

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

ИНСТИТУТ ИНЖЕНЕРНЫХ ТЕХНОЛОГИЙ И ЕСТЕСТВЕННЫХ НАУК  
КАФЕДРА ИНФОРМАЦИОННО-ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ  
СИСТЕМ И ТЕХНОЛОГИЙ

**ОБРАБОТКА СИГНАЛА В ПРОГРАММНО-КОНФИГУРИРУЕМОМ  
РАДИО**

Выпускная квалификационная работа  
обучающегося по направлению подготовки  
11.04.02 Инфокоммуникационные технологии и системы связи,  
магистерская программа «Системы и устройства радиотехники и связи»  
очной формы обучения, группы 07001636  
Сабынина Никиты Николаевича

Научный руководитель

д.т.н., профессор, заведующий  
кафедры Информационно-  
телекоммуникационных систем и  
технологий

Жиляков Е.Г.

Рецензент:

Начальник участка систем  
коммутиации №2 станционного цеха

Белгородского Городского центра  
технической эксплуатации  
телекоммуникаций

Белгородский филиал ПАО  
"Ростелеком

Болдышев А.В.

БЕЛГОРОД 2018

ОГЛАВЛЕНИЕ	
ВВЕДЕНИЕ.....	3
1 АНАЛИЗ СИСТЕМ ШИРОКОПОЛОСНОГО РАДИОДОСТУПА НА БАЗЕ АРХИТЕКТУРЫ SDR .....	6
1.1 Основные особенности SDR.....	6
1.2 Принцип работы и основные архитектуры.....	7
1.3 Проблемы SDR и пути их решения.....	14
1.4 Модель радиоканала .....	15
1.4.1 Передатчик.....	17
1.4.2 Канал распространения радиоволн.....	18
2 АНАЛИЗ СИГНАЛЬНО-КОДОВОЙ КОНСТРУКЦИИ OFDM.....	21
2.1 Принцип модуляции OFDM.....	22
2.2 Циклический префикс.....	24
3 СИНХРОНИЗАЦИЯ.....	26
4 АЛГОРИТМ ФОРМИРОВАНИЯ И ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ.....	31
4.1 Формирование оптимального сигнала.....	31
4.2 Обнаружение свободных каналов передачи.....	36
4.3 Формирование сигнально кодовой конструкции WiMax с использованием собственных векторов субполосных матриц.....	38
5 РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ.....	41
5.1 Выводы по разделу 5.....	50
ЗАКЛЮЧЕНИЕ.....	52
СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ.....	53
Приложение А.....	57

## ВВЕДЕНИЕ

Непрерывное увеличение спроса на предоставление различных видов информационных услуг пользователям независимо от места их положения привело к необходимости развития и внедрения систем беспроводного широкополосного доступа с обеспечением требуемых характеристик по скорости доведения информации и качеству сервиса. При такой тенденции количество радиосредств, работающих в разрешенных частотных диапазонах постепенно возрастало, и свободного частотного ресурса для них практически не осталось, что ухудшило электромагнитную совместимость радиосредств и сделало невозможным дальнейшее увеличение скорости передачи информации, согласно требованиям абонентов.

Таким образом, возникла проблема эффективного использования имеющегося частотного ресурса системами радиодоступа, для предоставления абонентам инфокоммуникационных услуг с высокой скоростью доведения информации и требуемым качеством.

Данную проблему частично решили системы с программно-конфигурируемым ядром или архитектура программно-конфигурируемого радио — Software Defined Radio (SDR), в которой функции физического уровня выполняются в программном виде. Основные параметры задаются при помощи программы, а устройство имеет небольшой размер и огромные функциональные возможности, но уместается на одном кристалле.

Программное управление аппаратурой обеспечивает кардинальное повышение функциональных возможностей системы радиосвязи путем поддержки адаптации (изменение скорости передачи информации, схемы кодирования, схемы модуляции и т.п.) к изменяющимся параметрам канала связи, использование спектрально-эффективных сигнально-кодовых конструкций, а также возможность перехода на другие разрешенные частотные каналы. Указанным особенностям удовлетворяют новейшие телекоммуникационные технологии, такие

как когнитивные системы радиосвязи стандарта IEEE 802.22, Wi-Fi, WiMAX, LTE-Advance, последних стандартов, которые в качестве базового метода передачи применяют метод OFDM и являются бесспорным лидером в предоставлении мультисервисных услуг с высоким качеством, посредством использования беспроводного широкополосного доступа.

Для обеспечения высокой эффективности передачи, а так же противодействия различного рода помех SDR радиосистемы способны адаптивно подстраиваться под радио частотную обстановку путем выбора наименее зашумленных каналов связи или при помощи использования более сложной процедуры формирования сигнала и его обработки. Таким образом, работа в которой осуществляется обработка сигналов с целью повышения помехоустойчивости при передаче информации сигналами через каналы связи представляется актуальной.

Целью магистерской диссертации является разработка алгоритма формирования и обработка сигнала в SDR имеющего высокую спектральную эффективность и более лучшими характеристиками, способствующими, противодействию негативным воздействиям на сигнал в канале передачи информации, по сравнению с обычными сигналами WiMax.

Задачи, решаемые в магистерской диссертации.

1. Провести обзор и анализ архитектуры программно-конфигурируемого радио.
2. . Оценить поведения систем SDR при передачи информации в условиях присутствия канальных шумов.
3. Смоделировать формирование и обработку в SDR сигнала, основанного на использовании, в качестве сигнального базиса, собственных векторов субполосных матриц.
4. Провести сравнение сигналов сформированных при помощи собственных векторов и при помощи ОБПФ.

Структура магистерской диссертации. Магистерская диссертация состоит из введения, пяти разделов, заключения, списка литературы, приложения. Всего в диссертации 59 листов машинописного текста, из них 24 рисунка.

# 1 АНАЛИЗ СИСТЕМ ШИРОКОПОЛОСНОГО РАДИОДО- СТУПА НА БАЗЕ АРХИТЕКТУРЫ SDR

## 1.1 Основные особенности SDR

Конфигурация SDR происходит либо с помощью программного обеспечения, либо посредством аппаратных средств. Для этой цели в SDR используются DSP-процессоры или матрицы FPGA. Программно конфигурируется частота, скорость, количество поднесущих, используемая модуляция, полоса пропускания и другие параметры. Параметры, не заданные ранее, либо загружаются с использованием беспроводного канала или посредством подключением внешнего носителя. Так же, новые параметры могут быть введены напрямую. Такой метод ввода новых параметров позволяет изменять параметры системы без изменения схемы.

Программно-конфигурируемое радио конвертирует аналоговые радиочастотные сигналы, занимающие разные полосы в частотном спектре, в поток бит данных, переводящийся обратно в аналоговую форму после обработки.

Но, программно-конфигурируемое радио — это не всегда только программная реализация. На практике, только программная реализация не всегда эффективно использует предоставленные частотные ресурсы. Так, для передача или усиление сигнала, в силу их природы, оптимальна аппаратная реализация процесса. К ключевым особенностям SDR можно отнести:

1. Одновременное использование нескольких полос. Для некоторых задач, необходимо использование ряда частот. В таких случаях, без использования SDR, используют несколько радиоприемников, работающих в разных диапазонах частот. Программируемое радио может сократить число приемников до минимума и работать на различных частотах.

2. Многополосность. Программно-конфигурируемое радио способно одновременно использовать различные частоты для передачи данных различных ти-

пов, например, передавать фото и речь на различных частотах.

3. Возможность одновременного функционирования в различных стандартах (AM, FM, GMSK, CDMA и так далее).

4. Способность осуществлять обмен информацией с различной скоростью, например, при одновременной работе с двумя сигналами в разных стандартах или при обработке частей одного и того же сигнала (многоскоростной фильтр).

5. В SDR полоса пропускания задается фильтрами, что дает возможность менять полосу пропускания в любой момент, меняя лишь фильтры. Так же, на цифровые фильтры не оказывают влияния некоторые помехи, а также могут гасить искажения, вносимые каналом связи.

## 1.2 Принцип работы и основные архитектуры

В технологии SDR используются методы цифровой обработки сигналов с помощью DSP-процессоров или матриц FPGA. Аналоговый сигнал, принятый антенной, конвертируется в цифровой, обрабатывается, и переводится, обратно, в аналоговую форму.

Известно несколько архитектур для программной части программно-конфигурируемого радио:

1. FGA (Fine-Grained reconfigurable Arrays) — мелкозернистые перепрограммируемые матрицы;

2. CGA (Coarse-Grained reconfigurable Arrays) — крупнозернистые перепрограммируемые матрицы.

Мелкозернистые перепрограммируемые матрицы очень гибкая архитектура, но имеет большой недостаток — большое число соединений, увеличивающие энергетические потребности.

Вторая архитектура не имеет такого недостатка. Крупнозернистые перепрограммируемые матрицы, имеют в своем составе, меньшее число функцио-

нальных блоков, но сами блоки имеют более сложную структуру. Так же плюсом данной архитектуры являются уже готовые решения компиляторов C.

3. Архитектуры с командными словами очень большой длины VLIW;

4. Векторные архитектуры (много потоков данных SIMD и один командный поток).

К достоинствам первых архитектур можно отнести хорошие компиляторы, благодаря которым возможно получение наиболее оптимальных программ. Вторые выигрывают в использовании энергетических ресурсов.

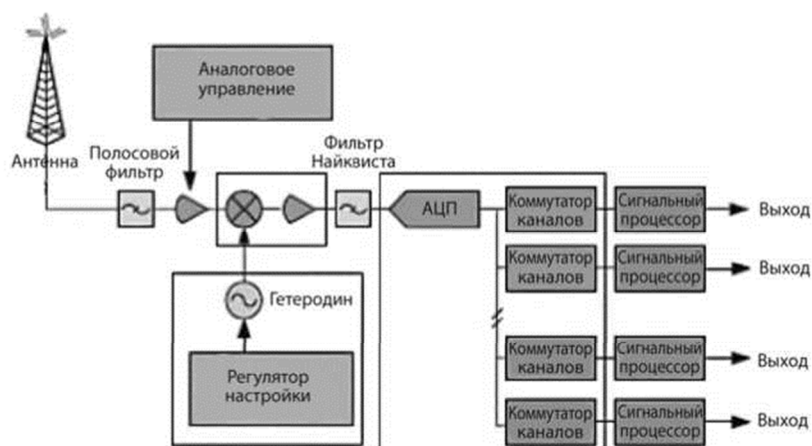
Однако традиционные VLIW архитектуры, с общим файловым регистром, не дают возможности выполнять много, например, больше восьми, одновременных процедур, из-за высокой сложности структуры файла регистров и сети пересылки операнд.

Приёмники и передатчики на основе программно-конфигурируемого радио бывают двух типов: супергетеродинные и с прямым преобразованием. Наибольшее распространение получила супергетеродинная структура. В основном из-за того, что она позволяет получить почти оптимальные характеристики в большом диапазоне частот. Супергетеродинные приемники имеют хорошую селективность и чувствительностью во всём диапазоне частот.

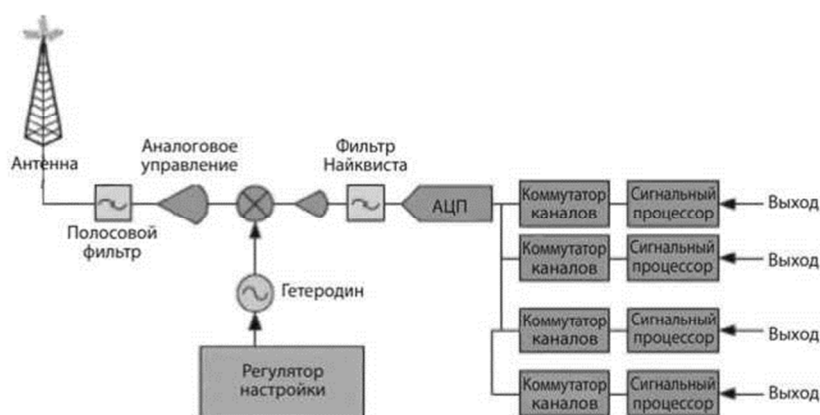
Приёмники и передатчики, использующие прямое преобразование, имеют более простую структуру и имеют малую степень интеграции. Они нашли применение там, где требования к характеристикам системы не слишком жёсткие.

Общая структура супергетеродинного приёмника и передатчика с несколькими несущими приведена на рисунках 1.1 и 1.2.





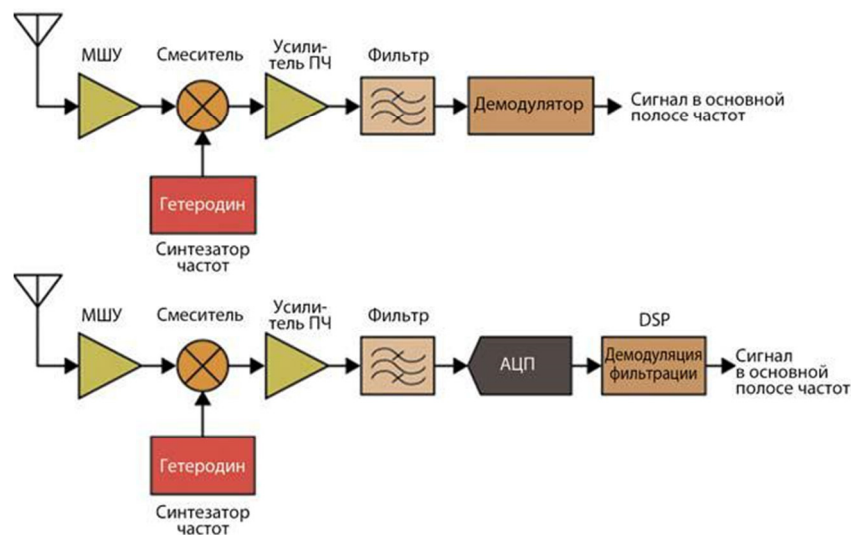
**Рисунок.1.1 - Супергетеродинный приемник.**



**Рисунок.1.2- Супергетеродинный передатчик.**

В оригинальном супергетеродинном приемнике обработка сигнала производится полностью на электронной схеме (см.рисунок 1.3а). Частота сигнала понижается до промежуточной частоты (ПЧ), после чего производится обработка.

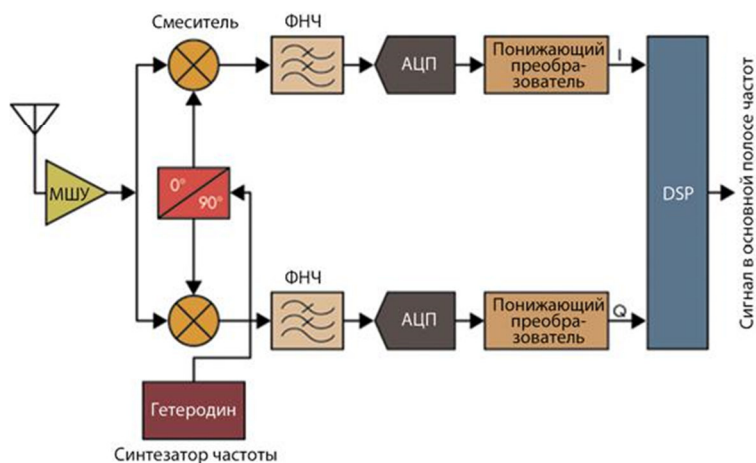
В первых программно-конфигурируемых приемниках (см.рисунок 1.3б) использовался АЦП вместо демодулятора. А в сигнальном процессоре производилась демодуляция и частичная фильтрация.



**Рисунок 1.3 - Структурная схема супергетеродинного приемника (а) и первых SDR (б).**

Современные АЦП намного быстрее, поэтому DSP процессор способен выполнять больше задач. Для корректной работы DSP должна быть известна фаза и амплитуда сигнала. Принятый сигнал разделяется на две компоненты: синфазную (I) и квадратурную (Q), смещенную на  $90^\circ$ .

На рисунке 1.4 представлена схема современных SDR-приемников.



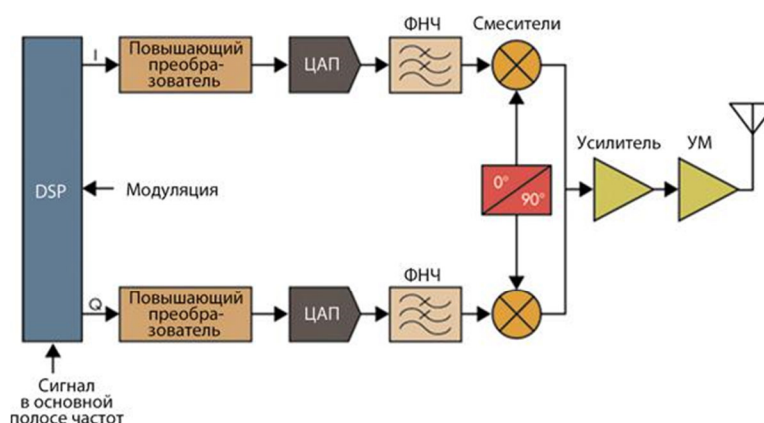
**Рисунок 1.4 -Схема современного SDR-приемника.**

Сигнал, полученный на входе приемника, усиливается малошумящим усилителем и разбивается на I и Q компоненты путем смешивания с сигналом,

полученным на гетеродине, из синтезатора частот в ФАПЧ (квадратурную компоненту получают путем смещения на  $90^\circ$ ). Для того, чтобы разность сигналов на выходе смесителей была равна нулю при отсутствии модуляции частоту гетеродина подстраивают под частоту сигнала. Для модулированного сигнала она равна сигналу основной полосы или исходному модулированному сигналу. Данная архитектура получила название прямое преобразование или преобразование с нулевой промежуточной частотой.

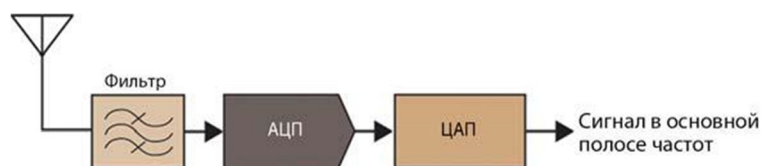
Отфильтрованный сигнал основной полосы в ФНЧ проходит процесс оцифровки в паре АЦП. После, сигнал понижается, до рабочего диапазона сигнального процессора, в цифровом преобразователе частоты.

Современные SDR-передатчики, при использовании DSP-модуляторов, разделяют передаваемые I и Q и отправляет их на повышающий преобразователь и цифро-аналоговый преобразователь (рисунок 1.5).



**Рисунок 1.5 - Схема современного SDR-передатчика.**

После, сигнал проходит процесс фильтрации и поступает на смеситель, где повышается частоты, до частоты передачи. Затем сигнал усиливается и отправляется на антенну. С увеличением быстродействия преобразователей упрощается схема. Самые передовые модели включают в себя фильтр и МШУ (см. рисунок 1.6).



**Рисунок 1.6 - Самая простая аппаратная реализация SDR.**

В коммерческих приемниках используется полоса до 30 МГц. При помощи цифровых методов выполняются следующие функции: фильтрация (НЧ, ВЧ, полосовые и заграждающие фильтры), модуляция (AM, FM, PM, FSKM, BPSK, QPSK, QAM, OFDM, др.), демодуляция, выравнивание, сжатие и восстановление, спектральный анализ, предискажение.

Используемые новые типы модуляции и процедуры, необходимые для их функционирования, имеют общий термин «форма сигнала»(waveform). При программной смене параметров радио настраивается на другую частоту и схему передачи.

Простота аппаратной части является одним из достоинством программно-конфигурируемого радио. Стандартные радиочастотные схемы сокращаются до минимума, их стоимость снижается. Радиочастотные схемы, используемые в стандартных радиоприемниках, упрощается до минимума, что положительно влияет на стоимость готового продукта. Большая часть функций, ранее выполняемых в аналоговых схемах, переходит к сигнальному процессору. Данный подход хорош, благодаря компенсации нежелательных эффектов, возникающих в аппаратной части. Так же, программная реализация позволяет избавляться от неисправностей, улучшать и дополнять функционал устройства и улучшать его характеристики с минимальными вложениями.

Однако программно конфигурируемое радио имеет и недостатки . Во-первых, сложное программное обеспечение, требующее больших затрат на разработку, в том числе временные, большее энергопотребление и, в некоторых случаях, ограниченный частотный диапазон.

Основные элементы программно-конфигурируемого радио — АЦП, ЦАП и DSP процессоры. Частота выборки преобразователя повышается очень быстро и преодолела, уже, гигагерцевый рубеж. Например, частота выборки преобразователя ADC12Dxx00RF Texas Instruments достигает до 3,6 млрд выб/с.

Помимо скорости преобразования важный фактор — скорость выполнения операций процессора, который обязан обрабатывать огромные потоки данных в ограниченный промежуток времени. Так же, можно использовать вместо сигнального процессора возможно использование процессора общего назначения. Но, его работа не всегда будет оптимальна, из-за того, что встречаются алгоритмы, для реализации которых функционала обычного процессора будет не достаточно.

Существует и другой подход — применять заказной сигнальный процессор со специальной архитектурой, имеющий встроенную память и набор арифметико-логических инструментов, из-за которых он будет оптимально подходить для решения поставленных задач.

Современные DSP процессоры, все чаще, формируются на FPGA матрицах. Например, быстрое преобразование Фурье может быть выполнено на цифровых логических схемах и без проблем реализовано на FPGA. В связи с постоянным снижением стоимости FPGA матриц, перспектива использования матриц, для замены сигнальных процессоров очень перспективна.

Так же существует вариант использования логических элементов с жесткими соединениями, которые можно использовать для реализации функций, не требующих гибкости программирования, таких как протоколы связи. Логические схемы имеют высокое быстродействие и малое потребление энергии, имеют очень компактные размеры. Такие логические блоки часто называют аппаратными ускорителями.

### 1.3 Проблемы SDR и пути их решения

Так как полоса частот принимаемого сигнала неизвестна заранее, то частота дискретизации аналогово-цифрового преобразователя должна быть максимально возможной, чтобы охватывать наибольший диапазон частот. Именно АЦП определяет характеристики всего радио, поэтому от его выбора многое зависит. АЦП является определяющим фактором характеристик всего радио, поэтому к его выбору подходят очень серьезно. Благодаря техническому прогрессу, в следствии которого появились быстродействующие, малошумящие аналого-цифровые преобразователи, например, ADS5463 имеющий 12 разрядов и способный выполнять 500 миллионов преобразований в секунду и имеющий соотношение сигнал/шум около 60 дБ, позволяет делать то, что раньше было невозможно.

Но существует еще одна проблема. Состоит она в том, что SDR должен быть функционально гибким, ведь необходима поддержка большого количества стандартов и энергопотребление должно быть минимальным, чтобы энергии батареи хватало на продолжительный промежуток времени.

Для решения этой проблемы необходимо вводить функциональную гибкость там, где это не повысит потребление энергии, либо в тех местах, где будет достигаться наибольшая эффективность данных доработок, то есть когда это обуславливается возможностью, впоследствии существенно оптимизировать или сделать проще схему.

На схемотехническом уровне необходимо повышать эффективность использования энергии. Можно, например, управлять энергией передачи так, чтобы потребление схемы было минимальным без ущерба качеству связи. Для этого в схему вводят специальные регулировочные узлы, которые меняют характеристики работы в соответствии с требованиями того или иного стандарта и контролируют потребляемую энергию; либо проводят схемотехническую оптимизацию. Другой подход - оптимизация протоколов, соотношение между

скоростью и мощностью передачи, такое, что потребление минимально.

#### **1.4 Модель радиоканала**

Расчет достоверности приема цифровой информации производился численным методом по функциональной и программной модели радиоканала, приведенной на рисунке 1.7.

Расчет производится во временной области в дискретных отсчетах, количество которых на символьном интервале цифрового канала равно целому числу. В модели радиоканала отражены его основные составляющие части: передатчик, среда распространения радиоволн, приемник.

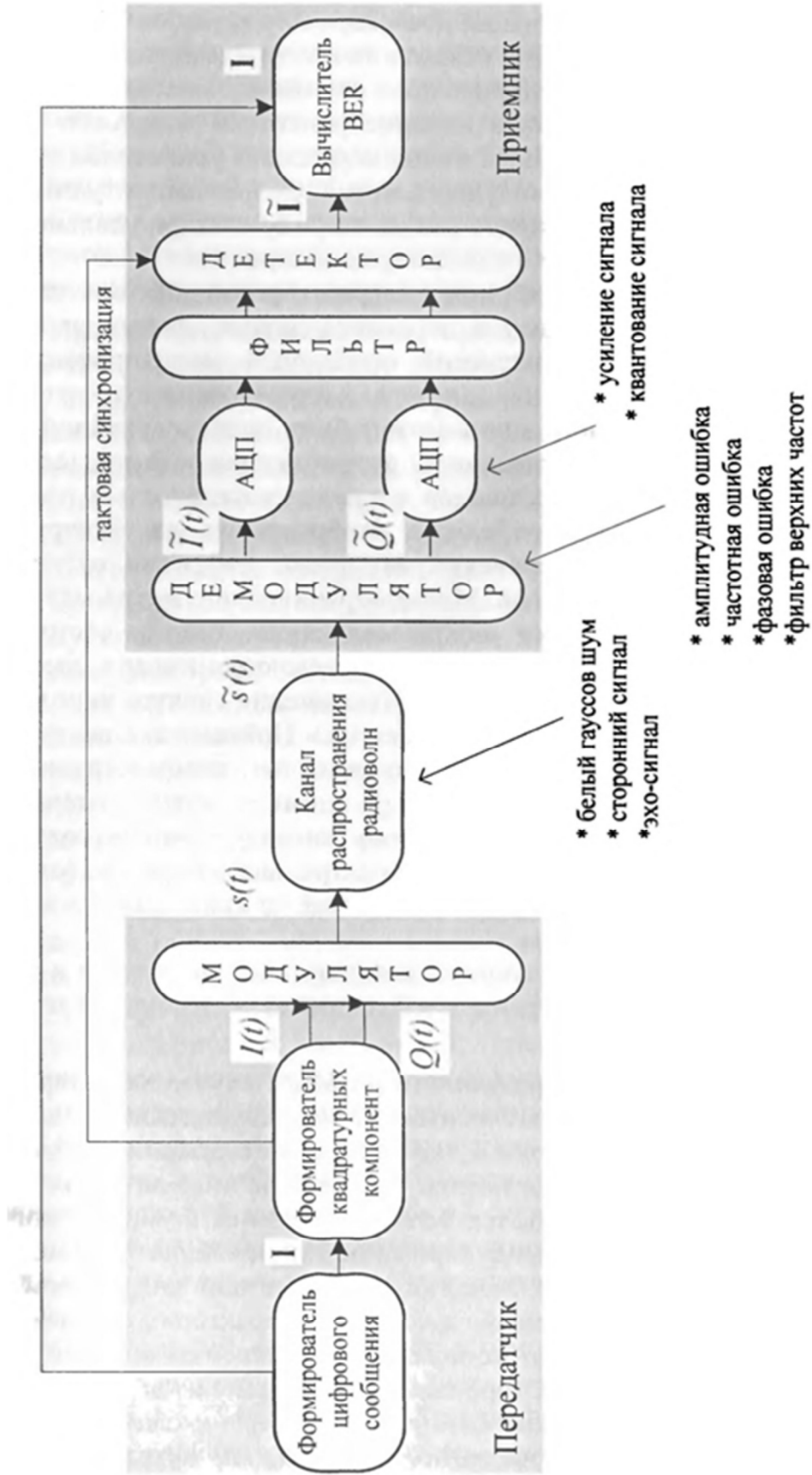


Рисунок 1.7 - Функциональная схема радиоканала



### 1.4.1 Передатчик

Аппаратная реализация типового передатчика включает формирователь цифрового сигнала, модулятор и усилитель мощности. В процессоре формируются ограниченные по спектру квадратурные компоненты комплексной огибающей модулированного сигнала, которые с помощью ЦАП преобразуются в реальный физический сигнал. Последующий аппаратный квадратурный модулятор выполняет техническую функцию преобразования спектра модулированного сигнала из baseband-диапазона в высокочастотную область. Усилитель мощности, как и квадратурный модулятор, выполняет техническую функцию обеспечения энергетического потенциала радиолинии.

Программная модель передатчика содержит формирователь тестового информационного сообщения и цифрового сигнала, формирователь квадратурных компонент комплексной огибающей модулированного сигнала с фильтром ограничения спектра модулированного сигнала. Тестовое сообщение заданной длины может быть псевдослучайной последовательностью бинарных символов, скремблированной последовательностью псевдослучайных символов и последовательностью одинаковых символов. Тестовое сообщение отображается на бинарный, трехуровневый или четырехуровневый полярный цифровой сигнал с прямоугольной формой импульсов. Метод ограничения спектра модулированного сигнала определяется видом модуляции. Спектр частотномодулированного сигнала ограничивается путем ограничения спектра цифрового модулирующего сигнала; для ограничения спектра используется фильтр Гаусса или «приподнятый косинус» Найквиста. Спектр фазомодулированного сигнала, как сигнала с линейным типом модуляции, ограничивается путем ограничения спектра комплексных огибающих, сформированных по идеальному цифровому сигналу с прямоугольной формой импульсов. Для ограничения спектра используется фильтр «приподнятый косинус» или «корень квадратный из приподнятого косинуса» Найквиста.

Предполагается, что последующий квадратурный модулятор и усилитель мощности не вносят погрешностей, которые бы влияли на достоверность приема.

#### **1.4.2 Канал распространения радиоволн**

В общем случае, канал распространения радиоволн, характеризуется вносимым шумом, широкополосными и узкополосными сигналами сторонних излучателей радиоволн и эхо-сигналами с различной амплитудой, фазой и временем запаздывания. В принятой модели канал распространения радиоволн отражается белым гауссовым шумом, узкополосной модулированной или немодулированной помехой, которая может располагаться в полосе частот полезного сигнала или вне полосы, и единственным эхо-сигналом. Белый гауссовский шум характеризуется постоянной спектральной плотностью мощности по отношению к единичной амплитуде принятого сигнала. Сторонний мешающий сигнал характеризуется детерминированной амплитудой по отношению к единичной амплитуде принятого сигнала и частотной модуляцией, определенной в стандарте электромагнитной совместимости ETS 300 113. Эхо-сигнал характеризуется постоянной амплитудой по отношению к амплитуде принятого сигнала, постоянным временем задержки и постоянным значением фазы, неизменными на интервале стационарности радиоканала и случайным образом изменяющиеся на очередном интервале стационарности. Полезный информационный сигнал характеризуется постоянной амплитудой, фазой и временем задержки.

Сигнал на выходе канала распространения радиоволн является аддитивной смесью полезного модулированного сигнала, стороннего модулированного сигнала, эхо-сигнала и белого гауссовского шума.

Приемник с однократным преобразованием на нулевую промежуточную частоту включает входной фильтр-преселектор, МШУ, демодулятор, тракт усиления и ограничения спектра демодулированного  $\text{baseband}$ -сигнала (квадратурных компонент комплексной огибающей модулированного сигнала), АЦП, цифровой оптимальный фильтр основной селекции и цифровой детектор. Совместно все эти компоненты обеспечивают выделение полезного модулированного сигнала из общего радиоспектра и восстановление переданного цифрового сообщения. Программная модель приемника включает демодулятор, усилитель демодулированного сигнала, АЦП и детектор, совмещенный с оптимальным фильтром. Входной высокочастотный фильтр и МШУ приемника, как и усилитель мощности передатчика, выполняют техническую функцию обеспечения энергетического потенциала радиолинии, и в принятой модели не отражены. Шумы, вносимые высокочастотным фильтром, МШУ, как и шумы последующего демодулятора, отражаются в величине спектральной плотности мощности белого шума на входе приемника. Предполагается, что квадратурный демодулятор, как и модулятор приемника, не вносит в квадратурные компоненты комплексной огибающей ошибок, которые влияют на достоверность приема. Параметры реального демодулятора отображаются в принятой модели амплитудным и фазовым небалансом восстановленных квадратурных компонент комплексной огибающей, смещением центральной частоты квадратурных компонент относительно истинного нуля и фильтром верхних частот, подавляющим постоянную составляющую.

Аналого-цифровой преобразователь является полностью линейным устройством и в пределах собственного динамического диапазона не вносит искажений в преобразуемый сигнал. АЦП характеризуется коэффициентом усиления квадратурных компонент демодулированного сигнала и  $N$ -разрядным квантователем текущего значения преобразуемого сигнала.

Оптимальный фильтр (фильтр основной селекции) приемника может иметь характеристику Найквиста, корень квадратный из Найквиста, прямоугольную. Некогерентный оптимальный цифровой детектор осуществляет восстановление цифрового сообщения по квадратурным компонентам принятого бинарного частотно-модулированного сигнала, бинарного и четырехуровневого фазомодулированного сигнала с относительной фазовой модуляцией. Тактовая (временная) синхронизация детектора может осуществляться как внешняя от передатчика (идеальная), так и внутренняя непосредственно по информационному сигналу.

Измеритель битовых ошибок приема информации (вычислитель BER) сравнивает тестовую цифровую последовательность, использованную в передатчике, с детектированной последовательностью в приемнике. Программная модель приемника с однократным преобразованием частоты и нулевой промежуточной частотой позволяет определить достоверность приема цифровой информации по принятому модулированному сигналу в условиях белого гауссовского шума, сторонних мешающих сигналов, эхо-сигналов и неидеальных амплитудных и фазовых характеристиках линейной части приемника.

## 2 АНАЛИЗ СИГНАЛЬНО-КОДОВОЙ КОНСТРУКЦИИ OFDM

Метод OFDM-модуляции (Orthogonal Frequency Division Multiplexing - ортогональное частотное разделение с мультиплексированием) заключается в разбиении потока входных данных на несколько параллельных потоков, каждый поток передается на своей несущей частоте. Благодаря этому получается высокая скорость и высокая помехоустойчивость передачи данных, в частности. Помехоустойчивость достигается возможностью исключения одной или нескольких несущих частот из их большого числа (сотни - тысячи). Так как модуляция OFDM, для передачи информации, использует ортогональные несущие колебания, то, при частичном перекрытии полос отдельных несущих, возможно демодулировать модулированный сигнал практически без потерь. Большое число несущих не позволяет осуществить модуляцию OFDM одновременно, то есть, с использованием нескольких тысяч синтезаторов несущих колебаний и нескольких тысяч модуляторов. Именно поэтому для того, чтобы уменьшить объем оборудования учитывают, что модуляция OFDM осуществляется при помощи обратного преобразования Фурье, а демодуляция - прямое преобразование Фурье, и используются быстрые алгоритмы этих преобразований, позволяющие использовать более простые аппаратные средства в сравнении с непосредственным использованием алгоритма модуляции OFDM.

К достоинства OFDM можно отнести:

- большая (по сравнению с методами модуляции использующими одну несущую) длительность символа вместе с использованием защитных интервалов, благодаря которой возможно эффективно противодействовать межсимвольной интерференции;
- высокая спектральная эффективность, в следствии использования адаптивной модуляции и возможность применения технологии MIMO;
- эквалайзер, который просто вычислить.

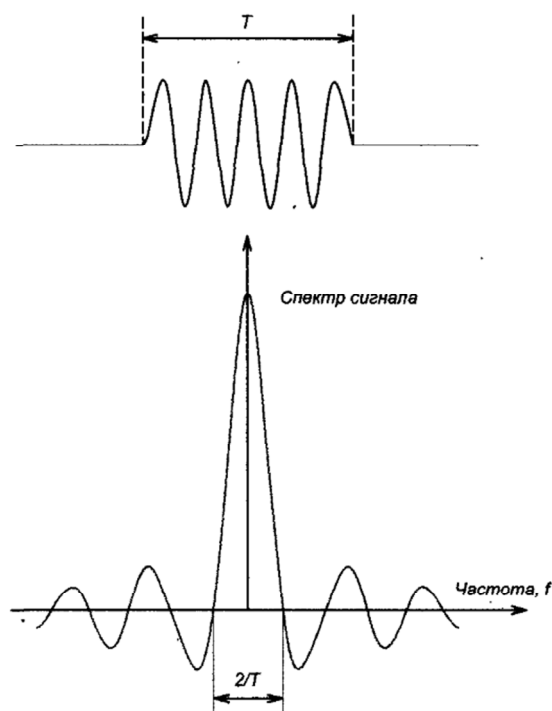
Однако существуют и недостатки :

- значительно усложняются алгоритмы детектирования, на линии «мобильный абонент — базовая станция», при использовании технологии OFDMA (множественного доступа с ортогональным частотным разделением с мультиплексированием из-за проблем с синхронизацией). Особо остро эти проблемы проявляются в системах когнитивного радио, где разделение происходит при использовании различных приоритетов. Из-за большого уровня боковых лепестков огибающей, поднесущих OFDM, абоненты с высоким приоритетом, могут быть подвержены помехам.

- большой пик-фактор. Пик-фактор- это отношение максимальной (пиковой) мгновенной мощности сигнала к его средней мощности. Увеличение этого параметра увеличивает сложность конструкции высокочастотного тракта от усилителя до антенны, из-за этого наблюдается спад КПД высокочастотного оборудования и возникновению нелинейных искажений.

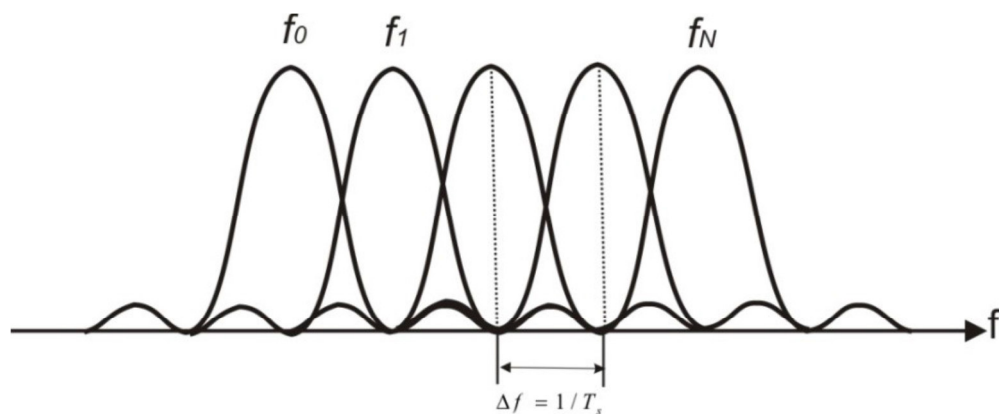
## 2.1 Принцип модуляции OFDM

Передаётся последовательность символов данных  $m_k x$ , которые берутся из алфавитов, так называемых  $m$ -ичных систем модуляции ( $m$  позиционных) PSK, BPSK, QPSK, QAM и т.п., разбивается на блоки из  $N$  символов. Каждый блок из  $N$  последовательных символов преобразуется в блок из  $N$  параллельных символов длительностью  $T = NT_s$  каждый (рисунок 2.1). Эти символы передаются поднесущими, отстоящими друг от друга на интервал  $\Delta f$ , что обеспечивает их ортогональность при прямоугольной форме модулирующих импульсов, несмотря на случайные фазы, обусловленные модуляцией данными.



**Рисунок 2.1 -Символ длительностью T и его спектр.**

Полученные символы модулируют N соответствующих поднесущих частот (рисунок 2.2).



**Рисунок 2.2 - Взаимное расположение ортогональных частот в частотном спектре OFDM сигнала.**

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

$$s_m(t) = M \cdot \sum_{k=0}^{N-1} x_{m,k} \cdot \exp \left\{ j \frac{2\pi}{T} \left( k - \frac{N-1}{2} \right) \cdot t \right\} \quad (1.1)$$

где:  $m$  – номер блока данных;  $M$  – амплитуда;

$$f_k = f_0 + \frac{k}{T} \quad \text{-поднесущая частота,}$$

$$\exp\left\{-j\frac{\pi(N-1)}{T}\cdot t\right\} \quad \text{множитель, обеспечивающий центрирование}$$

полосового сигнала относительно поднесущей частоты  $f_k$ .

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

$$X_{mn} = s_m(t = nT_c) = \sum_{k=1}^N x_{mk} \cdot \exp\{j2\pi(k - (N-1)/2) \cdot n/N\}, n = 0, \dots, N-1 \quad (1.2)$$

Из-за этой особенности OFDM возможно использование алгоритма БПФ для формирования сигнала в аппаратуре.

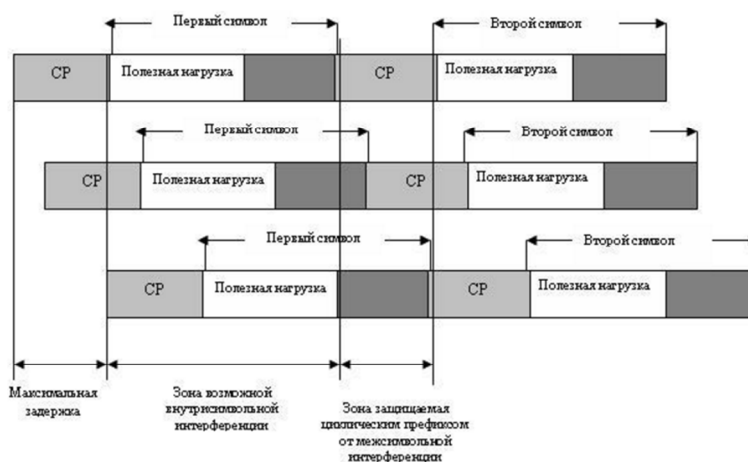
Модулированное колебание представляет собой сумму синфазной компоненты (косинусоиды) с амплитудой, равной вещественной части нормированного комплексного модуляционного символа  $\text{Re}\{c\} = c_I$ , и квадратурной компоненты с амплитудой, равной мнимой части модуляционного символа  $\text{Im}\{c\} = c_Q$ . Значения модуляционных символов в процессе передачи меняются в соответствии с передаваемыми данными. Таким образом, надо умножить опорное синфазное колебание на вещественные части комплексных символов  $c_I$ , квадратурное колебание – на мнимые части  $c_Q$ , а результаты перемножения – складывать.

## 2.2 Циклический префикс

Для борьбы с межсимвольной интерференцией в технологии OFDM применяется защитный интервал, являющийся циклически повторяющимся концом символа, добавляемым в начало символа (рисунок 2.4). Защитный



интервал добавляет временные паузы между отдельными символами, и если его длительность превышает максимальное время задержки сигнала в результате многолучевого распространения, то межсимвольной интерференции не возникает. Так же, благодаря защитному интервалу обеспечивается сохранение ортогональности несущих принятого сигнала. Сохранение ортогональности достигается тем, что защитный интервал содержит часть полезного сигнала, но только при условии, что эхо-сигнал задержан не более чем на длину защитного интервала.



**Рисунок 2.4 -Защитный интервал, пристраиваемый в начала символа.**

### 3 СИНХРОНИЗАЦИЯ ПРИЕМНИКА И ПЕРЕДАТЧИКА

Такую проблему как начальная синхронизация приемника и передатчика, в широкополосных системах связи, можно рассмотреть как проблему синхронизации часов приёмника относительно часов передатчика. В современных системах связи, обычно, применяют стабильные и точные часы. Отсюда следует, что точное сопоставление во времени часов представляет собой задачу уменьшения временных неопределенностей между передатчиком и приемником. Но из-за неопределенности расстояния между местом приема и передачи не ясно, насколько велика начальная неопределенность времени. С данной проблемой, стоит считаться, при установлении связи между передатчиком и подвижным приемником. Стандартно, обеспечение начальной синхронизации осуществляется при помощи передачи известной ПСП данных в сторону приемника. В свою очередь, на приемной стороне, непрерывно сканируя радио эфир, приемник ищет, заведомо известную, переданную псевдослучайную последовательность и происходит процесс синхронизации времени.

Допустим, что начальная неопределённость во времени равна  $T_u$ , а длительность чипа  $T_c$ . В условиях наличия аддитивного шума и других пагубных факторов, начальная синхронизация осуществляется путем исследования интервала  $T_d = NT_c$  с целью выбора момента синхронизации. При использовании грубого поиска с шагом равным  $\frac{1}{2}T_c$  время, необходимое для установления начальной синхронизации, будет соответствовать выражению:

$$T_{\text{синхр}} = \frac{T_u}{\frac{1}{2}T_c} NT_c = 2NT_u \quad (3.1)$$

Для того, чтобы приемнику хватило времени для успешного обнаружения в последовательном режиме, длительность синхро-последовательности не должна быть меньше  $2NT_c$ .

Наиболее оптимальными методами, для установления начальной синхронизации, выступают метод согласованной фильтрации или взаимная корреляция. Предварительно устанавливается порог, превышение которого не должен допустить фильтр, согласованный с известной последовательностью данных, сгенерируемых известным способом для приемника. При достижении начальной синхронизации демодулятор переключается на режим «приема переданных данных».

Альтернативой может выступать использование коррелятора, схема которого представлена на рис. 3.1.



**Рис. 3.1. Скользящий коррелятор для обнаружения синхроследовательности.**

На интервале времени  $NT_c$  ( $N$  чипов) происходит коррелирование и данные, полученные на корреляторе, сравниваются с выбранным ранее порогом. Данная операция повторяется до тех пор, пока значение коррелятора не будет выходить за пределы выбранного порога или до конца предела интервала неопределенности  $T_u$ .

При каждом не превышении порога, будет осуществляться сдвиг во времени опорной последовательности на  $\frac{1}{2} T_c$  секунд и будет выполнен повтор.

Данный алгоритм может быть адаптирован для СЧ сигналов. Для этого необходимо синхронизировать ПШ код, управляющий изменением частоты. Процесс начальной синхронизации осуществляется путем передачи известного СЧ сигнала. На приемной стороне осуществляется сканирование эфира и поиск этого, заведомо известного сигнала. Прине возможно осуществить при помощи набора согласованных фильтров, имеющих характеристики, необходимые для обнаружение известных образцов передаваемых частот. Их выходные значения должны иметь определенный сдвиг, протектированы по огибающей и просуммированы для формирования выходного сигнала, сравниваемого с порогом. Вывод о том, что сигнал присутствует, осуществляется путем сравнения принятого сигнала с порогом. При превышении делается вывод, то сигнала присутствует. В противном случае сканирование продолжается. Блок-схема, данного алгоритма, представлена на рис.3.2.

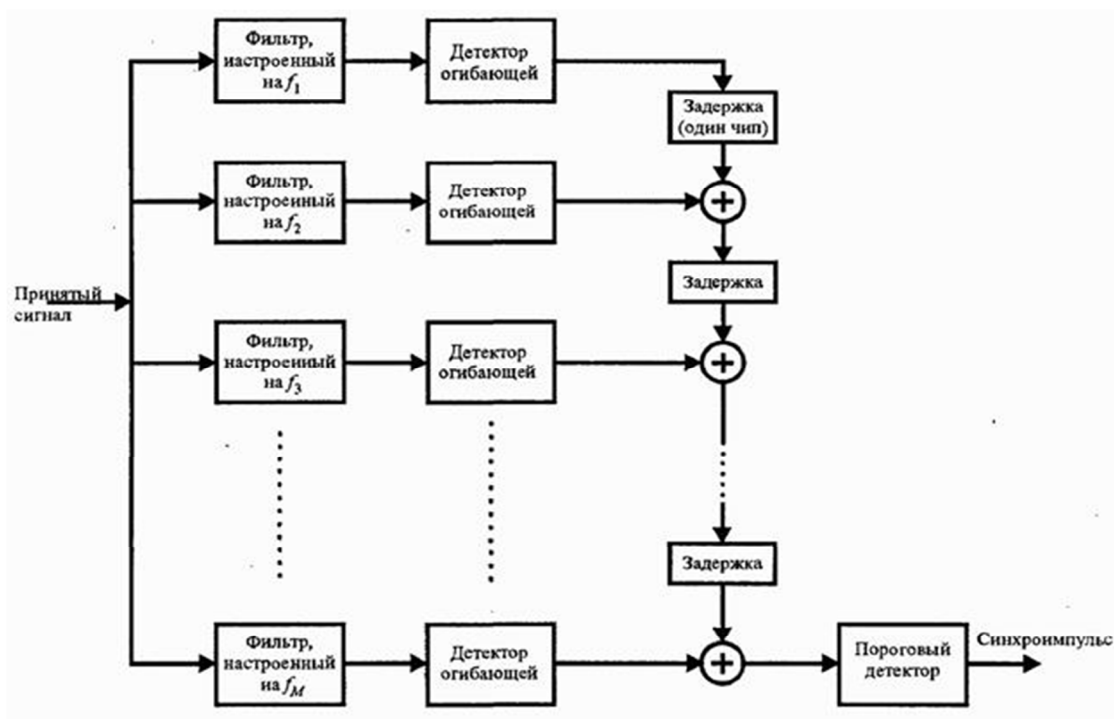
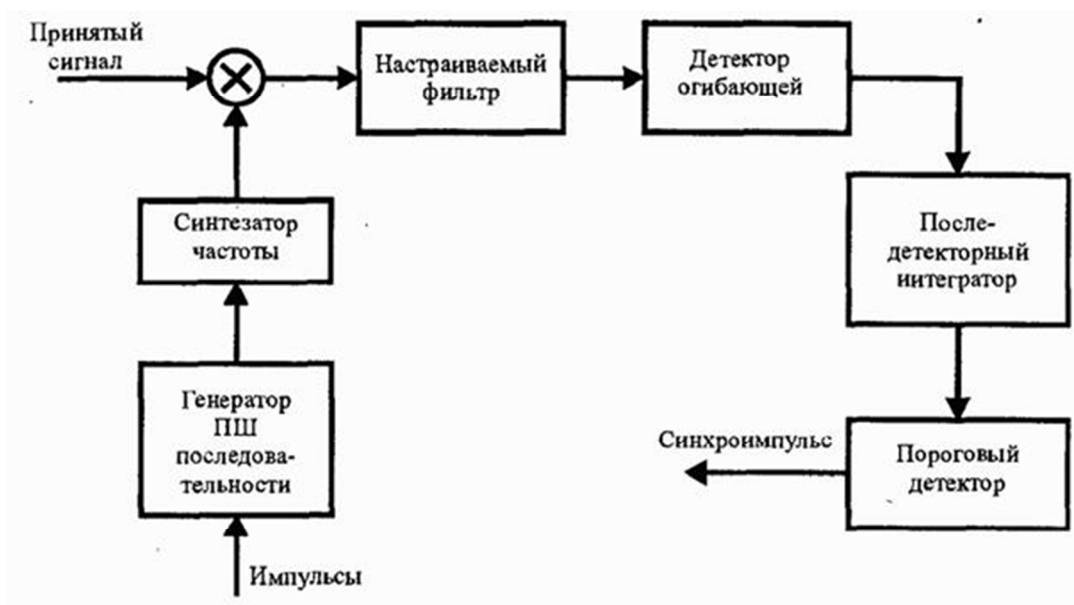


Рис. 3.2. Алгоритм обнаружения СЧ сигнала

Альтернативным методом можно считать метод, в основе которого лежит, использование пары блоков согласованных фильтров-детекторов огибающей. До этих блоков идет генератор образца скачка частоты, а за ними-последовательный интегратор и пороговый детектор. Данный метод представлен на рисунке (3.3). Он основан на последовательном поиске и подобен коррелятору со скольжением для широкополосных ПШ сигналов.



**Рис. 3.3. Алгоритм альтернативного обнаружения сигнала с СЧ**

Методы, представленные на рисунке 3.1 и 3.3, являются не слишком эффективными с точки зрения затраченного времени. Альтернативой им может послужить метод, основанный на введении определённой степени параллелизма, при наличии двух или более таких корреляторов, функционирующих параллельно друг другу, ищущих в различных временных интервалах времени. Данный метод эффективен с точки зрения затраченного времени, но имеет более сложную структуру и стоимость.

При проектировании предусматривается определенная вероятность возникновения ложной тревоги во время поиска. Для борьбы с ложными срабатываниями необходимо ввести дополнительную процедуру, дающую знать, что сигнал, принятый корреляторов, превышает порог и остается выше

него. Данная стратегия детектирования позволяет препятствовать возникновению ложной тревоги при большом импульсе шума, который теперь будет вызывать временное превышение порога.

Альтернативной стратегией начального поиска является последовательный поиск разработанный Вардом (1965-1977). Данный метод время пребывания делается переменным благодаря использованию коррелятора с переменным временем интегрирования, значение на выходе которого сравнивается с несколькими порогами. Отсюда вытекают три возможных решения:

1. При превышении верхнего уровня значением коррелятора, начальная синхронизации считается состоявшейся;
2. При не достижении, значением коррелятора, порога, делается вывод, что сигнал не обнаружен, при данной задержке, и возобновляется процесс поиска при другом значении задержки;
3. При попадании значения коррелятора между нижним и верхним порогами, увеличивается время интегрирования на один порядок и процесс сравнения повторяется;

Шаги 1,2 и 3 повторяются на всем интервале до тех пор, пока значение коррелятора не превысит порог или окажется ниже нижнего порога.

## 4 АЛГОРИТМ ФОРМИРОВАНИЯ И ОБРАБОТКИ СИГНАЛА

### 4.1 Формирование оптимального сигнала

Известные в настоящее время методы формирования канальных сигналов в системах мобильной связи и радиодоступа не являются оптимальными в этом смысле, так как в основе их используется принцип обеспечения, прежде всего определённого уровня верности передачи. Используемые при этом канальные сигналы занимают слишком большую ширину полосы, что для исключения интерференционного влияния на соседние каналы требует введения так называемых заградительных полос и это не позволяет реализовывать потенциально достижимую скорость передачи.

Сигналы конечной длительности, оптимальные в смысле максимальной концентрации энергий в заданных частотных интервалах решают эту проблему.

Математическая формулировка проблемы формирования оптимальных канальных сигналов имеет вид

$$P_V = \int_{v \in V} |X(v)|^2 dv = \max \quad (4.1)$$

при условии

$$\|\vec{x}_N\|^2 = \sum_{i=1}^N x_i^2 = c^2. \quad (4.2)$$

где  $\vec{x}_N = (x_1, \dots, x_N)^T$  - вектор, компоненты которого являются искомыми отсчётами канального сигнала; подынтегральная функция является квадратом модуля трансформанты Фурье

$$X(v) = \sum_{k=1}^N x_k \exp(jv(k-1)); \quad (4.3)$$

$V$  - заданный частотный интервал

$$V = [-v_2, -v_1) \cup [v_1, v_2), \quad (4.4)$$

границы которого удовлетворяют условию  $0 \leq \nu_1 < \nu_2 \leq \pi$ .

При этом, как известно, справедливо представление для компонент рассматриваемого вектора на основе трансформанты Фурье

$$x_i = \int_{-\pi}^{\pi} X(\nu) \exp(-j\nu(i-1)) d\nu / 2\pi, i = 1, \dots, N. \quad (4.5)$$

Квадрат модуля правой части представления (3.5) характеризует распределение энергии сигнала по оси частот, при этом имеет место равенство Парсеваля

$$\|\bar{x}\|^2 = \int_{-\pi}^{\pi} |X(\nu)|^2 d\nu / 2\pi = \sum_{k=1}^N x_k^2 \quad (4.6)$$

Может показаться, что для вычисления значения  $P_\nu$  необходимо определить модуль трансформанты Фурье во всех точках используемого частотного интервала, чтобы затем выполнить интегрирование. Однако это не так, что легко показать, подставив в правую часть определения (4.1) представление (4.5) и выполнив несложные преобразования.

В результате нетрудно получить представление

$$P_\nu = \bar{x}' A \bar{x}, \quad (4.7)$$

которое, позволяет вычислить искомую долю энергии вектора конечной размерности в заданном частотном интервале без предварительного вычисления трансформанты Фурье.

Здесь  $A$  - квадратная, симметричная субполосная матрица с элементами

$$A = \{a_{ik}\}, i, k = 1, \dots, N, \quad (4.8)$$

$$a_{ik} = \int_{\nu \in I'} \exp[-j\nu(i-k)] d\nu / 2\pi, j = \sqrt{-1}. \quad (4.9)$$

Отсюда и из определения (4.4) следует окончательное выражение для искомых элементов матрицы в представлении (4.8)

$$\begin{aligned} a_{ik} &= \{\sin[\nu_2(i-k)] - \sin[\nu_1(i-k)]\} / [\pi(i-k)], i \neq k; \\ a_{ik} &= (\nu_2 - \nu_1) / \pi, i = k. \end{aligned} \quad (4.10)$$



Забегая вперёд, отметим, что матрицы с такими элементами возникают и при рассмотрении проблемы полосовой оптимальной фильтрации. Поэтому представляется уместным именовать их субполосными матрицами, подразумевая соответствие выбранному частотному интервалу.

Исходя из выражения (4.8) условие вариационной задачи (4.1) можно представить в виде

$$\bar{x}^T A \bar{x} - \lambda \|\bar{x}\|^2 = \max. \quad (4.11)$$

Для достижения поставленной задачи (4.11) или (4.1) необходимо выполнение условия

$$\lambda \bar{x} = A \bar{x}. \quad (4.12)$$

Тем самым, помножив обе части выражения (4.12) на  $\bar{x}^T$  мы получаем выражение

$$\begin{aligned} \bar{x}^T \lambda \bar{x} &= \bar{x}^T A \bar{x}, \\ \bar{x}^T \bar{x} &= c^2, \\ \lambda c^2 &= \bar{x}^T A \bar{x} = \max \end{aligned} \quad (4.13)$$

Таким образом, из равенства следует, для достижения условия поставленной вариационной задачи (4.1), необходимо чтобы значение  $\lambda$  было максимальным или близким к максимальному значению.

Поскольку, матрица с элементами (4.10) является положительно определённой, и в силу симметричности обладают полным набором ортогональных собственных векторов, удовлетворяющих условиям

$$\lambda_i \bar{q}_i = A \bar{q}_i \quad (4.14)$$

где для определённости предполагается, что собственные числа упорядочены по убыванию и обладают следующими свойствами

$$\lambda_1 > \lambda_2 > \dots > \lambda_N > 0; \quad (4.15)$$

$$\begin{aligned} \|\bar{q}_i\|^2 &= \sum_{k=1}^N q_{ki}^2 = 1; \\ (\bar{q}_k, \bar{q}_i) &= \sum_{r=1}^N q_{ri} q_{rk} = 0, i \neq k. \end{aligned} \quad (4.16)$$

Исходя из условия (4.16) значения собственных чисел соответствующих собственным векторам не превышают единицу, поскольку

$$\lambda_i = \frac{1}{2\pi} \int_{w \in F} |Q_i(w)|^2 dw \leq \sum_{k=1}^N q_{ik}^2 \quad (4.17)$$

$$Q_i = \sum_{k=1}^N q_{ik} e^{-jw(k-1)} \quad (4.18)$$

Таким образом, из условия (4.17) следует, что собственные векторы, энергия которых максимально сосредоточена в заданной полосе, обладают соответствующими собственными числами, значения которых равны или близки к единице.

Суть метода состоит в формировании канального сигнала на основе собственных векторов с определенными коэффициентами, которыми являются информационные биты исходного сигнала. Последовательность бит должна иметь биполярный вид. Такой вид исходной последовательности исключает возможность потери собственного вектора при перемножении на нулевой коэффициент.

Для формирования оптимального канального сигнала, прежде всего, следует вычислить элементы субполосной матрицы  $A$  для заданного частотного интервала по формуле (4.10) .

Количество собственных чисел близких или равных единице определяют сколько собственных векторов удовлетворяют условию по оптимальному занятию выделенной полосы частот, тем самым можно определить количество бит  $J$ , которые можно передать в выбранной последовательности, при том что один бит соответствует одному собственному вектору.

Формируем матрицу  $Q_1 = \{\bar{q}_1, \bar{q}_2, \dots, \bar{q}_J\}$  размерностью  $[N \times J]$ , состоящую из собственных векторов  $\bar{q}$ , соответствующие собственные числа которых близки или равны единице.

Пусть задан информационный вектор размерностью  $J$ , в виде последовательности бит, который подлежит передаче по каналу связи в

частотном интервале вида (4.2) с использованием канального дискретного сигнала (вектора).

$$\vec{e} = (e_1, \dots, e_J)' . \quad (4.19)$$

Вектор  $\vec{e}$  представляет собой набор двоичных значений, принимающих значения 1 либо -1.

Формирования канального сигнала осуществляется по формуле

$$\vec{x} = Q_1 \cdot \vec{e} = (\vec{q}_1, \vec{q}_2, \dots, \vec{q}_J) \cdot \vec{e} = \sum_{i=1}^J e_i \vec{q}_i . \quad (4.20)$$

Поскольку собственные вектора ортогональны то, сформированный канальный сигнал обладает хорошей помехоустойчивостью, сравнимой с помехоустойчивостью канального сигнала сформированного с использование фазовой модуляции.

Свойство ортогональности собственных векторов позволяет записать равенство

$$Q \cdot Q^T = 1 . \quad (4.21)$$

На приемной стороне регистрируются  $N$  значений, и осуществляется перемножение на заранее известную транспонированную матрицу собственных векторов  $Q$  и, исходя из условия (4.16) можно восстановить переданный информационный вектор.

$$\vec{e} = Q^T \cdot \vec{x} = Q^T \cdot Q \cdot \vec{e} = 1 \cdot \vec{e} ,$$

где  $\vec{e}$  восстановленный информационный вектор.

Таким образом, имея идеальный канал связи, т.е. передача канального сигнала осуществляется без искажений и помех, восстановленный вектор будет совпадать с первоначальным.

Если,  $\hat{x} = \vec{x} + \vec{\varepsilon}$ , где  $\vec{\varepsilon}$  - помехи в канале связи, то необходимо использовать решающую процедуру отнесения символа  $e_i$  к 1 или к 0, на основе скалярных произведений  $\hat{e}_i = e_i + (\vec{\varepsilon}_i \vec{q}_i)$ .

Решающее устройство с порогом  $h=0$ , принимает решение о наличии логической единицы, если  $\hat{e}_i > 0, i=1 \dots J$  или логического нуля, если  $\hat{e}_i < 0, i=1 \dots J$ ,

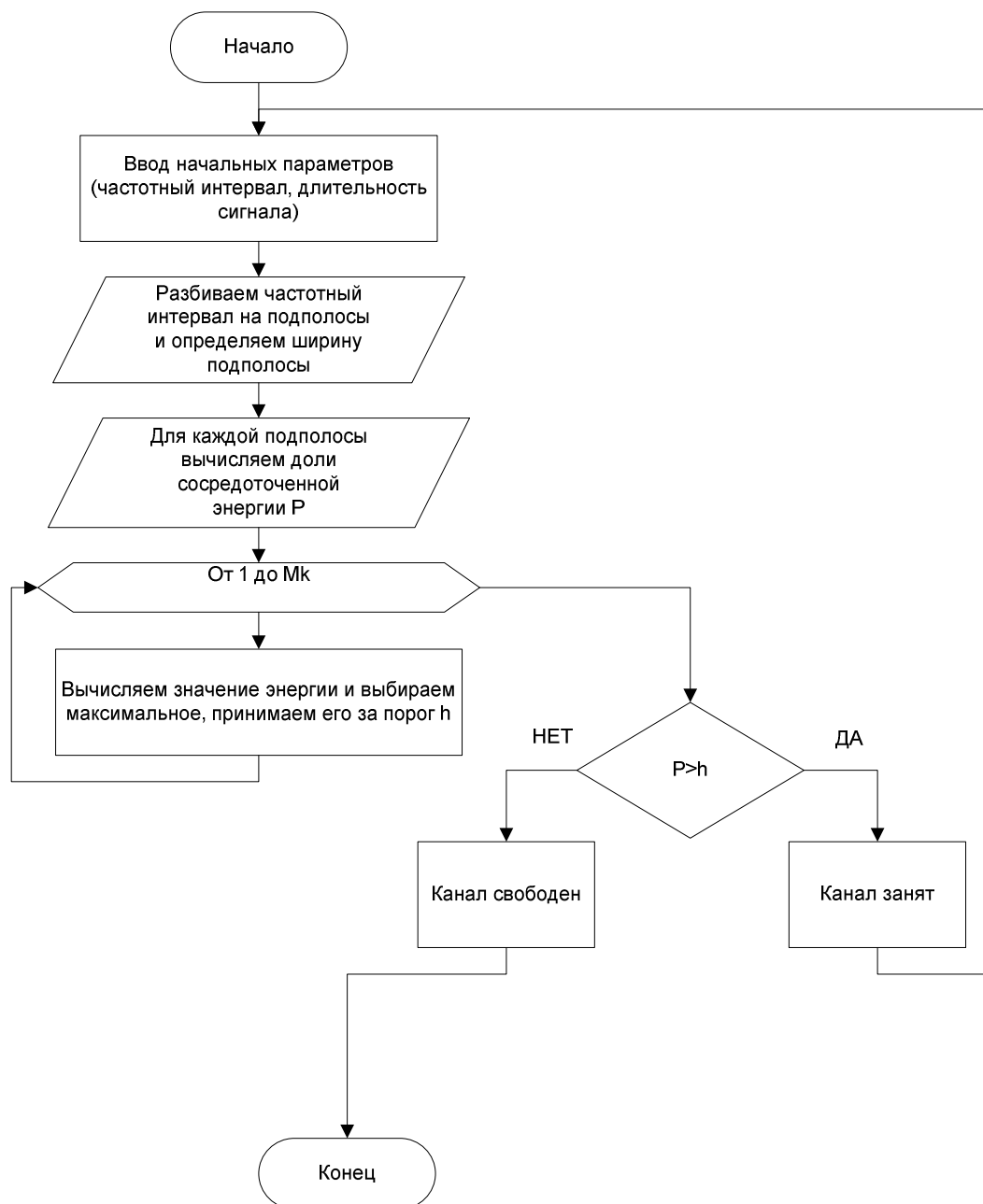
таким образом восстанавливая исходный информационный вектор. Безопасность передачи информации обеспечивается за счет перестановок собственных векторов перед формированием канального сигнала, что потребует знание точного расположения переставленных собственных векторов при восстановлении данных на приемной стороне, ключом данного метода защиты будет являться карта точного расположения собственных векторов.

Из выше сказанного можно сделать вывод, что сигнал сформированный с использованием базиса собственных векторов будет более спектрально эффективным и позволит снизить вероятность ошибочно принятого бита на приемной стороне.

#### **4.2 Обнаружение свободных каналов передачи**

Ввиду сложной электромагнитной обстановки, в которой осуществляется радиообмен в настоящее время, поиск наиболее «свободных» частотных интервалов, а так же гибкая перестройка под меняющиеся условия передачи информации, являются одними из самых важных задач, стоящей перед любой современной радиосистемой.

На рисунке (4.1) представлен алгоритм выбора частотного интервала.



**Рисунок 4.1** Алгоритм выбора свободного частотного интервала для передачи.

Обнаружение свободных частотных интервалов осуществляется путем разбиения частотной полосы на подполосы, с последующим вычислением значения энергии, приходящейся на данную подполосу, и дальнейшего сравнения с определенным порогом.

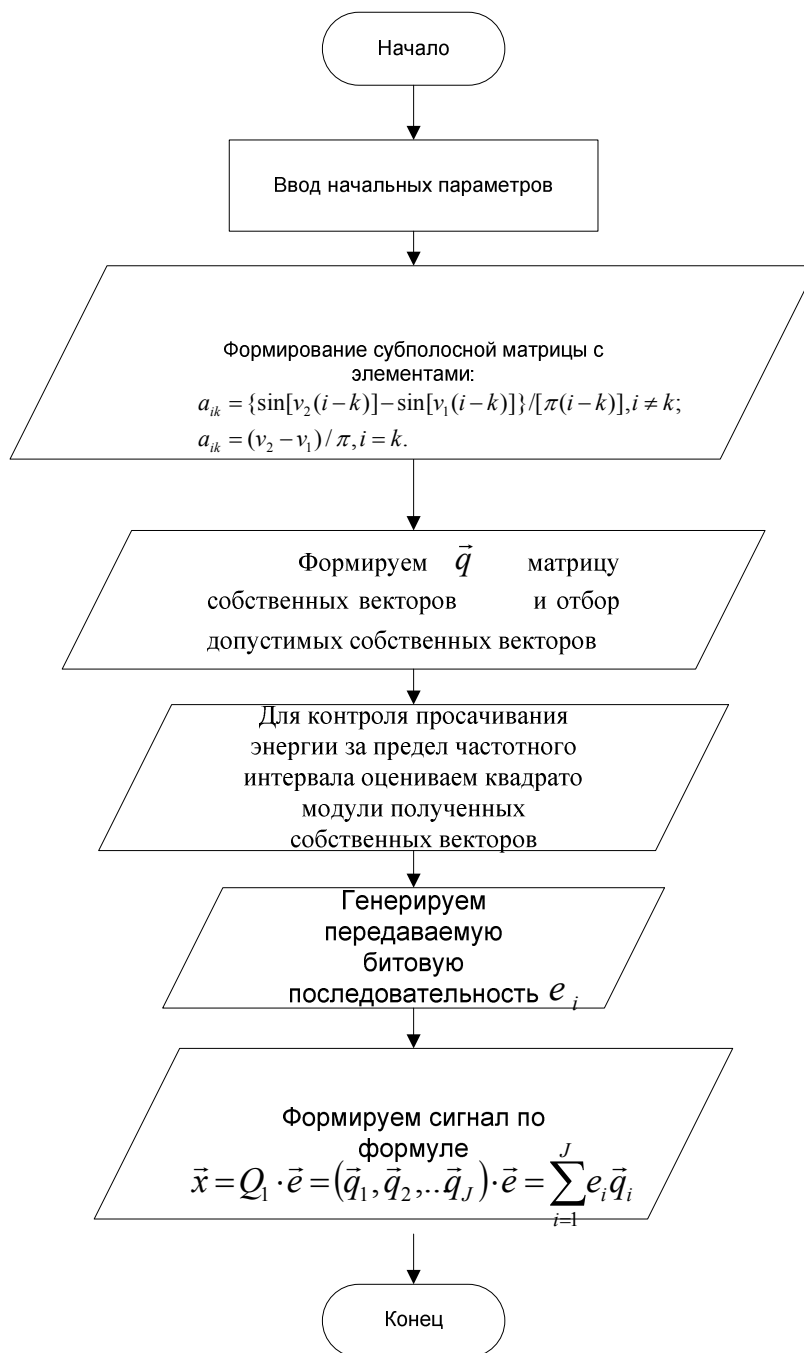
Для начала происходит обучение алгоритма. Оно происходит путем моделирования предполагаемого канала передачи и разбиение его на интервалы с последующим вычислением доли сосредоточенной в нем энергии. Данный

этап повторяется  $N$  раз и значения энергии заносятся в массив. После чего выбирается максимальное значение энергии и принимается за порог, при превышении которого будет считаться, что канал занят и передача не возможна. В противном случае будет приниматься решение, что канал свободен, и он будет выбран для передачи.

### **4.3 Формирование сигнально кодовой конструкции с использованием базиса собственных векторов субполосной матрицы.**

Формирование сигнала с применением базиса собственных векторов субполосных матриц позволит повысить устойчивость сигнала в условиях плохой электромагнитной обстановки.

На рисунке 4.2 представлен алгоритм формирования сигнально кодовой конструкции с использованием собственных векторов субполосных матриц.



**Рисунок 4.2 Алгоритм формирования сигнално кодовой конструкции при помощи собственных векторов субполосных матриц.**

Под вводом начальных параметров подразумевается задание интервала дискретизации, выбирается размерности субполосной матрицы и формирование нулевой субполосной матрицы.

Для формирования оптимального сигнала при помощи собственных векторов, необходимо сформировать симметричную субполосную матрицу с элементами:

$$\begin{aligned} a_{ik} &= \{\sin[v_2(i-k)] - \sin[v_1(i-k)]\} / [\pi(i-k)], i \neq k; \\ a_{ik} &= (v_2 - v_1) / \pi, i = k. \end{aligned} \quad (4.22)$$

Собственные векторы, энергия которых максимально сосредоточена в заданной полосе, обладают соответствующими собственными числами, значения которых равны или близки к единице. Поэтому далее происходит отбор допустимых собственных векторов, исходя из допустимого уровня просачивания энергии за пределы выбранного частотного интервала.

Формируем матрицу, состоящую из собственных векторов  $\vec{q}$ , соответствующие собственные числа которых близки или равны единице.

Оцениваем квадраты модули спектров собственных векторов для контроля просачивания энергии за предел частотного интервала.

Далее генерируем битовые значения передаваемых данных и формируем сигнально кодовую конструкцию.

Формирование оптимального сигнала осуществляется по формуле (4.23):

$$\vec{x} = Q_1 \cdot \vec{e} = (\vec{q}_1, \vec{q}_2, \dots, \vec{q}_J) \cdot \vec{e} = \sum_{i=1}^J e_i \vec{q}_i \quad (4.23)$$



## 5 РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Исходя из сложных современных условий передачи радио сигналов можно сделать вывод, что для передачи сформированного сигнала SDR необходимо выбрать наиболее выгодный частотный интервал и сформированный сигнал должен обладать наилучшей концентрацией энергии в данном частотном интервале, а так же не иметь большого пик-фактора.

В связи с этим был сформирован алгоритм выбора пригодного для передачи частотного интервала, формирования и обработки сигнала, для выбранного частотного интервала. Для решения задачи формирования сигнала с наилучшей концентрацией энергии был выбран метод, основанный на формировании сигнала при помощи базиса собственных векторов субполосных матриц.

Моделирование проводилось с использованием среды MatLAB. Из-за того, что самым главным требованием, предъявляемым к системам радиосвязи, является верность приема получателем верной информации от передатчика, то в качестве критерия оценки, воздействия помехи на передаваемый сигнал, использовать вероятность ошибки на бит (BER). Так же были сравнены значения пик факторов для сигнала сформированного при помощи базиса собственных векторов субполосной матрицы и сформированного классическим методом сигнала при помощи базиса Фурье. Еще одной мерой оценки отличия предложенного метода от классического является уровень просачивания энергии сигнала за предел выбранного частотного интервала для передачи.

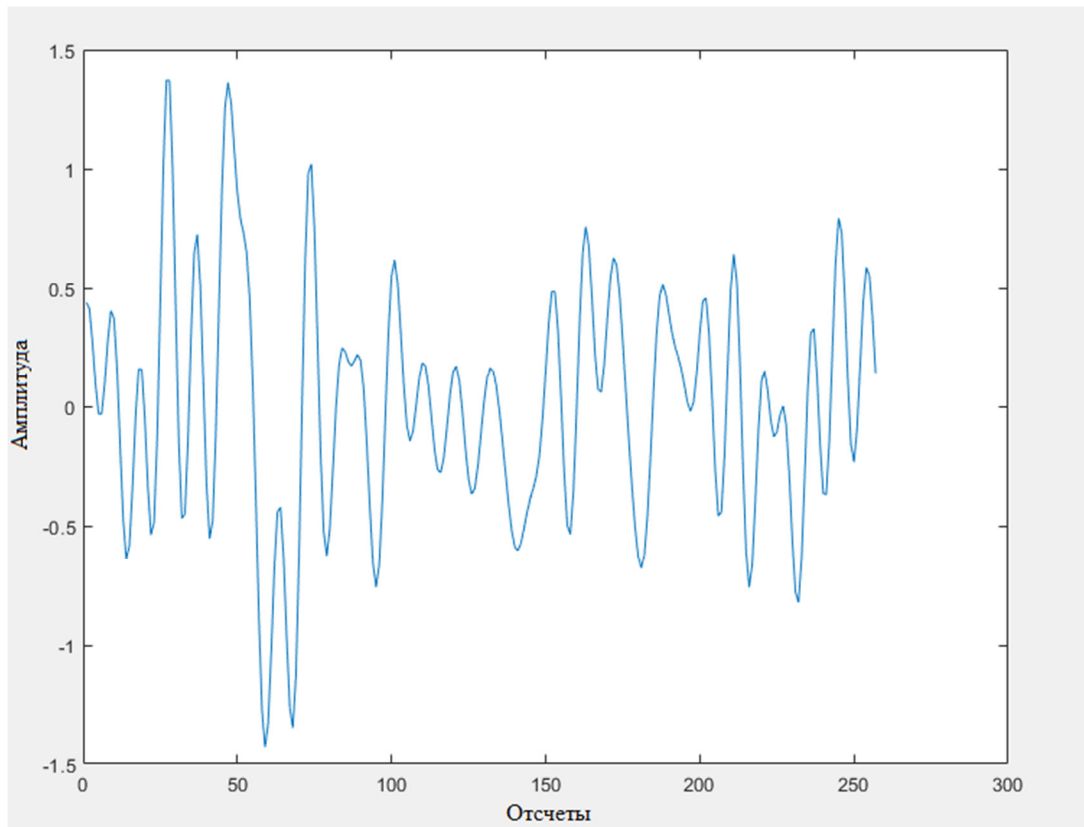
Моделирование осуществлялось по следующему алгоритму:

- генерировалась бинарная псевдослучайная последовательность, которая выступала в качестве передаваемых данных;
- используя полученную ПСП, формировался каналный сигнал с использованием традиционного метода, основанного на использовании

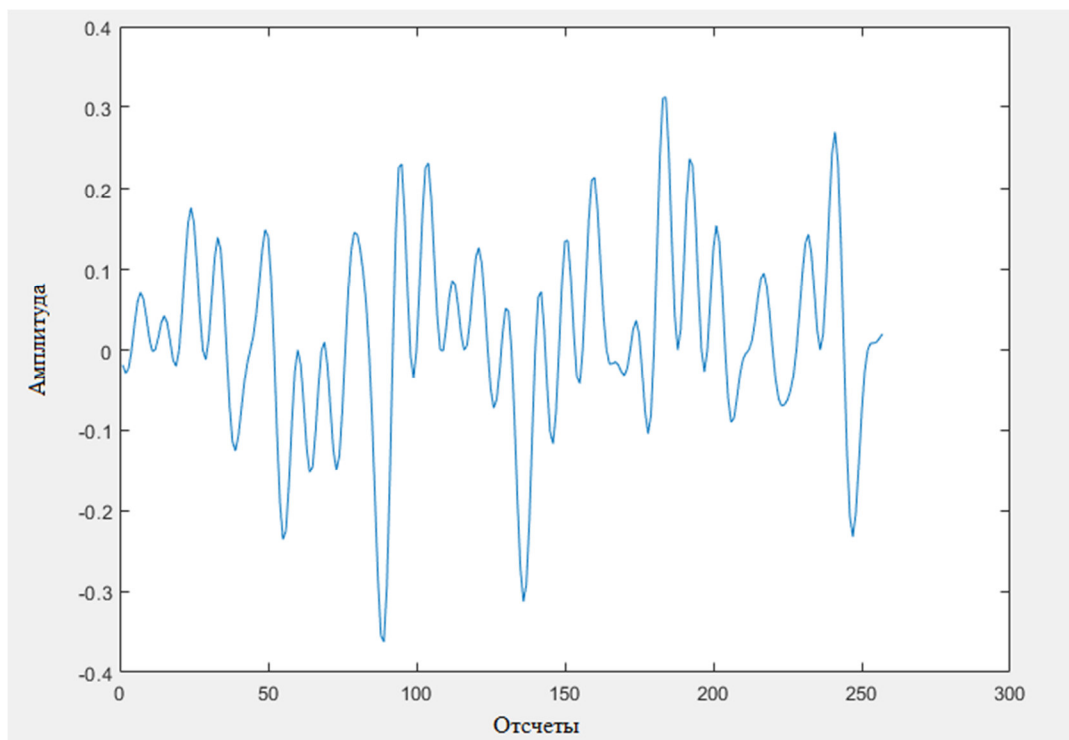
ортогонального базиса Фурье и предложенного в работе метода. Сигналы синтезировались в одинаковой полосе частот (5МГц) и с равной длительностью (12.8 мкс.);

- каждый сформированный сигнал складывался с сгенерированной помехой, с определенным отношением шум\сигнал по амплитуде;
- зашумленные сигналы подвергались демодуляции и вычислялось отношение ошибки на один бит принятого сигнала по сравнению с переданным.
- вычислялись пик-факторы полученных сигналов и доли энергии сигналов, выходящие за пределы частотного интервала.

На рисунке (5.1), (5.2) представлены графики сигналов, сформированных при помощи базиса собственных векторов субполосной матрицы и при помощи базиса Фурье. Ввиду того, что длительность и частоту сигнала было решено оставить равной длительности и частоте сигнала, сформированного при помощи базиса собственных векторов, в сигнале , сформированном при помощи преобразования Фурье, будет использовано 64 поднесущих. Для наглядности сравнения полученных сигналов, сигнал, сформированный при помощи базиса Фурье был интерполирован при помощи интерполяционной формулы Котельникова и восстановлен до 256 поднесущих.

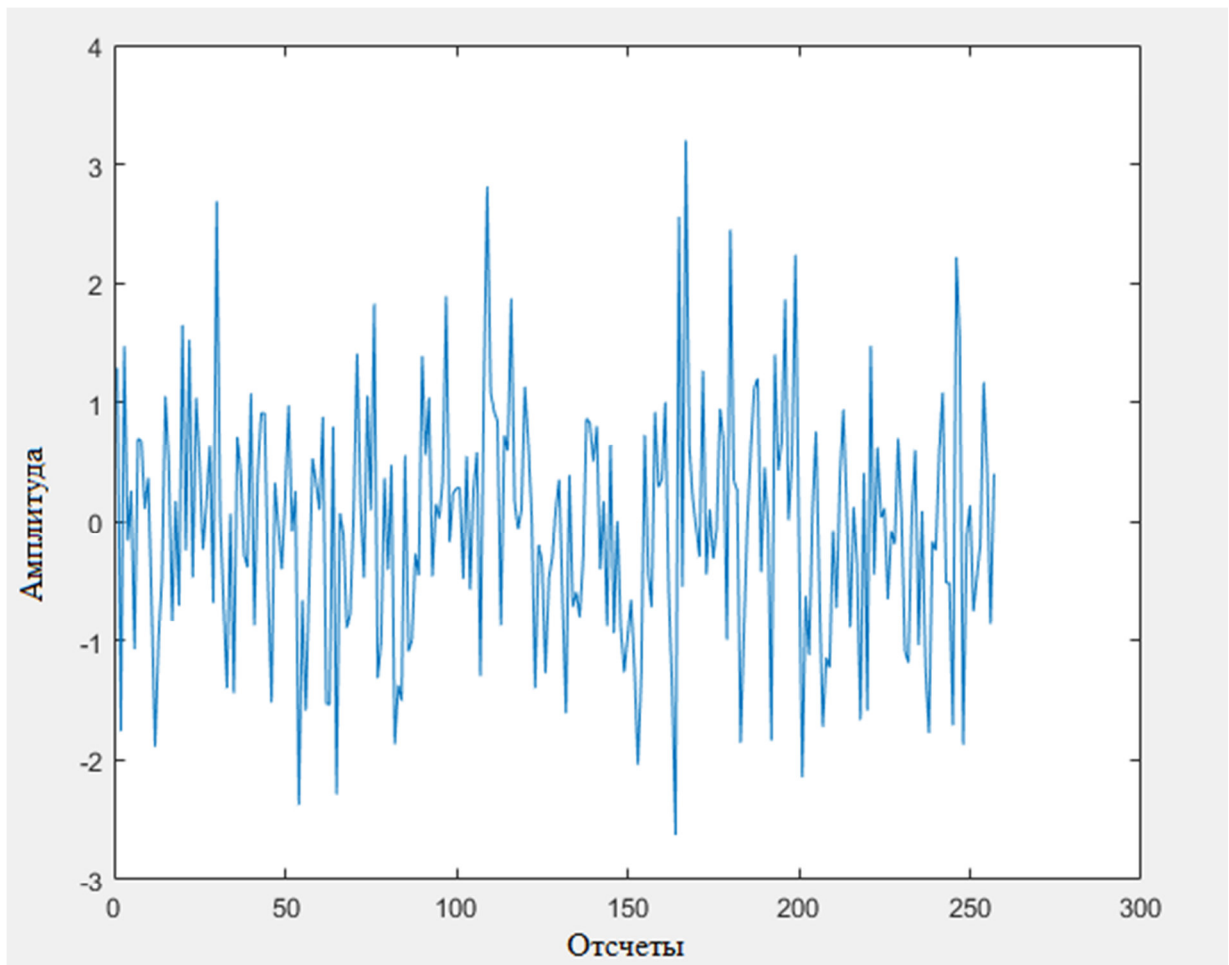


**Рисунок 5.1** График сигнала, сформированного при помощи базиса собственных векторов субполосных матриц.

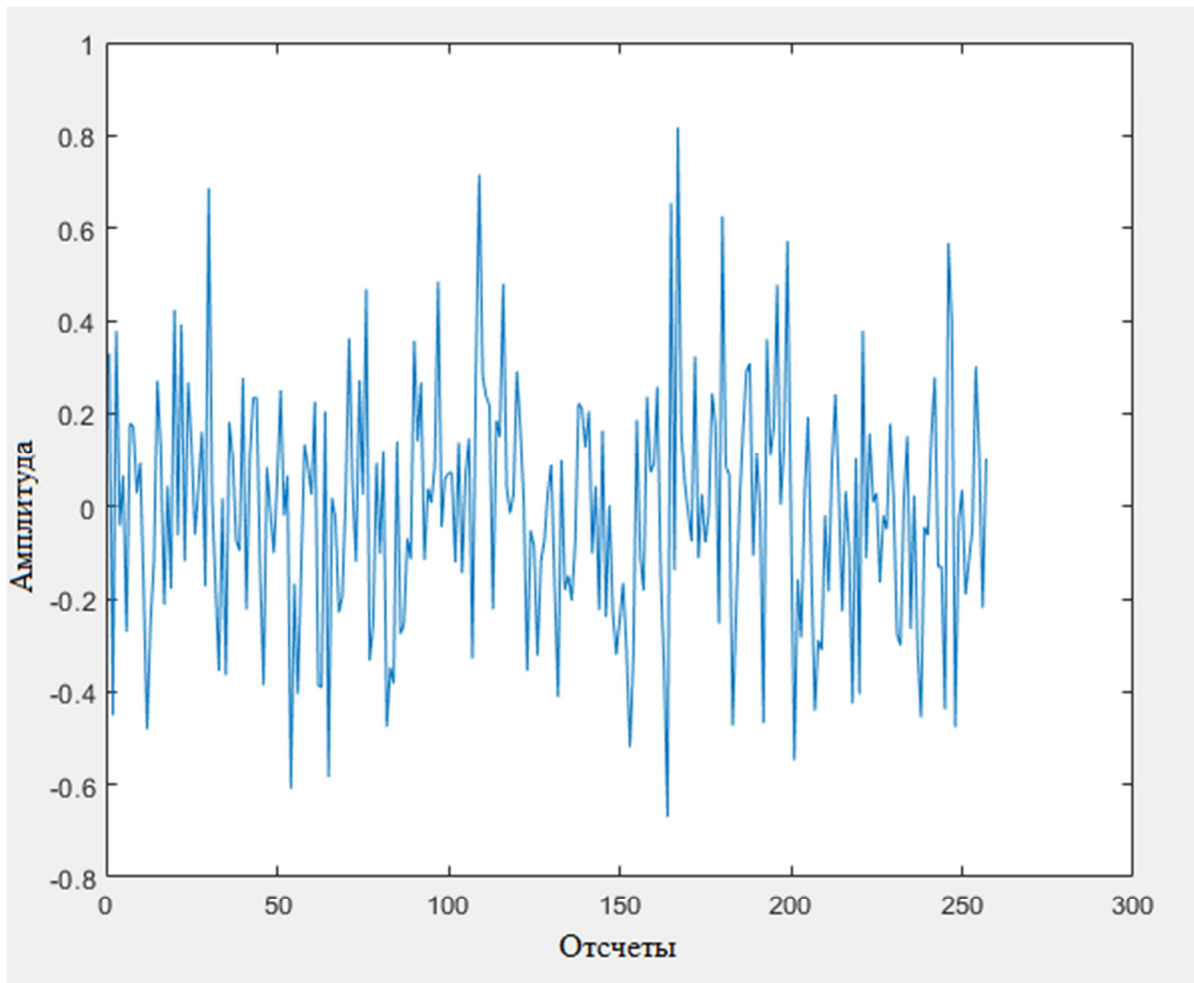


**Рисунок 5.2** График сигнала, сформированного при помощи базиса Фурье интерполированного по формуле Котельникова.

После, с каждым из сформированных сигналов, складывалась сгенерированная разновидность помех с заданным отношением шум\сигнал по амплитуде. В данном случае была исследовано влияние белого Гауссовского шума на сигналы. Результаты моделирования представлены на рисунках (5.3) и (5.4) соответственно.



**Рисунок 5.3** График зашумленного сигнала, сформированного при помощи базиса собственных векторов субполосных матриц.



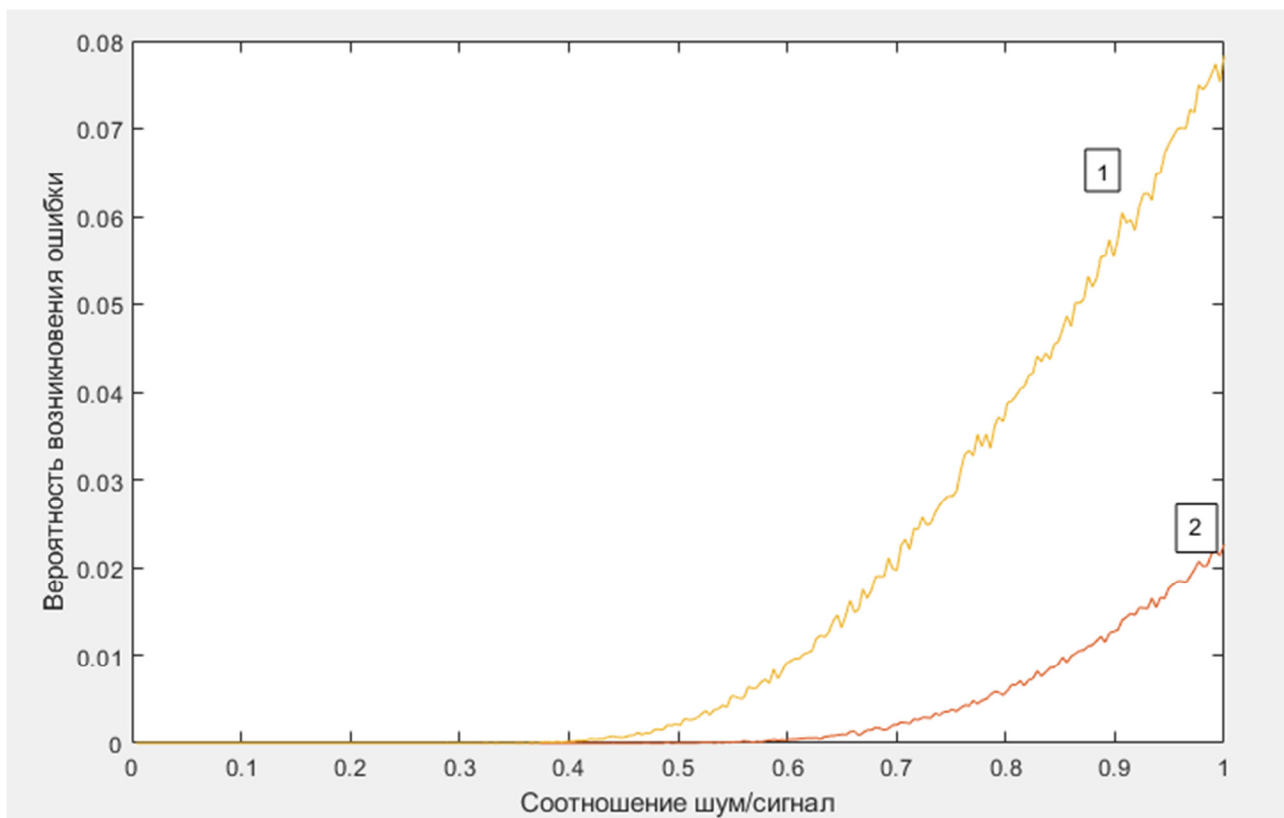
**Рисунок 5.4** График зашумленного сигнала, сформированного при помощи базиса Фурье.

Зашумленные сигналы подвергались демодуляции и вычислялось отношение ошибки на один бит принятого сигнала по сравнению с переданным. Демодуляция происходит при помощи при помощи прямого дискретного преобразования Фурье. Демодулятор может быть реализован в цифровой форме за счет использования свойства ортогональности поднесущих, что обеспечивает простую демодуляцию OFDM-сигнала с помощью БПФ. Вероятность ошибки на один бит вычислялась путем деления количества ошибочно принятых бит на количество проведенных экспериментов.

Результаты представлены на рисунке (5.5). По графику видно, что вероятность возникновения ошибочно принятых бит у сигнала, сформированного при помощи базиса собственных векторов субполосной

матрицы ниже, чем у сигнала, сформированного с использованием базиса Фурье. Здесь отношение шум/сигнал рассчитывается следующим образом:

$$\|\bar{x}\|^2 = \frac{\sum_{i=1}^M v_i^2}{\sum_{i=1}^M S_i^2} \quad (5.1)$$



**Рисунок 5.5** График вероятности декодирования ошибки на один бит:

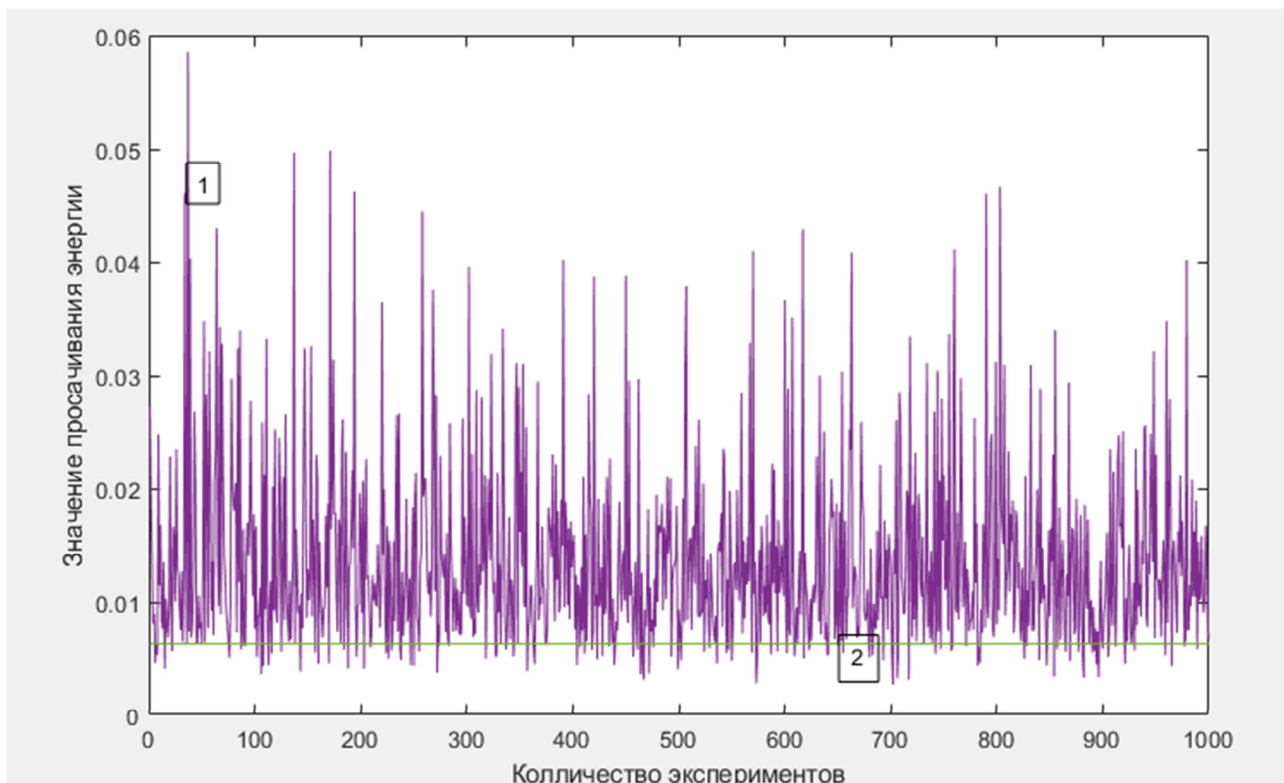
- 1.) для сигнала сформированного базисом Фурье.
- 2.) для сигнала сформированного при помощи базиса собственных векторов.

Вычисление количества энергии попавшей за пределы выбранной частотной полосы рассчитывалось по формуле:

$$E = 1 - \frac{\bar{x} \cdot A \cdot \bar{x}'}{\sum_{i=1}^N x_i^2}, \quad (5.2)$$

где  $x$  – сформированный каналный сигнал,  $A$  – субполосная матрица, элементы которой рассчитаны для заданного диапазона частот. На рисунке 5.6

представлены графики доли энергии выходящей за пределы частотного интервала для сигнала сформированного базисом Фурье и для сигнала сформированного при помощи базиса собственных векторов. График показывает просачивание энергии за частотный интервал при проведении 1000 экспериментов.



**Рисунок 5.6** График долей энергии выходящей за пределы частотного интервала:  
 1.) для сигнала сформированного базисом Фурье.  
 2.) для сигнала сформированного при помощи базиса собственных векторов.

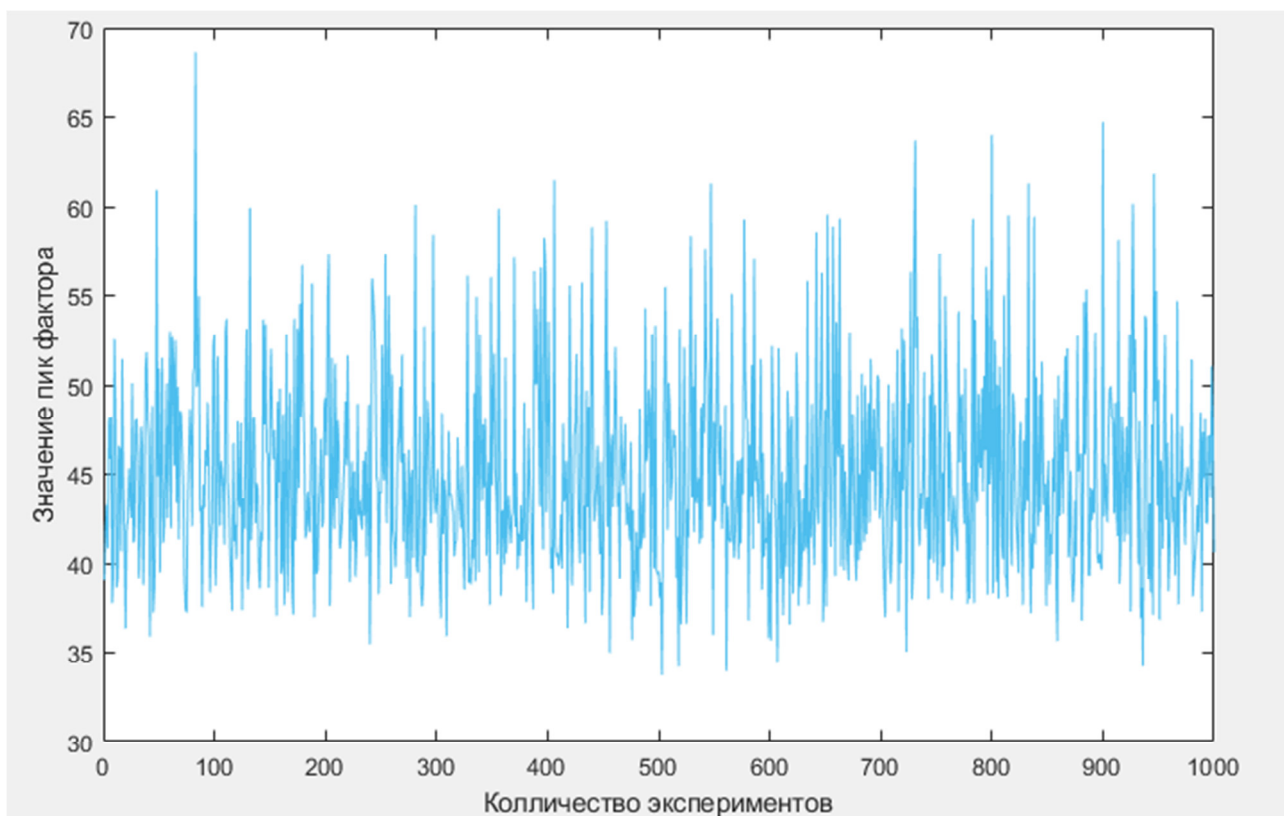
По графикам видно, что сигнал сформированный при помощи базиса собственных векторов имеет меньший уровень просачивания энергии за предел частотного интервала по сравнению с сигналом сформированным при помощи базиса Фурье. Так же просачивание энергии, для сигнала сформированного при помощи собственных векторов, является стабильным и принимает определенное значение, по сравнению с различными значениями просачивания у сигнала сформированного при помощи базиса Фурье. Для сигнала сформированного при помощи субполосного метода значение просачивания

энергии равно 0.0063, в то же время для сигнала сформированного при помощи базиса Фурье значение просачивания энергии принимает различные значения.

Пик-фактов сигналов представляет собой отношение наибольшей (пиковой) мощности к средней мощности сигнала. Вычисление пик-фактора, для сформированных сигналов, было выполнено по формуле:

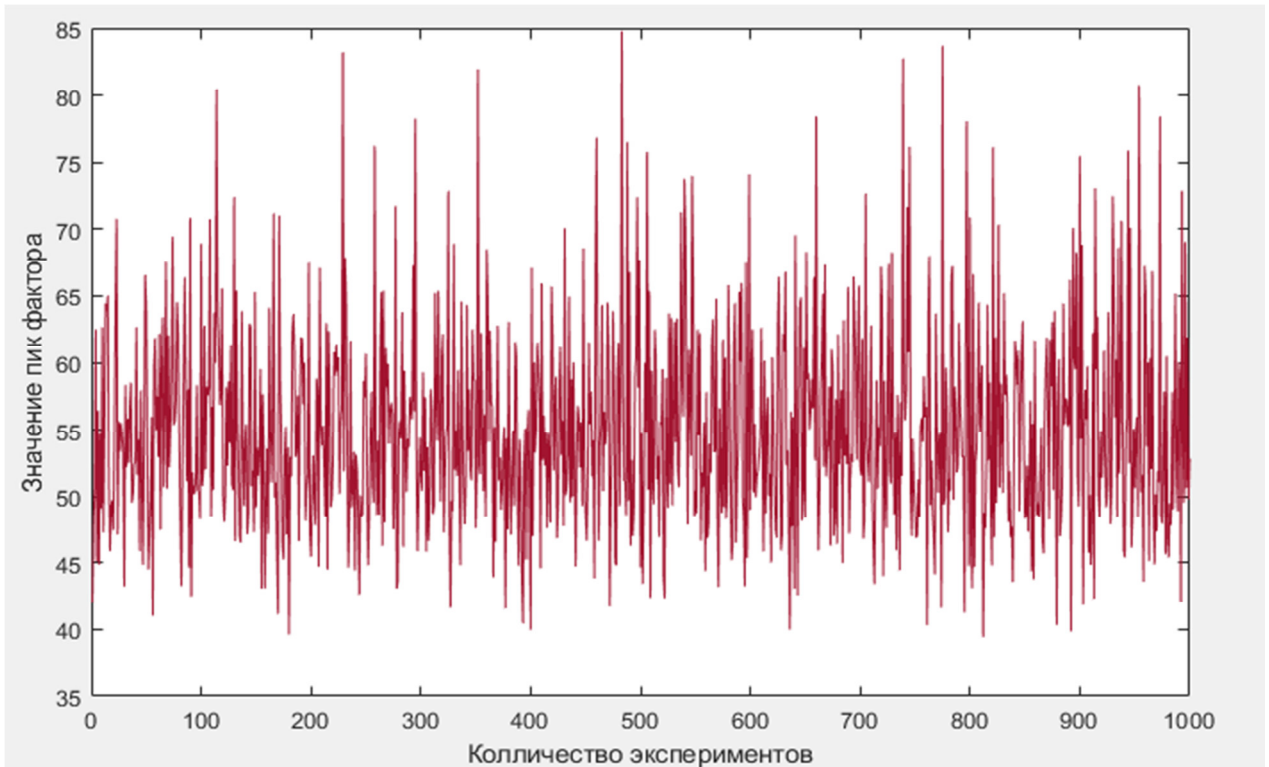
$$PF = \frac{P_{\max}}{P_{\text{av}}} \quad (5.3)$$

Результаты вычисления значения пик фактора представлены на рисунках 5.7- для сигнала, сформированного базисом собственных векторов и 5.8.- для сигнала, сформированного при помощи базиса Фурье. Данные графики отражают значения пик-факторов для 1000 экспериментов.

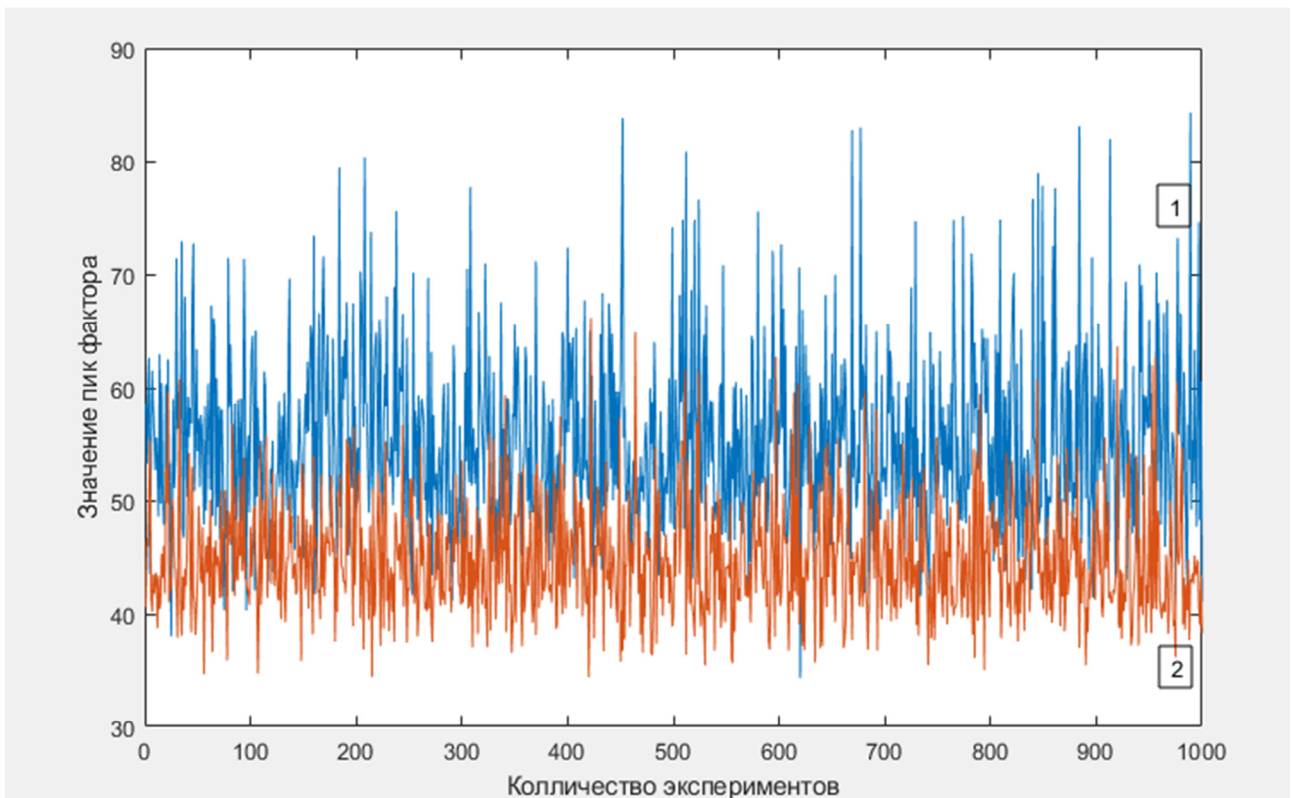


**Рисунок 5.7** График пик-фактора для сигнала сформированного базисом собственных векторов субполосной матрицы.





**Рисунок 5.8** График пик-фактора для сигнала сформированного базисом Фурье.



**Рисунок 5.9** График пик-фактора: 1.) для сигнала сформированного базисом Фурье. 2.) для сигнала сформированного при помощи базиса собственных векторов субполосной матрицы.

Проанализировав рисунок 5.8, 5.9 и 5.10 можно сделать вывод, что возникновение пик-фактора при использовании субполосного метода формирования сигнала величина пик-фактора ниже, чем при использовании классического метода формирования при помощи базиса Фурье. Максимальное значение пик-фактора для сигнала сформированного при помощи базиса собственных векторов субполосной матрицы достигает 65, в то же время для сигнала сформированного при помощи базиса Фурье достигает 84.

#### **5.4 Выводы по разделу 5.**

1. Получены алгоритмы формирования сигнала с использованием базиса собственных векторов субполосной матрицы, обнаружения свободных каналов передачи информации для систем, основанных на архитектуре программно-конфигурируемого радио, алгоритм оценивания величины просачивания энергии за пределы выделенного частотного интервала.

2. Получены количественные оценки увеличения спектральной эффективности сигналов сформированных различными методами. Величина просачивания энергии за пределы частотного интервала выше у сигнала, сформированного предложенным методом относительно классического метода формирования.

3. Получены количественные оценки вероятности ошибки неверного приема сигналов на передаваемый бит, сформированных различными методами, в условиях плохой радиочастотной обстановки. Из полученных результатов можно сделать вывод, что применение базиса собственных векторов субполосных матриц, для формирования канальных сигналов, позволяет повысить их устойчивость к воздействию различного рода помех.

4. Получены количественные оценки значения пик-факторов для сигналов, сформированных предложенным методом и классическим методом с использованием базиса Фурье. Большое значение пик-фактора в сигналах,

является проблемой, так как требует производства выходного усилителя мощности с достаточно большим динамическим диапазоном усиления, что приводит к снижению КПД передатчика. В свою очередь снижение КПД в конечном итоге ведет к уменьшению числа абонентов.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В ходе работы были решены следующие задачи:

- разработан алгоритм формирования сигнала с более высокой спектральной эффективностью относительно сигналов, сформированных традиционным методом.
- разработан алгоритм выбора свободного канала передачи информации для программно-конфигурированного радио.
- проведен анализ помехоустойчивости приема сигналов с OFDM сформированных различными способами.

В работе, на основе анализа архитектуры программно-конфигурируемого радио, был предложен алгоритм формирования сигнала, с использованием базиса собственных векторов субполосной матрицы, позволяющий обеспечивать устойчивую работу систем радиосвязи в условиях плохой электромагнитной обстановки и не требующий введения дополнительных устройств и алгоритмов кодирования, а также увеличения избыточности сигналов, что не снижает эффективность систем связи.

Выявлены преимущества сигнально-кодовых конструкций сформированных при помощи собственных векторов субполосной матрицы перед сигнально-кодовой конструкцией WiMax, с точки зрения просачивания энергии за пределы выделенного частотного интервала, вероятности ошибок декодирования и величины пик-факторов.

Таким образом, в работе решена задача формирования и обработки сигнала в программно-конфигурируемом радио с увеличением его спектральной эффективности при помощи формирования сигнала с использованием базиса собственных векторов субполосной матрицы.

## СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Джозеф Боккуцци Обработка сигналов для беспроводной связи. Пер. с англ./ Под ред. В.Борисова. -М.: Техносфера, 2012. – 672 с.
2. Галкин В.А. Основы программно-конфигурируемого радио - М.: Горячая линия – Телеком, 2015. – 372 с.
3. Пронин К. Проектирование, оптимизация и моделирование SDR/ Л.Чанов//Электронные компоненты - 2012. №2. – С.49-53.
4. Цифровые видеоинформационные системы./ Дворкович А.В., Дворкович В.П. . - М.:Техносфера, 2012 - 1008 с.
5. Иванов А.А. Алгоритм синхронизации в частотной области приемопередающих устройств и системы с ортогональным частотным уплотнением./ Ю.В. Гуляев// Радиотехника и электроника -2008. том 53, № 4, с. 447-458.
6. Быховский М.А. Сравнение различных систем сотовой подвижной связи по эффективности использования радиочастотного спектра // Электросвязь. — 1996. — № 5.
7. Вишневский В.М., Ляхов А.И., Портной С.Л., Шахнович И.В. Широкополосные беспроводные сети передачи информации. – М.: Техносфера, 2005.
8. Вишневский В.М. Беспроводные сети широкополосного доступа к ресурсам Интернета. – Электросвязь, 2000, №10, с 9-13.
9. Richard van Nee. OFDM for wireless multimedia communication. – Artech House universal personal communications library, 2000.
10. Andreas F. Molisch. Wireless communications / Andreas F. Molisch. – 2nd ed.p. cm. Library of Congress Cataloguing-in-Publication Data 2011.
11. H. Arslan and T. Yucek, “Adaptation of Wireless Mobile Multi-carrier Systems”. Adaptation Techniques in Wireless Multimedia Networks. Nova Science Publishers, 2006.

12. Henrik Schulze, Christian Luders. Theory and Application of OFDM and CDMA. Wideband Wireless Communications. – British library Cataloguing in Publication Data.: John Wiley & Sons, Ltd, 2005.
13. Farooq Khan. LTE for 4G. Mobile broadband [Text] / Farooq Khan // Cambridge University Press. – 2009. - с.509.
14. Young-Han Nam. Evolution of reference signals for LTE-advanced systems [Text] / Young-Han Nam // Communications Magazine, IEEE Volume: 50, Issue: 2 .Page(s): 132 – 138.
15. R. Van Nee, Prasad R. OFDM for Wireless Multimedia Communications // Boston, MA: Artech House. — 2000.
16. Li Y., Stuber G. L. eds. Orthogonal Frequency Division Multiplexing for Wireless Communications // New York, NY: Springer-Verlag.— 2006.
17. Hara, Shinsuke. Multicarrier techniques for 4G mobile communication. – Artech House universal personal communication series, 2003.
18. Hanzo L. Single- and Multi-carrier Quadrature Amplitude Modulation: Principles and Applications for Personal Communications, WLANs and Broadcasting / L. Hanzo, W.T. Webb, T. Keller // 1999.
19. Прокис, Дж. Цифровая связь [Текст]: пер. с англ. / Дж. Прокис; Под ред. Д.Д. Кловского. – М.: Радио и связь, 2000.
20. Волков, Л.Н., Немировский, М.С., Шинаков, Ю.С. Системы цифровой радиосвязи: базовые методы и характеристики [Текст]: Учеб. Пособие.-М.: Эко-Тренз, 2005.-392 с. 6 ил.
21. Комашинский В.И., Максимов А.В. Системы подвижной радиосвязи с пакетной передачей информации. Основы моделирования. – М.: Горячая линия – Телеком, 2007.
22. Нормы 19-13. Нормы на ширину полосы радиочастот и внеполосные излучения радиопередатчиков гражданского применения / Государственная комиссия по радиочастотам (ГКРЧ). М.: -2013.

## Приложение А. Программа формирования и обработки сигнала в среде Matlab

```

f1=10;
f2=15;
df=(f2-f1);
T=12.8; %длительность сигнала
cft=df*T; %параметр время*частота
fd=4*df; %частота дискретизации
% if cft>=C0
%расчет количества дискрет (размерность субполосной матрицы) df=f2-f1;
N=2*floor(T*fd/2)+1;

dt=T/(N-1); %интервал дискретизации
Mk=5; %количество подполос
sirF=df/Mk; %ширина подполосы
for k=1:Mk
    Om1(k)=pi*dt*sirF*(k-1);
    Om2(k)=Om1(k)+pi*sirF*dt;
end;
B=zeros(N,N,Mk);
for m=1:Mk
    for i=1:N
        for k=1:N
            if i==k B(i,k,m)=sirF*dt; else B(i,k,m)=(sin(Om2(m)*(i-k))-
sin(Om1(m)*(i-k)))/(pi*(i-k)); end
        end
    end
end
%Обучение
h=zeros(1,Mk);
Mi=1000; %количество повторений при оценивании порогов
for m=1:Mi
    for k=1:N
        u(k)=randn;
    end
    for k=1:Mk
        Bt(:,k)=B(:,k);
        zt=u*Bt*u';
        if h(k)<zt h(k)=zt; end
    end
end
%принятие решений на основе анализа данных
%зарегистрирован вектор y размерности N
%Вычисляются части энергий в подполосах
for k=1:Mk
    i(k)=0;
    Bt(:,k)=B(:,k);
    zt=u*Bt*u';
    if h(k)<zt i(k)=1; end
end
%решение: если хотя бы одно из значений массива i(k) равно единице, то
%передача невозможна
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%формирование СКК

%ввод исх параметров
%количество передаваемых символов
M=1;

```

```

%выделенная частотная полоса канала в ГЦ
f1=10;
f2=15;
df=(f2-f1);

T=12.8; %длительность СКК
cfT=df*T; %параметр время*частота
fd=4*df; %частота дискретизации
% if cft>=C0
%расчет количества дискрет( размерность субполосной матрица) df=f2-f1;
N=2*floor(T*fd/2)+1;
A=zeros(N,N);
dt=T/(N-1); %интервал дискретизации
%формирование субполосной матрица (нулевой)
Om0=pi*cfT/(N-1); %нормированная ширина круговой частоты
for i=1:N
    for k=1:N
        if i==k
            A(i,k)=Om0/pi;
            %1-A(i,k);
        else A(i,k)=sin(Om0*(i-k))/(pi*(i-k));
        end
    end
end
end
%вычисление собственных чисел и векторов субполосной матриц
[Q,L]=eig(A);
%отбор допустимых собственных векторов
%допустимый уровень просачивания энергии
dp=0.01;
is=0;
sudp=0;
for i=1:N
    ii=N+1-i;
    pt=1-L(ii,ii);
    if pt<=dp sudp=sudp+pt; if sudp<=dp is=is+1; end; end
end %сравнение с допустимым уровнем просачивания энергии
%Jn=114;
%ist=cfT;
is=64;
Q1=zeros(N,is);
L1=zeros(1,is);
for i=1:is %формирование матрица собственных вектород для передачи информации
    L1(i)=L(N+1-i,N+1-i);
    Q1(:,i)=Q(:,N+1-i);
end

%Оценивание квадратов модулей спектров собственных векторов для контроля
%просачивания
Ms=1000;
ddom=pi/Ms;
for i=1:is
    sum(i)=0;
    for m=1:Ms
        sc=0;
        ss=0;
        omm=(m-1)*ddom;
        for k=1:N
            sc=sc+Q1(k,i)*cos(omm*(k-1));
            ss=ss+Q1(k,i)*sin(omm*(k-1));
        end
        SQ(m,i)=(ss^2+sc^2)/Ms*2*pi;
        sum(i)=sum(i)+SQ(m,i);
    end
end

```



```

    end
end
DolSub=0;
Dol=0;
Nit=1000;
for k=1:Nit
p=zeros(1, is);
for i=1:is %генерирование битовых значений передаваемых битовых данных
    if rand -0.5>0 p(i)=1; else p(i)=-1;
    end
end
end
end
SigK=Q1 *p'; %сигнально кодовая конструкция (СКК)

%Спектр СКК
Ms=1000;
ddom=pi/Ms;
SS=zeros(1, Ms);
    for m=1:Ms
        sc=0;
        ss=0;
        omm=(m-1)*ddom;
        for k=1:N
            sc=sc+SigK(k)*cos(omm*(k-1));
            ss=ss+SigK(k)*sin(omm*(k-1));
        end
        SS(m)=(ss^2 +sc^2)/(N*2*pi);
    end

%ОБПФ
Nm=32;
for k=1:Nm
    a(k)=p(k);
    b(k)=p(k+Nm);
end
pc=complex(a,b);
z=ifft(pc, Nm);
SigK1 = linspace(0, Nm, length(z));
SigK1=real(z); %/max(real(z));
SigK2=imag(z); %/max(imag(z));
S1W=zeros(1, N);
S2W=zeros(1, N);
for r=1:N
    for k=1:Nm
        if k==r/8 si=1; else si=sin(2*pi*(r/8-k))/(2*pi*(r/8-k)); end
        S1W(r)=S1W(r)+SigK1(k)*si;
        S2W(r)=S2W(r)+SigK2(k)*si;
    end
    S1W(r)=S1W(r); %Вещественная часть
    S2W(r)=S2W(r); %Мнимая часть
end

%СПЕКТР СКК WiMax
Ms=1000;
dt=1;
ddom=pi/Ms;
SS1=zeros(1, Ms);
SS2=zeros(1, Ms);
    for m=1:Ms
        scl=0;

```

```

sc2=0;
ss1=0;
ss2=0;
omm=(m-1)*ddom;
for k=1:N
    sc1=sc1+S1W(k)*cos(omm*(k-1)*dt);
    ss1=ss1+S1W(k)*sin(omm*(k-1)*dt);
    sc2=sc2+S2W(k)*cos(omm*(k-1)*dt);
    ss2=ss2+S2W(k)*sin(omm*(k-1)*dt);
end
SS1(m)=(ss1^2+sc1^2)/(N*2*pi);
SS2(m)=(ss2^2+sc2^2)/(N*2*pi);
end
SSS=0;
SS1W=0;
SS2W=0;
for i=1:Ms
    SSS=SSS+SS(i);
    SS1W=SS1W+SS1(i);
    SS2W=SS2W+SS2(i);
end
SSW=SS1W+SS2W;
PS=norm(SigK)^2;
P1S=norm(S1W)^2;
P2S=norm(S2W)^2;
DolSub=DolSub+1-SigK'*A*SigK/PS;
Dol1=1-S1W'*A*S1W/P1S;
Dol2=1-S2W'*A*S2W/P2S;
Dol=Dol+Dol1+Dol2;
DolSub=DolSub/Nit;
Dol=Dol/Nit;

%ОЦЕНИВАНИЕ ВЕРОЯТНОСТЕЙ ПРАВИЛЬНОГО ПРИЕМА
Nq=257;
qq=zeros(1,Nq);%отношение шум\сигнал по амплитуде
Niv=10000;
dq=1/Nq;
ProbS=zeros(1,Nq);
ProbW=zeros(1,Nq);
Np=1000;
for r=1:Nq
    qq(r)=r*dq;
    for ii=1:Np
for k=1:Niv
end
end

for k=1:N
    v(k)=randn;
end
Pv=norm(v);
PS=norm(SigK);
P1S=norm(S1W);
P2S=norm(S2W);
u=qq(r)*PS/Pv*v;
Sv=SigK+u';
u1=qq(r)*P1S/Pv*v;
u2=qq(r)*P2S/Pv*v;
Sw1=S1W+u1;
Sw2=S2W+u2;
%оценивание информационных символов
%субполосный метод
pvS=Q1'*Sv;

```

```

for m=1:Nm
    cv(m)=Sw1((m)*8);%веществ часть
    dv(m)=Sw2((m)*8);%мнимая часть
end
%быстрое преобразование фурье
pcv=complex(cv,dv);

z2=fft(pcv,Nm);
av = real(z2);
bv= imag(z2);
for k=1:Nm
    pvW(k)=av(k);
    pvW(k+Nm)=bv(k);
end
for i=1:is
    if abs(pvS(i)-1)<abs(pvS(i)+1) ppS(i)=1;else ppS(i)=-1;end
    if abs(pvW(i)-1)<abs(pvW(i)+1) ppW(i)=1;else ppW(i)=-1;end
    if p(i)~=ppW(i) ProbW(r)= ProbW(r)+1;end
if p(i)~=ppS(i) Probs(r)=Probs(r)+1;end
end
end
ProbW(r)= ProbW(r)/(is*Np);%вероятность ошибки на один бит
Probs(r)= Probs(r)/(is*Np);
RP(r)=ProbW(r)-Probs(r);
end

```