающего устройства существующих систем связи уменьшается на пренебрежимо малую величину порядка сотых долей процента. На примере бюджета потерь радиолинии СШБД показано, что сигнал СШБД находится под шумом.

Моделирование метода сверхширокополосного беспроводного использования кодовой модуляции в сложной помеховой обстановке высокую помехоустойчивость, а также существенные возможные скорости доступа до сотен Мбит/с. Моделирование метода СШБД КАМ-256 подтвердило его уникальные возможности по скорости передачи информации (до нескольких Гбит/с) и организации многоканального доступа. Тем не менее повторное использование радиочастотного спектра при больших дальностях не целесообразно ввиду низкой помехоустойчивости такого СШБД.

Полученные результаты могут быть использованы при проектировании системы сверхширокополосного беспроводного доступа с целью выбора параметров передающего устройства, прогнозирования помехоустойчивости и дальности связи, организации высокоскоростного многоканального доступа.

Список литературы

1. Аджемов С.С. Метод оценки параметра задержки для широкополосных систем связи с временным разделением. - Метрология и измерительная техника в связи, №1,1998, С. 27-28
2. Аманбаев Б.А., Чайко Е.В. Анализ моделей сверхширокополосных сигналов для сетей связи, Международный научный журнал – приложение Республики Казахстан Поиск, №4(1),2013 С.-297-301
3. Афанасьев В.П., Королькова Т.В. Оптимизация автокорреляционного алгоритма обработки составных широкополосных сигналов // Труды РТНОРЭС им. А.С. Попова, серия: научная сессия, посвященная Дню радио, выпуск: LXI: Москва, 2006. -С. 36-38.
4. Афанасьев В.П., Иванов Г.Ю. О выборе способа представления наблюдений при обработке сигнала в условиях действия комплекса помех // Труды РТНОРЭС им. А.С. Попова, серия: научная сессия, посвященная Дню радио, выпуск: LVIII: Москва, 2003. -С. 40-42.
5. Арсенин В.Я. Распространение электромагнитных импульсов над земной поверхностью. - М.: МГУ, 1970.-186 с.
6. Альперт Я. Л., Гусева Э.Г., Флигель Д.С. Распространение низкочастотных волн в волноводе Земля-Ионосфера. -ту.: Наука, 1967. - 122с.
7. Афанасьев В. В., Горностаев Ю. М. Эволюция мобильных сетей - М.: ИТЦ «Мобильные коммуникации», 2001.
8. Ахмед Н., Рао К.Р. Ортогональные преобразования при обработке цифровых сигналов: Пер. с англ./Под ред. И.Б. Фоменко.- М.: Связь, 1980. - 248с
9. Бабаков И.Ю. и др. Системы связи с кодовым разделением каналов.- С-П. 1999.-120с.
10. Бабков Ю.В., Возшок М.А., Михайлов П.А. Сеги мобильной связи. Частотно - территориальное планирование. - М.: Горячая линия — Телеком, 2007. — 224с.
11. Бадалов А.П., Михайлов А.С. Нормы на параметры электромагнитной совместимости РЭС. М.: Радио и связь, 1990. - 384с.
12. Бахрах Л. Д., Литвинов О. С., Морозов Н. Я. Перспективы разработок антенн, излучающих сверхкороткие импульсы - Труды Российского НТОРЭС им. А. С. Попова. Серия: Сверхширокополосные сигналы и сверхкороткие импульсы в радиолокации, связи и акустике, М.: Инсвязьиздат, 2005, С.107-109.
13. Бахтияров Г.Д. Цифровая обработка сигналов: проблемы и основные направления повышения эффективности. — Зарубежная радиоэлектроника, 1984, №12, С.48-66.
14. Бебих Н.В., Денисов Л.М. Взаимная спектрально-корреляционная обработка сигналов в различных ортогональных базисах, - Изв. вузов СССР. Радиоэлектроника и ка, 1983, №3, с. 3-7.

15. Норисов В.И. и др. Помехозащищённость систем радиосвязи с расширением спектра сигналов методом псевдослучайной перестройки рабочей частоты. - М.: Радио и связь, 2000, 384с.
16. Быховский М.А. OsVoeirae РЧС и его использование для связи и вещания в XX столетии. 2001, №5, с. 52-55.
17. Ван Трис Г. Теория обнаружения, оценок и линейной модуляции. Пер. с англ. — М.: Сов. Радио, 1972. - 744с.
18. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. - М.: Радио и связь, 1985.-364 с.
19. Варакин Л.Е., Москвитин В.Д. Перспективы развития телекоммуникационного комплекса России по 2015 год. Труды международной академии связи, №2 (18) ,2001, С.2-8.
20. Винницкий А.С. и др. Радиосистемы межпланетных космических аппаратов. М.: Радио и связь, - 1993, 316 с.
21. Голубов Б.И., Ефимон А.В., Скворцов В.А. Ряды и преобразования Уолша: Теория и применение. — М.: Наука,1987. -344с.
22. Градштсйн И.С., Рыжик И.М. Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений. - М.: Наука, 1971. - 1108с.
23. Громаков Ю.А. Стандарты и системы подвижной радиосвязи.М.: АОЗТ «Эко- Трсндз КО». 1996, 196с.
24. Диксон Р.К. Широкополосные системы.: Пер. с англ. - М.: Связь, 1979. - 304с.
25. Дядюнов Н.Г., Сенин А.И. ортогональные и квазиортогональные сигналы. - М.: Связь, 1977.-224с.
26. Дьякова О.А., Шаронин С.Г. Технологии широкополосного доступа для рынка SONO. Технологии и средства связи. - № 3, 2002, с. 74-78.
27. Ермаков С. М. Метод Монте-Карло и смежные вопросы - М.: Наука, 1971. - 328с.
28. Ефимов А.Р. Полоса для всех: конкурирующие технологии широкополосного доступа. Технологии и средства связи. -№ 3, 2002, с. 48-54.
29. Журнал о беспроводной и мобильной радиосвязи “WIRELESS RUSSIA”. - №5, 2005.
30. Зайцев А.В. Применение принципа взаимности в теории антенн при излучении и приеме сверхширокополосных сигналов. Сборник докладов Всероссийской научной конференции “Сверхширокополосные сигналы и сверхкороткие импульсы в радиолокации, связи и акустике”, Владимир, 2005, с. 118- 121.
31. Ипатов В.П., Камалетдинов Б.Ж.. и др. Дискретные последовательности с хорошими корреляционными свойствами. Зарубежная радиоэлектроника. - 1989.-№9.-С.3-13.
32. Зубарев Ю.Б., Трофимов Ю.К., Шлома А.М., Бакулин М.Г., Крейнделин В.Б. Новые алгоритмы формирования и обработки сигналов в системах подвижной связи. - Электросвязь. - 2004. - JVс 3. - с.11-13.

33. Зюко А.Г., Фалько А.И. и др. Помехозащищенность и эффективность систем передачи информации. - М.: Радио и связь, 1985.-272 с.
34. Иммореев И., Судаков А. Сверхширокополосные и узкополосные системы связи: совместная работа в общей полосе частот И Электроника: наука, технология, бизнес. - 2003. - №2. - С. 36-39.
35. Имореев И.Я., Синявин А.Н. Излучение сверхширокополосных сигналов. - Антенны, выпуск 1(47), 2001. - С. 8-15.
36. Иммореев И.Я. Сверхширокополосные радиосистемы. Обзор состояния и перспективы развития - Труды Российского НТОРЭС им. А. С. Попова. Серия: Сверхширокополосные сигналы и сверхкороткие импульсы в радиолокации, связи и акустике, М.: Инсвязьиздат, 2005, С.9-14.
37. Ипатов В.П., Камалетдинов Б.Ж.. и др. Дискретные последовательности с хорошими корреляционными свойствами. Зар. радиоэлектроника. -1989.-№9.- С.3-13.
38. Калинин В.И. Сверхширокополосная передача информации на основе шумовых сигналов - Труды Российского НТОРЭС им. А. С. Попова. Серия: Сверхширокополосные сигналы и сверхкороткие импульсы в радиолокации, связи и акустике, М.: Инсвязьиздат, 2005, С.29-32.
39. Ксй С.М., Марпл С.Л. Современные методы спектрального анализа. ТИИЭР.- 1981.-Т.69, №11.-С.5-51
40. Комашинский В.И., Максимова А.В. Системы подвижной радиосвязи с пакетной передачей информации. Основы моделирования. - М.: Горячая линия Телеком,2007. -176с.
41. Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров.: Пер. с англ. Под ред. И.Г. Арамановича. - М.: Наука, 1968. - 720с.
42. Куликов Е.Н., Трифонов А.П. Оценка параметров сигналов на фоне помех. М.: Сов. радио. 1978, - 296с.
43. Кларк Дж. Мл., Кейн Дж. Кодирование с исправлением ошибок в системах цифровой связи. Пер. с англ. Под ред. Б.С. Цибакова. - М.: Радио и связь, 1987.- 392 с.
44. Кловский Д.Д., Конторович В.Я.и др. Модели непрерывных каналов на основе стохастических дифференциальных уравнений.- М.: Радио и связь, 1984.-248 с.
45. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники - М.: Радио и связь, 1989. - 656с.
46. Лосев В.В. Дискретные сигналы на основе функций Уолша для многоканальной системы передачи информации. - Радиотехника и электроника, 1979, т.24, №11. -с. 22-25.
47. Лях М. Сверхширокополосная технология - новое поколение персональных беспроводных сетей. М.: WIRELESS RUSSIA - №5,2005, с. 62-67.
48. Маковеева М. М., Шинаков Ю. С. Системы связи с подвижными объектами. - М.: Радио и связь, 2002. - 440с.

49. Милстайн Л.Б. Методы подавления помех в системах радиосвязи с широкополосными сигналами. ТИИЭР. -1988. -Т.76, №6. -с.19-36.
50. Марков Г.Т., Петров Б.М. И др. Электродинамика и распространение радиоволн. М.: Сов. Радио, - 1979,373с.
51. Мясковский Г.М. Системы производственной радиосвязи. М.: Связь, - 1980, 211с.
52. МККР Отчеты и рекомендации МККР том VIII - часть 3, XVI Пленарная ассамблея, Дубровник, 1986.
53. Невдяев Л.М. Широкополосная эволюция. Размышления о широкополосном беспроводном доступе. М.: WIRELESS RUSSIA - №5,2005с. - С.21-25.
54. Невдяев Л.М. Еще одна “последняя миля”. М.: WIRELESS RUSSIA - №5, 2005с. С.42-45.
55. Невдяев Л.М. Англо-русский толковый словарь терминов и сокращений по беспроводным технологиям. М.: WIRELESS RUSSIA - №5, 2005. - С.68-80.
56. Палий А.И. Радиоэлектронная борьба. М.: Воениздат, 1989. -350с.
57. Парфенов Ю.А., Рысин Л.Г. Медные кабели для городских телефонных сетей. Вестник связи. - 2002 - №1.
58. Прокис Д. Цифровая связь. Пер. с англ., ред. Д.Д. Кловский. - М.: Радио и связь, - 797 с.
59. Пугачев В.С. Теория вероятностей и математическая статистика. - М.: ФИЗМАТЛИТ, 2002. -496с.
60. Рао С.Р. Линейные статистические методы и их применения. - М.: Наука, 1968. -548с.
61. Сарвате Д.В., Персли М.Б. Взаимнокорреляционные свойства псевдослучайных и родственных последовательностей. ТИИЭР. -1990. -Т.68, №5.
62. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Изд 2. пер. с англ. Под общей ред. А.В. Назаренко. 2003. - 344с.
63. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. - Изд. 2-е, перераб. и доп. - М.: Радио и связь. 1982. - 624с.
64. Трахтман А.М. Введение в обобщенную спектральную теорию сигналов. М.: Сов. Радио, 1972.-352с.
65. Тузов Г.И., Сивов В.А., Урядников Ю.Ф.и др. Помехозащита радиосистем со сложными сигналами. - М.: Радио и связь, 1985.-264 с.
66. Тузов Г.И., Урядников Ю.Ф. и др. Адресные системы управления. Вопросы оптимизации. -М.: Радио и связь, -1993. -384 с.
67. Тузов Г.И., Урядников Ю.Ф.и др. Оптимизация сигналов Уолша синхронизации приемника. Радиотехника и электроника. 1992.
68. Тепляков И.М. Помехозащищенность радиолиний с широкополосными сигналами. - Радиотехника, 1982, №12 - С.36-41.

Тюрин Ю.Н., Макаров А.А. Статистический анализ данных на компьютере/ Под ред. В.Э. Фигурнова —М.: ИНФРА-М, 1998 — 528с.

69. Урядников Ю.Ф., Аджемов С.С. Сверхширокополосная связь. Теория и применение.- М.: СОЛОН-Пресс, 2005. - 368с.

70. Урядников Ю.Ф., Гаврилов М.И. Помехоустойчивость квазиоптимального приема сигналов Уолша. - Изв. вузов СССР. Радиоэлектроника, 1985, №11.- С.31-34.

71. Урядников Ю.Ф. Помехоустойчивость обобщенной спектральной обработки сигналов. - Радиоэлектроника, -1990, №12, -С.86-93.

72. Урядников Ю.Ф., Гаврилов М.И. Модель цифровых сигналов на выходе земного радиоканала. Радиотехника. -1991. №2. -С.32-37.

73. Урядников Ю.Ф., Штыркин В.В. Технология сверхширокополосного абонентского доступа по проводным линиям. - Электросвязь, 2004, №6, С. 27-31.

74. Феер К. Беспроводная цифровая связь, пер. с англ. / Под ред. В.И. Журавлева. М. Радио и связь, 2000.-262с.

75. Френке Л. Теория сигналов. Пер. с англ. — М.: Сов. радио, 1974. — 344с.

76. Хазел Г.Е. Справочник по расчету фильтров. Пер. с англ. под ред. А.Е. Знаменского. - М. “Сов. радио”, 1974, 288с.

77. Хармут Х.Ф. Передача информации ортогональными функциями. Пер. с англ. Дядюнова Н.Г. и Сенина А.И. - М.: Связь. 1975. - 272 с.

78. Хармут Х.Ф. Теория секвентного анализа. Пер. с англ. под ред. Мальцева А.П.- М.: Мир, 1980. - 574с.

79. Хармут Х.Ф. Несинусоидальные волны в радиолокации и радиосвязи. М.: Радио и связь, -1985, 365с.

80. Чайко К.И. Использование функций Уолша для передачи данных по каналам с кратковременными перерывами. - Радиотехника, 1980 т.35, №1. - с.39-43.

81. Шамотин В.А. Нормативно-правовое регулирование использования радиочастотного спектра в России. — Технологии и средства связи, 2003, №2. — С.13-17.

82. Шахнович И. Современные технологии беспроводной связи. М.: Техносфера, 2004.- 168с.

Приложение А

Листинг модели канала на прикладной программе MatLab по стандарту IEEE 802.15.4a

A. MATLAB program for "normal" UWB environments

```
% modified S-V channel model evaluation
%%
Written by Sun Xu, Kim Chee Wee, B. Kannan & Francois Chin on 22/02/2005
clear;
no_output_files = 1; % non-zero: avoids writing output files of continuous-time responses
num_channels = 100; % number of channel impulse responses to generate
randn('state',12); % initialize state of function for repeatability
rand('state',12); % initialize state of function for repeatability
cm_num = 6; % channel model number from 1 to 8
% get channel model params based on this channel model number
[Lam,Lmean,lambda_mode,lambda_1,lambda_2,beta,Gam,gamma_0,Kgamma, ...
sigma_cluster,nlos,gamma_rise,gamma_1,chi,m0,Km,sigma_m0,sigma_Km, ...
sfading_mode,m0_sp,std_shdw,kappa,fc,fs] = uwb_sv_params_15_4a( cm_num );
fprintf(1,['Model Parameters\n' ...
' Lam = %.4f, Lmean = %.4f, lambda_mode(FLAG) = %d\n' ...
' lambda_1 = %.4f, lambda_2 = %.4f, beta = %.4f\n' ...
' Gam = %.4f, gamma0 = %.4f, Kgamma = %.4f, sigma_cluster = %.4f\n' ...
' nlos(FLAG) = %d, gamma_rise = %.4f, gamma_1 = %.4f, chi = %.4f\n' ...
' m0 = %.4f, Km = %.4f, sigma_m0 = %.4f, sigma_Km = %.4f\n' ...
' sfading_mode(FLAG) = %d, m0_sp = %.4f, std_shdw = %.4f\n', ...
' kappa = %.4f, fc = %.4fGHz, fs = %.4fGHz\n'], ...
Lam,Lmean,lambda_mode,lambda_1,lambda_2,beta,Gam,gamma_0,Kgamma, ...
sigma_cluster,nlos,gamma_rise,gamma_1,chi,m0,Km,sigma_m0,sigma_Km,...
sfading_mode,m0_sp,std_shdw,kappa,fc,fs);
ts = 1/fs; % sampling frequency
% get a bunch of realizations (impulse responses)
[h_ct,t_ct,t0,np] = uwb_sv_model_ct_15_4a(Lam,Lmean,lambda_mode,lambda_1, ...
lambda_2,beta,Gam,gamma_0,Kgamma,sigma_cluster,nlos,gamma_rise,gamma_1, ...
chi,m0,Km,sigma_m0,sigma_Km,sfading_mode,m0_sp,std_shdw,num_channels,ts);
19
% change to complex baseband channel
h_ct_len = size(h_ct, 1);
phi = zeros(h_ct_len, 1);
for k = 1:num_channels
phi = rand(h_ct_len, 1).*(2*pi);
h_ct(:,k) = h_ct(:,k) .* exp(phi .* i);
end
% now reduce continuous-time result to a discrete-time result
[hN,N] = uwb_sv_cnvrct_15_4a( h_ct, t_ct, np, num_channels, ts );
if N > 1,
h = resample(hN, 1, N); % decimate the columns of hN by factor N
else
h = hN;
end
```

```

% add the frequency dependency
[h]= uwb_sv_freq_depend_ct_15_4a(h,fc,fs,num_channels,kappa);
% *****
% Testing and plotting
% *****
% channel energy
channel_energy = sum(abs(h).^2);
h_len = length(h(:,1));
t = [0:(h_len-1)] * ts; % for use in computing excess & RMS delays
excess_delay = zeros(1,num_channels);
RMS_delay = zeros(1,num_channels);
num_sig_paths = zeros(1,num_channels);
num_sig_e_paths = zeros(1,num_channels);
for k=1:num_channels
% determine excess delay and RMS delay
sq_h = abs(h(:,k)).^2 / channel_energy(k);
t_norm = t - t0(k); % remove the randomized arrival time of first cluster
excess_delay(k) = t_norm * sq_h;
RMS_delay(k) = sqrt( (t_norm-excess_delay(k)).^2 * sq_h );
% determine number of significant paths (paths within 10 dB from peak)
threshold_dB = -10; % dB
temp_h = abs(h(:,k));
temp_thresh = 10^(threshold_dB/20) * max(temp_h);
num_sig_paths(k) = sum(temp_h > temp_thresh);
% determine number of sig. paths (captures x % of energy in channel)
x = 0.85;
temp_sort = sort(temp_h.^2); % sorted in ascending order of energy
cum_energy = cumsum(temp_sort(end:-1:1)); % cumulative energy
index_e = min(find(cum_energy >= x * cum_energy(end)));
num_sig_e_paths(k) = index_e;
end
energy_mean = mean(10*log10(channel_energy));
energy_stddev = std(10*log10(channel_energy));
mean_excess_delay = mean(excess_delay);
mean_RMS_delay = mean(RMS_delay);
mean_sig_paths = mean(num_sig_paths);
mean_sig_e_paths = mean(num_sig_e_paths);
fprintf(1,'Model Characteristics\n');
fprintf(1,' Mean delays: excess (tau_m) = %.1f ns, RMS (tau_rms) = %.1f\n', ...
mean_excess_delay, mean_RMS_delay);
fprintf(1,' # paths: NP_10dB = %.1f, NP_85%% = %.1f\n', ...
mean_sig_paths, mean_sig_e_paths);
fprintf(1,' Channel energy: mean = %.1f dB, std deviation = %.1f dB\n', ...
energy_mean, energy_stddev);
20
figure(1); clf; plot(t, abs(h)); grid on
title('Impulse response realizations')
xlabel('Time (nS)')
figure(2); clf; plot([1:num_channels], excess_delay, 'b-', ...
[1 num_channels], mean_excess_delay*[1 1], 'r-');
grid on

```

```

title('Excess delay (nS)')
xlabel('Channel number')
figure(3); clf; plot([1:num_channels], RMS_delay, 'b-', ...
[1 num_channels], mean_RMS_delay*[1 1], 'r-');
grid on
title('RMS delay (nS)')
xlabel('Channel number')
figure(4); clf; plot([1:num_channels], num_sig_paths, 'b-', ...
[1 num_channels], mean_sig_paths*[1 1], 'r-');
grid on
title('Number of significant paths within 10 dB of peak')
xlabel('Channel number')
figure(5); clf; plot([1:num_channels], num_sig_e_paths, 'b-', ...
[1 num_channels], mean_sig_e_paths*[1 1], 'r-');
grid on
title('Number of significant paths capturing > 85% energy')
xlabel('Channel number')
temp_average_power = sum((abs(h))'.*(abs(h))', 1)/num_channels;
temp_average_power = temp_average_power/max(temp_average_power);
average_decay_profile_dB = 10*log10(temp_average_power);
threshold_dB = -40;
above_threshold = find(average_decay_profile_dB > threshold_dB);
ave_t = t(above_threshold);
apdf_dB = average_decay_profile_dB(above_threshold);
figure(6); clf; plot(ave_t, apdf_dB); grid on
title('Average Power Decay Profile')
xlabel('Delay (nsec)')
ylabel('Average power (dB)')
if no_output_files,
return
end
% *****
% Savinge the data
% *****
%%% save continuous-time (time,value) pairs to files
save_fn = sprintf('cm%d_imr', cm_num);
% A complete self-contained file for Matlab users
save([save_fn '.mat'], 't', 'h', 't_ct', 'h_ct', 't0', 'np', 'num_channels', 'cm_num');
% Three comma-delimited text files for non-Matlab users:
% File #1: cmX_imr_np.csv lists the number of paths in each realization
dlmwrite([save_fn '_np.csv'], np, ','); % number of paths
% File #2: cmX_imr_ct.csv can open with Excel
% n'th pair of columns contains the (time,value) pairs for the n'th realization
% save continous time data
th_ct = zeros(size(t_ct,1),3*size(t_ct,2));
th_ct(:,1:3:end) = t_ct; % time
th_ct(:,2:3:end) = abs(h_ct); % magnitude
th_ct(:,3:3:end) = angle(h_ct); % phase (radians)
fid = fopen([save_fn '_ct.csv'], 'w');
if fid < 0,
error('unable to write .csv file for impulse response, file may be open in another application');

```



```

end
21
for k = 1:size(th_ct,1)
fprintf(fid,'%0.4f,%0.6f,', th_ct(k,1:end-2));
fprintf(fid,'%0.4f,%0.6f\r\n', th_ct(k,end-1:end)); % \r\n for Windoze end-of-line
end
fclose(fid);
% File #3: cmX_imr_dt.csv can open with Excel
% discrete channel impulse response magnitude and phase pair realization.
% the first column is time. phase is in radians
% save discrete time data
th = zeros(size(h,1),2*size(h,2)+1);
th(:,1) = t'; % the first column is time scale
th(:,2:2:end) = abs(h); % even columns are magnitude
th(:,3:2:end) = angle(h); % odd columns are phase
fid = fopen([save_fn '_dt.csv'], 'w');
if fid < 0,
error('unable to write .csv file for impulse response, file may be open in another application');
end
for k = 1:size(th,1)
fprintf(fid,'%0.4f,%0.6f,', th(k,1:end-2));
fprintf(fid,'%0.4f,%0.6f\r\n', th(k,end-1:end)); % \r\n for Windoze end-of-line
end
fclose(fid);
return; % end of program
function [Lam,Lmean,lambda_mode,lambda_1,lambda_2,beta,Gam,gamma_0,Kgamma, ...
sigma_cluster,nlos,gamma_rise,gamma_1,chi,m0,Km,sigma_m0,sigma_Km, ...
sfading_mode,m0_sp,std_shdw,kappa,fc,fs] = uwb_sv_params_15_4a( cm_num )
% Written by Sun Xu, Kim Chee Wee, B. Kannan & Francois Chin on 22/02/2004
% Return modified S-V model parameters for standard UWB channel models
%-----
% Lam Cluster arrival rate (clusters per nsec)
% Lmean Mean number of Clusters
% lambda_mode Flag for Mixture of poisson processes for ray arrival times
% 1 -> Mixture of poisson processes for the ray arrival times
% 2 -> tapped delay line model
% lambda_1 Ray arrival rate for Mixture of poisson processes (rays per nsec)
% lambda_2 Ray arrival rate for Mixture of poisson processes (rays per nsec)
% beta Mixture probability
%-----
% Gam Cluster decay factor (time constant, nsec)
% gamma0 Ray decay factor (time constant, nsec)
% Kgamma Time dependence of ray decay factor
% sigma_cluster Standard deviation of normally distributed variable for cluster energy
% nlos Flag for non line of sight channel
% 0 -> LOS
% 1 -> NLOS with first arrival path starting at t ~ 0
% 2 -> NLOS with first arrival path starting at t = 0 and diffused first cluster
% gamma_rise Ray decay factor of diffused first cluster (time constant, nsec)
% gamma_1 Ray decay factor of diffused first cluster (time constant, nsec)
% chi Diffuse weight of diffused first cluster

```

```

%-----
% m0 Mean of log-normal distributed nakagami-m factor
% Km Time dependence of m0
% sigma_m0 Standard deviation of log-normal distributed nakagami-m factor
% sigma_Km Time dependence of sigma_m0
% sfading_mode Flag for small-scale fading
% 0 -> All paths have same m-factor distribution
% 1 -> LOS first path has a deterministic large m-factor
22
% 2 -> LOS first path of each cluster has a deterministic
% large m-factor
% m0_sp Deterministic large m-factor
%-----
% std_shdw Standard deviation of log-normal shadowing of entire impulse response
%-----
% kappa Frequency dependency of the channel
%-----
% fc Center Frequency
% fs Frequency Range
%%
modified by I2R
if cm_num == 1, % Residential LOS
% MPC arrival
Lam = 0.047; Lmean = 3;
lambda_mode = 1;
lambda_1 = 1.54; lambda_2 = 0.15; beta = 0.095;
% MPC decay
Gam = 22.61; gamma_0 = 12.53; Kgamma = 0; sigma_cluster = 2.75;
nlos = 0;
gamma_rise = NaN; gamma_1 = NaN; chi = NaN; % dummy in this scenario
% Small-scale Fading
m0 = 0.67; Km = 0; sigma_m0 = 0.28; sigma_Km = 0;
sfading_mode = 0; m0_sp = NaN;
% Large-scale Fading – Shadowing
std_shdw = 2.22;
% Frequency Dependence
kappa = 1.12;
fc = 6; % GHz
fs = 8; % 2 - 10 GHz
elseif cm_num == 2, % Residential NLOS
% MPC arrival
Lam = 0.12; Lmean = 3.5;
lambda_mode = 1;
lambda_1 = 1.77; lambda_2 = 0.15; beta = 0.045;
% MPC decay
Gam = 26.27; gamma_0 = 17.5; Kgamma = 0; sigma_cluster = 2.93;
nlos = 1;
gamma_rise = NaN; gamma_1 = NaN; chi = NaN; % dummy in this scenario
% Small-scale Fading
m0 = 0.69; Km = 0; sigma_m0 = 0.32; sigma_Km = 0;
sfading_mode = 0; m0_sp = NaN;

```

```

% Large-scale Fading – Shadowing
std_shdw = 3.51;
% Frequency Dependence
kappa = 1.53;
fc = 6; % GHz
fs = 8; % 2 - 10 GHz
elseif cm_num == 3, % Office LOS
% MPC arrival
Lam = 0.016; Lmean = 5.4;
lambda_mode = 1;
lambda_1 = 0.19; lambda_2 = 2.97; beta = 0.0184;
%MPC decay
Gam = 14.6; gamma_0 = 6.4; Kgamma = 0; sigma_cluster = 3; % assumption
nlos = 0;
gamma_rise = NaN; gamma_1 = NaN; chi = NaN; % dummy in this scenario
% Small-scale Fading
23
m0 = 0.42; Km = 0; sigma_m0 = 0.31; sigma_Km = 0;
sfading_mode = 2; m0_sp = 3; % assumption
% Large-scale Fading – Shadowing
std_shdw = 0; % 1.9;
% Frequency Dependence
kappa = 0.03;
fc = 6; % GHz
fs = 8; % 3 - 6 GHz
elseif cm_num == 4, % Office NLOS
% MPC arrival
Lam = 0.19; Lmean = 3.1;
lambda_mode = 1;
lambda_1 = 0.11; lambda_2 = 2.09; beta = 0.0096;
%MPC decay
Gam = 19.8; gamma_0 = 11.2; Kgamma = 0; sigma_cluster = 3; % assumption
nlos = 2;
gamma_rise = 15.21; gamma_1 = 11.84; chi = 0.78;
% Small-scale Fading
m0 = 0.5; Km = 0; sigma_m0 = 0.25; sigma_Km = 0;
sfading_mode = 0; m0_sp = NaN; % assumption
% Large-scale Fading – Shadowing
std_shdw = 3.9;
% Frequency Dependence
kappa = 0.71;
fc = 6; % GHz
fs = 8; % 3 - 6 GHz
elseif cm_num == 5, % Outdoor LOS
% MPC arrival
Lam = 0.0448; Lmean = 13.6;
lambda_mode = 1;
lambda_1 = 0.13; lambda_2 = 2.41; beta = 0.0078;
%MPC decay
Gam = 31.7; gamma_0 = 3.7; Kgamma = 0; sigma_cluster = 3; % assumption
nlos = 0;

```

```

gamma_rise = NaN; gamma_1 = NaN; chi = NaN; % dummy in this scenario
% Small-scale Fading
m0 = 0.77; Km = 0; sigma_m0 = 0.78; sigma_Km = 0;
sfading_mode = 2; m0_sp = 3; % assumption
% Large-scale Fading – Shadowing
std_shdw = 0.83;
% Frequency Dependence
kappa = 0.12;
fc = 6; % GHz
fs = 8; % 3 - 6 GHz
elseif cm_num == 6, % Outdoor NLOS
% MPC arrival
Lam = 0.0243; Lmean = 10.5;
lambda_mode = 1;
lambda_1 = 0.15; lambda_2 = 1.13; beta = 0.062;
% MPC decay
Gam = 104.7; gamma_0 = 9.3; Kgamma = 0; sigma_cluster = 3; % assumption
nlos = 1;
gamma_rise = NaN; gamma_1 = NaN; chi = NaN; % dummy in this scenario
% Small-scale Fading
m0 = 0.56; Km = 0; sigma_m0 = 0.25; sigma_Km = 0;
sfading_mode = 0; m0_sp = NaN; % assumption
% Large-scale Fading – Shadowing
std_shdw = 2; % assumption
24
% Frequency Dependence
kappa = 0.13;
fc = 6; % GHz
fs = 8; % 3 - 6 GHz
elseif cm_num == 7, % Industrial LOS
% MPC arrival
Lam = 0.0709; Lmean = 4.75;
lambda_mode = 2;
lambda_1 = 1; lambda_2 = 1; beta = 1; % dummy in this scenario
% MPC decay
Gam = 13.47; gamma_0 = 0.615; Kgamma = 0.926; sigma_cluster = 4.32;
nlos = 0;
gamma_rise = NaN; gamma_1 = NaN; chi = NaN; % dummy in this scenario
% Small-scale Fading
m0 = 0.36; Km = 0; sigma_m0 = 1.13; sigma_Km = 0;
sfading_mode = 1; m0_sp = 12.99;
% Large-scale Fading – Shadowing
std_shdw = 6;
% Frequency Dependence
kappa = -1.103;
fc = 6; % GHz
fs = 8; % 2 - 8 GHz
elseif cm_num == 8, % Industrial NLOS
% MPC arrival
Lam = 0.089; Lmean = 1;
lambda_mode = 2;

```

```

lambda_1 = 1; lambda_2 = 1; beta = 1; % dummy in this scenario
%MPC decay
Gam = 5.83; gamma_0 = 0.3; Kgamma = 0.44; sigma_cluster = 2.88;
nlos = 2;
gamma_rise = 47.23; gamma_1 = 84.15; chi = 0.99;
% Small-scale Fading
m0 = 0.3; Km = 0; sigma_m0 = 1.15; sigma_Km = 0;
sfading_mode = 0; m0_sp = NaN; % m0_sp is assumption
% Large-scale Fading – Shadowing
std_shdw = 6;
% Frequency Dependence
kappa = -1.427;
fc = 6; % GHz
fs = 8; % 2 - 8 GHz
elseif cm_num == 9, % Open Outdoor Environment NLOS (Fram, Snow-Covered Open Area)
% MPC arrival
Lam = 0.0305; Lmean = 3.31;
lambda_mode = 1;
lambda_1 = 0.0225; lambda_2 = 1; beta = 1;
%MPC decay
Gam = 56; gamma_0 = 0.92; Kgamma = 0; sigma_cluster = 3; % sigma_cluster is assumption
nlos = 1;
gamma_rise = NaN; gamma_1 = NaN; chi = NaN;
% Small-scale Fading
m0 = 4.1; Km = 0; sigma_m0 = 2.5; sigma_Km = 0;
sfading_mode = 0; m0_sp = NaN; % m0_sp is assumption
% Large-scale Fading – Shadowing
std_shdw = 3.96;
% Frequency Dependence
kappa = -1; % Kappa is assumption
fc = 6; % GHz
fs = 8; % 2 - 8 GHz
else
error('cm_num is wrong!!')
end
return

```

```

function [h]= uwb_sv_freq_depend_ct_15_4a(h,fc,fs,num_channels,kappa)
% This function is used to include the frequency dependency
f0 = 5; % GHz
h_len = length(h(:,1));
f = [fc-fs/2 : fs/h_len/2 : fc+fs/2]./f0;
f = f.^(-2*(kappa));
f = [f(h_len : 2*h_len), f(1 : h_len-1)]';
i = (-1)^(1/2); % complex i
for c = 1:num_channels
% add the frequency dependency
h2 = zeros(2*h_len, 1);
h2(1 : h_len) = h(:,c); % zero padding
fh2 = fft(h2);
fh2 = fh2 .* f;

```

```

h2 = ifft(fh2);
h(:,c) = h2(1:h_len);
% Normalize the channel energy to 1
h(:,c) = h(:,c)/sqrt(h(:,c)' * h(:,c) );
end
return
function [h,t,t0,np] = uwb_sv_model_ct_15_4a(Lam,Lmean,lambda_mode,lambda_1, ...
lambda_2,beta,Gam,gamma_0,Kgamma,sigma_cluster,nlos,gamma_rise,gamma_1, ...
chi,m0,Km,sigma_m0,sigma_Km,sfading_mode,m0_sp,std_shdw,num_channels,ts)
% Written by Sun Xu, Kim Chee Wee, B. Kannan & Francois Chin on 22/02/2005
% IEEE 802.15.4a UWB channel model for PHY proposal evaluation
% continuous-time realization of modified S-V channel model
% Input parameters:
% detailed introduction of input parameters is at uwb_sv_params.m
% num_channels number of random realizations to generate
% Outputs
% h is returned as a matrix with num_channels columns, each column
% holding a random realization of the channel model (an impulse response)
% t is organized as h, but holds the time instances (in nsec) of the paths whose
% signed amplitudes are stored in h
% t0 is the arrival time of the first cluster for each realization
% np is the number of paths for each realization.
% Thus, the k'th realization of the channel impulse response is the sequence
% of (time,value) pairs given by (t(1:np(k),k), h(1:np(k),k))
%%
modified by I2R
% initialize and precompute some things
std_L = 1/sqrt(2*Lam); % std dev (nsec) of cluster arrival spacing
std_lam_1 = 1/sqrt(2*lambda_1);
std_lam_2 = 1/sqrt(2*lambda_2);
% std_lam = 1/sqrt(2*lambda); % std dev (nsec) of ray arrival spacing
h_len = 1000; % there must be a better estimate of # of paths than this
ngrow = 1000; % amount to grow data structure if more paths are needed
h = zeros(h_len,num_channels);
t = zeros(h_len,num_channels);
t0 = zeros(1,num_channels);
np = zeros(1,num_channels);
for k = 1:num_channels % loop over number of channels
tmp_h = zeros(size(h,1),1);
26
tmp_t = zeros(size(h,1),1);
if nlos == 1,
Tc = (std_L*randn)^2 + (std_L*randn)^2; % First cluster random arrival
else
Tc = 0; % First cluster arrival occurs at time 0
end
t0(k) = Tc;
if nlos == 2 & lambda_mode == 2
L = 1; % for industrial NLOS environment
else
L = max(1, poissrnd(Lmean)); % number of clusters

```

```

end
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%
if Kgamma ~= 0 & nlos == 0
Tcval = []; Tc_cluster = [];
Tc_cluster(1,1)=Tc;
for i_Tc=2:L+1
Tc_cluster(1,i_Tc)= Tc_cluster(1,i_Tc-1)+(std_L*randn)^2 + (std_L*randn)^2;
end
end
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%
cluster_index = zeros(1,L);
path_ix = 0;
nak_m = [];
for ncluster = 1:L
% Determine Ray arrivals for each cluster
Tr = 0; % first ray arrival defined to be time 0 relative to cluster
cluster_index(ncluster) = path_ix+1; % remember the cluster location
gamma = Kgamma*Tc + gamma_0; % delay dependent cluster decay time
if nlos == 2 & ncluster == 1
gamma = gamma_1;
end
Mcluster = sigma_cluster*randn;
Pcluster = 10*log10(exp(-1*Tc/Gam))+Mcluster; % total cluster power
Pcluster = 10^(Pcluster*0.1);
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
if Kgamma ~= 0 & nlos == 0
Tr_len=Tc_cluster(1,ncluster+1)-Tc_cluster(1,ncluster);
else
Tr_len = 10*gamma;
end
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
while (Tr < Tr_len),
t_val = (Tc+Tr); % time of arrival of this ray
if nlos == 2 & ncluster == 1
% equation (22)
h_val = Pcluster*(1-chi*exp(-Tr/gamma_rise))*exp(-Tr/gamma_1) ...
*(gamma+gamma_rise)/gamma/(gamma+gamma_rise*(1-chi));
else
% equation (19)
h_val = Pcluster/gamma*exp(-Tr/gamma)/(beta*lambd_1+(1-beta)*lambd_2+1);
end
path_ix = path_ix + 1; % row index of this ray
if path_ix > h_len,
% grow the output structures to handle more paths as needed
tmp_h = [tmp_h; zeros(ngrow,1)];
tmp_t = [tmp_t; zeros(ngrow,1)];
h = [h; zeros(ngrow,num_channels)];
27
t = [t; zeros(ngrow,num_channels)];

```

```

h_len = h_len + ngrow;
end
tmp_h(path_ix) = h_val;
tmp_t(path_ix) = t_val;
% if lambda_mode == 0
% Tr = Tr + (std_lam*randn)^2 + (std_lam*randn)^2;
if lambda_mode == 1
if rand < beta
Tr = Tr + (std_lam_1*randn)^2 + (std_lam_1*randn)^2;
else
Tr = Tr + (std_lam_2*randn)^2 + (std_lam_2*randn)^2;
end
elseif lambda_mode == 2
Tr = Tr + ts;
else
error('lambda mode is wrong!')
end
% generate log-normal distributed nakagami m-factor
m_mu = m0 - Km*t_val;
m_std = sigma_m0 - sigma_Km*t_val;
nak_m = [nak_m, lognrnd(m_mu, m_std)];
end
Tc = Tc + (std_L*randn)^2 + (std_L*randn)^2;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
if Kgamma ~= 0 & nlos == 0
Tc = Tc_cluster(1,ncluster+1);
end
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% change m value of the first multipath to be the deterministic value
if sfading_mode == 1
nak_ms(cluster_index(1)) = m0_sp;
elseif sfading_mode == 2
nak_ms(cluster_index) = m0_sp;
end
% apply nakagami
for path = 1:path_ix
h_val = (gamrnd(nak_m(path), tmp_h(path)/nak_m(path))).^(1/2);
tmp_h(path) = h_val;
end
np(k) = path_ix; % number of rays (or paths) for this realization
[sort_tmp_t,sort_ix] = sort(tmp_t(1:np(k))); % sort in ascending time order
t(1:np(k),k) = sort_tmp_t;
h(1:np(k),k) = tmp_h(sort_ix(1:np(k)));
% now impose a log-normal shadowing on this realization
% fac = 10^(std_shdw*randn/20) / sqrt( h(1:np(k),k)' * h(1:np(k),k) );
% h(1:np(k),k) = h(1:np(k),k) * fac;
end
return
function [hN,N] = uwb_sv_cnvrct_15_4a( h_ct, t, np, num_channels, ts )
% convert continuous-time channel model h_ct to N-times oversampled discrete-time samples

```



```

% h_ct, t, np, and num_channels are as specified in uwb_sv_model
% ts is the desired time resolution
% %hN will be produced with time resolution ts /
N.
% It is up to the user to then apply any filtering and/or complex downconversion and then
28
% decimate by N to finally obtain an impulse response at time resolution ts.
min_Nfs = 100; % GHz
N = max( 1, ceil(min_Nfs*ts) ); % N*fs = N/ts is the intermediate sampling frequency before
decimation
N = 2^nextpow2(N); % make N a power of 2 to facilitate efficient multi-stage decimation
Nfs = N / ts;
t_max = max(t(:)); % maximum time value across all channels
h_len = 1 + floor(t_max * Nfs); % number of time samples at resolution ts / N
hN = zeros(h_len,num_channels);
for k = 1:num_channels
np_k = np(k); % number of paths in this channel
t_Nfs = 1 + floor(t(1:np_k,k) * Nfs); % vector of quantized time indices for this channel
for n = 1:np_k
hN(t_Nfs(n),k) = hN(t_Nfs(n),k) + h_ct(n,k);
end
end
end

```

Приложение В

Результат моделирования и график зависимости вероятности битовой ошибки от отношения сигнал/шум

Целью моделирования является имитация работы СШП системы в условиях многолучевого канала с релейской характеристикой и АБГШ. Результатами моделирования являются графики зависимости битовой ошибки от значения отношения сигнал/шум.

Для сравнения проводилось моделирование многочастотной СШП системы с OFDM и моделирование широкополосной системы связи с OFDM. Модель широкополосной системы является модель применяемой в [5].

Эта модель систем рассчитанных для стандартов IEEE 802.11 (США) и HiperLan (Европа).

Не смотря на отличия двух систем, их модели довольно реалистично имитируют работу в условиях многолучевого канала, принцип работы которых идентичен. Таким образом, можно проводить сравнение широкополосной и СШП системы. Графики зависимости вероятности битовой ошибки от отношения сигнал/шум полученные в результате моделирования изображены на рисунке. 1.

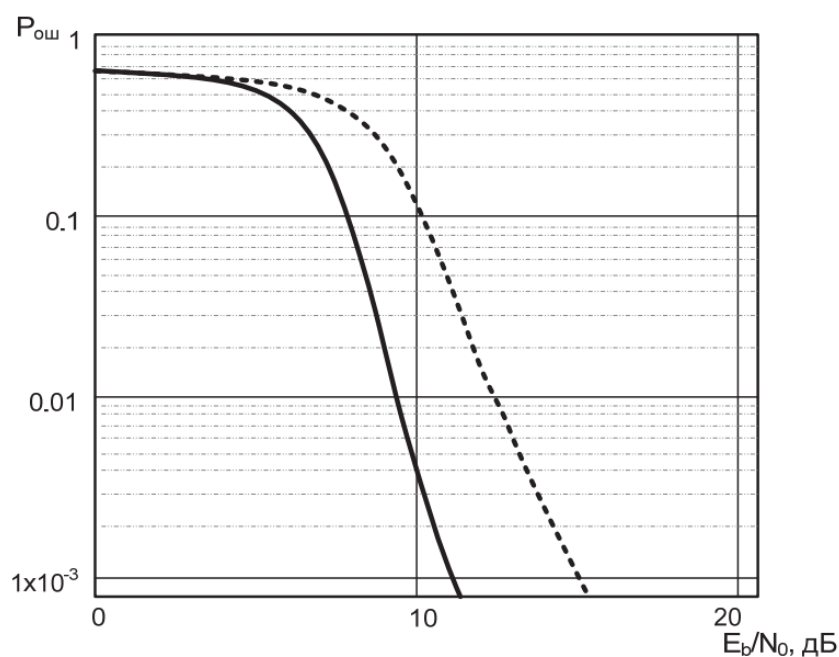


Рисунок 1 Зависимости вероятности битовой ошибки от отношения сигнал/шум.

При работе СШП системы с OFDM в релейском канале с АБГШ, уровень вероятности ошибки, $P_{ош} = 10^{-3}$, достигается при отношении сигнал/шум равным 11,5 дБ (сплошная линия на графике зависимости вероятности битовой ошибки от отношения сигнал/шум (Рисунок 1)).

График зависимости вероятности битовой ошибки относящаяся к широкополосной системе обозначен, пунктирной линией на Рис. 1. Помехоустойчивость широкополосной системы, по сравнению с СШП системой, хуже. Приемлемый уровень вероятности битовой ошибки, $P_{ош}=10^{-3}$, достигается системой при 14 дБ. Исследование графиков вероятности ошибки, представленных на Рисунк 1, позволяет сделать вывод о том, что многочастотная СШП система с OFDM, по сравнению с широкополосной системой с OFDM, имеет выигрыш в помехоустойчивости равный 3–4 дБ и более устойчивы к влиянию помех возникающих в канале связи.