18+

Евгений Николаевич Рычков

ИССЛЕДОВАНИЕ НОВЫХ И НЕСТАНДАРТНЫХ ВИДОВ МОДУЛЯЦИИ НА ОСНОВЕ OFDM-ТЕХНОЛОГИИ



Евгений Николаевич Рычков

Исследование новых и нестандартных видов модуляции на основе OFDM-технологии

http://www.litres.ru/pages/biblio_book/?art=70914982
ISBN 9785006426092

Аннотация

Рассмотрена технология ортогонального частотного разделения с мультиплексированием в контексте поиска новых алгоритмов для улучшения помехоустойчивости систем связи.

Содержание

Введение 5
Об авторе и цели написания данной книги 5
Актуальность систем связи с OFDM-сигналами 7
Глава 1. Математическая модель OFDM-системы на примере системы связи 5-го поколения 19
Генерация и передача OFDM-сигналов 19
Разработка модели канала связи и прием сигнала, прошедшего многолучевой канал 27
OFDM система как корреляционный приемник 39
Классификация систем связи с OFDM-сигналами 44
Метод генерации и приема OFDM-сигнала, основанный на использовании высших гармоник сигнала по теореме Котельникова 49
Выводы по главе 1 61
Конец ознакомительного фрагмента. 63

Исследование новых и нестандартных видов модуляции на основе OFDM-технологии

Евгений Николаевич Рычков

© Евгений Николаевич Рычков, 2024

ISBN 978-5-0064-2609-2
Создано в интеллектуальной издательской системе Ridero

Введение

Об авторе и цели написания данной книги

Автор стажировался в крупных зарубежных ВУЗах с качественным образованиям: университет Пуатье и университет Кадиса. В соответствующих им лабораториях XLIM (2014—2015) и Cacytmar (2016) автором проведены относительно насыщенные работы по поиску методов повышения помехоустойчивости систем связи с OFDM-сигналами. До этого я, Евгений Николаевич Рычков, работал на Красноярском радиотехническом заводе, где также проводил эксперименты с OFDM-радиосигналами применительно к тропосферному каналу связи, участвовал в разработке модема. В Акустическом институте им. ак. Андреева такого же рода система на основе этого же принципа OFDM разрабатывалась уже для акустики.

По приезду в Россию еще из Франции я узнаю, что мой научный руководитель, Патюков Виктор Георгиевич, умирает. К сожалению, я не нашел достойного партнера для дальнейших исследований в Сибирском Федеральном университете, поэтому далее над исследованиями мы работали в Мос-

ковском Государственном университете с профессором Пироговым Юрием Андреевичем и с Захаровым Петром Николаевичем.

Оказалось, что в тематике моих исследований многие друг друга знают, речь идет о разработке не столько оборудования для мирных жителей, но идет наращивание алгоритмов и методов для военных заказов. В данной работе не раскрываются мои секретные наработки, но я, с одной стороны, решаюсь на то, чтобы показать базовую теорию в призме моего осознания темы OFDM-сигналов. С другой стороны, я предлагаю в книге действительно несколько инновационных направлений, которые являются объектом моей личной интеллектуальной собственности и о которых будет сказано далее.

Ведь мой опыт не ограничивается лишь городской средой и каналом связи Накагами, имеется даже относительно бесценное воскрешение модели гидроакустического канала связи Вагина-Авилова и его переосмысление в направлении OFDM-концепции. Об OFDM подробнее напишу далее.

Актуальность систем связи с OFDM-сигналами

Появление новых алгоритмов, повышающих помехоустойчивость и быстродействие систем связи, приводит к модернизации целого поколения устройств. Ярким примером является переход от систем связи четвертого поколения к технологиям 5G, основанным на OFDM-технологии. В настоящее время актуален переход к системам связи 6-го поколения (6G или 6 Generation). Для Интернета вещей, быстрой обработки массивных фото и видеофайлов необходима скорость связи не менее 100 Мб/с, определяемая как помехоустойчивостью системы, так и качеством используемых в ней алгоритмов. Поэтому, как и прежде, главной является традиционная задача поиска новых подходов и алгоритмов, которые могли бы удовлетворить современные растущие требования к быстродействию, точности, стоимости системы связи [82, 114].

Известный факт, что если в сетях 5G скорость передачи данных составляет от 1 Гбит/сек до 10 Гбит/сек, что в 30 раз выше, чем в сетях 4G (до 300 Мбит/сек), то в сетях 6G данные могут передаваться в 100 раз быстрее – от 1 Тбит/сек. Совершенствуются алгоритмы и решения. Если еще в 2010-х годах актуальным был переход от однотональных сигналов с определенной полосой сигнала с возможностью перестрой-

ки по частоте к многотональным системам связи с OFDM-сигналами, то сейчас ученые как расширяют диапазон используемых для создания радиоканала частот, так и стремятся эффективно распределять мощность по частотному и временному спектрам, находятся в поиске оптимальных решений для тех или иных каналов связи.

В книге предлагается как базовая теория по системам связи в представляемом направлении, так и новые возможности, которые на сегодня не используются и являются элементами ноу хау по мнению автора. Такие изыскания можно обнаружить по наименьшему количеству ссылок на других авторов и на другие работы, ссылки приводятся на работы автора данной книги, а в концепции очевидны не научные факты, а последовательность логических рассуждений с авторскими экспериментами, где-то с использованием векторного оборудования.

Технология OFDM, в современном виде предложенная примерно 20 лет назад, развивалась довольно медленными темпами из-за отсутствия аппаратных возможностей в прошлом. До сих пор отсутствует теоретико-практическая база для применения OFDM-технологий в тропосферной и подводной видах связи. Вместе с тем появляются и новые работы по использованию OFDM-технологии в сферах, отличных от классической мобильной связи [53, 133], разрабатываются новые алгоритмы обеспечения систем связи с OFDM сигналами с улучшенными параметрами быстро-

действия и помехоустойчивости [59, 124].

Предложения по разработке и совершенствованию многочастотных систем предлагались еще в 1960-х годах. Известны американская синхронная система связи «Кинеплекс» со скоростью 3 кб/с и российская система МС-5, вышедшая немного позднее, но обладающая скоростью 4.8 кб/с. Эти системы являются первым вариантом OFDM-устройств – в них разнос между поднесущими частотами пропорционален длительности передаваемого знака и для приемопередачи используется операция БПФ [37]. Стоит отметить работы Чанга (Chang), Зальцберга (Salzberg), Вайнштайна (Weinstein) и Эберта (Ebert) в области разработок по OFDM-системам связи [17].

В 1999 году был принят первый стандарт из семейства современных документов по беспроводной связи с OFDM технологией IEEE 802.11 (WiFi) [104]. По алгоритмам синхронизации в системах связи с OFDM-сигналами известны работы таких авторов, как Т. Д. Шмидл, Д. С. Кокс, У. Д. Уорнер, Ж. Ж. ван де Бик, Пелер и Руиз (циклический префикс), а также таких российских ученых, как Ю. Б. Зубарев, Б. И. Шахтарин, А. П. Солодовников, И. А. Батырев, Г. В. Свистунов, М. С. Малютин и других [29, 128]. Совершенствуются стандарты, алгоритмы, в настоящее время разрабатывается связь 5-го поколения (5G), которая рассчитана на широкую полосу частот, высокие скорости связи на каждой поднесущей и несущую частоту в диапазоне 50—60 ГГц.

Развивается направление широкополосных систем связи, где скорость обмена данными и помехоустойчивость достигаются за счет использования широкой полосы частот, высокой спектральной эффективности и алгоритмов, повышающих качество использования частотно-временных ресурсов. В системах связи 5G рассматриваются вопросы цифровой фильтрации поднесущих частот в передатчике, применение неклассических преобразований сигналов, таких как OQAM IOTA, больше внимания уделяется вопросам адаптации к каналу связи [114].

Сама по себе OFDM-технология является новым видом модуляции по сравнению с известными квадратурными и классическими видами, ведь за счет использования преобразования Фурье происходит повышение спектральной эффективности и появляется возможность оптимизации распределения энергии сигнала по спектру. В то время как во временной области, за счет того, что информацию можно передавать дольше, возникает устойчивость к относительно кратковременным замираниям. Очевидно, что классическая OFDM-модуляция не является единственно возможным видом на основе базиса преобразования (Фурье), если использовать следующие критерии: оптимизация энергии сигнала в частотно-временном пространстве, уменьшение внеполосных излучений и повышение спектральной эффективности.

Таким образом, исследование базисов преобразования в системах связи с OFDM-сигналами, отличных от Фурье,

разработка алгоритмов на основе базисов преобразования, повышающих скорость связи и помехоустойчивость, является одним из наиболее перспективных направлений в развитии современных систем связи, позволяет обеспечить значительный выигрыш в помехоустойчивости систем связи и упростить аппаратно-алгоритмическую комплексность системы связи. Также это актуально для задач локации и проведения физических экспериментов, где из изменения параметров, заложенных в сигнале, можно получить информацию о среде распространения. Альтернативные базисы преобразования позволяют производить более точный анализ, например, вейвлет-базис имеет свойства детализации сигнала.

Исследование возможных базисов преобразования для OFDM-сигналов, разработка алгоритмов модуляции на основе этих базисов и анализ путей повышения помехоустойчивости для систем связи с OFDM-сигналами и составляет основное содержание данной работы.

Целью работы является разработка и исследование алгоритмов, повышающих помехоустойчивость существующих OFDM систем различного назначения.

Для достижения этой цели были поставлены следующие **задачи исследования**:

– для современной системы связи с OFDM-сигналами сформировать математический аппарат, для примера использовать алгоритмы системы связи 5-го поколения,

а также исследовать особенности использования в тропосферном и гидроакустическом каналах связи;

– исследовать вейвлет-базисы вкачестве базовых в системах связи с OFDM-сигналами, алгоритмы OQAM IOTA и FBMC, оценить выигрыш в помехоустойчивости и то, для каких каналов удобно использование отличных от Фурье базисов преобразования;

– синтезировать принципиально новые методы модуляции на основе базового преобразования в системе связи с OFDM-сигналами, либо разработать алгоритмы, имеющие отношение к OFDM-системе связи, хотя бы косвенно связанные с видом преобразования.

Методы исследований. Используются методы линейной алгебры, теории сигналов, теории статистической радиотехники для разработки модели OFDM-модема. Для анализа процессов в системах связи применяются методы корреляционного анализа, цифрового моделирования, методы цифровой обработки сигналов. Поиск новых путей повышения помехоустойчивости OFDM систем осуществляется с использованием вейвлет-преобразования и теории вероятностей.

Научная новизна.

– Найденная и исследованная возможность применения теоремы Котельникова для генерации и приема высших гармоник в качестве поднесущих частот OFDM-сигнала позво-

ляет снизить требования к аппаратной базе при генерации широкополосных OFDM-сигналов и повысить помехоустойчивость системы связи.

– Разработан метод оценки частотных расстроек, основанный на алгоритмах высокоточной оценки частотно-временных параметров сигнала в OFDM-системах и позволяющий уменьшить погрешность квантования и шумовую составляющую частотного смещения до потенциально возможного минимума.

– Предложены структуры модемов, обеспечивающие более высокие скорости связи в областях, где OFDM-технология в настоящее время не используется. Показана возможность достижения скорости 8 Мб/с в полосе 50 МГц при BER = 10^{-5} в тропосферных каналах связи. В случае гидроакустической связи с помощью OFDM технологии может быть достигнута скорость передачи информации до 9 кб/с в полосе 3 кГц.

– Изучены возможности использования нейросетей в алгоритмах OFDM, заменяющие стандартное преобразование Фурье и позволяющие увеличить в OFDM-системах быстродействие метода резервации тона. Показано, что нейросетевой алгоритм не нарушая стандартов IEEE позволит уменьшить пик-фактор сигнала на 2—3 дБ без искажения передаваемой информации при расширении спектра на 9,5%/. Исследованы особенности вейвлет-фильтрации и сингулярного анализа применительно к OFDM-сигналам и показано,

что сигнал может быть успешно отфильтрован при переходе от временной реализации к комплексным переменным.

– Рассмотрено применение вейвлет-базиса в системах связи с OFDM-сигналами и определены условия, при которых он дает выигрыш по сравнению с базисом Фурье, предложена возможность создания адаптивной системы связи, основанной на базисе вейвлет.

Теоретические достижения работы заключаются, прежде всего, в разработке новых алгоритмов обеспечения синхронизации в системах связи с OFDM-сигналами. Продемонстрировано применение вейвлет-фильтрации в качестве базиса преобразования OFDM-сигналов при измерении частотной расстройки. Впервые показано, что вейвлет-преобразование может давать существенный выигрыш в помехоустойчивости системы. Разработан новый метод оценки частотных смещений в системе связи. Найдены алгоритмы, пригодные для разрабатываемых в настоящее время сетей 5-го поколения и использующие нейросетевой метод уменьшения пик-фактора, новые принципы генерации и приема OFDM-сигнала, цифровую фильтрацию отдельных поднесущих в спектре OFDM-сигнала.

Практическая значимость работы заключается в следующем:

– Для реализации поставленных в работе задач было предложено использовать метод резервации тона на основе нейросетей – новое направление, способное ускорить время вы-

числений. Аналогичные разработки проводятся в лаборатории XLIM, Франция. Результаты иссертационной работы позволяют преодолеть ряд практических трудностей, имеющихся в разработках АО «НПП «Радиосвязь» и связанных с невозможностью создать высокоскоростную тропосферную OFDM-систему связи. Подобные технологии используют компании Raytheon и Comtech – они используют модем на базе PXI и LabVIEW, генерирующий и принимающий OFDM-сигналы, но не обеспечивающий нужных скоростей. Исследование в данной работе тропосферного OFDM-канала связи демонстрирует особую важность применения эквализации и уменьшения пик-фактора, устанавливает возможные причины неработоспособности применяемого в НПП «Радиосвязь» модема. Программное обеспечение OFDM-модема, разработанное в диссертации, позволяет конструировать данный канал связи, избегая закрытых систем связи таких, как Keysight или Albentia Systems.

Основные положения, выносимые на защиту.

– Система связи с OFDM-сигналом на основе вейвлет-базиса, обеспечивающая выигрыш в помехоустойчивости на несколько порядков при замираниях с узкополосной частотной режекцией, при этом снижается помехоустойчивость к временным импульсным помехам, наблюдается значительное уменьшение потерь информации в канале связи.

– Метод генерации и приема OFDM-сигнала, основанный на дублировании гармоник в спектре аналогового сигнала,

позволяет существенно повысить помехоустойчивость систем связи 5G, расширяя полосу OFDM-сигнала в несколько раз при ограниченной тактовой частоте оборудования.

– Способ высокоточного измерения частотных расстроек в системах с OFDM-сигналами с применением весовых коэффициентов позволяет получить частотную расстройку с точностью на 2 порядка выше, чем в классических частотомерах, обеспечивая повышение помехоустойчивости связи на величину порядка 1e-5.

Внедрение результатов. Результаты разработанного программного обеспечения для гидроакустической системы связи используются в НИОКР АО «АКИН» для создания OFDM модема гидроакустической связи. Получено свидетельство о регистрации программы для ЭВМ №2015661505 от 21 сентября 2015 года.

Достоверность: модели OFDM-систем, полученные в диссертационной работе, учитывают базовые алгоритмы, используемые в OFDM-системах, такие, как теория биортогональных вейвлетов, методы уменьшения пик-фактора сигнала, методы кодирования. Помехоустойчивости, представленные в работе, соответствуют уровням, полученным в других источниках. Метод высокоточного измерения частотно-временных параметров применительно к OFDM-системам имеет подробное обоснование в работах Патюкова В. Г..

Апробация результатов. Результаты работы апробированы на международных и всероссийских конференциях:

– Международная конференция SibCon – г. Красноярск, 2011 и 2013 г.;

– XVI Всероссийская конференция «Современные проблемы радиоэлектроники» – Красноярск, 2013;

– Международная конференция «Science and information conference» – г. Лондон, 2015 г.;

– VII, VIII, IX и X Всероссийские конференции «Радиолокация и радиосвязь» – г. Москва, 2013, 2014, 2015, 2016 и 2018 годы;

– Конференция на Красноярском радиозаводе, 2017;

– Конференция РТ, Севастополь (пленарный доклад), 2017 г.;

– XVI Всероссийская школа-семинар «Физика и применение микроволн» – г. Москва, 2017 и 2018 годы;

– I2T, Прага, 2018;

– Ломоносов, 2018;

– Конференция в МИФИ, 2018.

Публикации. По результатам диссертационных исследований опубликовано 28 печатных работ, из которых 6 статей изданы в журналах, рекомендованных ВАК, 3 – в журналах, индексируемых в базе Scopus, 5 – в материалах докладов, приравненных публикациям из списка ВАК (конференция «Радиолокация и радиосвязь»), 7 – в материалах докладов. Получено свидетельство о регистрации программы в Российском реестре программ для ЭВМ.

Структура и объем работы. Данная работа состоит

из введения, 4-х глав, заключения, двух приложений, списка литературы, включающего 142 источника. Основная часть работы изложена на 169 страницах машинописного текста. Работа содержит 53 рисунка и 5 таблиц.

Глава 1. Математическая модель OFDM-системы на примере системы связи 5-го поколения

Генерация и передача OFDM-сигналов

Системы связи 4-го поколения и WiFi-сети являются законченными связными решениями, обладающими сравнительно большими скоростями передачи информации от 100 Мб/с и выше. Системы связи 5-го поколения обладают скоростью более единиц Гб/с, временная задержка в системе связи снижена (с ~30 мс) до 1 мс, но данные передаются на сравнительно короткие расстояния порядка 10-в м. Несмотря на это, появляются все новые предложения по улучшению скорости и помехоустойчивости в данных сетях связи, возникают новые алгоритмы, такие как резервация тона, OQAM-IOTA (Offset-QAM Isotropic Orthogonal Transform Algorithm), FBMC (Filter bank multi carrier или фильтрация банком фильтров). В ряде случаев это усложняет математический аппарат системы связи, но позволяет повысить скорость связи и помехоустойчивость в них.

Широкое развитие стали получать программно-определяемые системы, где параметры системы и используемые алгоритмы не являются универсальными под любой канал связи, а могут быть подобраны в зависимости от условий канала связи. Стоит рассматривать алгоритмы, которые могут адаптировать систему в зависимости от канала связи.

Технология OFDM отличается применением прямого и обратного быстрых преобразований Фурье (соответственно, БПФ и ОБПФ) в качестве базовых операций. После операции БПФ сигналы на поднесущих частотах, рассматриваемые уже во временной области, ортогональны между собой. Это условие ортогональности сигналов X_0, $X_1 \ldots X_{n+n+z}$ на поднесущих частотах f_0, $f_1 \ldots f_{n+n+z}$ с учетом длительности OFDM-символа T_s можно представить в следующем уравнении [139]:

$$\int_0^{T_s} X_1 \cdot X_2 = \int_0^{T_s} \cos\left(2\pi f_1 t\right) \cdot \cos\left(2\pi f_2 t\right) dt = 0.$$

(1.1)

Ортогональность не нарушается при любом разносе между частотами вследствие свойства БПФ. Однако нужно учи-

тывать возможность нарушения синхронизации в системе, эффекты Доплера в канале, где доплеровский сдвиг зависит от частоты, поэтому возникает ограничение на минимальный частотный разнос между поднесущими частотами в спектре OFDM-сигнала. Также принято использовать по возможности целое количество периодов сигнала для каждой поднесущей частоты, но на практике это условие ограничивает скорость связи, ведь необходимо выполнение соотношения между длительностью OFDM-символа и частотным разносом между поднесущими частотами.

После добавления циклического префикса во временной области сообщение, полученное в результате группировки сигналов в один поток, проходит операцию перемножения с весовым окном, затем преобразуются в аналоговую форму с помощью ЦАП. В первом приближении может быть рассмотрено дискретное преобразование Фурье (ДПФ и соответствующее ему ОДПФ (обратное)) применительно к системам связи с OFDM-сигналами вместо операции БПФ. Сигнал после операции ОДПФ представляется формулой:

$$x_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_k \cdot \exp\left(\frac{j 2\pi}{N} \cdot k \cdot n \right),$$

(1.2)

где k – номер выборки в частотной области, n – номер выборки во временной области, N – количество точек ОДПФ, X_k – комплексная амплитуда на поднесущей частоте. Передатчик формирует сигнал, сообщение в котором распределено между спектральными составляющими. В сигнал добавляются циклический префикс (ЦП), нулевые и пилот- поднесущие сигнала. Если нет дублирования, то кратковременные флуктуации уровня сигнала в узкой полосе частот приведут к искажению нескольких битов, однако за счет более низкоскоростной передачи большего количества символов одновременно это отклонение значения можно выявить и скомпенсировать.

В настоящее время известно, что при переносе частоты в радиочастотную область комплексно-сопряженные значения частот становятся поднесущими частотами, дублирующими информацию на интервале ниже несущей частоты ге-

теродина. Во время операции БПФ можно не задавать комплексно-сопряженные значения, но классической является ситуация, где каждой несущей частоте соответствует комплексно-сопряженная частота на интервале выше половины частоты дискретизации. Тогда необходимо формировать сигнал следующим образом:

$$\{X_i(f) = a_i + j\,b_i \text{ при } f = 1 \ldots f_\partial \text{ на требуемых частотах}, X_{(n+n)-i}(f) = a_i - j\,b_i \text{ при } f = \frac{f_\partial}{2} \ldots f_\partial \text{ на тре}$$

где

$$a_i - j\,b_i$$

– комплексно-сопряженное число для одного из комплексных чисел, получившихся на выходе квадратурного модулятора.

Чтобы повысить помехоустойчивость к замираниям, может быть задействован разнесенный в пространстве прием. Встречаются аббревиатуры, такие как «MIMO OFDM» (Multiple In Multiple Out – множественный вход, множественный выход) [82]. Для того, чтобы ограничить объемы исследований, это направление не рассматривается в данной работе, поэтому предпочтение отдается SISO-технологии (по одной передающей и приемной антеннам) с учетом на то, что MIMO может быть использована при необходимости и может применяться совместно с исследуемыми алгоритмами.

Положительные стороны применения технологии OFDM [49, 116].

– Высокая эффективность использования радиочастотного спектра, объясняемая почти прямоугольной формой огибающей спектра при большом количестве поднесущих частот.

– Простая аппаратная реализация: базовые операции реализуются методами цифровой обработки.

– Хорошее противостояние межсимвольным помехам (ISI – intersymbol interference) и интерференции между поднесущими (ICI – intercarrier interference). Как следствие – лояльность к многолучевому распространению.

– Возможность применения различных схем модуляции для каждой поднесущей, что позволяет адаптивно варьировать помехоустойчивость и скорость передачи информации.

– Отрицательные стороны использования технологии OFDM [49, 116].

– Необходима высокая синхронизация частоты и времени.

– Чувствительность к эффекту Доплера, ограничивающая применение OFDM в мобильных системах.

– Неидеальность современных приёмников и передатчиков вызывает фазовый шум, что ограничивает производительность системы.

– Защитный интервал, используемый в OFDM для борьбы с многолучевым распространением, снижает спектральную эффективность сигнала.

– Относительно большой пик фактор сигнала (с которым борются ограничением амплитуды [116]).

Из комплексного выражения (1.2) необходимо получить физический сигнал, который просто можно подать на антенну и получить на приемной стороне. Если нет прямого синтеза частоты, то есть если I и Q компоненты сигнала на низких частотах относительно несущей частоты, то необходимо так же перенести сигнал в высокочастотную область. Существуют различные схемы переноса комплексного сигнала на радиочастоту. Может применяться простое суммирование с двух смесителей (С), на входы которых поступают фильтрованные (ФНЧ) I- и Q- компоненты, умноженные на несущую гармонику, фаза которой для синфазной составляющей соответствует нулевой фазе косинусоиды, а для

квадратурной – нулевой фазе синусоиды.

В таком случае недостатком является вторая боковая полоса (если не закладывать информацию в зеркальные или отрицательные частоты). Этого недостатка лишена схема Уивера, однако появляются минусы: невозможность напрямую сформировать промежуточный квадратурный сигнал сразу на нулевой частоте или на другой промежуточной частоте, относительно большое количество вычислений по процедуре ОБПФ и БПФ, необходимость применять высокочастотные устройства для получения и обработки первичного OFDM-сигнала.

Разработка модели канала связи и прием сигнала, прошедшего многолучевой канал

В канале связи OFDM-сигнал подвергается не только воздействию аддитивного белого Гауссова шума, но и эффекту многолучевости. В зависимости от характера распределения волн законы огибающей сигнала могут задаваться распределениями Рэлея, Накагами и другими. Уровень замираний сигнала может быть незначительным, а может достигать 40 дБ и более. Импульсная характеристика многолучевой среды распространения описывается формулой:

$$h(k)=\sum_{m=0}^{L-1} h_m e^{j\varphi_m}\delta(k-k_m),$$

(1.3)

где h_m – передаточные коэффициенты лучей многолуче-

вого сигнала, φ_m – их фазы, k_m – задержки лучей в выборках, $\delta (n- k_m)$ – функция Кронекера, m – номер луча, L – суммарное число лучей. В случае домашней связи, например, по сети WiFi, в первом приближении функцию h_m можно описать распределением Рэлея, а φ_m – равновероятным распределением. Стоит отметить, что в случае, когда нет прямого луча, формулой Рэлея описывается именно огибающая радиосигнала, то есть изменение коэффициента передачи суммы всех лучей описано по данному закону [54].

В тропосферном канале аналогией непостоянства скорости звука является профиль коэффициента преломления в среде распространения. Причиной неоднородностей в тропосфере служат турбулентные передвижения воздуха за счет нагрева у земной поверхности и охлаждения на высоте. Эти турбулентности имеют зависимость от метеоусловий и от других природных относительно медленных факторов, что проявляется в медленных замираниях, описываемых нормально-логарифмическим законом [18]. Так же вклад вносят профили давления и влажности тропосферы, так как из-за разницы давлений возникает неоднородность, например, в составе воздуха, а за счет влажности изменяется коэффициент преломления в среде. Уровень замираний в тропосферной связи, то есть отношение максимальной энергии сигнала к минимальной, достигает величины 40 дБ [18].

Так как разработка канала связи для тропосферных или

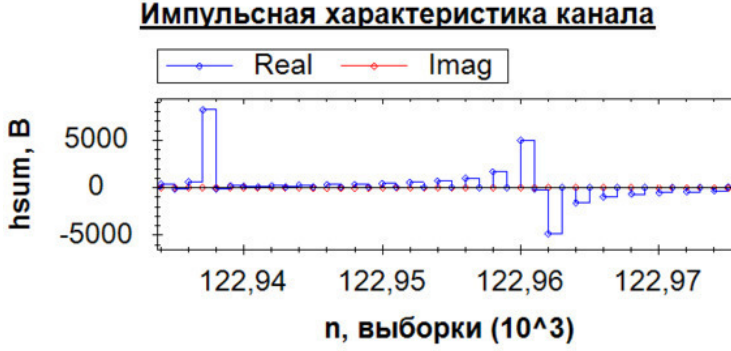
мобильных систем является относительно распространенной и исследованной, рассмотрим прохождение OFDM-сигнала через модель канала связи, с которой ранее не проводилось экспериментов с использованием OFDM-сигналов. В качестве базовой модели канала связи применим результаты работ А. В. Вагина и К. В. Авилова применительно к системам гидроакустической подводной связи. Расположение передатчика принято за начало координат, он расположен на глубине 100 м. Приемник располагается на глубине 50 м. Возьмем следующий результат расчета по программе А. В. Вагина: расстояние между передатчиком и приемником X = 10.0000 km, глубина моря Zморя = 5.00000km, AS – угол скольжения в точке излучения, AR – угол скольжения в точке приема, R – расстояние, пройденное лучем, T – время прохождения луча, FSB – значение, связанное с передаточным коэффициентом луча, FAZ – фаза луча без учета набега из-за отражения от дна.

С помощью модернизированной программы А. В. Вагина [7], где расчет многолучевой картины ведется для множества поднесущих частот, построим передаточную функцию канала. Импульсная характеристика должна представлять сумму функций кронекера, находящихся на соответствующих временах задержки и обладающих соответствующими коэффициентами ослабления. На рис. 1.1 представлены увеличенные значения импульсной характеристики, на которых расположены функции Кронекера. За счет шага дискретизации

функция немного размыта.

На рис. 1.1 лучи располагаются примерно на выборках 122937, 122961, 123357, 123371, 123375, 123384, что соответствует временам 122937/18000 с = 6.8298 с, 122961/18000 с = 6.8312 с, 123357/18000 с = 6.8532 с, 123371/18000 с = 6.8539 с, 123375/18000 с = 6.8542 с, 123384/18000 с = 6.8547 с, что соответствует рассчитанным в программе А. В. Вагина задержкам лучей. При этом временной разброс составляет величину порядка нескольких мс. Результат расчета затухания в канале связи показан на рис. 1.2.

А



Б

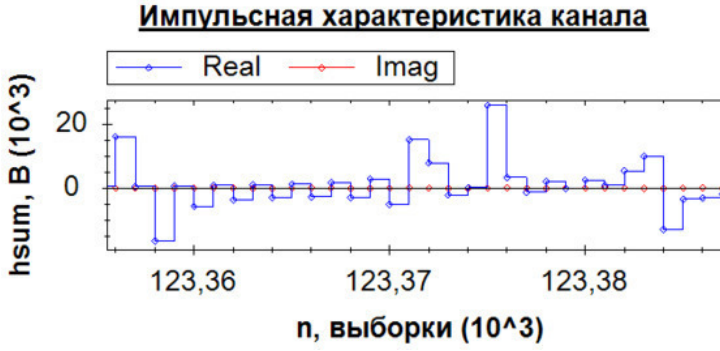


Рисунок 1.1 – Импульсная характеристика подводного акустического канала в разных масштабах (А, Б)

На рис. 1.2 рассчет проведен по 3-м известным формулам, описывающим зависимость затухания от частоты для гидроаккустических сигналов. Р. А. Вадов и Франкойс-Гаррисон занимались исследованиями затухания в гидроакустическом канале связи, и результаты их работ представляются в программном обеспечении Акустического института им. ак. Н. Н. Андреева. Для вычислений использованы следующие параметры [7]:

% % Баренцево море
% f = [1.5:0.02:4.5] %Частота в кГц
% z=100; % Глубина в метрах
% t=2; % температура в град. Цельсия
% s=34.5; % солёность в промиле
% pH=8; % – кислотность

% XLAT=70; % Широта мало влияет, можно взять константой

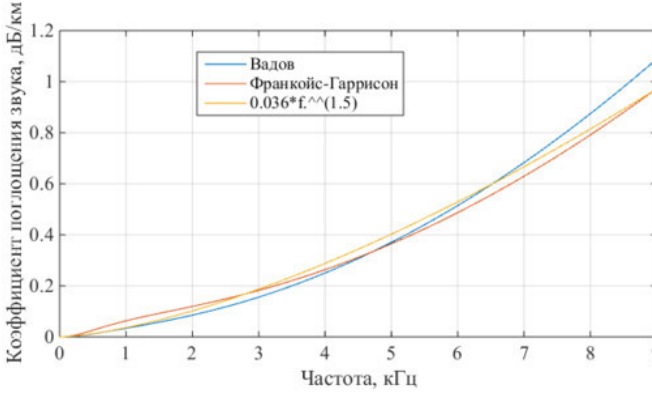


Рисунок 1.2 – Результат расчета коэффициента затухания в дБ/км в зависимости от частоты

Считая, что модель затухания в Баренцевом море близка к модели затухания в Охотском море, можно принять вышеуказанные данные для расчета каждой точки H_f передаточной функции канала:

$$H_f = \sum_{L=0}^{Nl} I_L + i \bullet Q_L = \sum_{L=0}^{Nl} a_L \bullet e^{i \bullet \varphi_L} = \sum_{L=0}^{Nl} \sqrt{I_L^2 + Q_L^2} \bullet e^{j \bullet arctg \frac{Q_L}{I_L}},$$

(1.4)

где L – номер луча, Nl – номер последнего луча, I_L + i. $_{QL}$ – комплексное число передаточной функции на конкретной частоте, модуль которого является амплитудой луча a_L, зависящей от коэффициентов фокусировки, отражения от дна и отражения от поверхности. А аргумент этого числа – фаза луча φ_L. Необходимо рассчитывать структуру поля для нескольких частотных значений H_{f1}, H_{f2}, … H_{fn}, чтобы получить передаточную функцию H. Операция ОБПФ от этой функции даст импульсную характеристику устройства h, описываемую формулой (1.3).

OFDM-сигнал на входе приемной части, прошедший через канал связи, без учета многолучевости и АБГШ может быть представлен с помощью следующей формулы с текущей частотой f_r (n) с номером гармоники n, с числом гармоник K_c, данных I and Q (соответственно, синфазная и квадратурная составляющие), включающие в себя пилот-сигналы и нулевые составляющие:

$$S_f(t) = \sum_{n=1}^{K_c} I(n) \cdot \cos(2\pi \cdot f_r(n) \cdot t) - Q(n) \cdot \sin(2\pi \cdot f_r(n) \cdot t).$$

(1.5)

Текущая частота содержит сдвиг Доплера вследствие эффекта Доплера в канале связи (v и c – соответственно, скорости перемещающегося объекта и света, α – угол между векторами скорости) и разницу между эталонными частотами передатчика и приемника f_{diff}, f_0 – несущая частота и f_c – частотный разнос:

$$f_r(n) = \left(\frac{2n - K_c - 1}{2} \cdot f_c + f_0 + f_{diff} \right) \left(1 + \frac{v}{c} \cos \alpha \right).$$

При рассмотрении факта многолучевости можно дополнить эту модель, добавив дополнительную сумму в выражение (1.5) для каждой составляющей многолучевого канала, характеризуемой своей случайной амплитудой, фазой и временной задержкой. После данной операции необходимо добавить АБГШ. Но ограничимся пока формулой (1.5), так как для добавления многолучевости удобно производить расчет через импульсную характеристику канала связи.

Критерием помехоустойчивости системы связи может служить пропускная способность системы [61]:

$$C_c = \varphi\left(\beta 1, \gamma, n_c, P, C\right),$$

где $\gamma = R/\Delta F$ – спектральная эффективность, где R – возможный диапазон занимаемых частот; $\beta 1 = 1/\rho_0$ – энергетическая эффективность; ρ_0 – отношение энергии сигнала к спектральной плотности шума в полосе передачи сигнала ΔF; $n_c = T_c / T_p$ – временная эффективность сети (отношение длительности полезной части сигнала к общей длительности на выходе канала); P – вероятность ошибочного приема; C – пропускная способность канала связи; φ – функционал для нахождения C_c по аргументам функции. При определенном значении пропускной способности в системе может быть рассмотрена зависимость вероятности ошибки (BER – битовая ошибка, SER – ошибка в символе, MER – ошибка в модуляции (в созвездии) и т. д.) от соотношения сигнал/шум [61].

Оценка спектральной эффективности β может быть произведена следующим образом [70]. Теоретически спектраль-

ная эффективность может быть найдена как величина $\log_2 M$, зависящая от порядка M-позиционной модуляции, где M – число точек в созвездии. Например, для BSPK это $\log_2 2 = 1$ бит/Гц, для QPSK – $\log_2 4 = 2$ бит/Гц. Если Δt – время передачи одного OFDM-символа, то символьная скорость определяется величиной $1 / \Delta t$ [символ/секунда]. Тогда битовая скорость определяется величиной $\log_2 M / \Delta t$. Полосу OFDM сигнала B удобно определить, зная число ненулевых поднесущих частот N, первую поднесущую частоту f_0, последнюю f_{N-1} и половину ширины подканала в OFDM-системе, выражением $B = f_{N-1} - f_0 + 2\delta$. Если поднесущие частоты в спектре распределены равномерно, получается равенство $f_{N-1} - f_0 = (N-1).\Delta f$, где Δf – частотный разнос между поднесущими частотами. При условии, что во временной области пренебрегается защитный интервал, и длительность OFDM-символа определяется только длиной БПФ, получается следующее: $\Delta f = 1 / (\Delta f.N)$, а Тогда спектральную эффективность для OFDM системы можно получить как величину:

$$f_{N-1} - f_0 = \left(1 - \frac{1}{N}\right)\left(\frac{1}{\Delta t}\right).$$

$$\beta = \frac{\log_2 M}{1 - \frac{1}{N} + 2\delta\Delta t}.$$

В идеальных условиях δ = Δf / 2 = 1 / (2N), и тогда получается, что знаменатель выше равен 1 – 1/N +2/ (2N) = 1. На практике параметр δ получается немного больше этой величины. Следовательно, систему с OFDM-сигналами можно рассматривать в первом приближении как набор независимых М-позиционных модуляторов, которые работают на поднесущих частотах, очень близких друг к другу. Но нужно делать поправку на то, что в OFDM недостижи-

ма идеальная функция Кронекера в частотной области из-за невозможности размещения целого числа периодов сигналов всех поднесущих частот в длительности одного OFDM-символа, из-за чего вместо функций Кронекера в частотной области получаются sinc-функции [82].

Стоит учитывать, что при генерации и приеме реальных синфазной и квадратурной составляющих сигнала важно соблюдение принципа ортогональности между этими частями сигнала. Классика – это когда синфазная составляющая выделяется при помощи косинуса, а квадратурная – при помощи синуса. Ведь если эти две компоненты будут неортогональны, то на выходе векторного анализатора просто будет наблюдаться рассыпавшийся сигнал, а не принятые составляющие и информация, заложенная в них.

В базисах, отличных от Фурье, составляющие сигнала, когда они есть, также должны быть ортогональны. Каждая составляющая отвечает за определенный параметр, либо передает сразу их совокупность. Так, если рассмотреть QAM-модуляцию, составляющие не характеризуют амплитуду или фазу сигнала в отдельности, но I и Q величины в декартовой системе координат при переходе к полярной системе координат дают как раз уже непосредственно амплитуду и фазу сигнала.

OFDM система как корреляционный приемник

Как формула ДПФ, так и формула корреляции позволяют говорить о накоплении информации во временной области. Следовательно, принципы OFDM и корреляционного приемника взаимосвязаны. Технология OFDM и корреляционный прием обладают схожими свойствами – используется накопление информации во временной области, и по результату принимается решение о значении переданного бита. В процессе корреляционного приема применяются функции с минимальным уровнем боковых лепестков, такие как коды Баркера, М-последовательности и другие. В системах связи с OFDM-технологией для кодового разделения абонентов применяются коды Уолша, такая технология многопользовательского доступа называется OFDMA [82]. Коды Уолша применяются и в технологии MC-CDMA – технологии многочастотной системы с разделением каналов. Но в современных системах связи с OFDM-сигналами не применяются ни коды Баркера, ни М-последовательности, и эта проблема должна быть раскрыта подробнее.

Начнем с того, что М-последовательности ортогональны, и при вычислении корреляционного интеграла «опорной» и «принятой» М-последовательностей можно получить максимум лишь для одинакового кода, ведь ортогональные коды

дадут 0. Система связи с когерентным приемом может быть представлена с помощью рисунков 1.3 и 1.4.

Рассмотрим сигнал, где несущая частота $f_0 = 5$ ГГц, длительность одного чипа М-последовательности – $T_M = 2/f_0$. На рис. 1.4 представлен прием сигналов с помощью корреляционного накопления, модель разработана на языке C#. Представлен простейший вариант, где сообщение заложено не в фазовые сдвиги м-последовательности, а в ее знак. Каждый бит представляется в виде сообщения длиной в 1023 бит (регистр сдвига 10 бит с обратными связями на 7 и 10 битах). Затем происходит накопление каждых 1023 бит результирующего сигнала, умноженного на опорную М-последовательность, и сигнал на выходе коррелятора показан на рис. 1.4 третьим сверху.

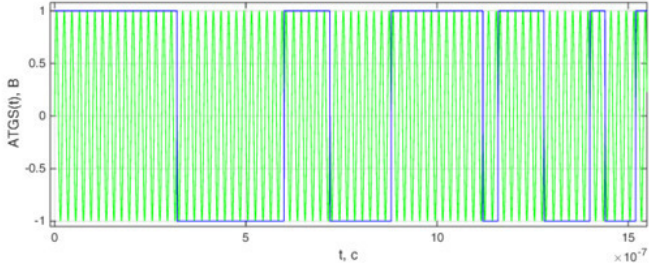


Рисунок 1.3 – Сигнал ATGS (t), основанный на стандарте АТГС и обрабатываемый корреляционным приемником

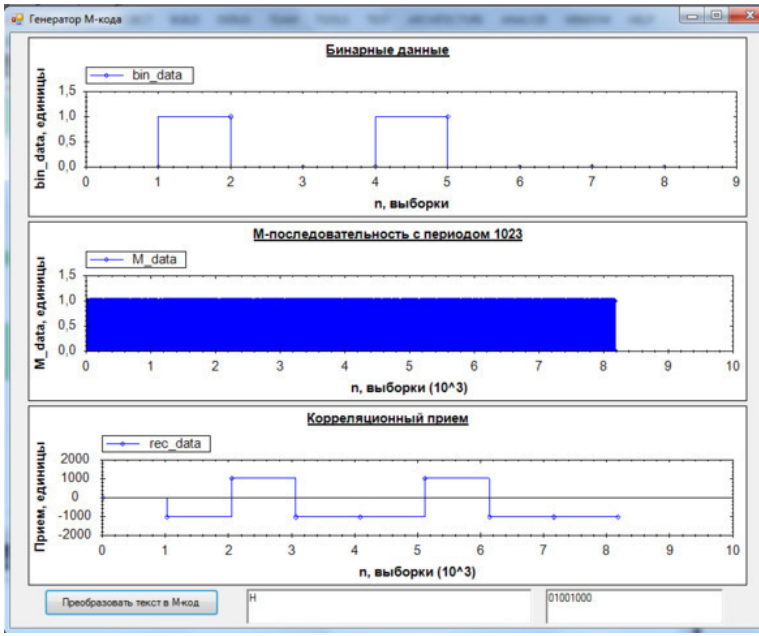


Рисунок 1.4 – Корреляционный прием

Рассмотрим принцип усреднения по времени в OFDM технологии. Длина OFDM-символа составляет N выборок. На приемной стороне 1024 выборки будут преобразованы с помощью функции:

$$X_k = \sum_{n=0}^{N-1} x_n \exp \exp\left(\frac{-2\pi i}{N} kn \right).$$

Таким образом, выделяются комплексные значения, характеризующие фазу и амплитуду сигнала, на каждой поднесущей частоте. На k-й поднесущей частоте получается пик, такой же, какой дает коррелятор, обладающий большой амплитудой в сравнении с сигналом во временной области.

Сравним формулу ДПФ с автокорреляционной (АКФ) функцией:

$$X_{tau} = \sum_{n=0}^{N-1} x_n \cdot x_{n-tau}.$$

Формула ДПФ соответствует функции коррелятора в цифровом виде [14], представляет собой сумму произведений сигналов, но с тем отличием, что в качестве опорных сигналов применяются гармоники с различными частотами, то есть происходит накопление с оценкой сразу на нескольких частотах. В АКФ базисная функция для рассматриваемой ситуации – М-код с периодом 1023. На основе вышеприведенных фактов можно сделать вывод, что в обычной OFDM-системе не используется коррелятор, несмотря на то, что он позволяет вытащить из шумов довольно слабый сигнал, в соответствии с АКФ [14]. Коррелятор в классическом смысле этого термина имеется в MC-CDMA системе [82]. В эти системы можно добавить еще один коррелятор, который производит накопление уже после взятия операции БПФ в приемнике системы с OFDM-сигналами. Обобщая корреляционные процессы применительно к Rake-приемникам, стоит отметить, что многолучевые сигналы можно и стоит разделять, так как сигналы в отдельных лучах слабо коррелированны друг с другом.

Классификация систем связи с OFDM-сигналами

В сокращениях и аббревиатурах, относящихся к OFDM-системам связи, расшифровываются алгоритмы и методы. Целесообразно исследовать те аббревеатуры, которые имеются в настоящее время, и разобраться с их назначением.

– NOFDM – non-orthogonal FDM – неортогональное частотное разделение с мультиплексированием. Сигнал может быть получен, например, с помощью 2 OFDM-систем, у одной из которых частоты используются те, которые для другой являются невозможными, они лежат между возможными частотами другой OFDM-системы. Получается, что если один OFDM-передатчик передает ортогональные сигналы, то данная технология позволяет передавать неортогональные сигналы, так как длительность результирующего OFDM-символа $T_и \neq 1/\Delta f$, где Δf – разнос между поднесущими двух OFDM-систем, находящихся в одной NOFDM-системе.

– COFDM – Coded OFDM – технология OFDM, в которой задействовано канальное кодирование. То есть на каждой частоте закладывается не исходная передаваемая информация, а кодированная.

Здесь известны подклассы, такие как:

SFBC-OFDM – space-frequency block coded – блочное ко-

дирование в частоте-пространстве;

STBC-OFDM – space-time block coded – блочное кодирование во времени-пространстве;

FSTD-OFDM – frequency switched transmit diversity [109].

– CO-OFDM – coherent optical OFDM – когерентная оптическая OFDM – технология распространения множества поднесущих по многомодовым оптическим кабелям [110]

– MC-CDMA – технология OFDM, в которой реализовано кодовое разделение каналов по технологии CDMA. Синтез технологий CDMA и OFDM. Получение исходного сообщения на приемной стороне возможно с помощью модифицированного преобразования Фурье – преобразования Уолша-Харамарда [111].

– OFDMA – OFD Multiple access – многопользовательская технология OFDM, в которой информация разных пользователей находится на разных поднесущих частотах. Если делать связь с технологией CDMA, то каждый пользователь может быть отделен от других еще и с помощью кодирования, но тогда это будет уже смесь с MC-CDMA.

– MU-OFDMA – то же, что и OFDMA.

– CE-OFDM – технология OFDM с постоянной огибающей сигнала. Для уменьшения пик-фактора используется дополнительная модуляция, сглаживающая огибающую сигнала.

– IOTA-OFDM – Isotropic Orthogonal Transform Algorithm OFDM – OFDM с алгоритмом изотропного ортогонально-

го преобразования, которая предполагает улучшенную технологию синхронизации системы связи и возможность уйти от использования циклического префикса [77].

– DCO-, ACO-, ADO-, DDO-, DSB- OFDM – оптические виды OFDM, соответственно, DC biased – смещенный на постоянное значение, asymmetrically clipped – асимметрично обрезанный, asymmetrically clipped DC biased – комбинация двух перечисленных, direct detection – с прямым детектированием, double-side band – с двухсторонней полосой виды оптической OFDM-технологии [76, 92, 83].

– SEFDM – Spectral Efficient FDM или спектрально эффективное частотное разделение с мультиплексированием. Частоты расположены неортогонально, за счет специального алгоритма обеспечивается требуемая помехоустойчивость системы связи при относительно малом значении частотного разноса.

– SM-OFDM, V-Blast – OFDM – spatially multiplexed – с пространственным мультиплексированием и Vertical Bell Labs Layered Space-Time Architecture – частотно-временная вертикальная архитектура, разработанная лабораторией Bell Labs [101].

– DSTTD-OFDM – технология с двойным частотно-временным разнообразием передачи (double space-time transmit diversity) [108].

– OFDM-PON, OFDM-ROF – соответственно, технологии с Passive optical Network (пассивной оптической сетью)

и Radio Over Fiber (радиосвязь в оптоволокне) [87].

– MB-OFDM – multiband OFDM или многополосная OFDM. В таком случае несколько OFDM символов, сгенерированных в разных частотных полосах, суммируются в одном временном интервале, образуя один OFDM-символ. Но они могут быть суммированы и с задержкой, где рассмотрена по умолчанию технология временного разделения сигналов, когда каждая полоса спектра передается по очереди [100].

– BHT-OFDM – basefield Hartley transform OFDM – OFDM с уменьшением пик-фактора с помощью преобразования Хартли.

– FBMC – filter bank milticarrier, понятие многочастотных сигналов с банком цифровых фильтров, где OFDM представляется как частный случай. В генераторе, таким образом, после ОБПФ применяется банк фильтров, позволяющий точно отфильтровать каждую поднесущую частоту.

– MR-OFDM – multi-rate and multi-regional OFDM.

Рассмотрим классификацию систем связи с OFDM-сигналами по стандартам связи. Имеются стандарты [86]:

– WiFi: 802.11 -a (до 54 Мб/с), -b (до 11 Мб/с), -g (до 54 Мб/с), -j, -n (до 300 Мб/с), -ac (до 3.39 Гб/с на клиента);

– WiMAX: 802.16a, 802.16d (до 75 Мб/с), 802.16e (до 40 Мб/с), 802.16m (до 1 Гб/с);

– 3GPP UMTS, LTE, 4G;

– DVB (Digital Video Broadcast): DVB-T, DVB-T2, DVB-H, T-DMB, ISDB-T;

– Flash OFDM;

– DAB (Digital Audio Broadcast);

– ADSL, VDSL, MoCA, PLC и другие стандарты проводной связи.

Имеется ряд будущих, разрабатываемых в настоящее время стандартов. К 2020 году разрабатываются стандарты 5G [114]. Несмотря на это, внедрение 5G сетей начинается уже сейчас, известны такие стандарты, как WiGIG 801.11ad. Стоит отметить алгоритм Ad Hoc [114].

При сравнении продукции предприятий, концернов, занимающихся производством систем связи [3—5, 24, 25, 33, 55, 75, 113], учитывая рассмотренные стандарты, возникает вывод, что в подводной, спутниковой, тропосферной видах связи стандартов с использованием OFDM-сигналов не имеется. С одной стороны это объясняется тем, что OFDM-технология дает выигрыш при многолучевой связи, которая отсутствует в спутниковых системах. С другой стороны, OFDM-сигналы обладают высокой спектральной эффективностью, и если их не так приоритетно применять в условиях космоса, то в подводной связи их применение уже подчеркивалось нужным некоторыми из вышеперечисленных компаний. В частности, это в интересах Акустического института им. ак. Н. Н. Андреева и Санкт-Петербургского концерна «Океан прибор».

Метод генерации и приема OFDM-сигнала, основанный на использовании высших гармоник сигнала по теореме Котельникова

Вопрос создания широкополосного сигнала в системах связи является актуальным и комплексным, когда требуется большая скорость передачи данных. Если ширина спектра сигнала много меньше центральной частоты, то такой сигнал не так просто сгенерировать. Это наблюдается в системах связи 5-го поколения, где происходит работа на частотах в диапазоне 40 ГГц – 70 ГГц, а полоса сигнала может достигать 1—2 ГГц. Генерация большой полосы сигнала требует наличие в генераторе соответствующей тактовой частоты, которая, согласно теореме Котельникова, должна быть в 2 раза больше максимальной частоты сигнала. Либо требуются специальные методики, например, чтобы генерация сигнала в большой полосе частот осуществлялась с помощью нескольких микросхем. Но так как при переходе на радиочастоту используются аналоговые тракты, в системах связи при увеличении полосы сигнала появляются нестабильности параметров, либо устройство становится комплексным и многомодульным. В системах связи 5-го поколения используются OFDM-сигналы (Orthogonal frequency

division multiplexing или ортогональное частотное разделение с мультиплексированием). Требуются алгоритмы и способы, позволяющие генерировать OFDM-сигналы в относительно большой полосе частот.

Изучение математической модели OFDM-системы показало, что можно закладывать информацию в частоты выше половины частоты дискретизации. Эта информация влияет лишь на фазу сигнала на соответствующей частоте в диапазоне 0-$f_d/2$. Однако это не мешает выделить информации, заложенные в гармониках f_1 и $n._{fd} + f_1$.

Если частота сигнала будет перенесена из более высоких частот в область более низких, то потеряется информация, которая содержалась между двумя ближайшими выборками временного представления сигналов. Однако ранее в данной главе показано, что OFDM работает по аналогии с коррелятором, а ОБПФ позволяет накапливать периоды гармоник, содержащиеся в OFDM-сигнале. Поэтому информация о более высоких выборках оказывается ненужной, сигнал переносится с частоты $f_d + f_1$ на частоту f_1, добавляя полезную мощность на эту частоту. Обычно высшие гармоники фильтруются в системе связи, иначе они создадут шумовое излучение в полезной полосе частот. В данном случае полоса частот априори может содержать высшие гармоники.

Существуют современные ЦАП (AD9119/9129, EV12DS130A), в которых предусматривается режим работы выше частоты Найквиста. Согласно даташиту на микро-

схемы AD919/9129 существуют режимы Normal mode и Mix mode. В режиме Normal mode высшие гармоники исчезают, и остаются только гармоники в диапазоне частот до частоты дискретизации. А в режиме же MIX MODE имеется возможность задействовать вторую гармонику. Имеется некоторое затухание. Так, для частот 0.25Fs и 1.25Fs получаем разницу -6 дБ +1 дБ = – 5 дБ. Для преодоления данной трудности, необходимо совершенствование алгоритмов для переноса на высшие гармоники.

На рис. 1.5 представлена возможность работы ЦАП EV12DS130A (рисунок взят из даташита на соответствующую микросхему) на частотах выше частоты Найквиста. Режим NRZ позволяет преобразовывать сигнал из цифровой формы в аналоговую с полосой частот, лежащей в первой зоне Найквиста. С помощью режима RTZ можно сгенерировать сигнал, оставив низкочастотные гармоники, а режим RF нужен для переноса спектра на радиочастоту. Зависимость на рис. 1.5 представлена в виде функции Aout (X), где Aout – амплитуды сигнала в дБм, X = отношение частоты сигнала к частоте дискретизации. Полоса сигнала, которая будет передаваться в эфир, фильтруется далее с помощью аналового фильтра. В данном случае возможен « перенос» спектра сигнала на частоту до 6 ГГц без применения гетеродина.

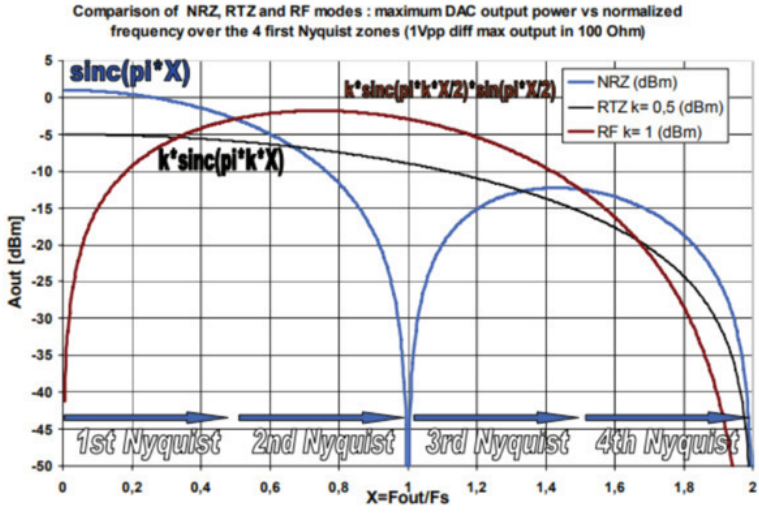


Рисунок 1.5 – Работа с ЦАП на частоте выше частоты Найквиста

Однако в сетях связи 5 поколения может возникнуть ситуация, когда нет проблем с использованием дополнительного гетеродина, чтобы перенести сигнал с 0 частоты, например, на частоту порядка 50 ГГц. Но нет возможности расширить полосу сигнала больше, чем на значения порядка сотен МГц. Например, в векторных генераторах сигналов Keysight и Rohde and Schwarz полоса сигнала требует расширения. Чтобы преодолеть эту проблему, предлагается применять высшие гармоники сигнала не в целях прямого син-

теза частоты, а для создания в сигнале нескольких поднесущих частот с одинаковой информацией, разнесенных друг от друга на величину f_d.

На рис. 1.6 представлена схема предлагаемого устройства, с помощью которого можно генерировать OFDM-сигналы с пониженной комплексностью относительно классических методов генерации. Генератор цифрового сигнала ГЦС генерирует поток значений S_n цифрового OFDM-сигнала, где n – номер выборки. В спектре сигнала имеется не только абстрактная частота дискретизации f_d, но и множество гармоник *k*. $f_d + f_n$, где k – номер интервала, равного значению f_d, n – номер поднесущей частоты в спектре OFDM-сигнала. Так как это классический сигнал в цифровой форме [119].

Временное представление физического сигнала обычно представляет собой не сумму функций Кронекера δ (t-n) с некоторыми амплитудами A (n): В действительности, современные ЦАП могут выдавать разные функции, но сигнал на выходе ЦАП можно записать в виде суммы прямоугольных функций rect (t-n): Для приведения сигнала к виду функций Кронекера предлагается использовать два устройства ЦАП, незначительно рассинхронизованных по фазе: ЦАП 1 и ЦАП 2 (сигналы на выходе $S_{ЦАП1}$ и $S_{ЦАП2}$). Рассинхронизация по фазе отражена на рис. 1.6 с помощью задержки цифрового сигнала на величину τ. Полученные сигналы взаимно вычитаются с помощью аналогового суммато-

ра со знаком минус:, то есть задержка τ мала по сравнению с длительностью прямоугольного импульса. Таким образом, спектр сигнала S_d содержит множество высших гармоник, слабо затухающих по sinc-функции. И эти гармоники фильтруются согласованным фильтром СФ, настроенным на требуемый частотный диапазон *k. fd*. В результате чего получается низкочастотный сигнал S_A, полоса которого содержит несколько спектров изначально сгенерированного сигнала *S*.

$$S=\sum_{n=1}^{N} A(n)\cdot\delta(t-n).$$

$$S_{ЦАП}=\sum_{n=1}^{N} A(n)\cdot rect(t-n).$$

$$S_d=S_{ЦАП\,1}-S_{ЦАП2}=\sum_{n=1}^{N} A(n)\cdot rect(t-n)-\sum_{n=1}^{N} A(n)\cdot rect(t-n-\tau), \text{где } \tau \ll \tau_u$$

В данной схеме предполагается, что блок ГЦС уже выдает не комплексные значения IQ, а значения физического низкочастотного сигнала. При этом теоретически ничего не мешает использовать до блока гетеродина IQ-сигнал, а уже в процессе переноса на высокую частоту применить схему типа классической квадратурной модуляции. В любом случае, предложенная схема генерации OFDM-сигнала позволяет получить радиочастотный сигнал S_{RF} с полосой $\Delta f = k. _{fd}$ на требуемой несущей частоте f_{RF}. Под гетеродином в случае применения комплексного сигнала понимается хотя бы схема квадратурного модулятора с гетеродином.

В приемнике после переноса в низкочастотную область

с помощью гетеродина (Г) аналоговый OFDM-сигнал обладает относительно большой частотной полосой с учетом мультипликативной S_M и аддитивной $S_П$ составляющих помехи. Полосовой фильтр (ПФ) отфильтровал полезную полосу сигнала, но она содержит частоты, которые относительно ГЦС были в нескольких зонах Найквиста. Для простоты понимания не будем в данном месте рассматривать многолучевость и аддитивные шумы.

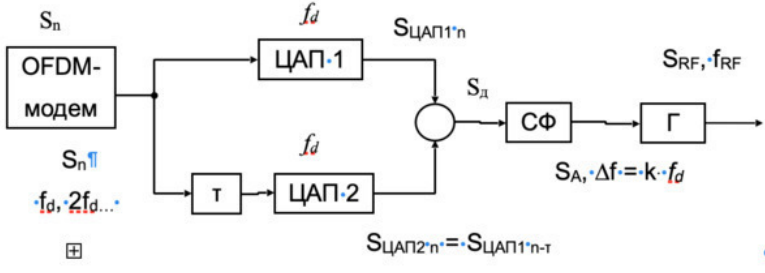


Рисунок 1.6 – Структурная схема генератора OFDM-сигналов с дублированием частот благодаря использованию теоремы Котельникова

При оцифровке сигнала с помощью ЦАП, у которого выбрана частота дискретизации f_d, искусственно сгенерированные высшие гармоники накладываются на низшие частоты, обеспечивая разнесенный по частоте прием, а сигнал S_r имеет усреднение замираний на нескольких частотах. Получает-

ся накопление информации, только не во временной области, а в частотной, когда разные гармоники образуют своей суммой мощность полезного сигнала. Схема такого приема показана на рис. 1.7.

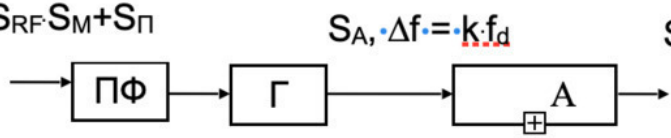


Рисунок 1.7 – Структурная схема генератора OFDM-сигналов с дублированием частот благодаря использованию теоремы Котельникова

Сигнал S_r далее обрабатывается классическим приемником OFDM-сигналов. Если на первом интервале до частоты дискретизации есть узкополосное замирание, к которому невозможно адаптироваться, а на втором интервале данное замирание отсутствует, то имеется возможность с помощью приведенного выше метода восстановить сигнал.

Можно сделать перенос с помощью гетеродинов, настроенных на разные частоты вместо использования метода, представленного выше. Но тогда необходимо учитывать погрешности при генерации разных поднесущих частот. Ме-

тод имеет сходство с принципом NOFDM – неортогональной технологией с OFDM-сигналами. В технологии NOFDM имеется возможность использования фактически 2 и более систем связи в полосе одной системы, благодаря чему сокращается расстояние между поднесущими частотами в итоговой системе связи. А интерференция сигналов между подсистемами меньше, чем была бы в одной системе, достижима более высокая скорость связи. В предлагаемой же технологии идет речь не только о будущей возможности упрощения алгоритмов генерации и приема широкополосных сигналов. Но и о манипуляциях со спектром не за счет множества подсистем связи, а за счет переноса высших гармоник в нижнюю часть спектра.

Можно предложенную методику использовать совместно с применением нескольких гетеродинов. Тогда полоса сигнала с одного гетеродина $\Delta f = k. f_d$ должна быть фильтруема для того, чтобы на приемной стороне разделить по разным каналам сигналы, сгенерированные с разных гетеродинов.

Выделим следующие приемущества предложенного метода по сравнению с классическими интерпретациями технологии NOFDM (SEFMD), и технологии с множеством гетеродинов.

– Расширение полосы сигнала предложенным способом реализуемо в любом оборудовании, на котором можно генерировать и принимать OFDM-сигналы. Отсутствуют какие-либо цепи задержки. Принцип можно сравнить с вре-

менным коррелированием сигнала, а точнее с временным накоплением. Только накопление здесь достигается за счет накопления информации о переданном бите сразу с нескольких поднесущих частот.

– Отсутствует частотная расстройка, образуемая при генерации сетки частот для разных генераторов. Все высшие гармоники возникают исключительно из нисших и их нестабильности предсказываются нестабильностями нижних частот.

– Можно повысить скорость передачи данных на каждой поднесущей частоте без потери в помехоустойчивости, так как мощности на передачу одной и той же информации становится больше. Однако эта мощность распределена в спектре и обеспечивает устойчивость против многолучевых замираний в канале связи.

– В отличие от нескольких гетеродинов, дающих внеполосные излучения, здесь идеальные цифровые высшие гармоники переходят в физическую форму, поэтому уровень интерференции на стыках объединяемых частотных спектров с полосами f_d отсутствует.

– Снижается минимально необходимая частота дискретизации в системе связи благодаря использованию теоремы Котельникова и переносу высших гармоник на низшие частоты.

– Предложенный метод позволяет оставлять минимальный частотный разнос без усложнения аппаратной части и скорости вычислений. А также размещать поднесущие

с помощью технологии NOFDM (SEFDM). При этом полоса сигнала не ограничена аппаратными возможностями конкретной системы связи, а алгоритм реализуется с помощью дополнительного видоизменения исходного сигнала перед процессом создания радиосигнала, что показано на рис. 1.6.

Недостатки:

– Метод нацелен на увеличение полосы сигнала. Если необходим относительно узкополосный сигнал, то выгоднее использовать сравнительно мощное программное обеспечение со сравнительно большой длиной ОБПФ, БПФ, работающее на высокой частоте дискретизации.

– При неограниченных аппаратных ресурсах можно сгенерировать несколько поднесущих частот с одинаковой информацией и без схемы, предложенной на рис. 1.6.

Выводы по главе 1

Исследовано математическое описание системы связи, для которой требуется найти и исследовать возможности повышения помехоустойчивости. Сигнал OFDM представляет собой множество поднесущих частот, которые могут генерироваться разным способами, такими как: с помощью БПФ и за счет отдельных однополосных генераторов, банка цифровых фильтров и сумматора всех гармоник в один многочастотный сигнал.

Рассмотрена классификация различных подвидов систем связи с OFDM-сигналами. Технологию OFDM можно рассматривать как надстройку над классическими квадратурными модуляторами, позволяющими модулировать одну поднесущую частоту. В отличие от классических систем связи, OFDM-модуляция позволяет с высокой спектральной эффективностью распределить сигнал между несколькими поднесущими частотами. И к системе связи применимы кодирование, базисы преобразования, отличные от Фурье, фильрация поднесущих частот и т. д.

В разделе 1.2 выполнен расчет для канала подводной связи для конкретных параметров среды при статической импульсной характеристике, при этом использована программа для расчета структуры лучей в зависимости от параметров среды и внешних условий [1, 7]. Результаты исследова-

ния импульсной характеристики канала связи, представленные в данном разделе, представляют научную новизну. Разработана модель гидроакустического канала связи на основе работ А. В. Вагина и К. В. Авилова, которая позволяет с помощью математической модели, а не натурных экспериментов, получить сигнал на выходе многолучевого канала гидроакустической связи с OFDM-сигналами. Предыдущие разработки имеют возможность расчета лучей для задач локации применительно к монотональным системам связи или системам с немногочисленным количеством частот.

Конец ознакомительного фрагмента.

Текст предоставлен ООО «Литрес».

Прочитайте эту книгу целиком, купив полную легальную версию на Литрес.

Безопасно оплатить книгу можно банковской картой Visa, MasterCard, Maestro, со счета мобильного телефона, с платежного терминала, в салоне МТС или Связной, через PayPal, WebMoney, Яндекс.Деньги, QIWI Кошелек, бонусными картами или другим удобным Вам способом.