

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования

«Омский государственный технический университет».

Акционерное общество

«Омский научно-исследовательский институт приборостроения»

На правах рукописи

Землянов Иван Сергеевич

**МОДЕМЫ С ОРТОГОНАЛЬНЫМИ ПОДНЕСУЩИМИ МОБИЛЬНЫХ
СИСТЕМ КОРОТКОВОЛНОВОЙ СВЯЗИ С АДАПТАЦИЕЙ К
УСЛОВИЯМ РАСПРОСТРАНЕНИЯ РАДИОВОЛН**

Специальность 05.12.04

Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения

Диссертация

на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель:
доктор технических наук
Хазан Виталий Львович

Омск 2016

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	4
ГЛАВА 1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ	26
1.1 Беспроводная передача сообщений на дальние и сверхдальние расстояния	26
1.2. Особенности КВ канала связи (КС)	31
1.3 OFDM как способ повышения пропускной способности канала связи	55
1.4 Выводы по главе 1	56
ГЛАВА 2. ВЫСОКОСКОРОСТНЫЕ OFDM-МОДЕМЫ ДЛЯ КВ КАНАЛОВ СВЯЗИ	58
2.1. Краткий обзор высокоскоростных OFDM-модемов	58
2.2. Описание алгоритма функционирования высокоскоростного OFDM-модема	63
2.2.1 Общие принципы построения модемов реализованных по технологии OFDM	63
2.2.2 Результаты исследований с обоснованием метода формирования и выбора параметров модуляции	69
2.3. Описание алгоритма автоподстройки частоты и синхронизации по времени в высокоскоростном OFDM модеме	79
2.4. Описание алгоритма адаптации высокоскоростного модема к условиям связи	87
2.5 Голосовой цифровой дуплекс с временным разделением режимов прием и передача (TimeDimensionDuplexing -TDD) с высокоскоростным OFDM-модемом	101
2.5.1 Цифровые системы связи, использующие режим TDD	101
2.5.2 Выбор параметров модема, реализованного по технологии OFDM, для цифровой дуплексной системы связи	106
2.5.3. Результаты имитационного моделирования	112
2.5.4 Выводы по результатам имитационного моделирования	

системы TDD	116
2.6. Выводы по главе 2	117
ГЛАВА 3. НИЗКОСКОРОСТНЫЕ OFDM-МОДЕМЫ	120
3.1. Краткий обзор известных вариантов низкоскоростных модемов. Их достоинства и недостатки	120
3.2. Описание алгоритма функционирования низкоскоростного OFDM-модема	124
3.3. Алгоритм автоподстройки частоты и синхронизации по времени в низкоскоростном OFDM-модеме	135
3.4. Описание алгоритма адаптации низкоскоростного модема к условиям связи	145
3.4.1 Адаптация по типу используемого алгоритма демодуляции сигнала	145
3.4.2. Адаптация по скорости передачи данных	149
3.5 Выводы по главе 3	150
ГЛАВА 4. РЕЗУЛЬТАТЫ ТРАССОВЫХ ИСПЫТАНИЙ OFDM-МОДЕМА	151
4.1. Методика трассовых испытаний	151
4.2 Обработка результатов трассовых испытаний	155
4.3 Выводы по главе 4	165
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	167
Список литературы	170

ВВЕДЕНИЕ

Общая характеристика работы

Актуальность работы. В настоящее время для каналов связи декаметрового диапазона радиоволн активно разрабатываются модемы, в которых используется технология OFDM (англ. Orthogonal frequency-division multiplexing — мультиплексирование с ортогональным частотным разделением каналов). OFDM-сигналы позволяют создавать как предельно высокоскоростные модемы, так и модемы с большой базой, обладающие высокой помехоустойчивостью и скрытностью. Высокоскоростные модемы необходимы для передачи факсимильных сообщений, цифровой передачи речи, экстренных команд управления и другого рода сообщений, требующих срочной доставки адресату. Высокопомехоустойчивые модемы требуются в каналах обратной связи, каналах дистанционного управления, каналах передачи сигналов тревоги и т. п. Для передачи конфиденциальной информации используются модемы, обладающие энергетической скрытностью, т. е. способные передавать сообщения малой мощностью, когда на приемном конце радиолинии имеет место отношение сигнал/помеха много меньше единицы. Декаметровый диапазон радиоволн отличается наличием интенсивной многолучевости, присутствием большого количества сосредоточенных по спектру аддитивных помех, а при связи с быстро летящими реактивными самолетами и ракетами — большим доплеровским сдвигом частоты принимаемого сигнала. Все эти явления создают проблемы при приеме OFDM-сигналов.

Данная работа посвящена исследованию возможностей достижения высокой скорости, высокой помехоустойчивости и скрытности при передаче сообщений по декаметровому каналу связи с использованием OFDM-сигналов, что и доказывает ее актуальность.

Целью работы является разработка модема на основе технологии OFDM для высокоскоростной и низкоскоростной

высоконадежной (скрытной) передачи дискретных сообщений по КВ радиоканалам при наличии предельно возможной расстройки по частоте между передающей и приемной сторонами радиолинии обусловленной эффектом Доплера, способного адаптироваться к условиям связи за счет изменения скорости передачи сообщений в широких пределах, который:

- обеспечивает передачу предельно большого объема сообщения одним фронтом OFDM-сигнала без преамбул с использованием для синхронизации по времени абсолютного мирового или абсолютного системного времени;
- обеспечивает дуплексный режим работы цифровой телефонии в канале связи на одной частоте с уплотнением во времени.

Вышеуказанная цель полностью достигнута посредством разработки:

- адаптивного OFDM-модема с QAM-сигналами с минимально допустимым для конкретных условий связи расстоянием между частотами поднесущих и с относительной фазовой манипуляцией поднесущих вдоль оси частот;
- алгоритмов частотно-временной синхронизации;
- алгоритмов амплитудной коррекции OFDM-сигнала в условиях селективных замираний;
- способа манипуляции для низкоскоростного варианта OFDM-модема;
- инструмента автоматизированного проектирования в виде компьютерного имитатора КВ канала связи, удовлетворяющего требованиям рекомендации ITU-R 1487, позволяющего исследовать зависимости КИД канала связи от различных параметров модема.

Методы исследований. Для решения поставленных в диссертации задач были использованы методы математического и спектрального анализа, статистической радиотехники, теории распространения радиоволн, теории передачи дискретных сообщений и цифровой обработки сигналов, имитационное моделирование в среде MATLAB с использованием

разработанных автором программ, а также натурные (трассовые) испытания разработанных OFDM-модемов.

В работе использованы результаты исследований, полученные Котельниковым В.А., Финком Л.М., Венскаускасом К.К., Дмитриевым В.М., Елагиным А.В., Бочечкой Г.С., Масловым Е.С., Бабинцевым Е.С., Лянгузовым К.А., Елисеевым С.Н., Фоминым Я.А., Гузенко О.Б., Мишенковым С.Л., Приотти П., Schmidl T.M., Cox D.C., Tufvesson F., Faulkner M., Hoeher P., Edfors O., Nee R., Prasad R., Moose P.H. и др. отечественными и зарубежными учеными.

Достоверность и обоснованность результатов диссертационной работы доказывается количественным совпадением результатов имитационного моделирования и результатов, полученных аналитически для контрольных примеров решения поставленных задач, выполненных по известным методикам, и согласованием результатов вычислительных экспериментов с результатами, полученными в ходе трассовых испытаний.

На защиту выносятся:

1. Алгоритм построения и программная реализация OFDM-модема с многокритериальной адаптацией к условиям связи по расстоянию между поднесущими, скорости манипуляции и сигнально-кодovому созвездию, обеспечивающего как высокоскоростную передачу данных, в том числе и в режиме дуплексной цифровой связи, так и высоконадежную передачу дискретных сообщений с пониженными требованиями к синхронизации по времени.
2. Алгоритм синхронизации по частоте в высокоскоростном модеме для проведения радиосвязи с реактивными самолетами при максимально возможном доплеровском сдвиге частоты и его программная реализация.
3. Компьютерная модель декаметрового канала, позволяющая имитировать трассовые испытания систем связи с учетом всех основных

условий распространения радиоволн (географических координат расположения передатчика и приемника, типа приемо-передающих антенн, времени года, времени суток, уровня солнечной активности) и всевозможных видов модуляции.

4. Методика натурных испытаний OFDM-модема и результаты вычислительных и натурных экспериментов по оценке помехоустойчивости разработанного модема.

Практическая полезность. Проведенные теоретические и практические исследования OFDM-модема позволяют:

- проектировать каналы связи с ППРЧ, в которых прямой канал высокоскоростной, а обратный канал низкоскоростной, имеющий высокую надежность;
- проектировать высокоскоростные каналы связи для передачи сообщений ограниченного объема с трудно пеленгуемыми радиопередатчиками за счет короткого времени излучения всего сообщения;
- проектировать высокоскоростные каналы связи для обмена данными с реактивными самолетами при наличии эффекта Доплера;
- проектировать дуплексные голосовые каналы радиосвязи с уплотнением по времени, которые используют один номинал частоты;
- проектировать низкоскоростные энергетически скрытные каналы связи;
- использовать разработанные компьютерные модели декаметрового канала связи для проектирования КВ радиолиний с различными модемами и кодеками
- исследовать КИД OFDM-модемов в зависимости от мощности сигнала при постоянной мощности передающего устройства.

Реализация результатов. Результаты диссертационной работы реализованы в ходе выполнения проводимых в НИЧ ОмГТУ НИР:

- НИР/ОмГТУ: Науч. рук. Хазан В.Л. - 2012 г. № ГР 1201351001. Разработка высокоскоростного модема для СВ –КВ каналов связи.

– НИР/ОмГТУ: Науч. рук. Дулькейт И.В. – 2013 г. № ГР 01201370012. Разработка макета для апробации технологии СВ диапазона, проведения испытаний технологий и выдачи рекомендаций по тематикам вновь разрабатываемых работ.

– НИР/ОмГТУ: Науч. рук. Дулькейт И.В. – 2014 г. № ГР 01201374945. Исследование и обоснование путей развития средств радиосвязи общего применения для перспективной системы связи ВС РФ.

– НИР/ОмГТУ: Науч. рук. Хоменко И.В. - 2015 г. № ГР 14017В. Исследование возможности ПВ и КВ диапазонов частот для организации радиосвязи и увеличения скорости передачи данных в нестационарных каналах связи.

– НИР/ОмГТУ: Науч. рук. Косых А.В. - 2015 г. № ГР 8.14Ф. Исследование влияния точности синхронизации в частотной и временной областях при организации сетей высокоскоростной передачи информации, использующих нестационарные каналы распространения радиоволн, и путей увеличения надёжности и скорости передачи данных за счёт применения систем единого времени на основе современных методов стабилизации частоты.

– НИР/Гр. У.М.Н.И.К.: - 2014г. ГР № 6246. Разработка модема для обеспечения связи на дальних расстояниях с движущимися объектами.

Апробация работы. Основные положения работы докладывались и обсуждались на:

- международной конференции «Радиотехника, электроника и связь РЭиС -2011» (г. Омск 2011 г.);
- региональной конференции «Наука образование бизнес» (г. Омск 2011 г.);
- региональной конференции. «III Региональная молодёжная научно - техническая конференция «Омский регион - месторождение возможностей!» (г. Омск 2012 г.);

- международной конференции «RLNC-2012» «Радиолокация, навигация, связь» (г. Воронеж 2012 г.);
- международной конференции «RLNC-2014» «Радиолокация, навигация, связь» (г. Воронеж 2014 г.);
- международной конференции «Радиотехника, электроника и связь РЭИС-2013» (г. Омск 2013 г.);
- региональной конференции «Современные проблемы радиофизики и радиотехники» (г. Омск 2015 г.);
- международной конференции INTERNATIONAL SIBERIAN CONFERENCE ON CONTROL AND COMMUNICATIONS (г. Омск 2015г.);
- международной конференции «Динамика систем, механизмов, машин» (г. Омск 2015 г.);
- всероссийской конференции «Интеллектуальные разработки в интересах строительства и развития ВМФ» (г. Санкт – Петербург 2015 г.)

Публикации. По материалам диссертации опубликовано 21 печатная работа. Из них 1 работа в журнале, входящем в перечень, рекомендуемый ВАК, 2 статьи в журналах, представленных в базе данных с индексом Scopus, получено 2 свидетельства на разработанные программы.

Структура и объем диссертации. Диссертационная работа состоит из введения, четырех глав, заключения, списка использованной литературы. Работа изложена на 183 страницах основного текста, содержит 71 рисунок, 13 таблиц и список литературы из 139 наименований.

Основное содержание работы

В первой главе описаны способы передачи сообщений на дальние и сверхдальние расстояния. Указаны достоинства и недостатки как

коротковолновых, так и альтернативного для дальней связи варианта - спутниковых каналов связи.

Показано, что проектирование КВ каналов связи, предназначенных для работы в сложных условиях многолучевости и присутствия большого количества аддитивных сосредоточенных по спектру помех, требует построения единой динамической модели декаметрового канала связи, которая отражает физические свойства ионосферы, зависящие от географических координат передающего и приемного концов радиолинии, времени года, времени суток, солнечной активности и других факторов, а также от параметров сигнала (мощности, вида модуляции, способа кодирования и т.п.). Проведен анализ достоинств и недостатков модели Ваттерсона, рекомендованной международным союзом радиосвязи для декаметровых каналов связи. Модель Ваттерсона позволяет реализовать двухлучевой канал с рэлеевскими замираниями по каждому лучу. В этой модели в качестве входных параметров задаются величины межлучевой задержки, частотного рассеяния, отношения сигнал/помеха, амплитуды каждого луча, доплеровского сдвига частоты по каждому лучу. Однако несмотря на широкое распространение данной модели в ней имеют место определенные недостатки, в частности, невозможность оценить помехоустойчивость модема на конкретной трассе с фиксированными географическими координатами приемного и передающего пункта.

Параметры канала связи по каждому лучу для конкретно заданных трасс можно получить с помощью программной модели, разработанной в Южном федеральном университете под руководством профессора Барабашова Б.Г. В качестве входных параметров в данной модели задаются: координаты приемного и передающего центров, характеристики антенн, мощность передатчика, рабочая полоса частот, текущая дата, время, число Вольфа. Выходными параметрами модели являются амплитуды отдельных лучей, межлучевая задержка, уровень аддитивных помех в точке приема сигнала.

Объединение двух представленных выше моделей позволило разработать более универсальную комбинированную модель, которая учитывает характеристики модема и дает возможность оценивать помехоустойчивость каналов связи на заданной трассе с фиксированными точками приема и передачи. Результаты имитационного эксперимента, проведенного с использованием разработанной модели, представлены на рисунке 1.2.5. Эти результаты хорошо согласуются с результатами трассовых испытаний, приведенных на рисунке 1.2.6, которые получены Коноплевой Е.В. Следует заметить, что при моделировании трассовых испытаний такого рода результаты, которые согласуются с результатами натурных трассовых испытаний, получены впервые (КИД канала связи имеет наибольшее значение на трассах, соответствующих односкачковому распространению радиоволн).

В главе проведен анализ двух существенно различных подходов к проектированию высокоскоростных КВ радиомодемов. Высокоскоростную передачу сообщений в КВ канале можно организовать с помощью модемов, использующих методы частотного мультиплексирования независимых сигналов (OFDM), а также с помощью последовательных во времени однотоновых методов модуляции. Преимущество последовательных модемов состоит в эффективном использовании мощности передатчика, что обусловлено низким пик-фактором сигнала. Однако при связи в условиях КВ канала, при наличии многолучевости и частотного рассеяния становится невозможным организовать прием с поэлементной однотоновой несущей без коррекции характеристик канала связи на скоростях выше 300-500 бит/с. Преимущество OFDM-модемов заключается в устойчивости к вызванным многолучевостью селективным замираниям, а также к стационарным и импульсным помехам. Это объясняется большой длительностью передаваемых символов и, как следствие, тем, что поднесущие, пораженные селективными замираниями и стационарными помехами, могут быть исключены из общего пакета поднесущих при демодуляции с компенсацией

информационных потерь за счет избыточности кода, а импульсные помехи поражают, как правило, лишь малую долю всего сигнала.

В последнее время OFDM широко применяется в системах связи стандартов LTE, WiMax, 3G, WiFi, DVB, DRM, Равис, в модемах "Мистраль", "Кедр-Н", SPIRIT STANAG 4539 и др. Мультиплексирование с ортогональным частотным разделением каналов следует признать перспективным методом повышения скорости передачи сообщений и по КВ каналу связи.

Обоснованы возможные варианты использования разработанного в ходе выполнения диссертации высокоскоростного модема, такие как:

- передача с высокой скоростью большого объема сообщений независимо от типа файла (изображение, факс и др.);
- защита от радиоразведки противника при передаче сообщений ограниченного объема за счет существенного сокращения времени передачи по сравнению с другими видами манипуляции;
- связь с быстро летящими реактивными самолетами при наличии эффекта Доплера, что обеспечивается частотной синхронизацией при предельно возможных частотных сдвигах (до 150 Гц);
- сокращение времени доставки сообщений, требующих фиксированного времени приема, например, корректирующих кодов в навигационных системах, что обеспечивается в разработанном OFDM-модеме отсутствием длинной, превышающей несколько миллисекунд, синхропреамбулы в режиме вхождения в связь;
- организация цифровой голосовой дуплексной связи на одной частоте с разделением по времени каналов приема и передачи.

Приведены возможные варианты использования созданного в ходе выполнения диссертационной работы высоконадежного низкоскоростного режима OFDM-модема такие как:

- скрытная передача сообщений,
- передача сообщений в условиях радиопротиводействия,
- высоконадежная передача команд управления,

- использование низкоскоростного OFDM модема в качестве обратного канала связи в асимметричных адаптирующихся к условиям связи каналах с перезапросами, в том числе в каналах связи с ППРЧ.

Во второй главе диссертации дан анализ состояния и тенденции развития современных отечественных и зарубежных высокоскоростных КВ радиомодемов и проанализированы предъявляемые к ним требования.

Описан алгоритм функционирования разработанного высокоскоростного OFDM-модема. Рассмотрен способ относительной фазовой модуляции соседних поднесущих, находящихся в пределах одного OFDM-символа (OFDM-DPSK-F). Здесь разность начальных фаз у соседних поднесущих определяется следующим образом: $\Delta\varphi = \varphi_{m+1}^k - \varphi_m^k$,

где k-номер фронта передаваемого сигнала, а m-номер поднесущей в очередном фронте.

Произведено сравнение OFDM-DPSK –F с алгоритмом относительной фазовой модуляции в поднесущих вдоль оси времени (OFDM-DPSK-T)), здесь разность фаз определяется следующим образом: $\Delta\varphi = \varphi_m^{k+1} - \varphi_m^k$.

Помехоустойчивость обоих методов в АБГШ канале связи совпадает и может быть определена формулой:

$$P_b = \frac{1}{k} \left(\sum_{i=1}^{M/2} w_i' A_i \right);$$

$$\text{где } A_i = F \left((2i+1) \frac{\pi}{M} \right) - F \left((2i-1) \frac{\pi}{M} \right);$$

$$F(\psi) = -\frac{\sin \psi}{4\pi} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \frac{\exp(-kE_b / N_0 (1 - \cos \psi \cos t))}{1 - \cos \psi \cos t} dt;$$

$$w_i' = w_i + w_{M-i};$$

$$w_{M/2}' = w_{M/2}.$$

w_i -Хэммингов вес, соответствующий битам i-го символа.

По результатам сравнения помехоустойчивости OFDM-модемов в рэлеевских каналах связи был сделан вывод о том, что минимальное значение

отношения сигнал/помеха достигается при различных расстояниях между поднесущими в зависимости от условий в канале связи. Данная особенность хорошо видна на примере кривых помехоустойчивости OFDM–DBPSK-F и OFDM–DBPSK-T модемов, изображенных соответственно на рисунке 2.2.7 для условий распространения сигнала в канале среднего качества при различном расстоянии между поднесущими.

Подобные измерения были проведены для различных сигнальных созвездий, определена максимально возможная скорость передачи информации для различных условий распространения сигнала в канале связи.

Рассмотрен алгоритм автоподстройки частоты и синхронизации по времени в разработанном высокоскоростном OFDM-DPSK–F-модеме. В общем случае для частотно-временной синхронизации необходимо выполнить MN операций поиска синхропоследовательности (N – временных и M – частотных позиций).

Предложенный алгоритм упрощает задачу частотно-временной синхронизации, позволяя разделить ее на две независимых задачи частотной и временной синхронизации с общим числом операций поиска синхропоследовательности равным $M+N$. Для этого была найдена синхропреамбула, позволяющая находить тактовую синхронизацию независимо от величины частотного сдвига и фазовых шумов. В качестве такой синхропреамбулы была выбрана 11-элементная ЧТ последовательность Баркера с девиацией по частоте 1000 Гц с электрической скоростью 100 Бод. Данная последовательность отличается относительно малой чувствительностью к расстройке по частоте.

При высокой стабильности опорных генераторов проблема синхронизации по времени может быть решена также с использованием общего мирового или общего системного точного времени.

После решения задачи временной синхронизации решается задача частотной синхронизации для OFDM-символа. Были проанализированы два метода частотной синхронизации:

-алгоритм частотной синхронизации на основе апостериорной информации, передаваемой пилот-сигналами;

-алгоритм частотной синхронизации по минимуму среднеквадратичного отклонения от ближайших точек созвездия.

Первый алгоритм состоит в том, что частотная расстройка определяется по минимуму суммарной ошибки в пилот-сигналах между принятой и передаваемой последовательностями. Он обладает большим диапазоном определения частотных сдвигов и простотой реализации алгоритма, но несмотря на эти преимущества, помехоустойчивость существенно зависит от числа пилот-сигналов, участвующих в анализе.

Второй алгоритм состоит в том, что для всех поднесущих находится СКО расстояния конца вектора сигнала от точек созвездия при данном частотном сдвиге, при этом частотный сдвиг, при котором наблюдается минимум СКО, считается истинным. Данный алгоритм обладает простотой реализации, но у него ограничен диапазон определения частотного сдвига.

На основе двух этих методов частотной синхронизации был сделан интегрированный алгоритм частотной синхронизации, позволяющий объединить положительные качества обоих методов, минимизировав их недостатки. Сравнение помехоустойчивостей модемов OFDM–DPSK8 и OFDM–QAM-64, использующих описанные алгоритмы частотной синхронизации, приведено соответственно на рисунках 2.3.8 и 2.3.10.

Полученные графики свидетельствуют о том, что при превышении отношения сигнал/помеха уровня 8 дБ для DPSK8 и уровня 11 дБ для QAM64 комбинированный метод синхронизации более предпочтителен.

Автором диссертации был предложен и разработан алгоритм адаптации высокоскоростного модема к существующим условиям распространения сигнала. Данный вариант адаптации в отличие от методов, предложенных в ALE-3G, заключающихся в изменении сигнально-кодовой конструкции и варьировании избыточности кода в процессе ведения связи, подразумевает

также возможность смены длительности OFDM-символа и расстояния между поднесущими вдоль оси частот.

Для того чтобы сопоставить существующим в канале условиям распространения сигнала соответствующую длительность OFDM символа для каждого сочетания (частотное рассеяние, межлучевая задержка) и для набора возможных расстояний между поднесущими, методом имитационного моделирования было определено отношение сигнал/помеха, при котором достигается необходимое качество приема. По результатам анализа выбиралось то расстояние между поднесущими, при котором отношение сигнал/помеха было минимально. Результаты анализа приведены в таблице 1.

Имея данные о частотном и временном рассеянии, полученные по результатам канального зондирования, можно, с учетом полученных зависимостей, не изменяя скорости передачи сообщения, работать в более широких пределах частотного и временного рассеяния по сравнению с модемом, имеющим фиксированные параметры.

Как известно, эффективность работоспособности всех модемов определяется по площади характеристической поверхности, которая представляет собой трехмерную поверхность, показывающую зависимость отношения сигнал/помеха, необходимого для передачи сообщения с заданным качеством связи от величины частотного и временного рассеяния. Получившаяся интегрированная характеристическая поверхность модема с адаптацией по расстоянию между поднесущими занимает в 4.6 раза большую площадь, чем характеристическая поверхность модема с фиксированным расстоянием между поднесущими.

$$xy = S_1 = \text{const}$$

$$x = S_1 / y$$

$$S = \int_1^{100} \frac{S_1}{y} dy = S_1 (\ln(100) - \ln(1)) \approx 4.6 S_1$$

Это говорит о существенном увеличении надежности модема, использующего адаптацию по длительности символа. Было определено,

насколько изменится надежность связи с использованием адаптации по расстоянию между поднесущими по сравнению с фиксированным для всех каналов связи расстоянием. В качестве опорной системы при испытаниях был выбран модем, аналогичный УПС 4,8 КВ, с расстоянием между поднесущими 44,4 Гц.

Для DBPSK, DQPSK, DPSK-8 модуляций выигрыш в надежности при использовании адаптивного расстояния между поднесущими в зоне насыщения уровней КИД составляет соответственно 38 %, 35 %, 20 %.

Была рассмотрена возможность применения разработанного высокоскоростного модема для реализации цифровой КВ системы голосовой связи с временным разнесением приема и передачи (Time Dimension Duplexing-TDD). На рисунке 2.5.1 представлена упрощенная схема, реализуемая в цифровых УКВ системах связи, реализующих режим TDD.

СРС – блок сжатия речевого сигнала; ВРС – блок восстановления речевого сигнала; КК – канальный кодер; КД – канальный декодер; МД – модулятор; ДМ – демодулятор; ПРД – передатчик; ПРМ – приемник; ФЦ – формирователь цикла.

Проведен анализ методов построения таких систем и определение необходимых параметров. На основе разработанной модели радиолинии путем имитационного моделирования для выбранных вокодеров 600, 1200 и 2400 бит/с, а также для ряда сигнально-кодовых конструкций определено необходимое отношение сигнал/помеха для обеспечения удовлетворительной разборчивости речи на приемном конце. Для выбора типа сигнально-кодовой конструкции и для определения эффективности принятых технических решений была разработана модель радиолинии, включающая модули системы TDD на приемном и передающем концах, а также модуль радиоканала, в качестве которого была принята модель Ваттерсона. При проведении имитационного моделирования для каждой сигнально-кодовой конструкции (DBPSK, DQPSK, DPSK-8, QAM-16 или QAM-32), кодовых скоростей (1/2, 2/3 и 3/4) и ряда значений частотного и временного рассеяния определялись

величины отношения сигнал/шум, при которых вероятность ошибки составляла $P_{\text{ош}} = 5 \cdot 10^{-2}$, $2 \cdot 10^{-2}$ и $0,5 \cdot 10^{-2}$.

Проведенное моделирование системы связи с использованием предложенного модема показало, что режим с временным разнесением приема и передачи в системах КВ радиосвязи в полосе сигнала 3,1 кГц может быть реализован с использованием вокодеров 600 и 1200 бит/с. Применение вокодеров со сжатием речевого сигнала до скорости 2400 бит/с возможно, если вокодер обеспечивает восстановление речевого сигнала из принимаемого цифрового потока, ошибки в котором появляются с вероятностью $5 \cdot 10^{-2}$.

В рассматриваемой системе связи должны применяться помехоустойчивые вокодеры, обеспечивающие работу при значениях вероятности ошибки входного цифрового потока не ниже $2 \cdot 10^{-2}$. Применение менее помехоустойчивых вокодеров потребует значительного увеличения энергетики радиолинии.

В третьей главе приведен краткий обзор известных вариантов низкоскоростных модемов, проанализированы их достоинства и недостатки.

Отмечено, что низкоскоростные модемы используются как для энергетически скрытной, так и для высоконадежной передачи сообщений при работе передатчика большой мощности. В последнем случае радиолиния способна эффективно работать при функционировании средств радиоэлектронного противодействия со стороны противника.

Для того чтобы уменьшить вероятность обнаружения радиосигнала, необходимо уменьшить требуемое отношение сигнал/помеха до величины порядка минус 10÷20 дБ. Для этого используются сигналы с большой базой (отношением полосы частот, занимаемой спектром этого сигнала на выходе передатчика, к полосе частот, занимаемой спектром информационного сигнала на входе манипулятора). Однако с увеличением базы радиосигнала возрастают требования к точности синхронизации по времени передающего и приемного устройств. Если спектр широкополосного сигнала Δf находится в

пределах от 3 кГц до 100 кГц, то необходима синхронизация с точностью до десятых, сотых и даже тысячных долей миллисекунды.

Существующие широкополосные скрытные модемы, использующие когерентный метод приема сигналов, требуют при демодуляции большого числа корреляторов (порядка 80000) для обеспечения точной тактовой синхронизации. База такого рода модемов ограничена интервалами стационарности индивидуальных лучей как вдоль оси частот, так и вдоль оси времени. Кроме того, при взаимнокорреляционном приеме широкополосных сигналов требуется сложение результатов демодуляции, полученных для разных лучей.

В диссертационной работе описан разработанный алгоритм формирования широкополосных сигналов, который базируется на технологии OFDM, позволяет получать сигналы со сколь угодно большой базой и при этом не требует чрезмерно высокой точности синхронизации по времени на передающей и приемной стороне радиолинии.

На передающей стороне радиолинии многочастотный сигнал формируют с использованием метода относительной манипуляции начальных фаз поднесущих компонентов сигнала, расположенных друг от друга вдоль оси частот на расстоянии, обратно пропорциональном длительности элемента одного цикла передачи сообщения, бинарными последовательностями, индивидуальными для каждого из общего числа N значений символов, а на приемной стороне прием каждой поднесущей производят индивидуально с оценкой ее амплитуды и фазы на соответствующем каждому циклу сообщения интервале времени, с последующим определением разности фаз между всеми соседними поднесущими и суммированием полученных значений векторов в каждом из N накопителей с коррекцией разности начальных фаз для каждой поднесущей в каждом цикле для каждого символа по закону, который возвращает всем инвертированным на передающей стороне радиолинии при формировании многочастотного сигнала по фазе поднесущим значение фазы, равное нулю. Этим обеспечивается квазикогерентное сложение векторов

сигналов, принятых на разных поднесущих и в разные циклы для того символа, который передавался в течение заданного интервала времени.

На передающем конце радиолинии для каждого n -го символа (из общего числа N) при условии, что m -я поднесущая μ -го цикла $s(m, \mu)$ с нормированной амплитудой и нулевой начальной фазой (до манипуляции) записывается в виде

$$s(m, \mu) = \cos\left(\frac{2\pi}{T} m(t - (\mu - 1)T)\right),$$

имеется индивидуальная структура $\Sigma(n)$ широкополосного сигнала:

$$\Sigma(n) = \sum_{\mu} \left[\cos\left(\frac{2\pi}{T} (t - (\mu - 1)T)\right) + \sum_{m=1}^{M-1} \left[\cos(180^\circ \cdot K(n, \mu, m)) \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{T} m(t - (\mu - 1)T)\right) \right] \right],$$

где $K(n, \mu, m) = |B(n, \mu, m) - B(n, \mu, (m - 1))|$, или наоборот:

$$K(n, \mu, m) = \left| |B(n, \mu, m) - B(n, \mu, (m - 1))| - 1 \right|.$$

При передаче n -го символа передается структура широкополосного сигнала $\Sigma(n)$.

При двухпозиционном сигнале относительную манипуляцию начальных фаз поднесущих для противоположных символов производят одной и той же квазислучайной бинарной последовательностью и при этом для передачи одного значения символа это делают по правилу, по которому при положительном знаке случайной последовательности начальную фазу очередной поднесущей определяют равной фазе, предшествующей поднесущей, а при отрицательном знаке случайной последовательности начальную фазу очередной поднесущей изменяют на 180° по отношению к фазе, предшествующей поднесущей. При передаче другого значения символа относительную манипуляцию начальных фаз поднесущих производят по правилу, по которому при положительном знаке случайной последовательности начальную фазу очередной поднесущей изменяют на 180° по отношению к фазе, предшествующей поднесущей, а при отрицательном знаке случайной последовательности начальную фазу очередной поднесущей

принимают равной фазе предшествующей поднесущей. Пусть для формирования символов сообщения «1» и «0» при двухпозиционном сигнале используется квазислучайная бинарная последовательность $B(\mu, m)$. В этом случае алгоритм формирования символов, записанный в виде формул, имеет следующий вид:

$$\Sigma("1") = \sum_{\mu} \left[\cos\left(\frac{2\pi}{T}(t - (\mu - 1)T)\right) + \sum_{m=1}^{M-1} \left[\cos(180^\circ \cdot K("1", \mu, m)) \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{T}m(t - (\mu - 1)T)\right) \right] \right],$$

$$\Sigma("0") = \sum_{\mu} \left[\cos\left(\frac{2\pi}{T}(t - (\mu - 1)T)\right) + \sum_{m=1}^{M-1} \left[\cos(180^\circ \cdot K("0", \mu, m)) \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{T}m(t - (\mu - 1)T)\right) \right] \right],$$

где $K("1", \mu, m) = |B(\mu, m) - B(\mu, (m - 1))|$, а

$$K("0", \mu, m) = ||B(\mu, m) - B(\mu, (m - 1))| - 1|.$$

или наоборот:

$$K("1", \mu, m) = ||B(\mu, m) - B(\mu, (m - 1))| - 1|, \text{ а}$$

$$K("0", \mu, m) = |B(\mu, m) - B(\mu, (m - 1))|.$$

На приемной стороне радиолинии для каждого цикла и каждой m -й поднесущей в этом цикле методом дискретного преобразования Фурье определяется ее амплитуда $A(\mu, m)$ и начальная фаза $\varphi(\mu, m)$. После этого определяется разность фаз $\Delta\varphi(\mu, m)$ между каждой парой поднесущих $(m-1)$ и m соответственно в μ -ом цикле. Для каждого из N сумматоров-накопителей производится коррекция этой разности фаз в соответствии с тем, равна разность начальных фаз у соседних поднесущих нулю или нет на передающей стороне для того или иного символа. Если разность начальных фаз для соседних $(m-1)$ и m поднесущих в соответствующем μ -ом цикле на передающей стороне радиолинии для n -го символа равна нулю, то вектор поступает на соответствующий n -й сумматор с начальной фазой, равной

измеренному значению разности фаз $\Delta\varphi(\mu, m)$, а если разность фаз для соседних $(m-1)$ и m поднесущих в соответствующем μ -ом цикле на передающей стороне радиолинии для n -го символа равна 180° , то вектор поступает на n -й сумматор с начальной фазой, равной измеренному значению разности фаз $\Delta\varphi(\mu, m)$ с поворотом на 180° , т. е. с фазой $\Phi(\mu, m) = (\Delta\varphi(\mu, m) + 180^\circ)$.

Алгоритм функционирования n -го сумматора, записанный в виде формулы, имеет следующий вид:

$$A_n = \left| \sum_{\mu} \sum_{m=1}^{M-1} \cos(180^\circ \cdot K(n, \mu, m)) \cdot A(\mu, m) e^{j\Delta\varphi(\mu, m)} \right|.$$

При этом компоненты векторов, которые обусловлены помехами, суммируются случайно с равномерным распределением начальных фаз, а компоненты векторов, обусловленные n -м сигналом, суммируются квазикогерентно. В результате на выходе сумматора, который соответствует передаваемому в данный момент времени n -му символу, уровень накопленного напряжения будет иметь по окончании длительности передаваемого символа наибольшее значение. Максимальное значение A_n из общего их числа N в конце последнего цикла является критерием принятия решения о значении принимаемого символа n . Поднесущие, пораженные стационарными помехами, выявляются до демодуляции сигнала и при демодуляции сигнала игнорируются.

Данный метод приема сигнала является некогерентным методом, который хотя и проигрывает по помехоустойчивости классическому взаимно корреляционному (когерентному) методу приема сигнала, но не требует трудно реализуемой высокой точности взаимной синхронизации передающего и приемного устройств по времени. Энергетический проигрыш в данном случае не является решающим фактором, т.к. сигналы передаются малым уровнем мощности, составляющим доли от максимальной мощности передатчика.

На рисунке 3.2.9 приведены результаты вычислительного эксперимента по определению помехоустойчивости некогерентного метода приема широкополосных сигналов при одноцикловой передаче со средней скоростью 8 Бод, в зависимости от полосы, занимаемой спектром сигнала. Из приведенных графиков следует, что разработанный низкоскоростной модем способен обеспечивать достаточно помехоустойчивый прием при отношении сигнал/помеха -10 дБ и менее, т.е. скрытно при полосе спектра сигнала начиная с 3-х кГц.

На рисунке 3.3.2 приведены кривые помехоустойчивости некогерентного способа приема сигналов соответственно с полосами пропускания 3100 Гц (база 387) в зависимости от величины рассинхронизации по времени. Из полученных графиков видно, что рассинхронизация на 5 мс приводит к энергетическим потерям на доли дБ, а рассинхронизация на 10 мс приводит к энергетическим потерям порядка 1 дБ. Показано, что энергетические потери при рассинхронизации по времени слабо зависят от базы сигнала и имеют аналогичный вид для баз $B=5000$ ($\Delta f=40000$ Гц) и $B=12500$ ($\Delta f=100000$ Гц).

Методы синхронизации с использованием современных высокостабильных опорных генераторов позволяют постоянно обеспечивать синхронизацию по времени на приемной и передающей стороне радиолинии с точностью до нескольких миллисекунд, поэтому предлагаемая система скрытной радиосвязи с некогерентным методом приема широкополосных сигналов может работать с использованием точного мирового или точного системного времени и не требует принятия каких-либо дополнительных специальных мер по синхронизации.

Результаты испытаний скрытного модема с некогерентным сложением сигналов, проведенные с помощью модели Ваттерсона в различных условиях в соответствии с рекомендациями Международного союза электросвязи, показали его работоспособность как в «хороших» условиях среднеширотного канала связи, так и в «плохих» условиях высокоширотной (арктической) зоны.

Следует заметить, что некогерентный прием скрытных OFDM-сигналов не является альтернативой когерентному приему и может быть использован параллельно с ним на первой стадии начала приема сообщения с последующим увеличением помехоустойчивости за счет перехода к когерентному приему сигнала.

В четвертой главе приведены результаты трассовых испытаний, которые проводились как на короткой трассе на расстоянии до 8.5 км с целью определения максимально достижимой информационной скорости передачи сообщения в условиях воздействия реальных аддитивных помех, так и на дальней (односкачковой) трассе Омск-Ногинск (Московская область) с целью определения коэффициента исправного действия канала связи с разработанным OFDM-модемом в реальных условиях. Результаты испытаний на трассе Омск-Ногинск приведены на рисунке 4.2.9.

На трассе Омск-Ногинск исследовалась зависимость вероятности ошибок от различных расстояний между поднесущими, а также от различных сигнальных конструкций. На реальной трассе продемонстрирована индифферентность разработанного OFDM-модема к большим расстройкам по частоте, достигающим 50 Гц. В ходе подготовки к трассовым испытаниям была разработана оригинальная методика их проведения, которая позволила оценить зависимость КИД канала связи от мощности сигнала, хотя передатчик работал все время с постоянной мощностью 100 Вт. Это обеспечивалось за счет того, что излучение сигнала производилось с вариацией числа поднесущих. В этом случае при уменьшении количества излучаемых поднесущих мощность сигнала, которая приходилась на одну поднесущую, увеличивалась, что было эквивалентно увеличению мощности передатчика при неизменном количестве поднесущих.

В заключении диссертации обобщены результаты работы, основными из которых являются:

1. Алгоритмы построения и программная реализация OFDM-модема с многокритериальной адаптацией к условиям связи, обеспечивающего как

высокоскоростную, так и высоконадежную (скрытную) передачу дискретных сообщений с пониженными требованиями к синхронизации по времени.

2. Алгоритм синхронизации по частоте в высокоскоростном модеме для радиосвязи с реактивными самолетами и его программная реализация.

3. Компьютерная интегрированная модель декаметрового канала, учитывающая все основные условия распространения радиоволн и позволяющая имитировать трассовые испытания систем связи с всевозможными видами модуляции сигналов.

4. Методика проведения натурных испытаний, позволяющая оценивать коэффициент исправного действия (КИД) канала связи с OFDM-модемом в зависимости от мощности сигнала при неизменной мощности передатчика.

5. Результаты лабораторных и трассовых испытаний OFDM-модема, подтверждающие правильность выбранных научно-технических решений.

Личный вклад диссертанта

1. Разработаны алгоритмы функционирования и произведена их программная реализация для высокоскоростного и низкоэнергетического (скрытного) режимов работы OFDM модема.

2. Разработаны алгоритмы частотно-временной синхронизации для высокоскоростного и медленно действующего режимов OFDM-модема и произведена их программная реализация.

3. Разработана интегрированная модель, объединяющая физическую и структурную модели КВ канала связи.

4. Предложена и реализована практически методика определения КИД в зависимости от мощности сигнала при проведении испытаний на реальной радиолинии.

5. Проведены вычислительные эксперименты, трассовые испытания и статистическая обработка результатов этих испытаний.

ГЛАВА 1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

1.1 Беспроводная передача сообщений на дальние и сверхдальние расстояния

На сегодняшний день только системы спутниковой и КВ связи позволяют передавать данные и голосовые сообщения на расстояния до нескольких тысяч километров, что предоставляет уникальную возможность охвата значительных территорий, в том числе с гористым рельефом, а это абсолютно невозможно для традиционных решений в диапазонах УКВ и СВЧ.

Широкое распространение спутниковых сетей связи во многом обусловлено их следующими свойствами [1]:

1. Обеспечение области обслуживания значительных размеров, вплоть до глобальной, полностью охватывающей поверхность Земли.
2. Возможность обслуживания отдаленных, малонаселенных и труднодоступных территорий, где развертывание наземных сетей связи экономически неоправданно, либо просто невозможно.
3. Простота обеспечения широковещательного и многоадресного режимов передачи.
4. Возможность гибкой поддержки различных информационных услуг и приложений, независимость технологии передачи и коммутации от технологии предоставления услуг.
5. Обеспечение совместной передачи по общим физическим каналам существенно разнородных информационных потоков (речь, аудио-, видео-, факс, цифровые массивы и т. д.), показатели качества передачи которых значительно различаются.
6. Совместная передача непрерывного и пакетного трафика.
7. Предоставление услуг подвижным пользователям.
8. Высокая пропускная способность спутниковых каналов связи при приемлемо высоком качестве передачи.

9. Простота обеспечения требуемых топологических свойств сети, в том числе полносвязности.

10. Эффективное использование сетевых ресурсов, благодаря возможности перераспределения пропускной способности сети между каналами связи в соответствии с текущими характеристиками сетевого трафика.

11. Возможность предоставления пользователям услуги глобального местопределения, а также определения точного времени.

12. Большая гибкость спутниковых сетей связи (ССС), позволяющая в случае необходимости достаточно просто изменять область обслуживания путем изменения орбиты ретрансляторов, адаптироваться к потребностям пользователей, меняя перечень предоставляемых информационных услуг.

13. Относительно малые сроки развертывания СССР и наладки оборудования и аппаратуры.

14. Независимость стоимости передачи сигналов через спутник от расстояния между земной станцией, передающей сигнал, и станцией, его принимающей.

15. Малая вероятность битовой ошибки при передаче данных.

Однако, как и любая другая система, СССР имеет и ряд недостатков. К ним относятся следующие:

1. Значительная задержка распространения, характерная для СССР, использующих ретрансляторы на геостационарных орбитах, достигающая 500 мс, особенно ощутимая при телефонном соединении, что делает неэффективным использование СССР при неадаптированной к ней передаче данных.

2. Малое отношение сигнал/помеха, вызванное пространственным рассеянием энергии радиоволны на трассе "Земля – спутник - Земля" и, как следствие, низкая помехозащищенность. Для того чтобы в этих условиях обеспечить приемлемую вероятность ошибки принимаемого сигнала,

приходится использовать крупногабаритные антенны, малошумящие элементы и сложные помехоустойчивые коды.

3. Поглощение в тропосфере. Поглощение сигнала атмосферой находится в зависимости от его частоты. Кроме поглощения, при распространении радиоволн в атмосфере присутствует эффект замирания, причиной которого является разница в коэффициентах преломления различных слоев атмосферы.

4. Ионосферные эффекты. Эффекты в ионосфере обусловлены флуктуациями распределения свободных электронов. К ионосферным эффектам, влияющим на распространение радиоволн, относят поглощение, задержку распространения, изменение частоты, вращение плоскости поляризации.

5. Влияние солнечной интерференции. При приближении Солнца к оси спутник - наземная станция радиосигнал, принимаемый со спутника наземной станцией, пропадает, потому что значительно увеличивается уровень шумов, принимаемых от Солнца.

6. Большая стоимость предоставления услуг связи [2].

7. Зависимость от факторов мировой и политической обстановки, связанная с тем, что большинство спутников принадлежит частным иностранным компаниям.

8. Невозможность организации непрерывной, надежной связи с арктическими районами, вызванная отсутствием в настоящее время отечественной низкоорбитальной спутниковой группировки.

Несмотря на огромные достижения в области спутниковых систем радиосвязи, развитие сотовых сетей связи и систем широкополосного беспроводного доступа, коротковолновая (КВ) радиосвязь в настоящее время продолжает играть важную роль при передаче информации на дальние и сверхдальние расстояния как гражданскими ведомствами, так и силовыми структурами [3, 4]. В радиосвязи специального назначения особое место по-

прежнему отведено КВ радиосвязи как одному из базовых видов резервной связи. Следует отметить одновременно возросший интерес различных ведомств к КВ-радиосвязи с подвижными объектами, обусловленный такими факторами, как:

1. Простота использования. Появление таких адаптивных способов организации связи, как ALE-2G, ALE-3G, позволяющих выбирать оптимальную по качеству частоту из списка возможных, а также скорость передачи данных, привели к уменьшению роли оператора в процессе организации и поддержания связи.

2. Независимость от факторов мировой экономической и политической обстановки.

3. Дешевизна и доступность аппаратуры.

4. Появление новых технологий обработки информации, позволивших значительно повысить надежность связи, и быстрое развитие цифровых технологий, позволивших существенно повысить возможности КВ радиосвязи. Так, если ранее качество связи напрямую зависело от опыта и мастерства оператора, то сейчас оно обеспечивается программно-аппаратными средствами аппаратуры связи [5].

5. Возможность обеспечения связи через протяженные труднодоступные пространства, например, водные, горные, лесные районы, особенно характерные для территории РФ.

6. Средства КВ радиосвязи обладают простотой развертывания и восстановления в случае нарушения в результате воздействия помех и низкой стоимостью одного канала на километр дальности связи. [6, 7]

Ключевыми недостатками КВ радиосвязи являются:

1. Зависимость от состояния ионосферы земли.

2. Ограниченность скорости передачи информации, обусловленной частотным и временным рассеянием, наблюдаемым в канале связи.

3. Низкая скорость передачи данных в полярных областях, вызванная большим затуханием и худшими условиями распространения сигнала.

4. Наличие в канале связи большого количества помех от посторонних радиостанций.

В последние годы системы коротковолновой (КВ) связи претерпевают значительные изменения. В ведомствах создаются единые информационно-телекоммуникационные системы, при этом изменяется и роль КВ радиосвязи. Действующие системы КВ радиосвязи силовых ведомств характеризуются существенным отставанием от современного уровня науки и техники. Текущая обстановка в силовых структурах такова, что требуются стабильные, надежные, имеющие высокую степень кодирования каналы связи, передача информации по которым возможна в автоматическом режиме с минимальным привлечением обслуживающего персонала. В связи с этим необходимым является внедрение высокоинтеллектуального оборудования с развитыми функциями самодиагностики, интуитивно понятными интерфейсами, гибкостью обслуживания. Для реализации таких средств связи разработчикам требуется более широкое использование современной элементной базы и цифровой микропроцессорной техники. Основными тенденциями развития систем разработки КВ связи являются [8-12]:

1. Повышение помехоустойчивости, надежности и скорости передачи данных за счет внедрения передовых алгоритмов цифровой обработки сигналов.

2. Разработка средств тестирования разработанной аппаратуры связи, в том числе имитаторов различных условий распространения сигналов, наблюдаемых в КВ каналах связи.

3. Использование аппаратуры зондирования ионосферы.

4. Создание адаптивных радиолиний с автовыбором рабочей частоты и скорости передачи данных.

Учитывая современное состояние техники КВ радиосредств, можно отметить, что основные направления развития комплексов КВ радиосвязи состоят в повышении эффективности КВ радиосредств.

В связи с этим в диссертации были проведены исследования, позволяющие повысить эффективность систем КВ связи, а именно:

1. Увеличить скорость передачи сообщений.
2. Обеспечить возможность организации связи с быстро - перемещающимися объектами.
3. Повысить скрытность передачи сообщений.
4. Снизить требования к синхронизации по времени.

1.2. Особенности КВ канала связи (КС)

Использование средств имитационно параметрического моделирования радиоканалов при проектировании и отладке комплексов радиоаппаратуры позволяет разработчикам научно обосновывать выбираемые технические решения, экономить значительное количество времени и средств, так как тестирование аппаратуры в условиях реальных каналов связи требует выделения частотного ресурса для проведения испытаний, а разнесение станций на большие расстояния существенно затрудняет процесс разработки и отладки алгоритмов цифровой обработки сигналов. Наиболее целесообразным представляется проведение подобных испытаний при помощи имитатора канала связи без проведения реальных сеансов связи. В связи с тем, что среда распространения является сложным нестационарным объектом, описать поведение которого в аналитическом виде представляется затруднительным, были применены методы обработки, учитывающие статистические представления о характеристиках радиоканалов. Так как большинство положений, выносимых на защиту доказывається

усовершенствованным в ходе выполнения диссертации методом имитационного моделирования, необходимо отметить новизну и соответствие вновь разработанных моделей международным стандартам, рекомендованным Международным союзом радиосвязи.

Блок-схема декаметрового (ДКМ) КС, изображенная на рисунке 1.2.1, включает в себя среду распространения в совокупности с источниками помех и основные элементы трактов передающей и приемной аппаратуры, которая поясняет предназначение разработанных автором математических моделей для проектирования различных устройств, входящих в состав линии радиосвязи.

Сама модель среды распространения описана, к примеру, в одной из рекомендаций Международного союза электросвязи [13]. Полезный сигнал пропускается через линию задержки с отводами, каждый из которых имитирует наличие отдельного луча, имеющего временную задержку τ_i относительно первого. На каждом отводе задержанный сигнал модулируется по амплитуде и фазе соответствующей случайной комплексной функцией $\dot{\gamma}_i(t)$, которая является аналогом коэффициента передачи канала для i -го луча. Далее сигналы всех N лучей суммируются, в результате чего формируется сигнал, подобный сигналам, образующимся в результате многолучевого распространения радиоволн. Схема модели Ваттерсона представлена на рисунке 1.2.2.

где $G_i(t)$ - функция передачи по i лучу.

Спектр функции передачи ($f_i(v)$) определен законом гауссовского распределения:

$$f_i(v) = \frac{1}{\tilde{A}_{ia} \sigma_{ia} \sqrt{2\pi}} \exp \left[-\frac{(v - v_{ia})^2}{2\sigma_{ia}^2} \right] \quad (1.2.1)$$

где \tilde{A}_{ia} -ослабление по i лучу,

σ_{ia} - половина величины частотного рассеяния по i лучу,

ν_{ia} - величина доплеровского сдвига по i лучу.

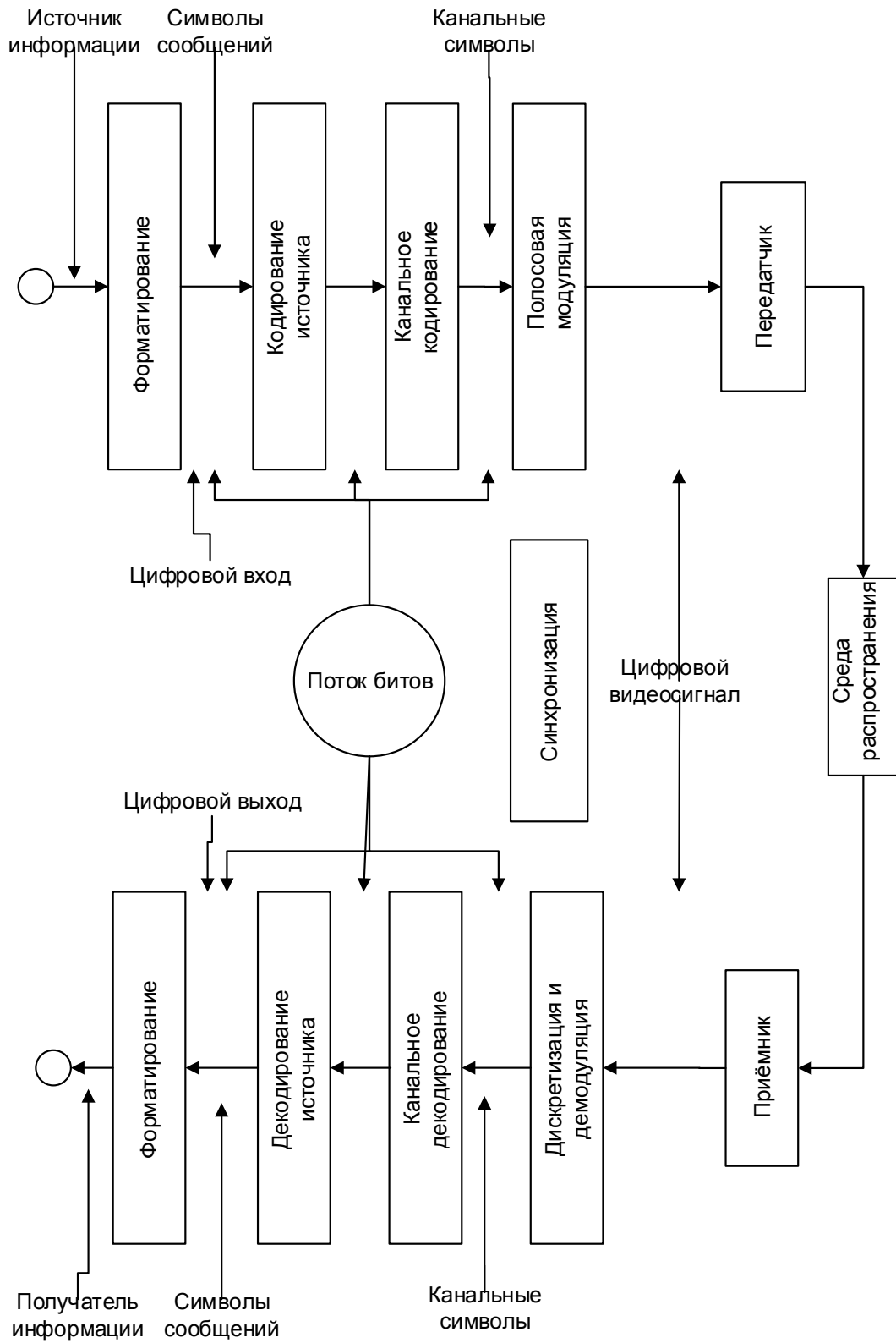


Рисунок 1.2.1. Блок схема ДКМ КС.

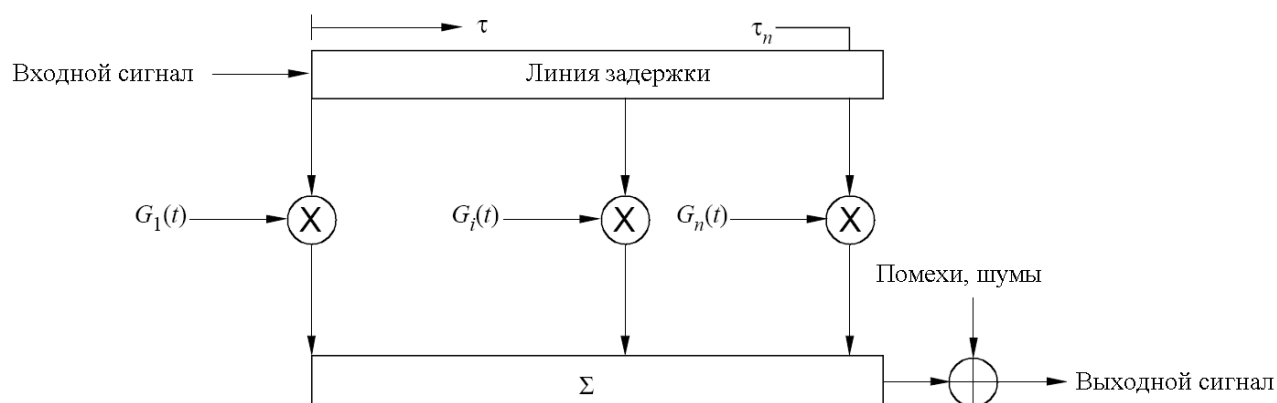


Рисунок 1.2.2. Схема имитатора Ваттерсона

Несмотря на подобную простоту и широкое распространение, эта модель, будучи реализованной в различных устройствах, дает сильно различающиеся результаты. Причем отличаться полученные результаты могут как в лучшую, так и в худшую сторону, иногда на единицы дБ. Дело в том, что многие из ключевых параметров модели не регламентированы, в том числе не задан метод формирования функции передачи по каждому лучу. Это делает возможным реализацию модели Ваттерсона в каждом отдельном случае по-своему [14].

Поэтому в ходе разработки описываемого имитатора КВ радиоканала в качестве основополагающих документов были взяты рекомендации Международного союза электросвязи [13], Министерства обороны США [15] и рекомендации фирмы Harris [16]. Все эти документы в совокупности достаточно подробно описывают требования к структуре имитатора канала и к параметрам его составных частей. Подробная схема имитатора КС, учитывающая международные рекомендации, представлена на рисунке 1.2.3.

Блок вычисления порядка гауссовского фильтра и нахождения коэффициентов передачи работает следующим образом:

$$K_{qual} = 2;$$

$$N = \frac{K_{qual} \cdot F_{s1}}{\sigma_{ia}};$$

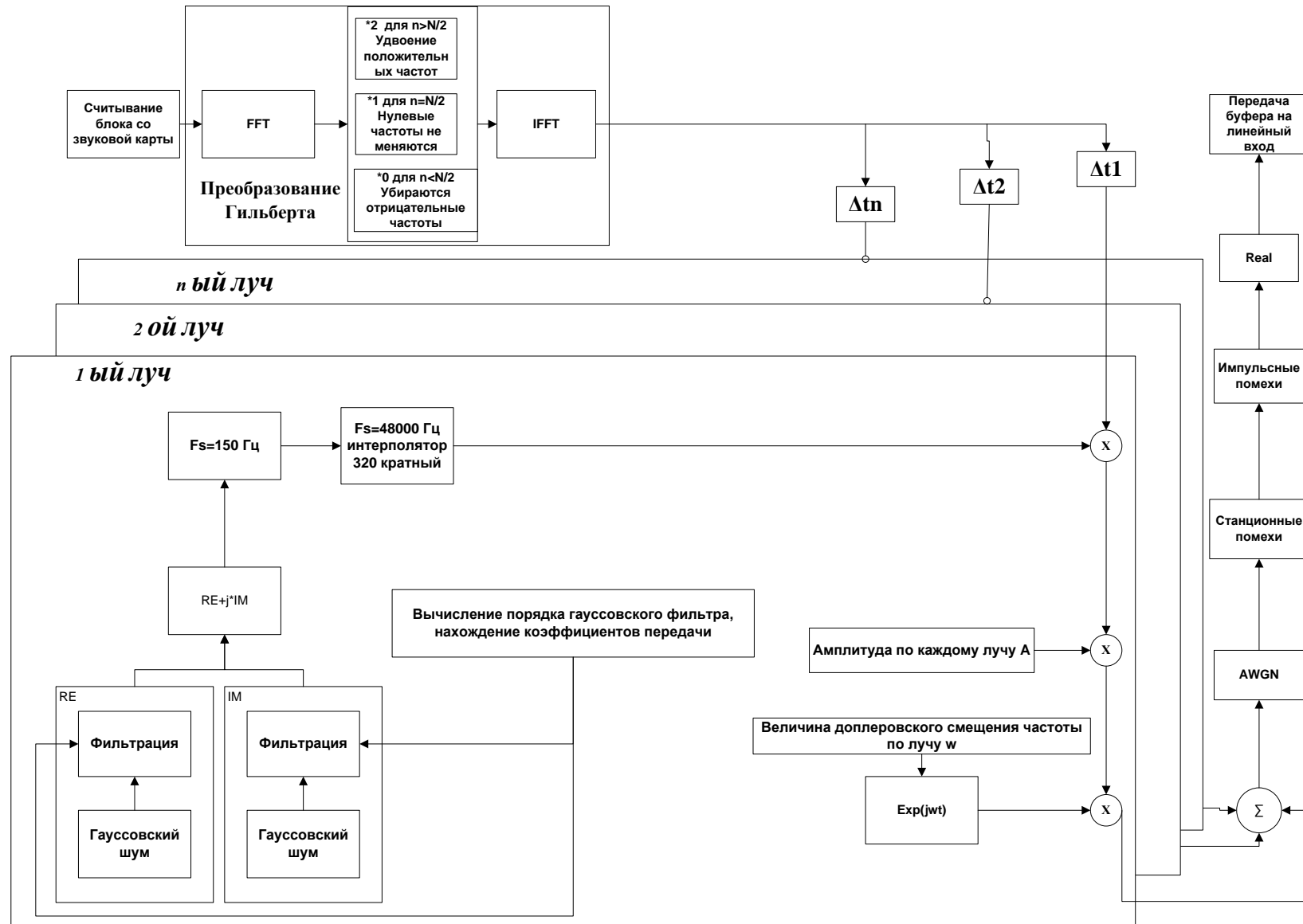


Рисунок. 1.2.3. Подробная функциональная схема имитатора Ваттерсона

$$\sigma_{norm} = \frac{\sqrt{2} \cdot Fs_1}{2\pi\sigma_{ia}};$$

$$mu = 0.5(N - 1);$$

$$f = 0, 1, \dots, N - 1;$$

$$a_i = \frac{\frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{norm}} e^{-\left(\frac{(f_i - mu)^2}{2\sigma_{norm}^2}\right)}}{\frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{norm}} e^0} \sqrt{2\pi}\sigma_{norm}, \quad i = 1, \dots, N - 1;$$

Где Fs_1 – частота дискретизации первообразующего процесса замираний;

K_{qual} – константа гауссовского фильтра, определяющая число коэффициентов фильтра (должна быть больше чем 1.4);

N - порядок фильтра;

a_i - коэффициенты КИХ фильтра (гауссовского фильтра).

Процесс фильтрации белого гауссовского шума для формирования действительных и мнимых компонент происходит путем нахождения свертки с коэффициентами КИХ фильтра.

После того как комплексные замирования сформированы с низкой частотой дискретизации, происходит интерполяция [17] до частоты дискретизации входного сигнала, что отражается в приведенной на рис. 1.2.3 схеме до 48кГц.

Входной сигнал поотсчетно перемножается с комплексным вектором замирования, и происходит формирование замиряющего по рэлеевскому закону луча, прошедшего через канал связи.

После того как все моды сигнала сформированы и перенесены на частоту, соответствующую доплеровскому сдвигу для заданного луча, происходит сложение получившихся комплексных векторов с учетом межлучевой задержки. Результирующий сигнал на входе приемника можно представить в виде:

$$z(t) = \sum_{k=1}^n (G_{ck}(t)s(t-\tau_k) + G_{sk}(t)\hat{s}(t-\tau_k)) + n(t)$$

Где $G_{ck}(t), G_{sk}(t)$ – независимые квадратурные составляющие, определяющие замирания по каждому лучу, \hat{s} – преобразование Гильберта сигнала s , а τ_k – детерминированные или случайные задержки распространения лучей, $n(t)$ – аддитивная помеха, не зависящая от сигнала $s(t)$.

Основной характеристикой для подтверждения правильности работы имитатора КС является АЧХ гауссовского фильтра, формирующего замирания. На рисунке 1.2.4 приведены результаты сравнения АЧХ фильтра, задаваемого формулой (1.1) и АЧХ сформированного фильтра при величине частотного рассеяния равной 0.1, 0.5, 1 Гц.

Как видно, глубина области точного совпадения АЧХ составляет не менее 200 дБ для всех трех значений рассеяния, что в полной мере удовлетворяет требованиям, в соответствии с которыми это значение не должно быть меньше 30 дБ.

Несмотря на широкое распространение данной модели радиоканала, у нее существуют недостатки, связанные с отсутствием возможности учета импульсных и стационарных помех.

Моделирование импульсных помех (ИП) было подробно описано в [18, 19, 20]. Причинами ИП могут быть грозовые разряды, системы зажигания автомобилей, шумы промышленного характера. Формирование ИП происходит следующим образом:

$$U(t) = 1(t - \tau_i, \tau_i) a_i \sqrt{A_c^2(t) + A_s^2(t)} \sin(2\pi ft)$$

где $1(t - \tau_i, \tau_i)$ – функция, возвращающая 1, когда $t - \tau_i = 0$,

a_i -случайные амплитуды импульсов, распределенные по логнормальному закону,

A_s, A_c -нормальные случайные процессы с нулевым средним и дисперсией σ_a^2 ,

f - частота биений.

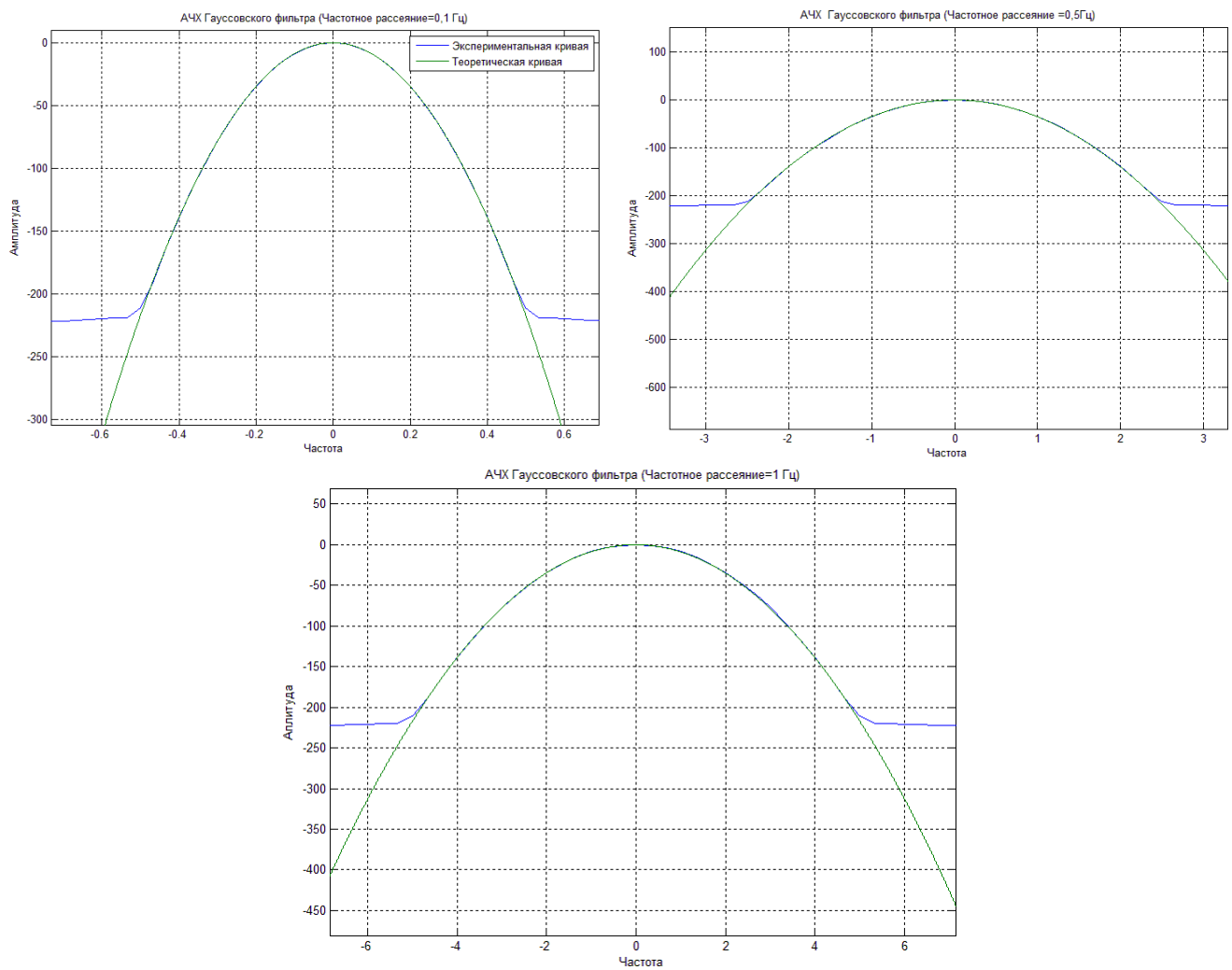


Рисунок 1.2.4. АЧХ формирующего фильтра и теоретическая кривая гауссовского фильтра а) для случая частотного рассеяния 0,1Гц; б) для случая частотного рассеяния 0,5Гц; в) для случая частотного рассеяния 1Гц.

Формирование стационарных помех (СП) было подробно описано и проанализировано в работе [21]. Причинами СП являются сигналы посторонних

станций. Так как в радиоканале большое распространение получила передача голосовых сигналов и сигналов высокоскоростных модемов, то в первом приближении СП можно считать шумоподобными и в качестве первообразующего сигнала можно взять АБГШ. Так как уровень помехи в каждом эксперименте случаен и в большинстве случаев находится на уровне аддитивных шумов, то амплитуда формируется по логнормальному закону:

$$U_{cn} = 10^{0,05[\sum_{cn} \rho_{cn} \cos(2\pi R_1) + M_{cn}]}$$

$$\rho_{cn} = \sqrt{-2 \ln(R_2)}$$

R_1, R_2 - случайные числа, распределенные по равномерному закону,

M_{cn} -математическое ожидание стационарной помехи,

Σ_{cn} -СКО стационарной помехи.

После того как уровень помехи сформирован, ее пропускают через имитатор Ваттерсона с заданными параметрами частотного и временного рассеяния, предполагая, что помеха прошла свои собственные независимые искажения при распространении через ионосферу.

Данная разработанная модель КВ КС позволяет проводить вычислительные эксперименты, имитируя отдельные сеансы связи, и дает возможность определять качество сообщений, принятых в этих сеансах. Отношение числа сообщений, принятых с удовлетворительным качеством, к общему числу переданных при различных условиях так же, как и при чисто натурных испытаниях дает значение КИД КС. Исследование зависимости КИД КС от мощности передатчика позволяет при проведении как натурных сравнительных трассовых испытаний, так и при их имитационном моделировании производить оценку энергетического выигрыша-проигрыша одной системы связи по отношению к другой. Достоверность результатов

обеспечивается обязательным участием в сравнительных испытаниях уже хорошо известных базовых систем связи, результаты работы которых могут прогнозироваться. Помимо этого, возможно оценить помехоустойчивость разработанного модема при прохождении различных каналов связи при наличии станционных, импульсных помех, а также АБГШ.

Также с помощью модифицированного имитатора Ваттерсона возможно моделировать дуплексный одномерный дискретный КС, позволяющий статистически достоверно описывать работу систем связи с переспросом недостоверных фрагментов сообщения.

Как было показано в диссертации [21], одним из перспективных направлений моделирования КВ КС является сопряжение имитационно-аналитических моделей одномерных дискретных КС с моделями ионосферы, дающими представление о параметрах канала связи по заданным координатам передатчика и приемника, заданным временам года и времени суток, заданной величине солнечной активности и т. д.

Однако, несмотря на широкое распространение модели Ваттерсона, в ней существует недостаток, связанный с невозможностью оценить помехоустойчивость модема на заданной трассе с фиксированными координатами приемного и передающего пункта. Такая необходимость возникает в процессе разработки технических средств, систем и комплексов коротковолновой радиосвязи, в ходе которых необходимо оценивать работоспособность радиолинии в условиях различной возмущенности геомагнитного поля и при наличии различного рода аддитивных помех. Провести натурный эксперимент в течение разных сезонов и тем более в течение нескольких лет, требуемых для проверки возможности работы радиолинии при различной солнечной активности, не представляется возможным, прежде всего в силу ограниченности временных и финансовых ресурсов. Все это делает актуальной разработку программных средств компьютерной имитации трассовых испытаний, позволяющих с той или иной степенью адекватности уже

на ранней стадии проектирования коротковолновых систем связи проводить вычислительные эксперименты в условиях, максимально приближенных к реальным.

При разработке инструментария для компьютерной имитации трассовых испытаний в наиболее полной мере должны учитываться результаты многолетних наблюдений, свойства ионосферы, исследованные в ходе радиофизических экспериментов, так и существующие представления о статистических характеристиках радиоканалов. То есть, если результаты радиофизических исследований, нашедшие свое отражение в компьютерных моделях ионосферы, позволяют прогнозировать средние значения ионосферных параметров и вытекающие из этого средние значения характеристик радиоканала, то имитатор радиоканала должен учитывать все возможные отклонения от средних значений, описывающие замирания сигнала, подчиняющиеся различным практически реализующимся законам распределения статистических величин.

Необходимо отметить, что во многих случаях целью трассовых испытаний является не столько определение характеристик новой радиосистемы, сколько проведение сравнительного анализа инновационной разработки и существующей (известной) системы радиосвязи.

Концепция проектирования компьютерного имитатора трассовых испытаний радиолиний коротковолнового диапазона частот изложена в [21, 22]. Имитатор включает в себя физическую модель ионосферы и структурную модель коротковолновой радиолинии.

Имитация передачи сообщения предполагает последовательное выполнение следующих действий:

- задание пространственного распределения электронной концентрации, соответствующего условиям, определяемым расположением пунктов связи, датой, временем и уровнем солнечной активности;

- расчет траекторного и энергетических характеристик радиолинии, в ходе которого определяется модовая структура ионосферного сигнала, уровни сигнала и шумов (среднее значение отношения сигнал/шум) по каждому моду ионосферной волны;
- формирование случайных процессов, имитирующих замирания сигнала по каждому моду и флуктуации уровня шума;
- имитация прохождения сигналов по сформированному таким образом радиоканалу;
- анализ прохождения, заключающийся в побитовом/позначном сравнении «отправленного» и «принятого» сообщений с определением количества ошибок в переданном сообщении.

Дополнительно могут учитываться такие факторы, как отклонение реальных характеристик радиолинии от прогнозных (ошибка в задании оптимальной рабочей частоты), поражение выбранной рабочей частоты стационарными помехами, появление в ионосфере спорадического слоя (Es) и пр.

Анализ результатов имитации трассовых испытаний систем заключается в сравнении значений мощностей передатчиков этих систем при одинаковых значениях КИД и определении их относительного энергетического выигрыша/проигрыша. Этот относительный выигрыш/проигрыш при разных значениях КИД может быть различным [23, 24]. Его обычно оценивают в зоне относительно невысоких значений КИД равных $0,5 \div 0,7$.

Подсистему программного комплекса, обеспечивающего получение прогнозных значений характеристик коротковолновой радиолинии [25], составляет программа «Трасса» [26, 27, 28]. Файл выходных данных этой программы содержит информацию о модовой структуре коротковолновой радиолинии на время анализируемого сеанса связи для каждой из заданных рабочих частот, уровнях сигнала для каждого мода, межмодовых задержках. Эта информация является входными данными для имитатора коротковолновой радиолинии.

Дополнительной входной информацией является тип радиолинии по географическому расположению точек отражения (низкоширотная, среднеширотная, высокоширотная), количество телеграмм, длина одной телеграммы (в числе бит/знаков) и допустимое число ошибок (бит/знаков) в одном сообщении. Задание типа радиолинии позволяет автоматически сформировать массив характеристик частотного рассеяния в канале, в соответствии с Рекомендацией ITU-R F.1487 [13]. При этом, поскольку в данной рекомендации приведены максимальные значения частотного рассеяния для различных типов радиолиний, при моделировании принято, что они соответствуют трехскачковому распространению (дальность до 12 тыс. км), и для более коротких радиолиний они пересчитываются пропорционально их дальности (количеству скачков). Временное рассеяние определяется межмодовыми задержками, выдаваемыми программой «Трасса». Таким образом, формируется набор входных параметров, используемых имитатором коротковолнового канала связи, реализованного по модернизированной модели Ваттерсона [29], которая формирует как рэлеевские, так и другого рода замирания (райсовские, односторонне-нормальные, усечено-нормальные и пр.). Кроме этого, в данном блоке имитатора задается тип модема, с помощью которого осуществляется связь, скорость передачи данных в радиоканале и диапазон значений мощности передатчика, при которых необходимо определить КИД.

Определяются значения мощностей передатчиков, при которых КИД сравниваемых систем связи имеет уровень равный 0,5. Относительно этих значений с заданным шагом варьируются мощности передатчиков в сторону увеличения.

Тестовое сообщение формируется либо оператором, либо автоматически с использованием генератора случайных чисел. При этом могут сравниваться друг с другом как модемы в чистом виде, так и модемы совместно с кодеками. Сформированная бинарная последовательность с помощью модема преобразуется в аналоговый модулированный сигнал, представленный в памяти

ПК отсчетами. Сформированный таким образом сигнал подается на вход имитатора КВ канала связи [18], соответствующего требуемой радиолинии и условиям распространения, определяемыми выходными параметрами программы «Трасса». В дополнение к методикам, представленным в [22], в данном случае индивидуальные параметры частотного рассеяния задаются по каждому моду (радиолучу) сигнала. Сигналы всех лучей, умноженные каждый на соответствующие комплексные коэффициенты передачи, суммируются в точке приема. К претерпевшему искажения в многолучевом канале связи сигналу добавляется шум, стационарные и импульсные помехи. Преобразованный таким образом исходный сигнал демодулируется, и восстановленная из него последовательность из M бит/знаков побитно/позначно сравнивается с исходной. Телеграмма считается принятой верно, если число ошибок не превышает значение заданного порога R . Для фиксированного значения мощности передатчика производится повторение вышеописанных процедур до тех пор, пока через канал связи не пройдут все N тестовых телеграмм. После этого цикл сравнительных трассовых испытаний заканчивается и определяется соответствующее данной мощности передатчика значение КИД канала связи.

Меняя в каждом цикле испытаний значение мощности передатчика, можно построить кривую зависимости КИД от мощности передатчика.

В зависимости от временного интервала, для которого определяется КИД (одного дня, одного месяца, сезона и т. д.) программой производится соответствующее накопление данных и их последующая статистическая обработка. Естественно, что для этого используется соответствующее количество входных файлов, предварительно вычисленных программой «Трасса».

По данным на выходе имитатора, полученным в соответствии с вышеописанным алгоритмом имитации трассовых испытаний, строится график зависимости КИД от дальности связи с заданными по ITU-R условиями прохождения. Такого рода график, полученный с помощью имитатора трассовых

испытаний, приведен на рисунке 1.2.5 для трех трасс: 658 км, 2430 км и 3858 км для режима работы ДЧТ, 282 Бод. [30].

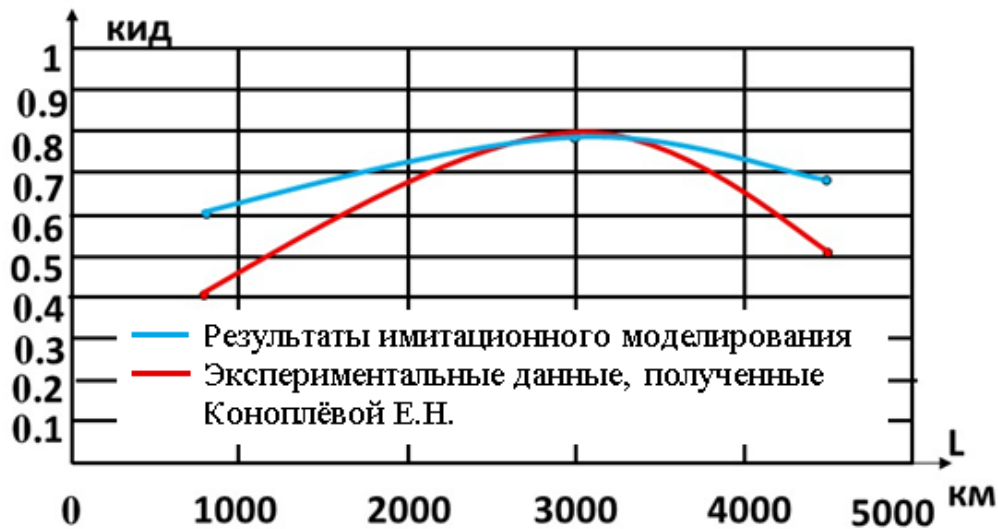


Рисунок 1.2.5. График зависимости КИД от протяженности трассы.

На рисунке 1.2.6 показаны экспериментальные кривые зависимости мощности от дальности связи для различных уровней, измеренные Коноплевым Е.Н. для того же модема [31].

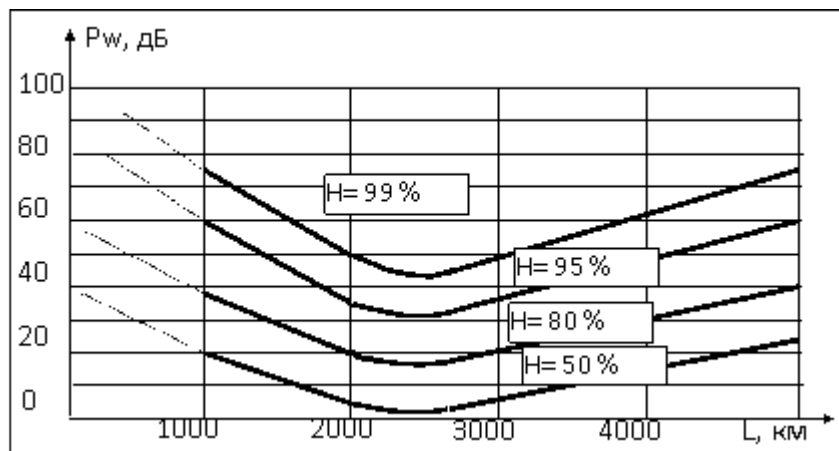


Рисунок 1.2.6. Зависимость мощности передатчика для обеспечения заданной надежности связи H от длины трассы. (ЧТ, 282 бит/с, $P_{\text{ош}} = 0,0001$, P_w -используемая мощность)

Полученные с помощью имитатора трассовых испытаний результаты позволяют сделать важные выводы, подтверждающие известные факты.

Во-первых, односкачковая трасса длиной порядка 2500 км требует наименьших энергетических затрат для передачи сообщений. Этот вывод хорошо согласуется с экспериментальными данными, полученными в [31].

Во-вторых, в КВ канале радиосвязи существует предел увеличения КИД для определенных режимов работы на группе разрешенных частот, который не может быть преодолен увеличением мощности передатчика. Это объясняется тем, что даже на наиболее благоприятной односкачковой трассе может существовать многолучевость, при которой некоторые режимы работы не способны за счет увеличения мощности обеспечить 100 %-ую надежность передачи сообщений. В данной работе не рассматриваются способы организации трасс без многолучевости с использованием пространственной селекции лучей, поляризационного приема и предварительного зондирования всего КВ диапазона.

В-третьих, в ближней зоне относительно передатчика на расстоянии до 1000 км с помощью обычных режимов работы нет возможности обеспечить удовлетворительное значение КИД канала связи. Это явление породило термин «мертвая зона». До последнего времени считалось невозможным использовать для передачи сообщений на относительно небольшие расстояния коротковолновый диапазон частот. В настоящее время ведутся исследования на предмет повышения значений КИД КВ каналов связи при передаче сообщений на сотни километров за счет специальных режимов работы, индифферентных к многолучевости и за счет использования антенн с зенитным излучением радиоволн. Описанный имитатор трассовых испытаний может помочь проектировщикам систем связи решить вышеуказанную задачу.

Имитатор трассовых испытаний включает в себя две качественно разные модели - модель ионосферы и модель коротковолновой радиолинии. Модель ионосферы позволяет для заданной координатами приемника и передатчика и другими параметрами среды распространения и системы связи трассы определить модовый состав сигнала в точке приема (количество лучей, максимально применимую частоту каждой моды, амплитуду и задержку каждой

моды). При задании уровня шума и порогового значения отношения сигнал/помеха для данной сигнально-кодовой конструкции может быть определено время в течение суток, когда отношение сигнал/помеха превышает заданное пороговое значение. В ряде других современных моделей ионосферы определяется территория обслуживания данным передатчиком в любой точке, в которой отношение сигнал/помеха превышает минимально допустимый порог. Недостатком модели ионосферы является то, что все получаемые на ее выходе данные являются усредненными по времени от 15 мин до 1 часа. Модель правильно отражает суточные замирания, но не формирует быстрые и медленные замирания. Это не позволяет, в частности, адекватно определять КИД для заданной радиолинии и для конкретных видов используемых сигналов.

Имитационная модель КВ радиолинии [22] формирует процессы, соответствующие случайным изменениям уровней помех и сигнала, обеспечивает формирование заданного частотного и временного рассеяния сигнала. Все это позволяет имитировать прохождение сигнала по каналу связи в условиях, максимально приближенных к реальным, и дает возможность проводить цифровую обработку сигнала по алгоритмам работы реальных устройств ЦОС.

Имитационная модель трассовых испытаний предназначена для определения сравнительных характеристик радиосистем при задаваемых параметрах канала связи.

Объединение в имитаторе трассовых испытаний модели ионосферы и модели коротковолновой радиолинии, при котором выходные данные модели ионосферы являются входными данными модели радиолинии, открывает новые возможности для повышения качества проектируемых коротковолновых систем связи.

При организации связи заранее неизвестны величины частотного, временного рассеяния, а также отношение сигнал/помеха. В связи с этим невозможно сказать, с какой скоростью необходимо производить передачу сообщений, какие значения сигнально-кодовой конструкции должны быть у

модема, а также с какой мощностью должен работать передатчик. Поэтому на сегодняшний день производится выбор режима модуляции путем передачи тестовых сообщений с последовательным увеличением скорости передачи данных, скорость, при которой сообщение еще проходит с заданным качеством, выбирается в качестве исходной. На основе предложенного Ивановым В.А. [32-36] метода был разработан алгоритм по определению функции рассеяния канала (ФРК) на основе сигнала модема без использования дополнительных зондирующих устройств. Данный алгоритм позволяет определять величины частотного и временного рассеяния, а также оценивать величины частотного и временного сдвига относительно фиксированных с помощью опорного генератора значений. Общая схема алгоритма определения ФРК приведена на рисунке 1.2.7.

Сигнал, используемый для определения ФРК, должен обладать следующим набором свойств:

1. Сигнал должен занимать всю рабочую полосу (300-3400).
2. Должен обладать минимальным пикфактором для эффективного использования мощности передатчика.
3. Длительность излучаемого тестового сигнала должна быть больше, чем максимально возможная задержка распространения в канале связи.

Как видно из рисунка 1.2.7 алгоритм состоит из нескольких шагов:

1. Происходит оценка импульсной характеристики (ИХ) для N Псевдослучайных последовательностей.

Так как ионосферный канал нестационарен, амплитуды, фазы и распределение лучей постоянно меняются, то необходимо часто проводить измерение ИХ канала. Как было показано [37, 38], наибольшую точность оценки ИХ дает метод матричного фильтра, предложенный Николаевым Б.И. [39]:

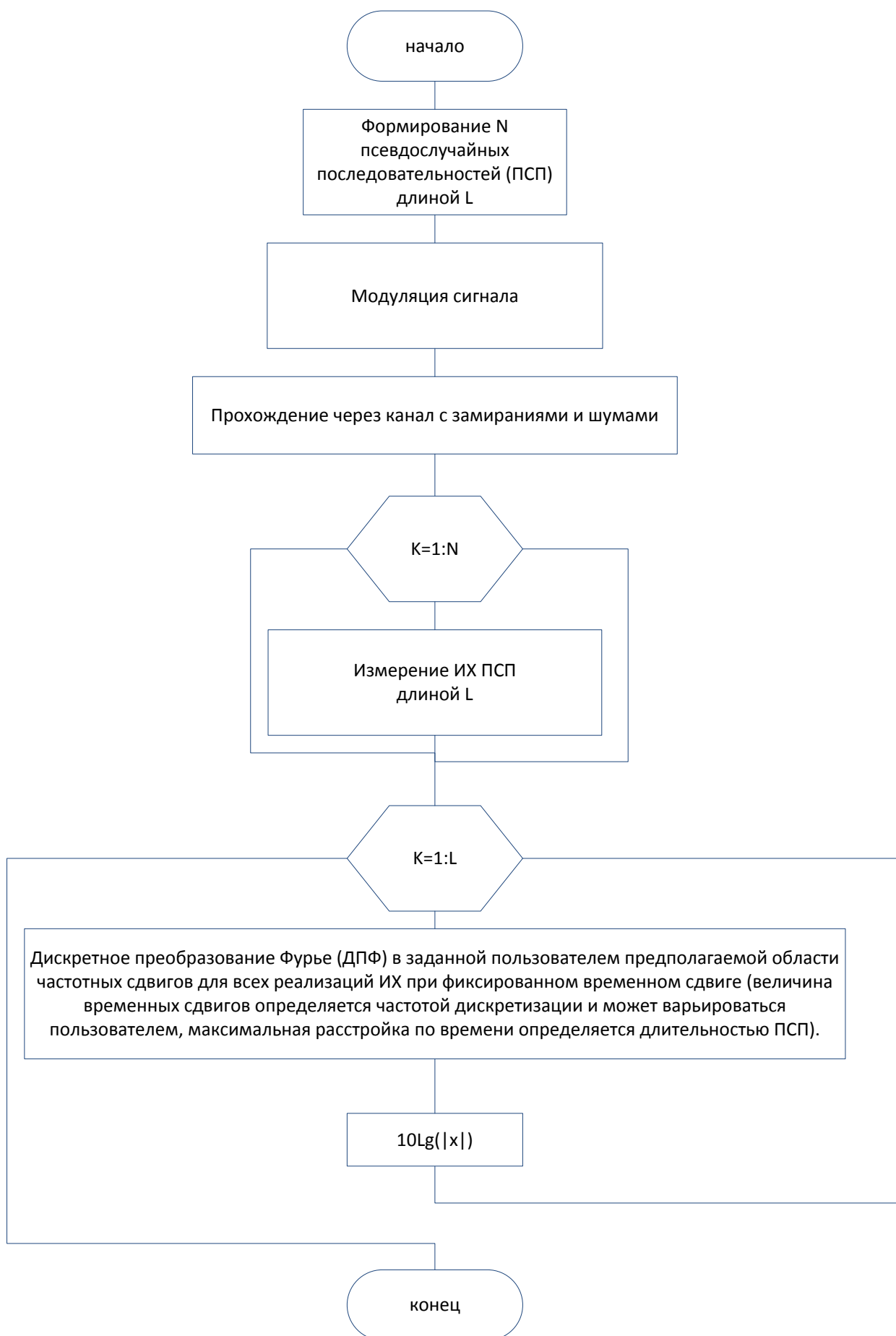


Рисунок 1.2.7 Обобщенный алгоритм нахождения ФРК

$$\dot{\mathbf{G}} = \mathbf{F} \cdot \dot{\mathbf{Z}}, \quad \mathbf{F} = (\mathbf{D} \cdot \mathbf{D}^T)^{-1} \cdot \mathbf{D}$$

где $\dot{\mathbf{Z}} = \begin{pmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \\ \dots \\ \dot{z}_{K+Q} \end{pmatrix}$ - вектор-столбец из K принимаемых тестовых символов с

последствием из Q символов,

$$\mathbf{D} = \begin{pmatrix} a_1 & a_2 & a_3 & \dots & a_K & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a_1 & a_2 & \dots & a_{K-1} & a_K & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & a_1 & \dots & a_{K-2} & a_{K-1} & a_K & 0 & 0 \\ \dot{0} & \dot{0} & \dot{0} & \dots & \dot{\cdot} & \dot{\cdot} & \dot{\cdot} & \dot{\cdot} & a_{K+Q} \end{pmatrix}$$

матрица \mathbf{D} размерностью $(K+Q) \times (K+Q)$ заполнена комплексными значениями элементов тестового сообщения, которое на передающей стороне представляется в виде:

$$\underbrace{a_{-Q} \ a_{-Q+1} \dots a_0}_{\left(\begin{smallmatrix} \text{защитный} \\ \text{интервал} \end{smallmatrix} \right)=0} \underbrace{a_1 \ a_2 \dots a_K}_{\left(\begin{smallmatrix} \text{собственно} \\ \text{испытательная} \\ \text{комбинация} \end{smallmatrix} \right)} \underbrace{a_{K+1} \dots a_{K+Q}}_{\left(\begin{smallmatrix} \text{защитный} \\ \text{интервал} \end{smallmatrix} \right)=0}$$

2. По результатам N , полученных оценок ИХ канала, производится нахождение двумерного преобразования Фурье.

Данная операция выполняется для того, чтобы определить ФРК, которая представляет собой двумерную плоскость в параметрах (частотное рассеяние, временное рассеяние)

Особенностью предлагаемого метода определения ФРК является увеличенное разрешение по оси частот и по оси времени, что позволяет увеличить допустимую точность определения частотного рассеяния до сотых долей герца, а задержки между лучами до единиц микросекунд. Это достигается рядом мер:

- разрешение в частотной области определяется размером сетки ДПФ, границы которой и шаг частот в которой задаются пользователем;

- разрешение во временной области определяется частотой дискретизации устройства записи сигнала, перенесенного на НЧ. В современных АЦП, работающих в звуковом диапазоне частота дискретизации может быть выбрана равной 128 кГц, что соответствует периоду дискретизации 8 мкс.

В общем случае ФРК можно представить как набор векторов квадратов модулей, полученных после преобразования Фурье для фиксированных задержек по времени $\tau = \tau_v$ для множества последовательных измерений импульсных характеристик $h(\tau, t_k)$. Для каждой ИХ задержка может изменяться в пределах $0 \leq \tau \leq T_s$, где T_s - длительность элемента сигнала. Тогда ФРК для фиксированных значений задержки по времени будет представляться следующим образом:

$$\begin{aligned} S_k(\tau_v, F_d) &= \{S(\tau_v, F_{d1}), \dots, S(\tau_v, F_{dn}), \dots, S(\tau_v, F_{dM})\}, \\ S(\tau_v, F_{dn}) &= T_s^2 \left| \sum_{k=1}^N h(\tau_v, t_k) e^{-i2\pi F_{dn} t_k} \right|^2 = \\ &= T_s^2 \left| \sum_{k=1}^N h(\tau_v, T_s(k-1)) e^{-i2\pi F_{dn} T_s(k-1)} \right|^2. \end{aligned}$$

где F_{dn} -сдвиги частот, при которых ищется дискретное преобразование Фурье. В рассматриваемом случае ФРК позволяет определять частотное рассеяние при возможном доплеровском сдвиге до 50 Гц с разрешением спектра df равным 0,05 Гц. Оно было выбрано произвольно, не является жестко фиксированной величиной и может меняться пользователем в зависимости от производительности ПК.

$$F_{dn} = -50, -50 + df, -50 + 2df, \dots, 50 - df, 50.$$

После того как ФРК вычислена, производится нахождение величин частотного и временного рассеяния:

$$\sigma_{\tau} = \sqrt{\frac{\sum_{k=-N}^N (\tau_k - \tau_m)^2 P_{\tau}(\tau_k)}{\sum_{k=-N}^N P_{\tau}(\tau_k)}},$$

$$\sigma_F = \sqrt{\frac{\sum_{k=-M}^M (F_{dk} - F_{dm})^2 P_{F_d}(F_{dk})}{\sum_{k=-M}^M P_{F_d}(F_{dk})}}.$$

где $2N+1$ - число отсчетов во временном профиле рассеяния.

$2M+1$ - число отсчетов в частотном профиле рассеяния.

Для того чтобы подтвердить данное предположение, было проведено измерение методом имитационного моделирования [40, 41, 42] мат ожидания и СКО частотного и временного рассеяния, наблюдаемого в канале при различных отношениях сигнал/шум, присутствующих в канале связи. Исходный сигнал пропусклся через канал связи с заранее известными параметрами, затем к сигналу добавлялся шум и на приемной стороне проводилось измерение его параметров. При фиксированном значении отношения сигнал/помеха проводилось 1000 опытов, после чего испытания проводились снова при большем отношении сигнал/помеха. Результаты определения параметров ФРК для хорошего, среднего и плохого каналов приведены в таблицах 1-3.

Из данных, приведенных в таблицах, видно, что разработанный алгоритм показывает свою работоспособность при отношении сигнал/помеха равном 12 дБ. Данный алгоритм позволяет по 128 измерениям импульсной характеристики получать полной представление обо всех основных параметрах, которыми описывается распространение радиоволн.

Таблица 1 Определение статистических параметров частотного и временного рассеяния в хорошем канале

Хороший по ITU-R-1487 канал

Параметры канала

Частотное рассеяние	0,1	Гц
Межлучевая задержка	0,0005	с

Статистические данные по межлучевой задержке

SNR	Мат. Ожидание	Дисперсия
4	0,001316	5,09E-06
6	0,001103	3,99E-06
8	0,000861	2,33E-06
10	0,00066	1,22E-06
12	0,000597	5,16E-07
14	0,00054	3,09E-07
16	0,000516	4,88E-08
18	0,0005	1,06E-37
20	0,00059	6,96E-07
22	0,000518	6,43E-08
24	0,000535	2,42E-07
26	0,0005	1,06E-37
28	0,0005	1,06E-37
30	0,0005	1,06E-37

Статистические данные по частотному рассеянию

SNR	Мат. Ожидание	Дисперсия
4	0,001097	0,000175
6	0,000924	0,000168
8	0,000975	0,000141
10	0,00105	0,00022
12	0,001129	0,000179
14	0,001004	0,000198
16	0,000979	0,000191
18	0,000992	0,000148
20	0,000842	0,0002
22	0,000918	0,00022
24	0,001091	0,000194
26	0,000817	0,000225
28	0,00118	0,000218
30	0,000898	0,000175

Таблица 2 Определение статистических параметров частотного и временного рассеяния в среднем канале

Средний по ITU-R-1487 канал

Параметры канала

Частотное рассеяние 0,5 Гц

Межлучевая задержка 0,001 с

Статистические данные по межлучевой задержке

SNR	Мат. Ожидание	Дисперсия
4	3,37E-03	1,09E-05
6	0,002583	7,40E-06
8	0,001978	6,06E-06
10	0,001874	5,07E-06
12	0,001309	1,45E-06
14	0,001323	1,94E-06
16	0,001183	1,22E-06
18	0,00105	2,68E-07
20	0,001144	1,06E-06
22	0,001029	1,67E-07
24	0,001219	1,38E-06
26	0,001048	4,51E-07
28	0,001	4,25E-37
30	0,001	4,25E-37

Статистические данные по частотному рассеянию

SNR	Мат. Ожидание	Дисперсия
4	0,474565	0,001097
6	0,475198	0,000924
8	0,475513	0,000975
10	0,471455	0,00105
12	0,475125	0,001129
14	0,471012	0,001004
16	0,469875	0,000979
18	0,470779	0,000992
20	0,471824	0,000842
22	0,469354	0,000918
24	0,467065	0,001091
26	0,474231	0,000817
28	0,474251	0,00118
30	0,471552	0,000898

Таблица 3 Определение статистических параметров частотного и временного рассеяния в плохом канале

Плохой по ITU-R-1487 канал		
Параметры канала		
Частотное рассеяние	1	Гц
Межлучевая задержка	0,002	с
Статистические данные по межлучевой задержке		
SNR	Мат. Ожидание	Дисперсия
4	4,22E-03	8,14E-06
6	0,004228	8,59E-06
8	0,003764	7,50E-06
10	0,003036	5,41E-06
12	0,002683	3,46E-06
14	0,002527	3,17E-06
16	0,002358	2,03E-06
18	0,002305	1,76E-06
20	0,002031	3,48E-07
22	0,002231	1,18E-06
24	0,002015	5,16E-08
26	0,002112	7,27E-07
28	0,002079	6,31E-07
30	0,002	2,17E-12
Статистические данные по частотному рассеянию		
SNR	Мат. Ожидание	Дисперсия
4	1,092913	0,003361
6	1,077407	0,003501
8	1,063592	0,003023
10	1,05181	0,003254
12	1,047505	0,002661
14	1,036239	0,002745
16	1,030381	0,002247
18	1,030577	0,002602
20	1,027078	0,002289
22	1,026073	0,003097
24	1,030263	0,00245
26	1,016651	0,002168
28	1,028573	0,002368
30	1,027944	0,002717

1.3 OFDM как способ повышения пропускной способности канала связи

Любые модемы обеспечивают перенос сигнала на физический уровень, делая его приспособленным для распространения в канале связи. Модемы,

реализованные по технологии OFDM, как известно [43, 44], обладают наибольшей спектральной эффективностью и, как следствие, позволяют передавать информационные данные с большой скоростью. Поэтому в зависимости от функций, которые должна выполнять система связи, предлагаемый модем может быть использован для следующих целей:

- передача сообщений большого объема;
- связь с быстро летящими реактивными самолетами в условиях большого доплеровского сдвига;
- сокращение времени доставки сообщений, требующих фиксированного времени приема;
- организация цифровой дуплексной связи с разделением по времени канала приема и передачи.

Если при использовании OFDM-модема пренебречь его спектральной эффективностью, заменив группу поднесущих одним информационным символом, то становится возможным повысить надежность связи, существенно уменьшив мощность, излучаемую передатчиком, что делает возможным его применение для следующих целей:

- скрытная передача сообщений от корреспондентов;
- высоконадежная передача команд управления;
- использование в качестве обратного канала связи в асимметричном канале связи с перезапросами;
- передача сообщений в условиях радиопротиводействия.

1.4 Выводы по главе 1

По результатам проведенных в первой главе исследований можно сделать следующие выводы:

- Разработанная модернизированная модель имитатора Ваттерсона позволяет производить учет импульсных, станционных помех, проводить

сравнение разработанных модемов в различных условиях распространения радиоволн, а также оценивать надежность связи.

- Разработанная комбинированная модель канала связи позволяет оценивать надежность связи и дает возможность определять помехоустойчивость каналов связи на заданной трассе с фиксированными точками приема и передачи.

- Разработанная модель определения ФРК позволяет по данным предварительного канального зондирования проводить оценку качества канала связи (временное и частотное рассеяние).

- Некогерентные модемы, реализованные по технологии OFDM, видятся перспективными для организации как высокоскоростных, так и высоконадежных радиолиний в связи с их простотой, вызванной отсутствием эквалайзера, а также существующими печатными работами, в связи с чем видится необходимым их дальнейшее детальное рассмотрение и анализ с использованием разработанных имитаторов канала связи.

ГЛАВА 2. ВЫСОКОСКОРОСТНЫЕ OFDM-МОДЕМЫ ДЛЯ КВ КАНАЛОВ СВЯЗИ

2.1. Краткий обзор высокоскоростных OFDM-модемов.

В системах коротковолновой связи высокоскоростными считаются радиолинии, скорость передачи информации в которых больше чем 2400 бит/с [45]. Одним из известных способов повышения быстродействия радиолиний является использование параллельных модемов [46, 47].

Как известно, параллельные модемы в отличие от последовательных передают информацию на многих узкополосных поднесущих, разнесенных по частоте внутри полосы канала связи, используемой для передачи сообщений. Причем OFDM-модуляция, рассматриваемая в этой диссертации, является лишь частным случаем мультиплексной передачи с частотным разделением (уплотнением) каналов с FDM-модуляцией.

Преимущества рассматриваемых модемов заключаются в устойчивости к аддитивным стационарным и импульсным помехам, а также слабой чувствительности к многолучевости. Это связано с большой длительностью передаваемых символов и, как следствие, тем, что импульсная помеха поражает лишь малую часть от всего сигнала, а стационарные помехи и селективные замирания поражают только часть из общего числа поднесущих сигнала.

В силу высокой сложности реализации на начальном этапе параллельные модемы не могли конкурировать с последовательными. Однако в настоящее время с введением современных методов цифровой обработки сигналов, используемых в последовательных модемах, ситуация кардинально изменилась. Именно меньшая вычислительная сложность OFDM-модемов привлекла разработчиков коммерческих изделий, работающих в диапазонах частот от сотен мегагерц и выше, где доступные для передачи данных полосы не могли быть обработаны последовательным модемом в режиме реального времени.

Типы модуляций, использующие технологию OFDM, описаны в дополнительных приложениях к MIL-STD-188-110B: Приложение А описывает

модуляцию с 16 тонами, а Приложение В описывает 39-тональный параллельный модем. Большинство других модемов, описанных в стандартах реализаций КВ модемов, являются пока еще последовательными модемами.

Исторически первыми нашли применение при многоканальном методе передачи модемы типа КИНЕПЛЕКС [48], МС [49], МОНОЛОГ [48] и другие, в которых применен «пассивный» метод борьбы с многолучевостью. Модемы, использующие методы ортогонального частотного разделения каналов с мультиплексированием, представляют собой специальный случай одновременной передачи потока цифровых данных по многим частотным каналам. Данные модемы приобрели широкое распространение в различных системах цифровой радиосвязи [50]. OFDM является стандартом для беспроводных сетей типа LTE, WiMax, 3G. Также OFDM нашло свое применение в стандартах цифрового телевидения DVB [51-54], системах голосовой передачи речи DRM [55-59], системах передачи цифровых данных по проводным сетям ADSL [60, 61, 62]. Применение OFDM для передачи цифровой информации по каналам связи [63] было обусловлено следующими особенностями:

- высокая помехоустойчивость к частотно-селективным замираниям и влиянию аддитивных импульсных помех и помех с сосредоточенным спектром;
- эффективность использования частотного спектра;
- простота цифровой обработки сигнала, т.к. вычислительные затраты при использовании преобразования Фурье для выделения информации на каждой поднесущей относительно невелики;
- высокая скорость передачи информации.

Преимущества OFDM-модемов сделали эту область техники востребованной и бурно развивающейся в последние годы. Тем не менее, несмотря на очевидные преимущества данного метода модуляции, возникают проблемы в организации связи с использованием OFDM-сигналов [64, 65, 66]. Так, например, необходимо бороться с эффектами, вызванными нестационарностью канала, частотно - селективными замираниями, эффектом

Доплера, расстройкой по частоте приемного и передаваемого сигнала, сбоями тактовой синхронизации, вызванными нестационарностью пути распространения радиоволн. Возникает потребность оценивать и восстанавливать исходные параметры OFDM-сигнала для повышения эффективности его использования.

Наиболее простым и часто применяемым является восстановление тактовой синхронизации [67], адаптивная коррекция и автоподстройка частоты OFDM- сигнала после демодуляции, которая основывается на информационных характеристиках рабочего сигнала. Другим вариантом является использование пилот-сигналов, пилот-символов, пустых частотных каналов для оценки характеристик канала, временных задержек, а также количественной оценки доплеровского сдвига частоты [68-74]. Серия научных исследований была посвящена разрешению возникающих проблем связи с использованием OFDM:

В работе Венскаускаса К.К., Дмитриева В.М., Елагина А.В. [75] рассмотрен комплексный подход к разработке многоканального OFDM-модема. Данная работа определяет назначение и необходимые параметры систем тактовой синхронизации и автоподстройки частоты, используемых при разработке модемов. Для организации тактовой синхронизации требуется специальный сигнал синхронизации, введение которого приводит к уменьшению числа передаваемых информационных бит.

Иным способом установления тактовой синхронизации является использование эталонных данных и данных, полученных после демодулятора, данный метод описан в работе Барбаросса [70].

Другой актуальной проблемой является влияние частотного сдвига на помехоустойчивость демодулятора. Для определения частотного сдвига используют известные положения пилот-сигналов и по минимуму среднеквадратичной ошибки положения эталонных и принятых пилот-сигналов находят сдвиг в частотной области. Недостатком данного метода является зависимость от частотно-селективных замираний и узкополосных стационарных помех. Кроме того, сама решающая схема демодулятора вносит ошибки в

процесс поиска частотного сдвига сигнала. Для решения проблемы флуктуации частоты во времени создавались устройства фазовой автоподстройки частоты [76-79].

Помимо этого делались попытки разрешить обе вышеуказанные проблемы OFDM-сигнала путем независимого определения сдвига в частотной и временной области, но данные решения из-за своей двумерности обладали большой вычислительной сложностью.

Еще одним шагом на этапе решения данной проблемы стала работа Маслова Е.Н. [80] - разработка метода эмпирического функционала, который позволяет оценивать параметры сигнала без использования данных, полученных после демодулирования, восстанавливать тактовую синхронизацию.

В работе Лэнгтона Ч. [50] рассматривается OFDM, как частный случай FDM, представлены способы образования и свойства OFDM-сигнала, рассмотрены общие аспекты применения циклического сдвига как метода борьбы с многолучевостью, рассматривается влияние замираний и числа поднесущих на помехоустойчивость метода.

В работе Бабинцева Е.С. и Лянгузова К.А. [81] была рассмотрена структурная скрытность OFDM-сигнала, получено выражение для скрытности сигнала в зависимости от числа скачков с ППРЧ и числа поднесущих, был сделан вывод о необходимости уменьшения скачков ППРЧ и увеличения числа поднесущих OFDM-сигнала для повышения скрытности.

Федчун А.А. [82] рассмотрел в своей работе альтернативные способы формирования OFDM-сигналов с простой аппаратной реализацией устройств формирования сигнала, малым уровнем внеполосного излучения малым количеством цифровых вычислений.

Попов Е.А. и Гельгор А.Л. в своей работе [83] показывают OFDM, как основу физического уровня сетей LTE, а также рассматривают возможности применения MIMO.

Бочечка Г.С. [84] описывает борьбу с возникающими фазовыми шумами при работе системы OFDM в высокоскоростном режиме передачи данных на

высоких несущих частотах. Фазовый шум вызывает вращение сигнального созвездия и делится на общий фазовый сдвиг и межканальную интерференцию. Представлен алгоритм оценки, использующий пилот-несущие, с применением фильтра Калмана.

Помимо возникающих фазовых шумов также происходят линейные фазовые сдвиги из-за ошибок в тактовой синхронизации, что, как следствие, приводит к ошибке декодирования. Для оценки фазового сдвига сравниваются параметры принятых пилотных поднесущих с эталоном. По минимуму суммы квадратов отклонений фазы пилотных поднесущих от идеальных значений определяется величина фазового сдвига. Данный способ был описан в статье Долгих Д.А. [85].

Петров Д.А. [86] рассматривает методы построения ортогональных обобщенных базисов Вейля Гейзенберга (WH), обладающих хорошей локализацией одновременно в частотной и во временной области для уменьшения чувствительности OFDM к межканальной интерференции.

В таблице 2.1.1 приведены параметры и характеристики разработанных ранее высокоскоростных *KB* модемов, а также обеспечиваемые в них скорости передачи данных и используемые типы модуляций. Из данной таблицы видно, что основную нишу в *KB* диапазоне занимают высокоскоростные когерентные модемы, использующие технологию OFDM.

Несмотря на то что часть задач данного диссертационного исследования на сегодняшний день рассмотрена в литературных источниках, не все они раскрыты в полном объеме.

Таблица 2.1.1 – Обзор высокоскоростных *KB*-модемов

Модуляция	Скорость передачи
Codan 9001/9002/3012 [87] PSK/QAM, бит/с 16-канальная QPSK, бит/с	75,150, 300, 600, 1200, 2400, 3 600, 4 800, 6 000, 7 200 2 400
Barret 2023/2024 [88] высокоскоростная избирательная ARQ: BPSM 2 фазы, бод QPSM 4 фазы, бод 8PSM 8 фаз, бод 8P2A 8 фаз, 2 амплитуды, бод 16P4A 16 фаз, 4 амплитуды, бод	500 1 000 1 500 2 000 3 000
KB модем "Мистраль", Россия [89] <i>QPSK</i> - в асинхронном режиме, бит/с - в синхронном режиме, бит/с Скорость передачи/ приема цифровых сообщений, <i>бит/с</i>	9 600 100, 1 200 или 2 400 100, 1 200 и 2 400
"Кедр-Н" (Россия) [90] сигнально-кодовая комбинация зарубежных стандартов MIL-STD-188-110B (A)* передача данных, бит/с передача файлов, кбит/с	300, 600, 1 200, 2 400, 4 800, 9 600 7,2
SPIRIT STANAG 4539 [91] сигнально-кодовая комбинация зарубежных стандартов MIL-STD-188-110B (A)* с помехоустойчивым кодированием, бит/с без помехоустойчивого кодирования, бит/с	75, 150, 300, 600, 1 200, 2 400, 3 200, 4 800, 6 400, 8 000, 9 600 4 800, 12 800
* Приложение А описывает модуляцию с 16 тонами, и Приложение В описывает 39-тональный параллельный модем	

2.2. Описание алгоритма функционирования высокоскоростного OFDM-модема

2.2.1 Общие принципы построения модемов реализованных по технологии OFDM

Метод OFDM является сочетанием модуляции и мультиплексирования [92-95]. Мультиплексирование – способ передачи нескольких потоков (каналов) данных по одному каналу. В *OFDM* задача мультиплексирования применяется для отдельных сигналов, которые являются подмножеством одного основного

сигнала. Т.е. сам сигнал сначала разбивается на отдельные каналы, они модулируются данными, а затем повторно мультиплексируется для создания *OFDM* несущей.

Способ *OFDM* использует ортогональные несущие. Частоты этих несущих являются кратными некоторой основной частоте f_0 и расположены в полосе частот, отведенной для передачи данных.

На практике частоты несущих соответствуют уравнению (2.2.1)

$$U_n(t) = U_0 \cos[2\pi(f_0 + n/T_S)t], \quad (2.2.1)$$

где f_0 – начало интервала, в котором производится частотное уплотнение;
 n – номер несущей частоты, находящийся в диапазоне от 0 до $(N-1)$,

где N – порядковый номер поднесущей.;

T_S – длительность интервала передачи одного символа.

Анализ данного выражения подтверждает, что несущие действительно являются ортогональными, т.е. их среднее (по времени) произведение равно нулю,

$$\frac{1}{T} \int_0^T \sin\left(\frac{2\pi k \Delta V t}{F_S}\right) \sin\left(\frac{2\pi n \Delta V t}{F_S}\right) dt = 0, \quad n \neq k.$$

Их независимость означает возможность разделения частотных каналов на приеме при частичном перекрытии их боковых полос.

Упрощенная схема, иллюстрирующая процессы модуляции и демодуляции *OFDM*, представлена на рисунке 2.2.1.

Блок S/P выполняет преобразование входного одномерного массива битовых символов длиной $L \cdot M \cdot K$ в двумерный массив битовых символов размером $L \times (M \cdot K)$, где L – число *OFDM* символов, которые можно сформировать из данного блока, M – основание модуляции, K – число поднесущих, лежащих внутри полосы частот радиоканала. При этом K

определяется как отношение рабочей полосы частот к расстоянию между поднесущими, округленное в меньшую сторону до целого.

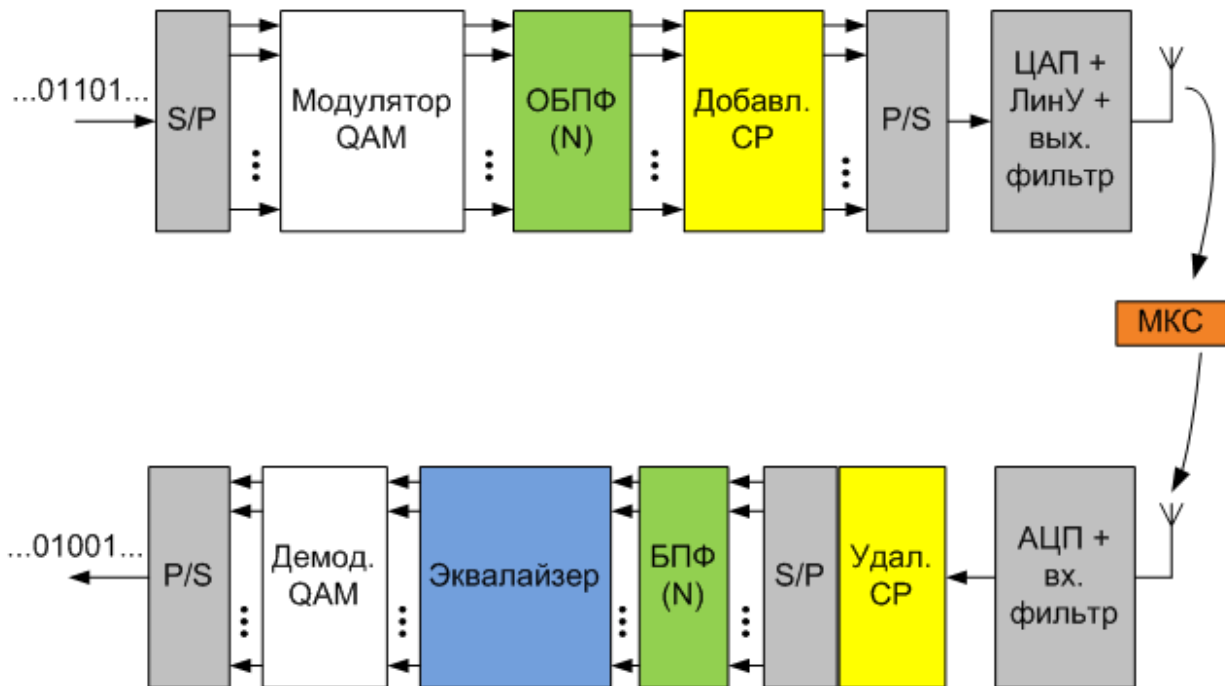


Рисунок 2.2.1. Упрощенная схема OFDM модема.

Блок QAM (квадратурно - амплитудная модуляция) модулятора выполняет преобразование M входных битов в комплексное число, соответствующее координатам точки созвездия. В случае, если число точек созвездия меньше 16, то вместо QAM модулятора применяется PSK (фазовая модуляция) модулятор.

В ходе выполнения данной работы особое внимание было уделено DPSK и DQAM-модуляции в связи с ее простотой и высокой помехоустойчивостью. При использовании этого метода обычно сравнивают фазы и амплитуды соседних по времени элементов. Но этот вариант модуляции при низких скоростях манипуляции имеет помехоустойчивость существенно ниже потенциально достижимой из-за большого набег фазы в течение длительности элемента по причине частотной нестабильности аппаратуры связи и из-за эффекта Доплера, обусловленного как перемещением слоев атмосферы, так и перемещением объектов, на которых расположены радиостанции.

Блок ОБПФ работает в два этапа. На первом этапе производится создание массива из N элементов, заполненного нулями, при этом для выполнения быстрого обратного преобразования Фурье N берется равным степени $2N=2^R$. Первый этап необходим для выделения памяти под все спектральные составляющие. На втором этапе выбирается $M \times K$ элементов с выхода QAM-модулятора, которыми заполняются элементы нулевого массива. Второй этап соответствует заполнению частотной области внутри рабочей полосы сигнала соответствующими спектральными компонентами. После этого происходит преобразование из частотной области во временную путем выполнения операции вычисления обратного преобразования Фурье. В [96-99] описаны наиболее часто применяемые способы выполнения преобразования Фурье. После этого блока размерность выходного массива становится равной $L \times N$.

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} f(w) e^{i w t} dw$$

Для того чтобы устранить возникающие в канале эффекты временного рассеяния, приводящие к межсимвольной интерференции (МСИ), перед началом OFDM-символа необходимо вставить фрагмент длительностью, превышающей межмодовую задержку (защитный интервал). Этот фрагмент является точной копией последних отсчетов OFDM-символа. Количество отсчетов, используемых для образования защитного интервала, определяется частотой дискретизации и условиями передачи. На рисунке 2.2.2 показана структура сформированного OFDM-символа с защитным интервалом.

После установления защитного интервала размерность полученной двумерной матрицы будет $L \times (N + N_g)$, где N_g - число точек защитного интервала.

После того как все OFDM-символы созданы, необходимо последовательно передать их на возбуждатель.

Функцию преобразования из множества независимых OFDM-символов в их непрерывную последовательность символов, следующих друг за другом по времени, выполняет блок P/S модулятора.

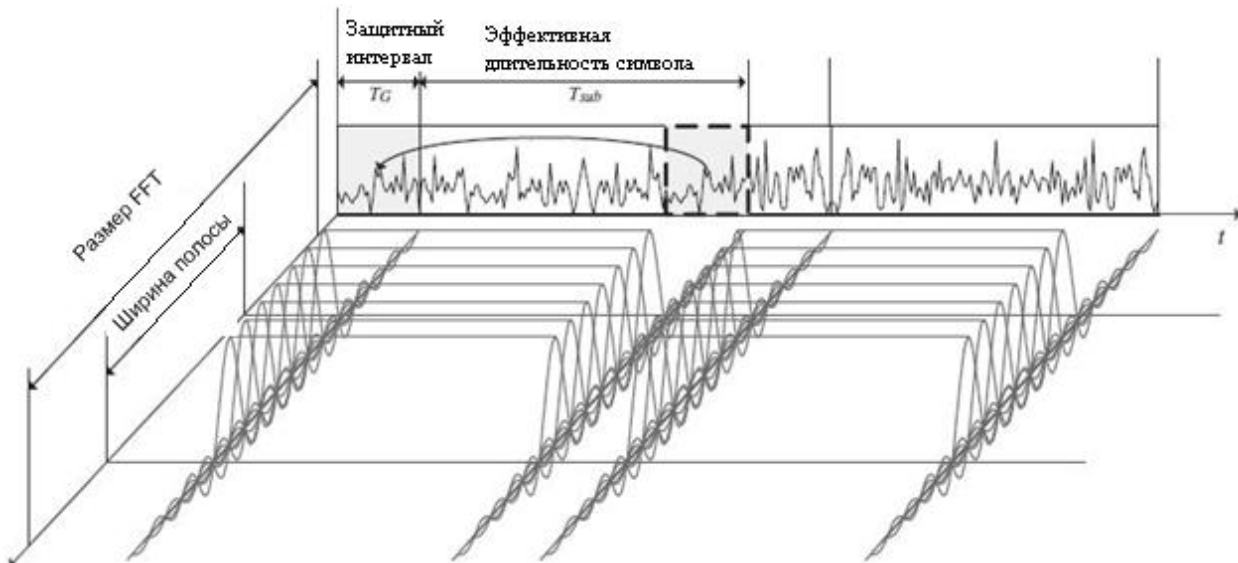


Рисунок 2.2.2. Структура OFDM символа в частотно-временной области.

Далее сигнал фильтруется с целью устранения внеполосных излучений, которые возникают при переходе от одного OFDM-символа к другому.

На блок QAM (DQAM или DPSK) -демодулятора поступают комплексные амплитуды поднесущих. В случае некогерентной демодуляции (DQAM или DPSK) от комплексных амплитуд спектральных составляющих переходят к комплексным векторам, содержащим в модуле отношение амплитуд соседних поднесущих, а в аргументе разность фаз между соседними поднесущими. Если кодеру требуются жесткие решения, каждой точке созвездия $A_i = (0 \dots 2^N - 1)$ ставится в соответствие ее битовое представление B_i . Решения выдаются следующим образом:

$$[L, k] = \min_i (\sqrt{(\operatorname{Re}(A_i) - \operatorname{Re}(S))^2 + (\operatorname{Im}(A_i) - \operatorname{Im}(S))^2});$$

$$S \rightarrow B_k$$

Здесь \min – функция нахождения минимума по всем значениям, которые может принимать i , L – минимальное расстояние от принятого значения S до

ближайшей точки созвездия, k – номер ближайшей точки созвездия A_k , от которой расстояние до S равно L .

Для получения мягких решений необходимо провести ряд действий:

1. Оценить отношение сигнал/помеха по СКО от ближайших точек созвездия:

$$\sigma = 20 \lg \left(\frac{Z}{\sum_{k=1}^N M_k / N} \right) \sqrt{2}.$$

где N - число поднесущих в OFDM-сигнале,

$M_k = \min_i (\sqrt{(\operatorname{Re}(A_i) - \operatorname{Re}(S_k))^2 + (\operatorname{Im}(A_i) - \operatorname{Im}(S_k))^2})$, M_k – расстояние до ближайшей от S_k точки созвездия.

Z - константа, меньшая 1, представляющая собой усредненное значение амплитуд всех точек созвездия.

для PSK модуляции Z равна 1, для QAM $Z < 1$.

2. Найти логарифмическое отношение правдоподобия (LLR) для каждого бита соответствующей точки созвездия.

$$LLR_{Nm+k} = -2\sigma \ln \left(\frac{\sum_{B_i^k=1}^{2^{N-1}} e^{-\frac{1}{2\sigma} \sqrt{(\operatorname{Re}(A_i) - \operatorname{Re}(S_m))^2 + (\operatorname{Im}(A_i) - \operatorname{Im}(S_m))^2}}}{\sum_{B_i^k=0}^{2^{N-1}} e^{-\frac{1}{2\sigma} \sqrt{(\operatorname{Re}(A_i) - \operatorname{Re}(S_m))^2 + (\operatorname{Im}(A_i) - \operatorname{Im}(S_m))^2}}} \right)$$

здесь i – номер точки созвездия, k – номер бита в битовой последовательности, соответствующей i -ой точке созвездия, m – номер поднесущей, 2^N – число точек созвездия.

Данный логарифм правдоподобия представляет собой логарифм отношения вероятностей того, что принятый бит является единицей к тому, что принимаемый бит является нулем. Чем ближе модуль значения LLR к нулю, тем

меньше этой оценке стоит доверять и тем больше вероятность того, что этот символ принят ошибочно.

2.2.2 Результаты исследований с обоснованием метода формирования и выбора параметров модуляции

Рассмотрим влияние параметров OFDM-сигнала с относительной фазовой манипуляцией вдоль оси частот на эффективность радиосвязи, в качестве критерия которой рассматриваются энергетические характеристики радиолинии, необходимые для обеспечения заданного качества приема сигнала.

На рисунке 2.2.3 приведена зависимость вероятности ошибок от отношения сигнал/шум без помехоустойчивого кодирования и с использованием турбо кода с избыточностью 4/5. Из него следует, что при вероятности ошибки менее 10^{-2} начинает эффективно работать помехоустойчивое кодирование. Поскольку в настоящей работе методы помехоустойчивого кодирования не рассматриваются, оценку эффективности радиолиний с высокоскоростной передачей данных будем производить по энергетическим показателям – отношению сигнал/шум на бит [100-103], необходимому для обеспечения заданной вероятности ошибок 10^{-2} .

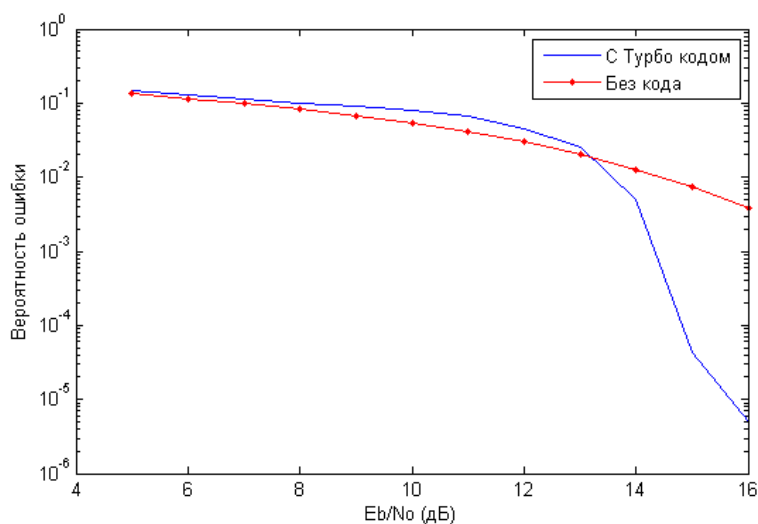


Рисунок 2.2.3 - Зависимость вероятности ошибок от отношения сигнал/шум.

Эффективность систем с OFDM зависит от типа используемого сигнального созвездия. Рассмотрим некоторые из них (рисунок 2.2.4). Точки,

соответствующие представленным на графике 4 типам сигнально-кодовых конструкций, были расставлены таким образом, чтобы ближайшие символы отличались только в одном разряде.

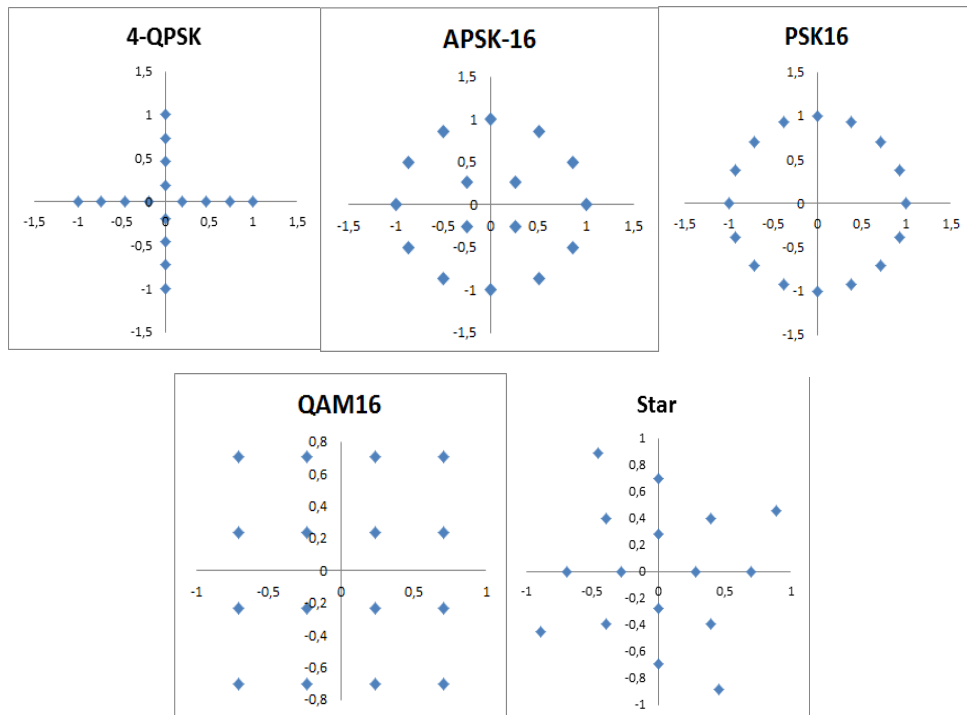


Рисунок 2.2.4 - Различные типы сигнальных созвездий

Для того чтобы определить, какой вид сигнального созвездия и какое расстояние между поднесущими будут обеспечивать наилучшую надежность связи методом имитационного моделирования, была проведена серия из экспериментов. В каждом из экспериментов передавалось короткое сообщение из 10000 бит. Фиксировался вид сигнального созвездия. После этого сформированное сообщение пропусклось через имитатор канала связи и некогерентно демодулировалось. В имитаторе канала связи задавались условия прохождения радиоволн при фиксированном уровне шума и мощности входного сигнала. Анализ принимаемой информации производился во время приема и заключался в подсчете количества несовпадений при побитовом сравнении известной и принятой последовательностей. По результатам сеанса связи определялось число кондиционных телеграмм ($P < 10^{-2}$).

$$КИД = \frac{N_{\text{принятых телеграмм}}}{N_{\text{всего телеграмм}}}$$

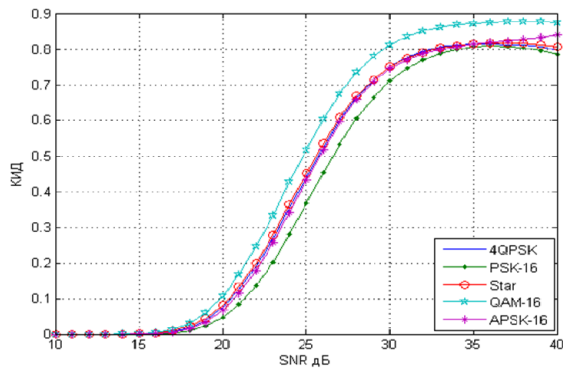
После окончания серии из N испытаний уровень сигнала на передающем конце менялся и производился очередной цикл испытаний. После проведения испытания с максимальным уровнем мощности производилась смена сигнального созвездия, и испытания повторялись вновь для всех уровней мощности.

По результатам выполнения данного алгоритма строились кривые зависимости $КИД$ от мощности излучаемого на передающей стороне сигнала для всех исследуемых систем. Для определения энергетического выигрыша исследуемых систем относительно друг друга по графикам зависимости $КИД$ (мощность) при фиксированных значений $КИД$ определялся требуемый уровень мощности для всех систем.

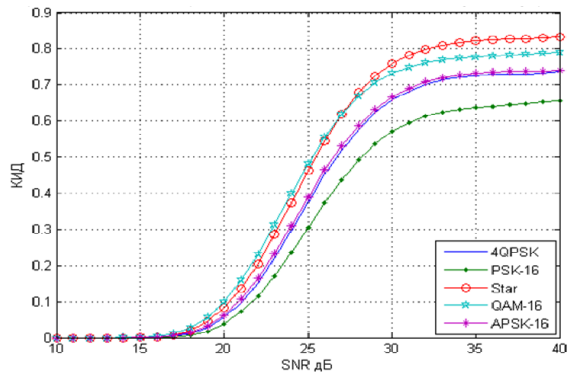
На рисунке 2.2.5 приведены результаты моделирования [104, 105] работы модема соответственно для хорошего (а), среднего (б) и плохого (в), согласно рекомендации ITU-R F.1487 [13], каналов и для различных типов сигнальных созвездий и различных расстояний между поднесущими.

По результатам моделирования для различных каналов связи были построены зависимости отношения сигнал/шум от скорости передачи данных при заданной вероятности ошибки. На рисунке 2.2.6 представлены результаты моделирования.

Как видно из графиков зависимости $КИД$ от мощности входного сигнала, приведенных на рисунке 2.2.5, во всех каналах наибольшая надежность связи соответствует применению OFDM DQAM 16. При этом в хорошем канале а) расстояние между поднесущими 4 Гц, в среднем канале б) с расстоянием между поднесущими 8 Гц, а в плохом канале в) с расстоянием между поднесущими 16 Гц. Т.е. с ухудшением качества канала целесообразно введение адаптации по величине разнесения поднесущих.

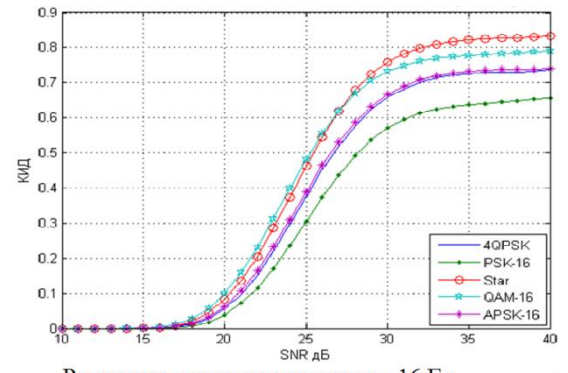


Расстояние между поднесущими 4 Гц.
Информационная скорость 11780 бит/с

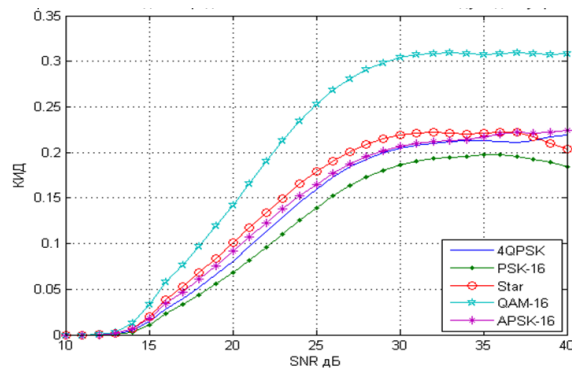


Расстояние между поднесущими 8 Гц.
Информационная скорость 11146 бит/с

a)

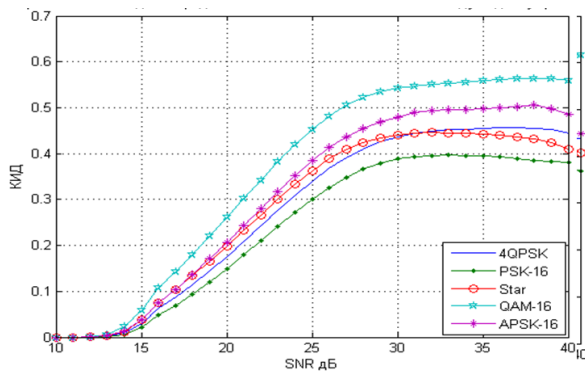


Расстояние между поднесущими 16 Гц.
Информационная скорость 10240 бит/с

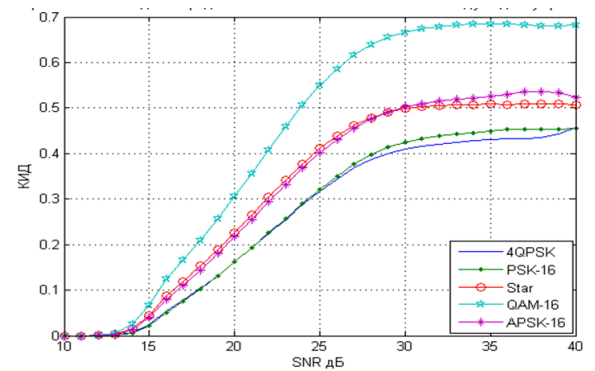


Расстояние между поднесущими 4 Гц.
Информационная скорость 11780 бит/с

b)

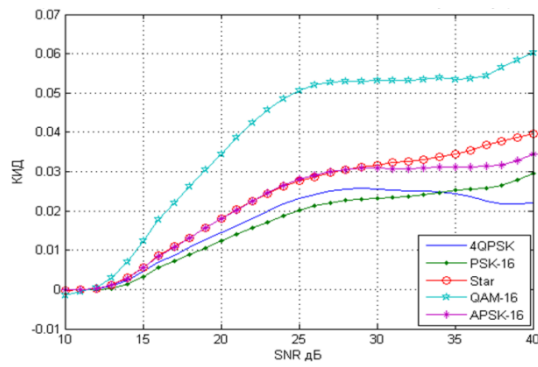


Расстояние между поднесущими 8 Гц.
Информационная скорость 11146 бит/с

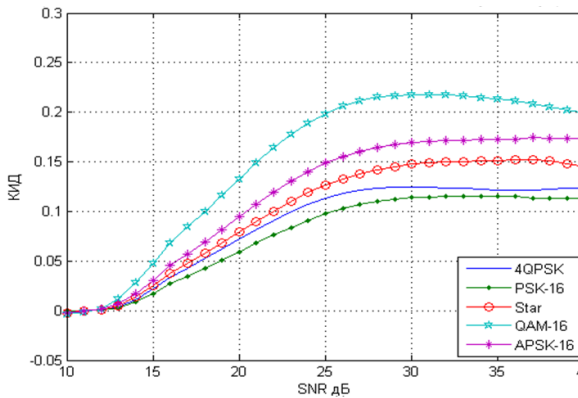


Расстояние между поднесущими 16 Гц.
Информационная скорость 10240 бит/с

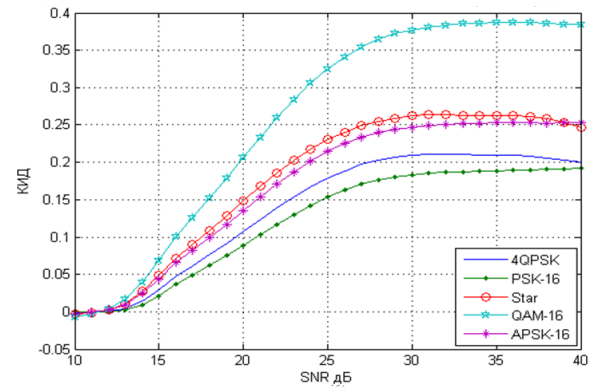
в)



Расстояние между поднесущими 4 Гц.
Информационная скорость 11780 бит/с



Расстояние между поднесущими 8 Гц.
Информационная скорость 11146 бит/с



Расстояние между поднесущими 16 Гц.
Информационная скорость 10240 бит/с

Рисунок 2.2.5 - Результаты моделирования работы модема для хорошего а), среднего б) и плохого в) каналов и для различных типов сигнальных созвездий.

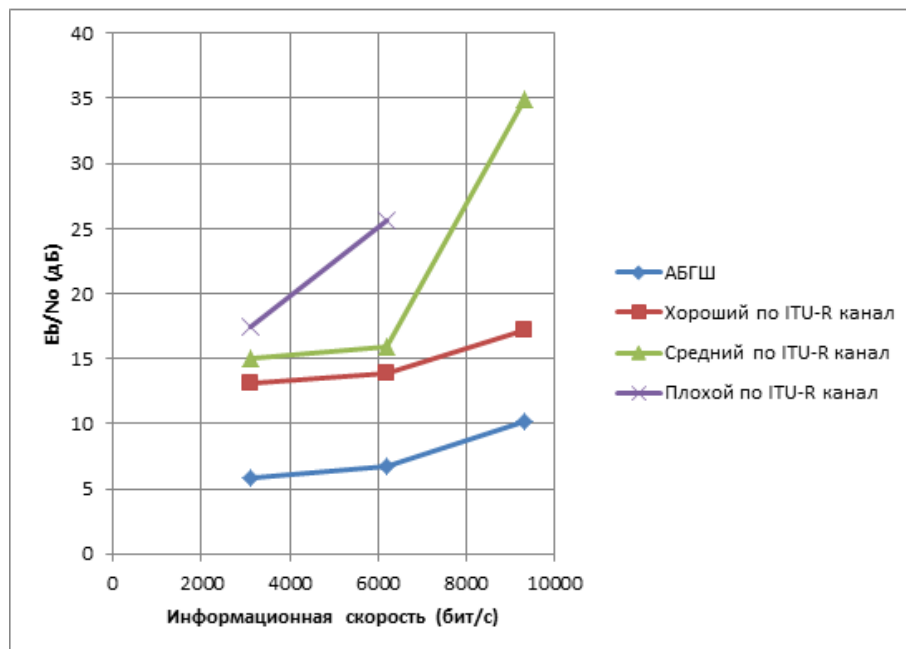


Рисунок 2.2.6 – Зависимость отношения сигнал/шум, необходимого для обеспечения вероятности ошибок не более 10^{-2} , от скорости передачи данных.

Полученные результаты согласуются с приведенным в [43] рекомендованным интервалом частотного разнеса между поднесущими для OFDM-сигнала:

$$4\tau_{max} \leq \frac{1}{\Delta f} \leq 0,03 \frac{1}{f_{Dmax}}, \quad (2.2.2)$$

где τ_{max} - максимальная задержка между лучами в многолучевом канале, а f_{Dmax} - максимальная частота Доплеровского рассеяния.

Для хорошего, среднего и плохого каналов соответственно имеем $\tau_{max} = 0,5; 1$ и 2 мс, а $f_{Dmax} = 0,1; 0,5$ и 1 Гц, подставив эти значения в (2.2.1), получим рекомендованный интервал частотного разнесения поднесущих:

- хороший канал – $3 \text{ Гц} \leq \Delta f \leq 500 \text{ Гц}$;
- средний канал – $16 \text{ Гц} \leq \Delta f \leq 250 \text{ Гц}$;
- плохой канал – $32 \text{ Гц} \leq \Delta f \leq 125 \text{ Гц}$.

Из рисунка 2.2.6 следует, что увеличение скорости передачи в два раза (с 3100 до 6200 бит/с) не требует значительного увеличения энергетики радиолинии для каналов АБГШ, хорошего и среднего каналов по ITU-R F.1487. Дальнейшее увеличение скорости передачи данных до 9300 бит/с требует двукратного увеличения энергетики радиолинии для каналов с АБГШ и хорошего канала. Для работы в среднем канале требуемое увеличение энергетики радиолинии составляет до 10 раз. Работа в плохом канале требует значительного увеличения энергии сигнала уже при скорости 6200 бит/с почти на порядок больше по отношению к среднему каналу.

Также были рассмотрены два метода демодуляции. Первый метод производит демодуляцию внутри одного OFDM-символа путем передачи информации на разности фаз между соседними частотными поднесущими (OFDM-DPSK-F). Второй способ заключается в передаче информации путем

изменения разности фаз между одинаковыми поднесущими на соседних OFDM-символах (OFDM-DPSK-T).

Эффективное расстояние между поднесущими в методе демодуляции OFDM-DPSK-F будет ограничиваться снизу величиной, пропорциональной частотному рассеянию, а сверху величиной, пропорциональной взаимной корреляции каналов.

В методе демодуляции OFDM-DPSK-T расстояние между поднесущими ограничивается снизу величиной, пропорциональной величине межмодовой задержки, а сверху величиной, пропорциональной временной корреляции между двумя соседними символами.

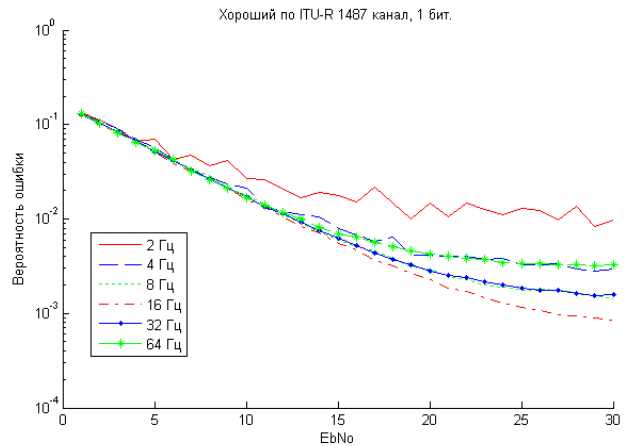
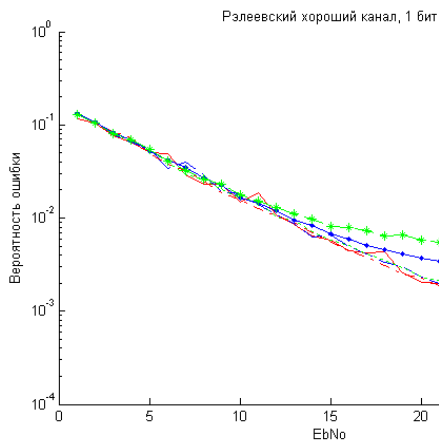
Далее под оптимальным будем понимать то расстояние между поднесущими при котором достигается минимальное отношение сигнал/помеха необходимое для достижения заданного качества приема при заданных условиях распространения радиоволн.

Для подтверждения правильности предположений и определения оптимального расстояния между поднесущими для случая плохого, хорошего и среднего каналов, были проведены эксперименты для нескольких расстояний между поднесущими равных (2, 4, 8, 16, 32, 64) Гц.

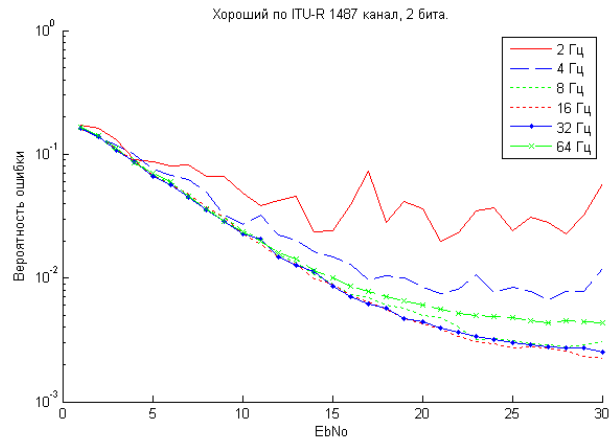
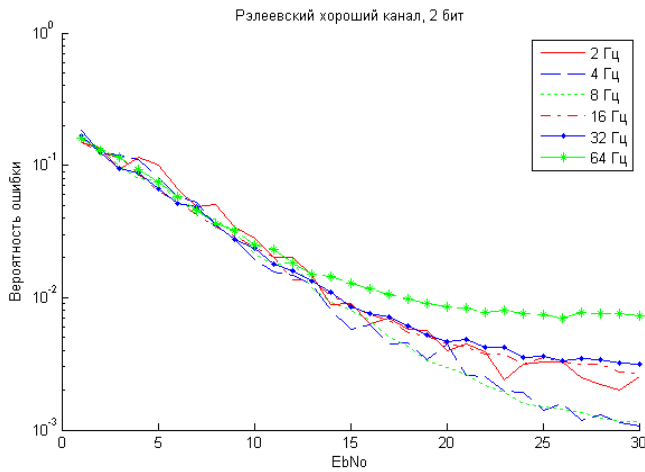
Как видно из рисунков 2.2.7, для OFDM-DPSK-F оптимальное расстояние между поднесущими находится на интервале (4, 8) Гц, для OFDM-DPSK-T оптимальное расстояние между поднесущими находится на интервале (8, 16) Гц. При этом оптимальные помехоустойчивости для обоих случаев совпадают. Несмотря на некомпенсированную ошибку, приводящую к асимптотическому стремлению кривой помехоустойчивости к своему предельному значению, возможно определить наиболее эффективный демодулятор по уровню минимального значения вероятности ошибки при максимальном отношении сигнал/шум.

Хороший канал

1 бит



2 бита



3 бита

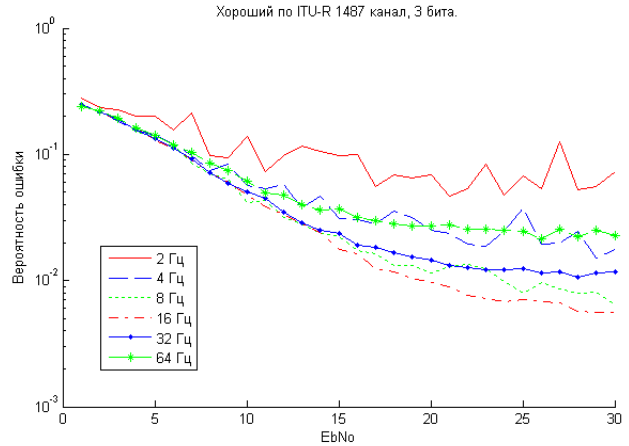
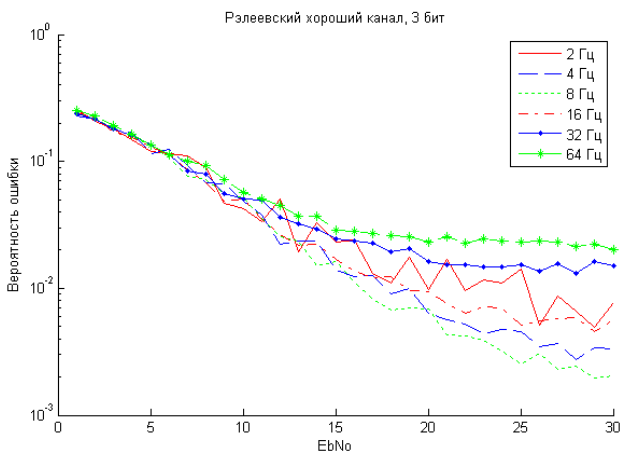
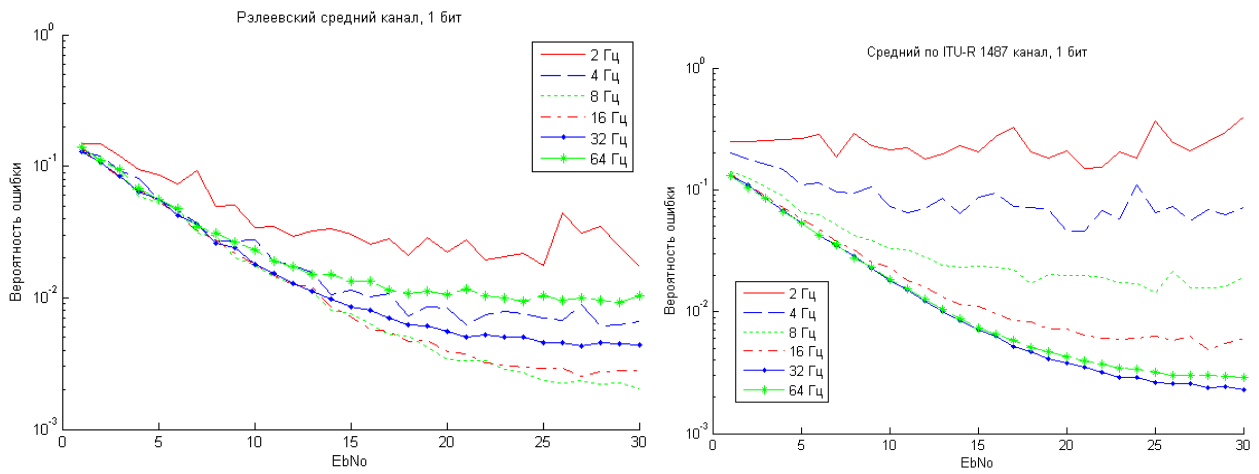


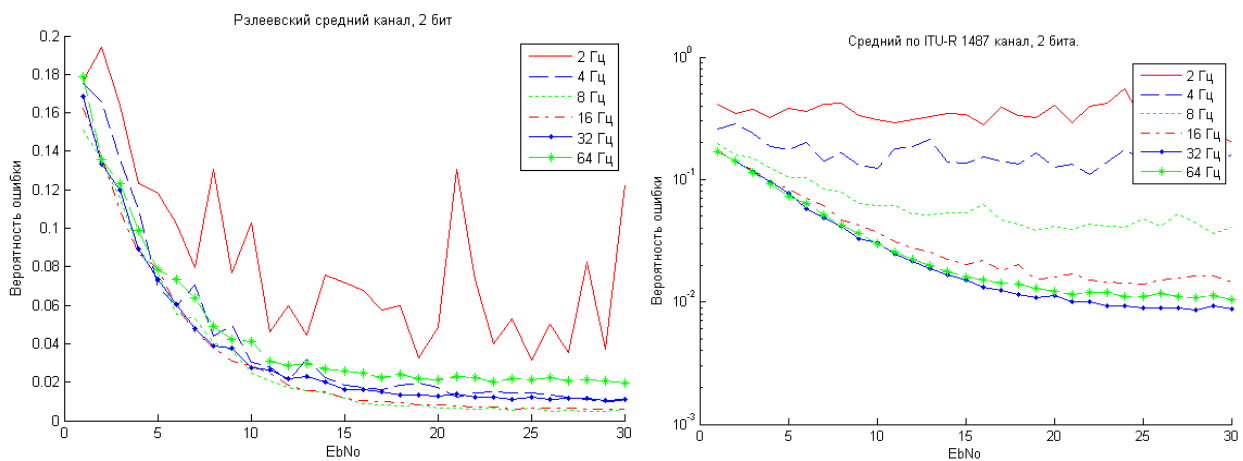
Рисунок 2.2.7 Кривые помехоустойчивости для хорошего канала DBPSK, DQPSK, DPSK-8 модуляций и различных расстояний между поднесущими.

Средний канал

1 бит



2 бита



3 бита

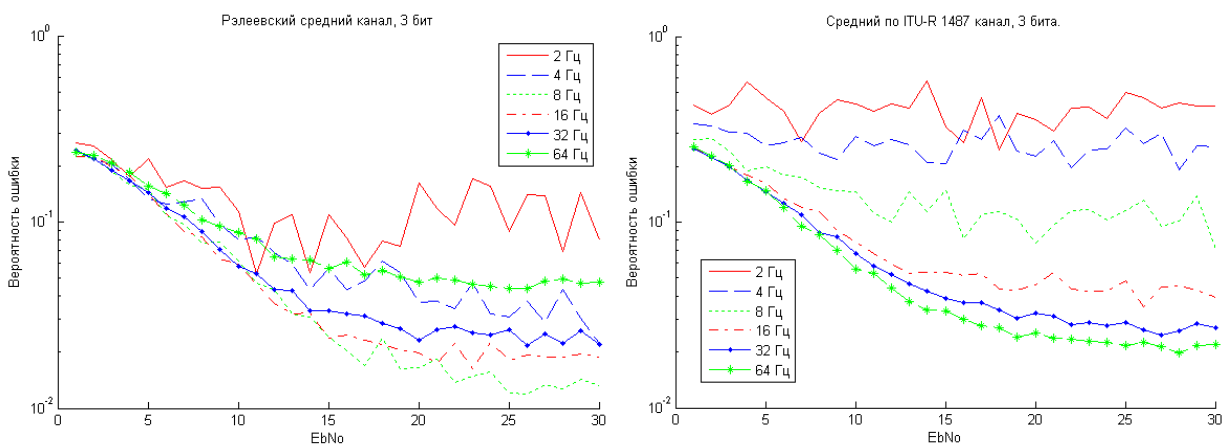
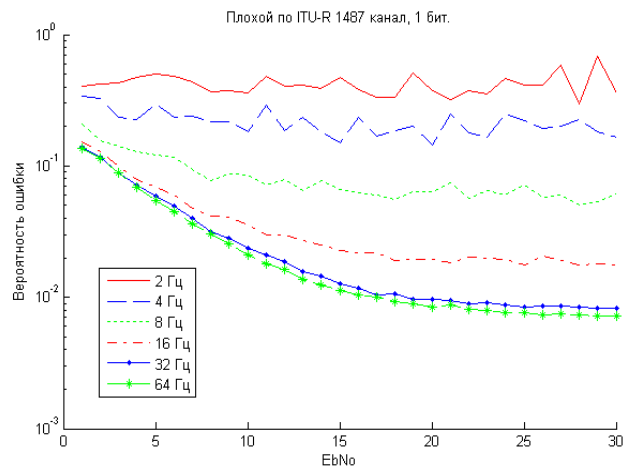
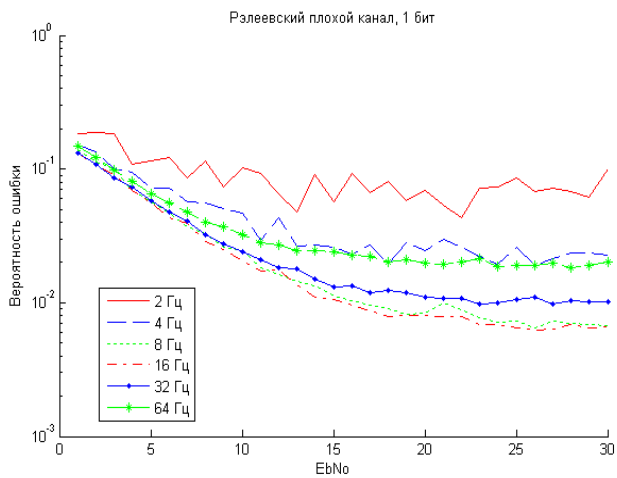


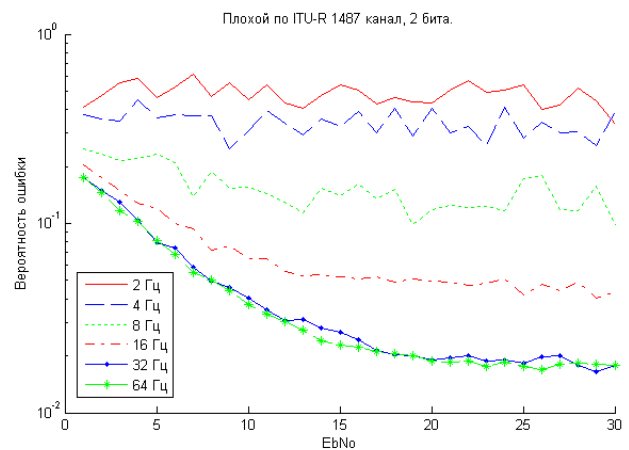
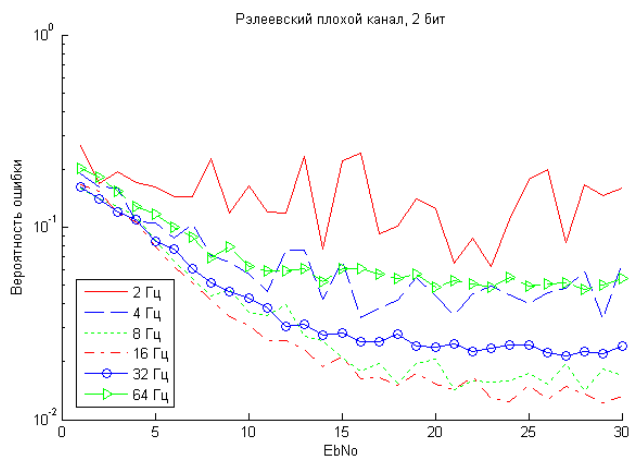
Рисунок 2.2.8 Кривые помехоустойчивости для среднего канала DBPSK, DQPSK, DPSK-8 модуляций и различных расстояний между поднесущими.

Плохой канал

1 бит



2 бита



3 бита

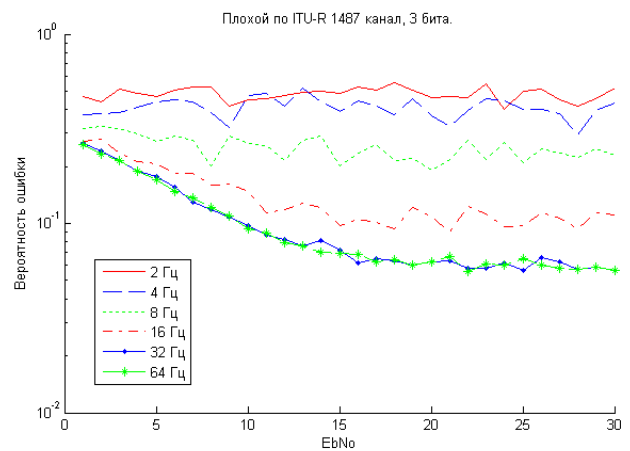
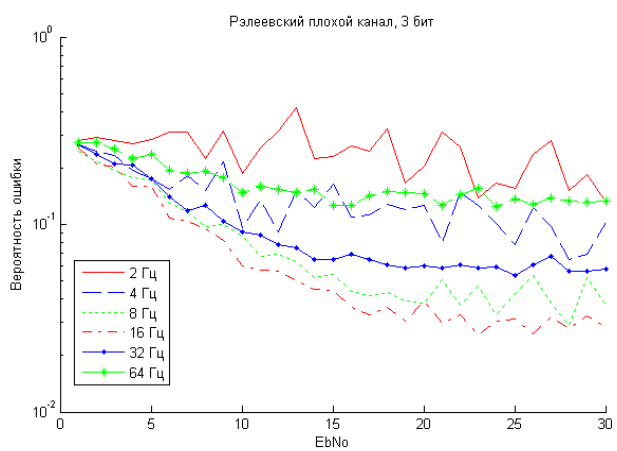


Рисунок 2.2.9 Кривые помехоустойчивости для плохого канала DBPSK, DQPSK, DPSK-8 модуляций и различных расстояний между поднесущими.

Как видно из рисунков 2.2.8, для OFDM-DPSK-F оптимальное расстояние между поднесущими примерно равно 8 Гц, для OFDM-DPSK-T оптимальное расстояние между поднесущими примерно равно 32 Гц. При этом оптимальные помехоустойчивости для обоих случаев совпадают.

Как видно из рисунков 2.2.9, для OFDM-DPSK-F оптимальное расстояние между поднесущими примерно равно 8 Гц, для OFDM-DPSK-T оптимальное расстояние между поднесущими примерно равно 64 Гц. При этом оптимальные помехоустойчивости для обоих случаев совпадают.

По результатам имитационного моделирования были сделаны следующие выводы:

- оптимальное расстояние между несущими для OFDM-DPSK-F 4, 8, 16 Гц для хорошего, среднего и плохого канала соответственно;
- оптимальное расстояние между несущими для OFDM-DPSK-T 16, 32, 64 Гц для хорошего, среднего и плохого канала соответственно;
- OFDM-DPSK во временной области и в частотной области имеют одинаковую помехоустойчивость;
- оптимальное расстояние между поднесущими, определенное по графикам надежности и графикам помехоустойчивости для заданных условий в канале связи, полностью совпадает, что свидетельствует о правильности полученных результатов.

2.3. Описание алгоритма автоподстройки частоты и синхронизации по времени в высокоскоростном OFDM-модеме

В данном параграфе рассмотрен алгоритм автоподстройки частоты и синхронизации по времени в разработанном высокоскоростном OFDM-DPSK-F модеме. В общем случае для частотно-временной синхронизации необходимо выполнить MN операций поиска синхропоследовательности (N – временных и M – частотных позиций). Предложенный алгоритм упрощает задачу частотно-

временной синхронизации, позволяя разделить ее на две независимые задачи частотной и временной синхронизации [106, 107] с общим числом операций поиска синхропоследовательности равным $M+N$. Для этого была найдена синхропреамбула, позволяющая находить тактовую синхронизацию [108] независимо от величины частотного сдвига и фазовых шумов. В качестве такой синхропреамбулы была выбрана 11 элементная ЧТ последовательность Баркера с девиацией по частоте 1000 Гц с электрической скоростью 100 Бод. Данная последовательность отличается относительно малой чувствительностью к расстройке по частоте.

Как было определено ранее, актуальной задачей является обнаружение и компенсация доплеровского сдвига частоты.

Обычно в OFDM-сигнале часть поднесущих используется для передачи служебной информации, которая априори известна на приемном конце и служит для настройки эквалайзера, компенсирующего возникающие в канале искажения амплитуды и фазы, а также выбора избыточности кода и интервала перемежения.

Апостериорная информация, передаваемая пилот-сигналами, может использоваться для частотной синхронизации [109, 110, 111], притом что частотная расстройка определяется по минимуму суммарной ошибки между принятой и передаваемой последовательностями. Недостатком данного метода является его низкая помехоустойчивость, так как для сохранения информационной емкости передаваемого сообщения, для передачи служебной информации используется незначительная часть поднесущих (пилот сигналов), суммарная энергия которых также мала (рисунок 2.3.1).

С целью повышения помехоустойчивости необходимо увеличить количество используемых для синхронизации поднесущих. Метод частотной синхронизации по минимуму среднеквадратичного отклонения от ближайших точек созвездия [102, 112, 113] позволяет использовать все поднесущие в полосе передачи OFDM сигнала, что приводит к увеличению суммарной энергии

сигнала и, как следствие, к увеличению помехоустойчивости рассматриваемого метода (рисунок 2.3.2).

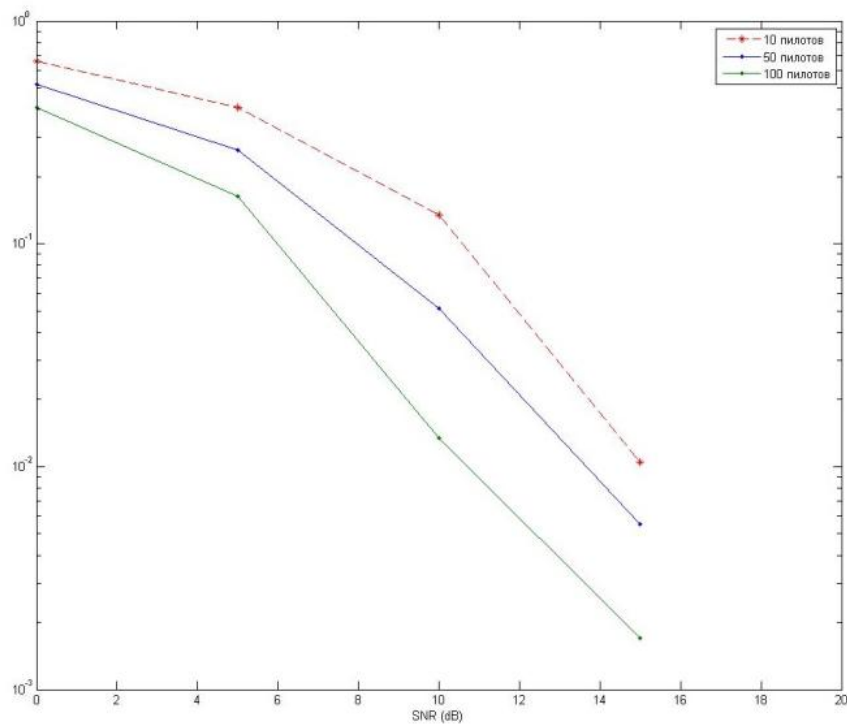


Рисунок 2.3.1 –Зависимость помехоустойчивости метода частотной синхронизации на основе апостериорной информации, передаваемой пилот-сигналами от длины служебной информации.

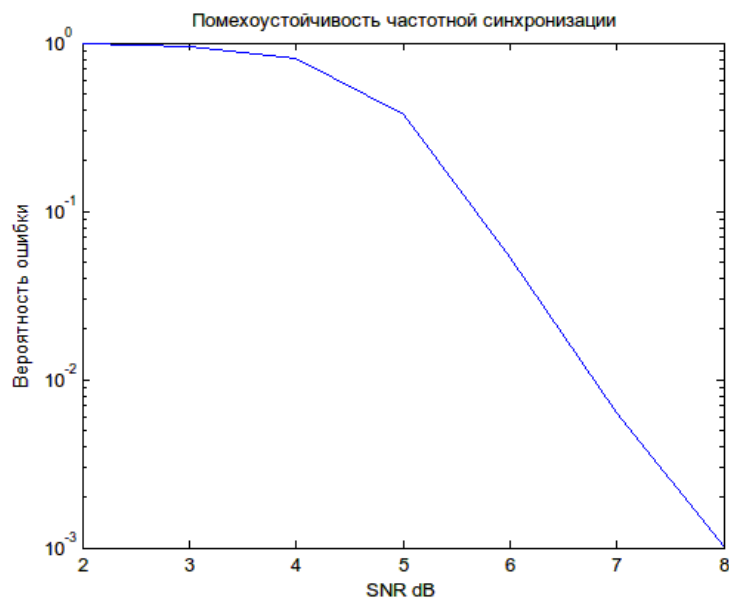


Рисунок 2.3.2 - Помехоустойчивость синхронизации от отношения сигнал шум.

Суть данного метода заключается в том, что для каждого частотного сдвига определяется среднеквадратичное отклонение расстояния между текущим положением векторов всех поднесущих и ближайшими точками созвездия.

Несмотря на все преимущества, данный метод не дает одного глобального минимума, в связи с чем он работает только в том случае, когда частотный сдвиг не превышает половины расстояния между поднесущими, а среднеквадратичное отклонение от ближайших точек созвездия периодически интервалу ортогональности (рисунок 2.3.3 и 2.3.4).

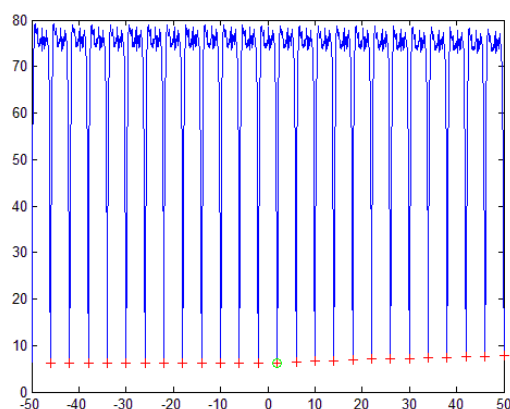


Рисунок 2.3.3- Величина среднеквадратичного отклонения от ближайших точек созвездия в зависимости от доплеровского смещения частоты.

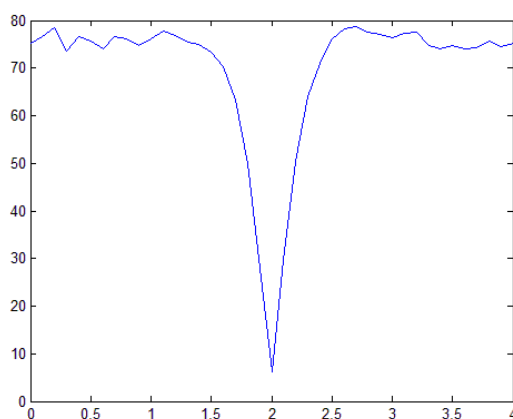


Рисунок 2.3.4- Величина среднеквадратичного отклонения от ближайших точек созвездия в зависимости от доплеровского смещения частоты на интервале ортогональности.

Для исключения недостатков описанных методов предлагается определять локальные минимумы по методу частотной синхронизации на основе апостериорной информации, передаваемой пилот-сигналами, а затем для каждого из частотных сдвигов, соответствующего этим минимумам, оценивать суммарную ошибку приема служебной последовательности по минимуму среднеквадратичного отклонения от ближайших точек созвездия. Алгоритм данного интегрального метода [114, 115] приведен на рисунках 2.3.5-2.3.7.

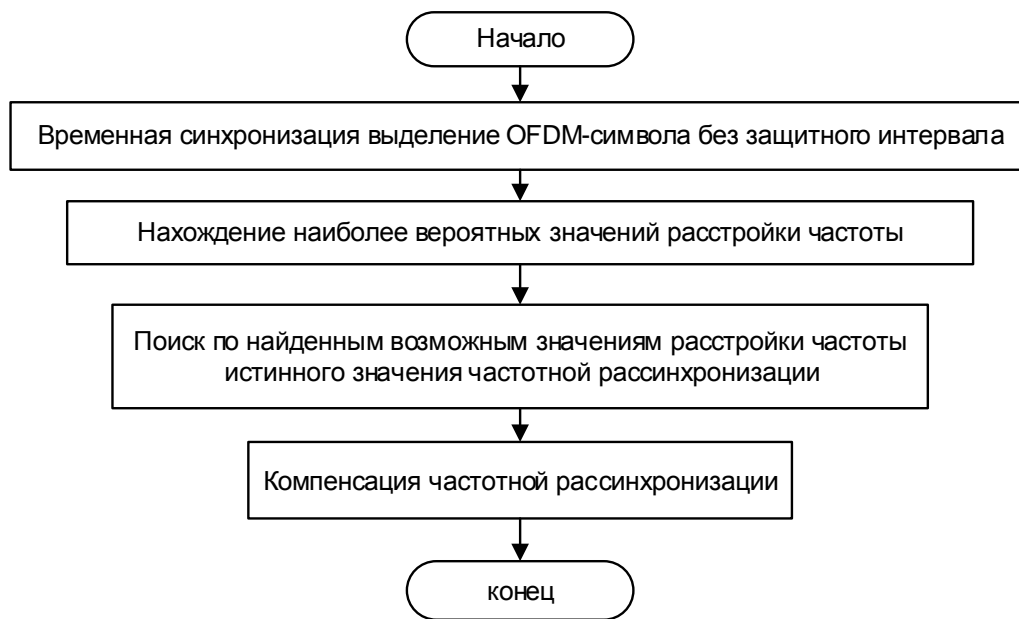


Рисунок 2.3.5– Обобщенная схема алгоритма интегрального метода частотной синхронизации

Результаты математического эксперимента, позволяющие оценить эффективность предложенного алгоритма [106, 107], приведены на рисунках 2.3.8-2.3.10.

При проведении математического эксперимента, результаты которого приведены на рисунках 2.3.8-2.3.10, величина частотного рассогласования выбиралась по случайному закону в диапазоне ± 50 Гц и была одинаковой для исследуемых видов синхронизации.

Эффективность предложенного алгоритма частотной синхронизации проверялась в реальных условиях на радиотрассе Омск – Ногинск.

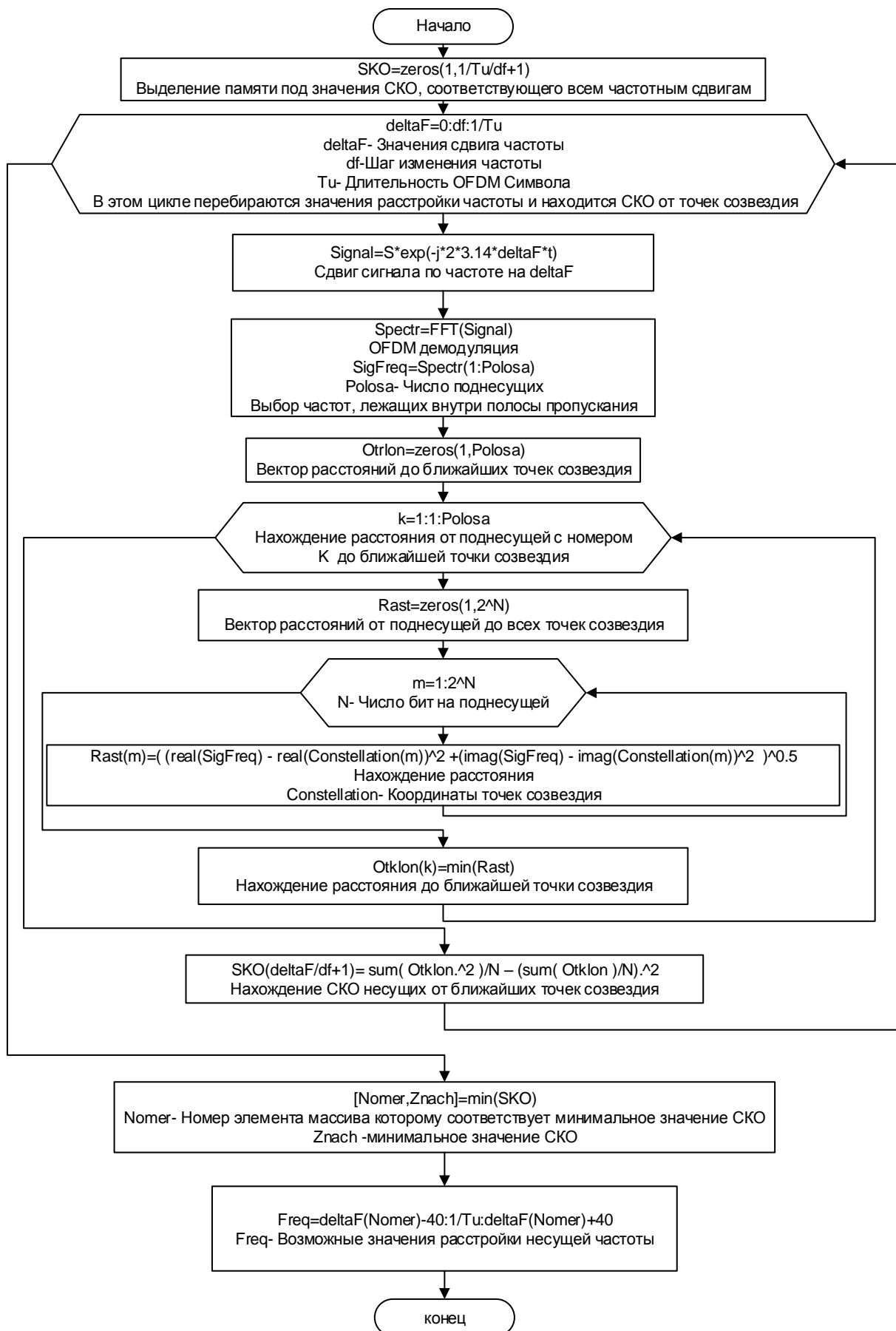


Рисунок 2.3.6– Схема алгоритма нахождения наиболее вероятных значений частоты.

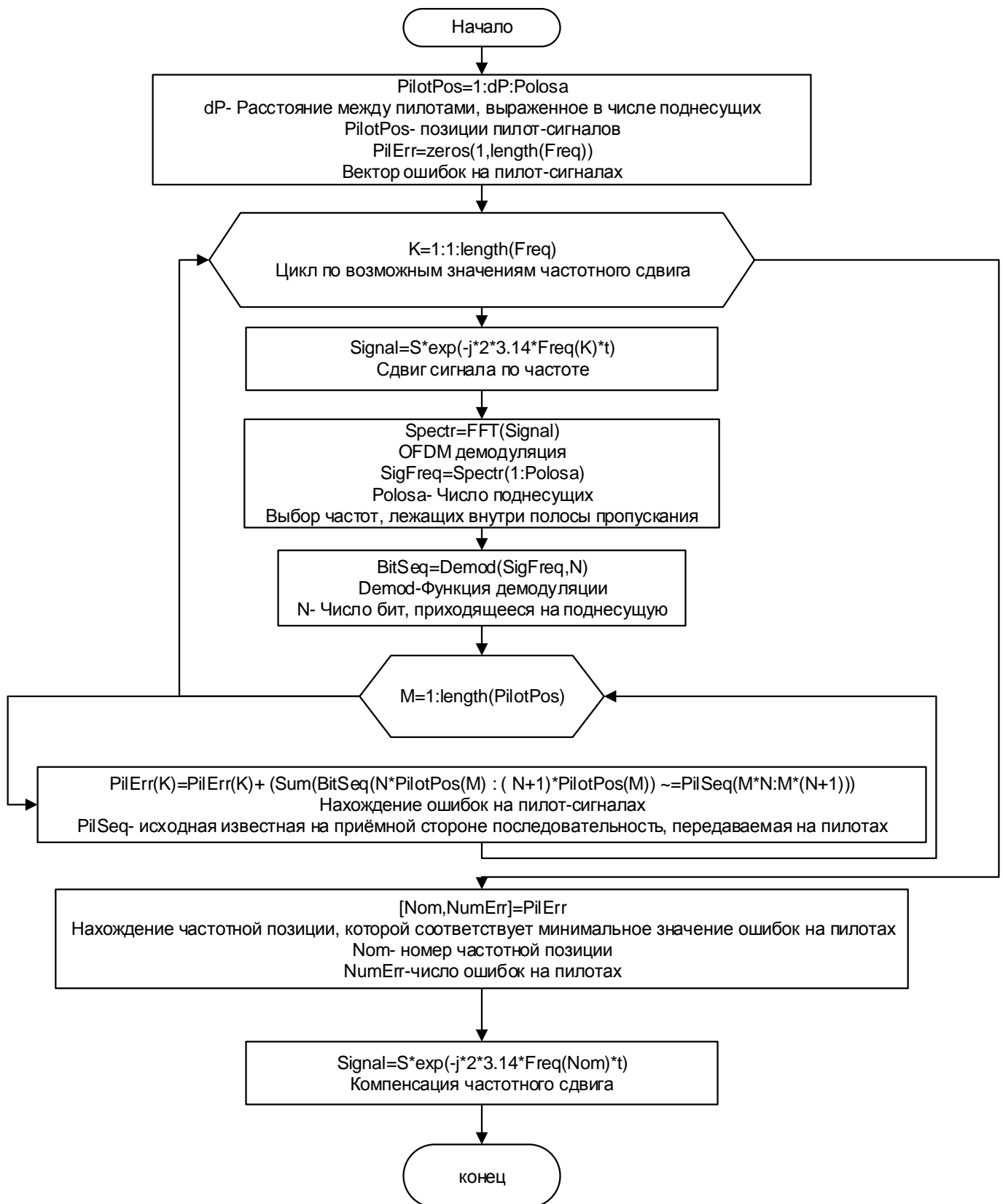


Рисунок 2.3.7- Схема алгоритма поиска истинного значения расстройки частоты.

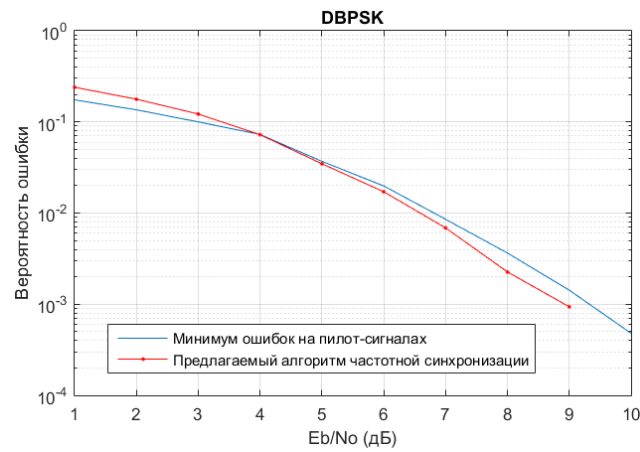


Рисунок 2.3.8—сравнение помехоустойчивостей OFDMD DBPSK-модема с использованием различных алгоритмов частотной синхронизации.

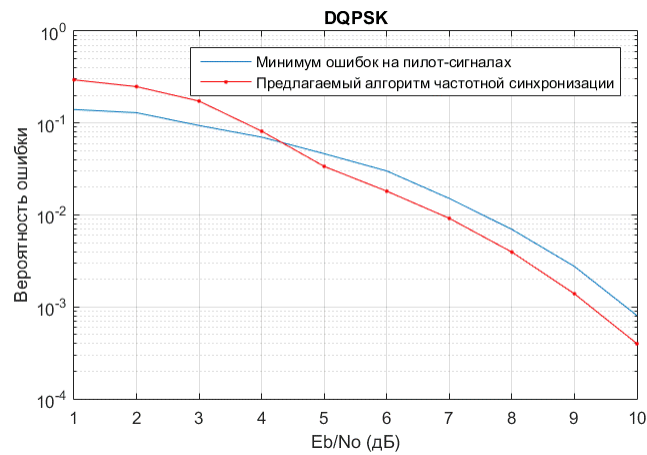


Рисунок 2.3.9—сравнение помехоустойчивостей OFDM DQPSK-модема с использованием различных алгоритмов частотной синхронизации.

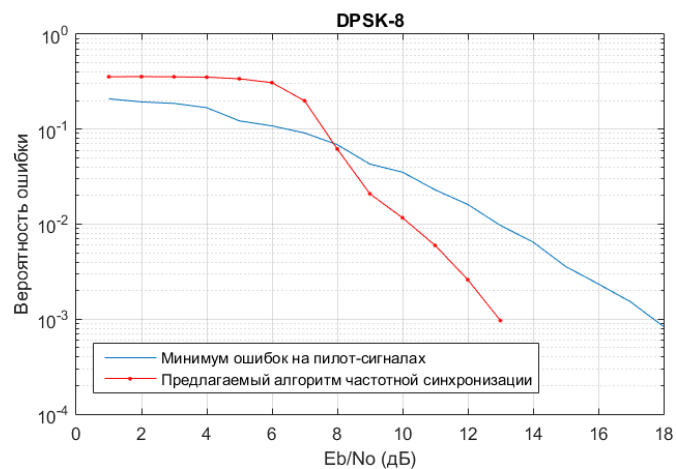


Рисунок 2.3.10—сравнение помехоустойчивостей OFDM-DPSK-8-модема с использованием различных алгоритмов частотной синхронизации.

Испытания велись при различных скоростях передачи данных, полосе частот и имитации доплеровского сдвига ± 40 Гц.

Объединение методов частотной синхронизации на основе апостериорной информации, передаваемой пилот-сигналами, и по минимуму среднеквадратичного отклонения от ближайших точек созвездия, позволяет увеличить эффективность частотной синхронизации, что было подтверждено математическим экспериментом, а также при проведении натурных испытаний для значений частотного рассогласования 0 и ± 40 Гц.

2.4. Описание алгоритма адаптации высокоскоростного модема к условиям связи

В ПВ/КВ диапазонах широкое распространение получили частотно-адаптивные радиолинии, обеспечивающие в изменяющихся условиях связи требуемое отношение сигнал/шум, отсутствие станционных помех, минимальное частотное и временное рассеяние сигнала на входе приемника путем изменения рабочей частоты [116]. В радиолиниях с многопараметрической адаптацией, помимо частотной адаптации, обеспечивается регулирование других параметров радиолинии (скорости передачи данных, избыточности кода, вида используемых сигналов, типа антенн, формы диаграммы направленности антенной системы, в меньшей степени мощности передатчика и др.). В работе [117] показано, что применение частотной адаптации в условиях высокозагруженных участков КВ диапазона обеспечивает средний энергетический выигрыш ($5 \div 14$) дБ для 5-ти выделенных рабочих частот и ($7 \div 19$) дБ для 10-ти выделенных частот (в расчетах среднеквадратическое отклонение отношения сигнал/шум в частотных каналах варьировалось от 5 дБ до 20 дБ). Варьирование скоростью передачи данных и избыточностью кода также обеспечивает значительный энергетический выигрыш, однако это достигается за счет увеличения длительности передачи сообщения, что не всегда допустимо.

Эффективность функционирования адаптивных радиолиний во многом определяется особенностями их построения, используемыми алгоритмами вхождения в связь, ведения и восстановления связи, алгоритмами оценки качества рабочих и резервных каналов, реализации каналов управления.

Режим вхождения в связь может быть синхронным или асинхронным. В первом случае обеспечение синхронизации достигается по сигналам единого времени, формируемым, например, с использованием сигналов навигационных спутников GPS/ГЛОНАСС. По сигналам единого времени приемники радиостанций, находящихся в режиме дежурного приема, последовательно прослушивают дежурные частоты, производя поиск вызывного сигнала. Радиостанция, реализующая вызов другой радиостанции, последовательно на этих же частотах (двигаясь по частотам синхронно с приемником вызываемой станции) передает сигнал вызова. Вызываемая радиостанция, приняв вызывной сигнал с удовлетворительным качеством, останавливает сканирование частот и отправляет сигнал «ответ», получив который вызывающая станция посылает сигнал «квитанция» и переходит в режим проведения сеанса связи. Вызываемая станция, получив сигнал «квитанция», также переходит в режим приема передаваемого сообщения.

При асинхронном вхождении в связь сканирование каналов приемниками радиостанций, находящихся в режиме дежурного приема переключением частот при передаче вызывного сигнала вызывающей радиостанцией, производится с разными скоростями таким образом, чтобы обеспечить «встречу» вызываемой и вызывающей станции на каждой из частот дежурного приема. Приняв на одной из частот сигнал «вызов», вызывная радиостанция прекращает сканирование, и далее производится обмен сигналами «ответ» и «квитанция» аналогично первому алгоритму. Очевидно, что асинхронный режим вхождения требует существенно большего времени, чем синхронный.

Известны две стандартные технологии адаптивного ведения КВ радиосвязи:

- технология ALE, регламентированная военным стандартом MIL-STD-188-141B [118] и его гражданской версией FED-STD-1045;

- технология HFDL [119] (HighFrequencyDataLink), построенная на основе стандартов ARINC 753 [120], ARINC 635, стандартов RTCA DO-265, DO-277.

Технология HFDL реализует систему пакетной связи "Воздух-Земля", в которой обеспечивается связь большого количества самолетов с малым количеством наземных станций при ограниченном числе частотных каналов в режиме множественного доступа с временными и частотным разделением (соответственно, TDMA и FDMA). Частотное разделение обеспечивается тем, что разным наземным станциям в один и тот же момент времени назначаются разные частотные каналы. Временное разделение достигается тем, что время существования каждого частотного канала разбивается на 32 - секундные кадры, а кадры, в свою очередь, на слоты доступа по 2,46 с. Время передачи одного пакета данных составляет 2,34 с, а интервал 117,65 мс отводится на неопределенность времени задержки распространения и рассинхронизм в радиолинии. В первом слоте каждого кадра наземная станция передает маркер на каждой из присвоенных ей частот, причем маркеры на разных частотах сдвинуты на один слот. Это позволяет приемной аппаратуре на воздушных судах последовательно прослушивать частотные каналы, оценивая качество каждого для обеспечения возможности адаптивного ведения связи. HFDL определяет на физическом, канальном и сетевом уровнях процедуры автоматического ведения связи с многопараметрической адаптацией радиолинии по частоте, скорости передачи, видам модуляции и кодирования, а также по пространственному разнесению наземных станций, гарантирующие достоверность не хуже 10^{-6} . В системе HFDL используется один и тот же набор частот для составления канала и ведения связи. Высокая спектральная эффективность системы достигается благодаря использованию комбинированного протокола множественного доступа к каналу с частотным и временным разделением. Система HFDL

оптимизирована для связи «Воздух-Земля», предусматривает постоянное излучение маркерных сигналов и фиксированную длительность сообщений.

КВ-система обмена пакетными данными "Воздух-Земля" HFDL, обеспечивающая связь самолетов на дальних авиатрассах с диспетчерскими пунктами управления воздушным движением и управления авиалиниями.

В стандарте MIL-STD-188-141B (FED-STD-1045) описано третье поколение технологии автоматического составления канала связи с автовыбором рабочей частоты Automatic Link Establishment (3G-ALE), поддерживающее радиолинию (связь "точка - точка"), радиальную радиосеть и полносвязную сеть "каждый с каждым". В соответствии с MIL-STD-188-141B используются режимы синхронной и асинхронной связи с отдельными частотными каналами для передачи вызывных сигналов и для ведения связи. При этом предусмотрена возможность перераспределения частотного ресурса системы между этими группами частотных каналов в зависимости от характера трафика. В синхронном режиме вызывная сеть реализуется по принципу TDMA, при этом время разделено на интервалы 5,4 с, которые, в свою очередь, делятся на 6 слотов по 0,9 с. В течение первого слота корреспонденты сети ведут контроль занятости канала, на интервале второго передается вызов, в третьем-пятом ожидается ответ на вызов или производится повторный вызов, в шестом ожидается ответ или передается квитанция. Предварительное прослушивание и равномерное распределение вызовов по слотам в системе 3G-ALE обеспечивают снижение вероятности переполнения сети и коллизий случайного доступа. В асинхронном режиме вхождения в связь и в режимах ведения связи временное разделение TDMA не применяется.

Системы автоматического установления связи 3G-ALE предусматривают использование высокоскоростного 8-позиционного фазоманипулированного сигнала 8-PSK с символьной скоростью 2400 Бод (битовой скоростью 7200 бит/с) последовательного типа. Установление и ведение связи производится в пакетном режиме. Сигнал одного и того же вида модуляции используется в 3G-ALE для

передачи как пакетов вызова, так и пакетов управления линией связи, квитанций и пакетов данных, что делает выбор канала для связи наиболее адекватным.

Протоколы автоматического ведения связи с многопараметрической адаптацией не конкретизированы стандартом MIL-STD-188-141B.

Одним из вариантов технологии 3G-ALE является разработанная австралийской компанией CODAN технология управления системой автоматической связи CALM (Codan Automatic Link Management). В системе CALM любой вызов, полученный станцией, используется для обновления базы данных о качестве частотных каналов связи. Соответственно, чем дольше работает радиосеть, тем выше достоверность информации базы данных качества связи и тем выше ее эффективность.

Технология 3G-ALE имеет универсальное применение и в том числе может быть использована для связи "Море-Берег", "Море-Море", "Море-Воздух".

Российские стандарты на технологию автоматического ведения адаптивной ВЧ радиосвязи отсутствуют. В то же время отечественные стандарты на аппаратуру и управляющее программное обеспечение современной системы ПВ-КВ связи позволяют получить множество вариантов построения системы и обеспечить способы возможного ее расширения.

Примерами комплексного решения вопроса построения адаптивной системы ПВ-КВ радиосвязи являются комплексы связи «ПИРС», «УПС-4,8» и ряд других.

В таблице 2.4.1 [121] приведены характеристики наиболее известных отечественных и зарубежных адаптивных систем связи и автоматизированной передачи данных. Анализ данных, представленных в таблице 2.4.1, показывает, что тенденция развития адаптивных систем ПВ-КВ радиосвязи направлена в сторону увеличения скорости передачи информации путем применения высокоскоростных OFDM-модемов, повышения доступности и надежности связи путем применения многопараметрической адаптации. Из приведенного в

таблице 1 обзора современных адаптивных систем связи видно, что на сегодняшний день для адаптации по частоте и автовыбора канала с наилучшим качеством связи существует набор альтернативных скоростей передачи данных. Каждой информационной скорости передачи однозначно соответствует тип сигнально-кодовой конструкции. Предлагаемый вариант адаптации в отличие от вышеприведенных методов подразумевает также возможность подстройки параметров модема к условиям распространения сигнала в канале.

Согласно рекомендации ITU-R работоспособность модема определяется не отдельной кривой помехоустойчивости, а характеристической поверхностью, которая представляет собой трехмерную поверхность, показывающую зависимость отношения сигнал/помеха, необходимого для передачи сообщения с заданным качеством связи от величины частотного и временного рассеяния.

Изменение длительности OFDM-символа по сравнению с той, что соответствует базовому модему, приводит к изменению вида характеристической поверхности [122]. Так, увеличение длительности в два раза приводит к двукратному уменьшению максимально допустимого частотного рассеяния, помимо этого в два раза увеличивается максимально допустимое частотное рассеяние.

Предлагаемый в настоящей диссертации способ адаптации основан на смене длительности OFDM-символа. Пример адаптации, связанный с изменением расстояния между поднесущими, представлен на рисунке 2.4.1. Для того чтобы сопоставить существующие в канале условия распространения сигнала соответствующей длительности OFDM-символа для каждого сочетания (частотное рассеяние, межлучевая задержка) и для набора возможных расстояний между поднесущими, методом имитационного моделирования было определено отношение сигнал/помеха, при котором достигается необходимое качество приема.

Таблица 2.4.1. Характеристики современных комплексов и средств входящих в состав адаптивных систем связи.

Параметры	Сердолик	Пирс	P-016B	Поиск (УПС 4,8 КВ)	Codan 2110M	Tadiran HF-6000	MESA
Вид работы	Телеграфия, Телефония	Телеграфия, Телефония, Данные	Телеграфия, Данные	Данные	Телеграфия, Телефония, Данные	Телеграфия, Телефония, Данные	Данные, Телефония
Скорость	200, 1200, 2400	300-9600	150	150-4800	75-9600	75-9600	600
Вид вызыв- ного сигнала	MFSK 200 Бод	DPSK 200 Бод	FSK	OFDM	8DPSK, 8FSK (3G ALE, CALM)	8DPSK, 8FSK (3G ALE)	8FSK (2G ALE)
Вид информационного сигнала	MFSK, OFDM	OFDM	MFSK, DPSK	OFDM	BPSK, QPSK, PSK8, QAM16, QAM 32, QAM64	BPSK, QPSK, PSK8, QAM16, QAM 32, QAM64, OFDM (39tone) MFSK	8DPSK
Адаптация по частоте	+	+	Две ступени адаптац.	+	+	+	+
Адаптация по скорости	+	+	-	+	+	+	-
Зондирование	+	при установл. и ведении связи	-	-	При установлении связи	+	+
Вид зондирования		пассивное	пассивное		Активное		

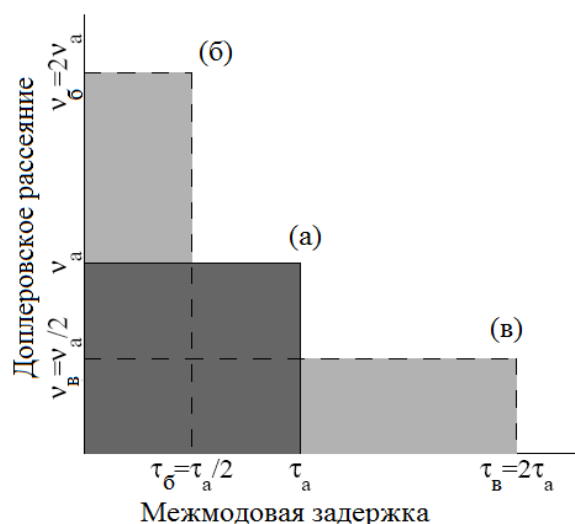


Рисунок. 2.4.1. Изменение проекции характеристической поверхности на плоскость (частотное рассеяние; межлучевая задержка) при переходе от базового к альтернативным модемам. а) Базовый модем. б) Расстояние между поднесущими в 2 раза больше, чем у базового. в) Расстояние между поднесущими в 2 раза меньше, чем у базового.

Проведя такие измерения для всевозможных сигнальных конструкций, используемых в КВ канале связи, и имея данные о частотном и временном рассеянии, полученные по результатам канального зондирования, можно, не изменяя скорости передачи, работать в более широких пределах частотного и временного рассеяния по сравнению с тем, что возможно осуществить, используя модем с фиксированными параметрами.

Как известно [13], эффективность работоспособности всех модемов определяется площадью характеристической поверхности, которая представляет собой трехмерную поверхность, показывающую зависимость отношения сигнал/помеха, необходимого для передачи сообщения с заданным качеством связи, от величины частотного и временного рассеяния. Получившаяся интегрированная характеристическая поверхность модема с адаптацией по расстоянию между поднесущими занимает в 4.6 раза большую площадь, чем характеристическая поверхность модема с фиксированным расстоянием между поднесущими.

$$\begin{aligned}
 xy &= S_1 = \text{const} \\
 x &= S_1 / y \\
 S &= \int_4^{64} \frac{S_1}{y} dy = S_1 (\ln(100) - \ln(1)) \approx 4.6 S_1
 \end{aligned}
 \tag{2.4.1}$$

Таблица 2.4.2.

Расстояние между поднесущими, которому при фиксированных условиях в канале соответствует минимальное отношение сигнал/помеха для OFDM-DBPSK

		Частотное рассеяние (Гц)									
		0,1	0,5	1	1,5	2	2,5	3	3,5	4	6
Межлучевая задержка (с)	0,0005	4	12	24	24	40	48	44	40	60	60
	0,001	4	12	16	24	28	36	28	-	-	-
	0,0015	4	12	12	20	24	-	-	-	-	-
	0,002	8	8	12	16	-	-	-	-	-	-
	0,0025	4	8	16	-	-	-	-	-	-	-
	0,003	4	8	12	-	-	-	-	-	-	-
	0,0035	4	8	8	-	-	-	-	-	-	-
	0,004	4	4	-	-	-	-	-	-	-	-
	0,005	4	4	-	-	-	-	-	-	-	-
	0,006	4	4	-	-	-	-	-	-	-	-
	0,007	4	4	-	-	-	-	-	-	-	-
	0,008	4	4	-	-	-	-	-	-	-	-
	0,009	4	-	-	-	-	-	-	-	-	-
	0,01	4	-	-	-	-	-	-	-	-	-
	0,011	4	-	-	-	-	-	-	-	-	-
	0,012	4	-	-	-	-	-	-	-	-	-
0,014	4	-	-	-	-	-	-	-	-	-	

По результатам исследования можно сделать вывод о возможности существенного увеличения надежности модема, использующего адаптацию по длительности символа. Для того чтобы определить, насколько изменится надежность связи с использованием адаптации по расстоянию между поднесущими по сравнению с фиксированным для всех каналов связи расстоянием между поднесущими, необходимо перед каждым сеансом связи измерять функцию рассеяния канала (ФРК), которая представляет собой зависимость мощности импульсной характеристики от сдвига по частоте и по времени. На рисунках 2.4.1, 2.4.2 изображены в качестве примера проекции

функции рассеяния канала на плоскости (сдвиг по частоте, мощность) и (сдвиг по времени, мощность) соответственно.

В ходе данной работы для определения надежности связи была создана программная модель, которая по методу, предложенному в [32-36], позволяла рассчитать ФРК и затем, определив величины частотного и временного рассеяния, выбирать из таблицы 2.4.2 соответствующие значения расстояния между поднесущими. Функциональная схема по определению функции рассеяния канала изображена на рисунке 2.4.4.

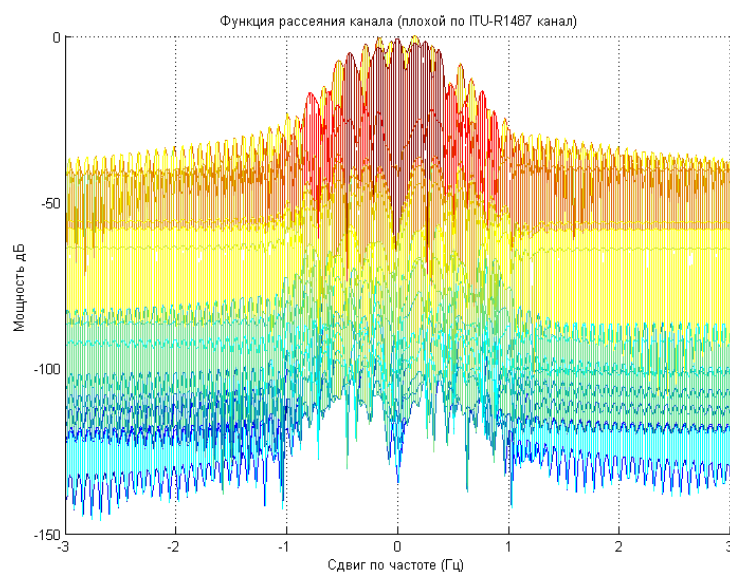


Рисунок 2.4.2. Проекция ФРК на плоскость (сдвиг по частоте, мощность)

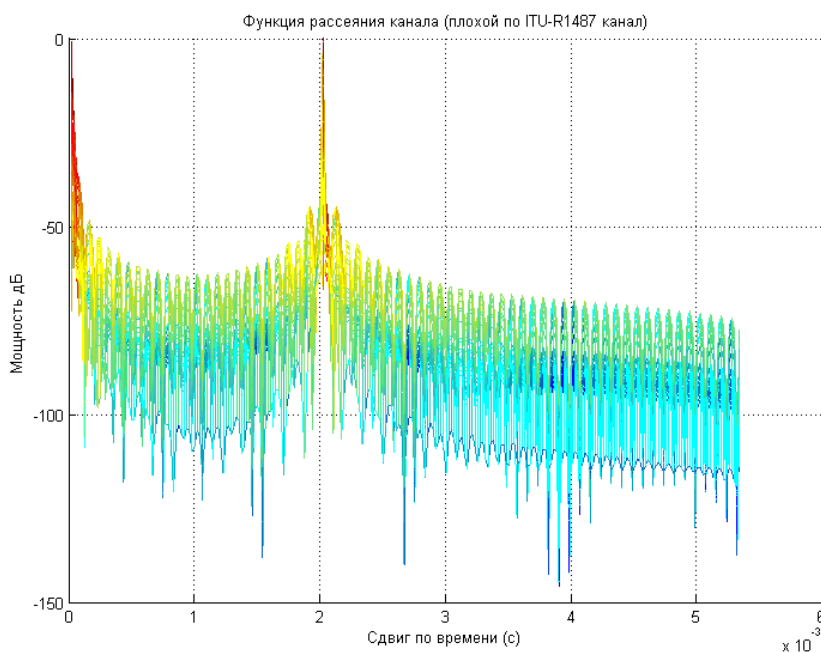


Рисунок 2.4.3. Проекция ФРК на плоскость (сдвиг по времени, мощность)

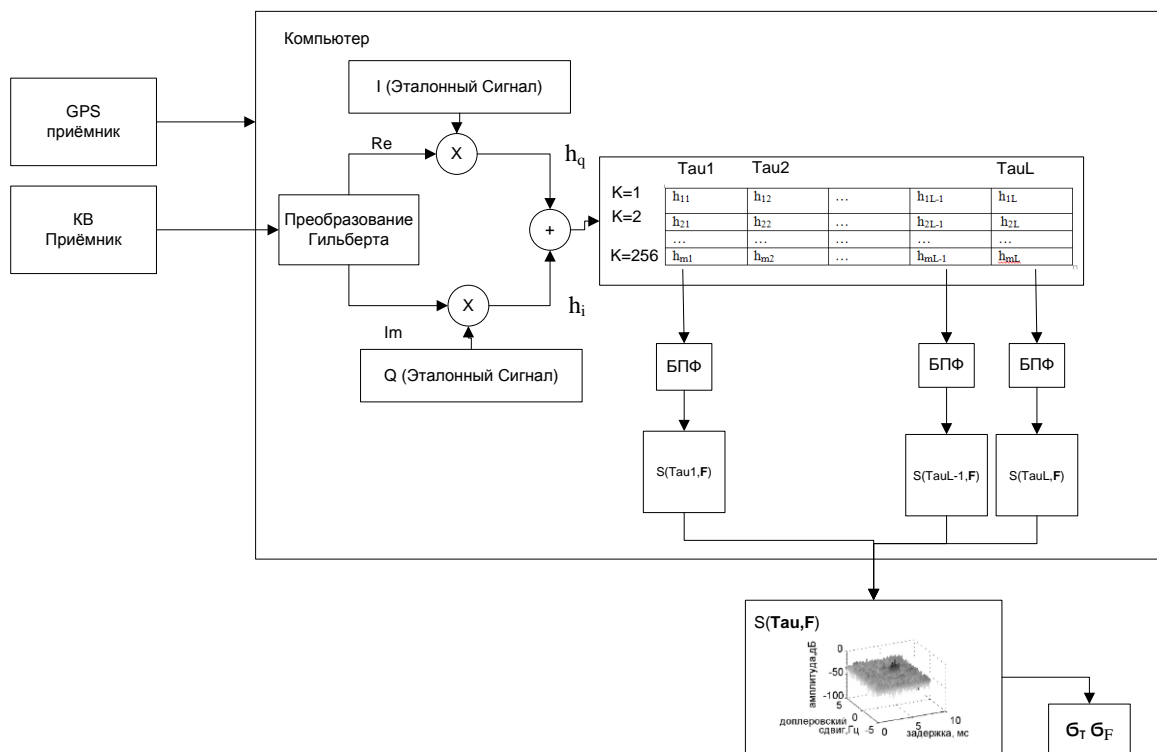


Рисунок 2.4.4. Функциональная схема устройства измерения ФРК.

В качестве опорной системы при испытаниях был выбран модем, аналогичный УПС 4,8 КВ, с расстоянием между поднесущими 44,4 Гц. Анализ проводился для данных после демодуляции без учета кодирования. При каждом отношении сигнал/помеха проводилось 3000 экспериментов, в каждом из которых случайным образом выбиралось одно из трех условий в канале (хорошие, средние, плохие). Перед запуском информационных символов проводилась оценка канала, и по данным частотного и временного рассеяния определялся тип канала. После чего выбиралось расстояние между поднесущими, соответствующее данному каналу. В каждом эксперименте через канал проходило 1000 бит. Методом побитового сравнения принятой и переданной последовательности определялось число ошибок, Если $P < 10^{-2}$, то сообщение считалось переданным. После прохождения всех сообщений определялось суммарное число прошедших с заданным качеством сообщений и определялся КИД. После этого изменялось отношение сигнал/помеха, и процедура повторялась заново. Результаты измерений КИД для модуляций DBPSK, DQPSK, DPSK-8 в случае фиксированного и адаптивного расстояния между поднесущими изображены на рисунке 2.4.5.

Как видно из приведенных на рисунке 2.4.5 графиков для DBPSK, DQPSK, DPSK-8 модуляций, выигрыш в надежности при использовании адаптивного расстояния между поднесущими в зоне насыщения уровней КИД составляет соответственно 38%, 35%, 20%.

Также было проведено сравнение режимов, использующих адаптацию по сигнально-кодовой конструкции с режимами, использующими адаптацию по расстоянию между поднесущими. Для каждой скорости передачи данных (1200, 2400, 4800 бит/с) и для всех возможных условий распространения канала (средний, плохой среднеширотные каналы связи), определенных рекомендацией ITU-R, был выбран тип сигнально-кодовой конструкции (СКК), обеспечивающий наименьшее отношение сигнал/помеха при заданном качестве приема сигнала. Во всех режимах, использующих адаптацию по типу СКК, расстояние между поднесущими оставалось неизменным и было равно 44,4 Гц. Сравнение проводилось путем измерения зависимости КИД от мощности передатчика. Результаты имитационного моделирования представлены на рисунках 2.4.6 (а, б, в).

Как видно из рисунка 2.4.6, с увеличением скорости передачи данных, а также при ухудшении условий распространения сигнала во всех каналах связи, выигрыш в надежности применения адаптации по расстоянию между поднесущими возрастает. Таким образом, адаптацию по расстоянию между поднесущими можно рекомендовать для организации высокоскоростной связи в условиях, когда количество частотных каналов ограничено и необходимо обеспечить максимально быструю передачу данных с минимальным числом перезапросов принятых пакетов. Уменьшение числа перезапросов приводит к увеличению совокупной скорости передачи сообщения по сравнению с системой с постоянными параметрами сигнала.

Предложенный в работе метод адаптации режимов работы OFDM-модема по расстоянию между поднесущими позволяет определять параметры работы модемов на коротковолновой радиолинии в соответствии с

существующими условиями ионосферного распространения радиоволн (частотным и временным рассеянием в радиоканале), задававшимися в работе в соответствии с [13].

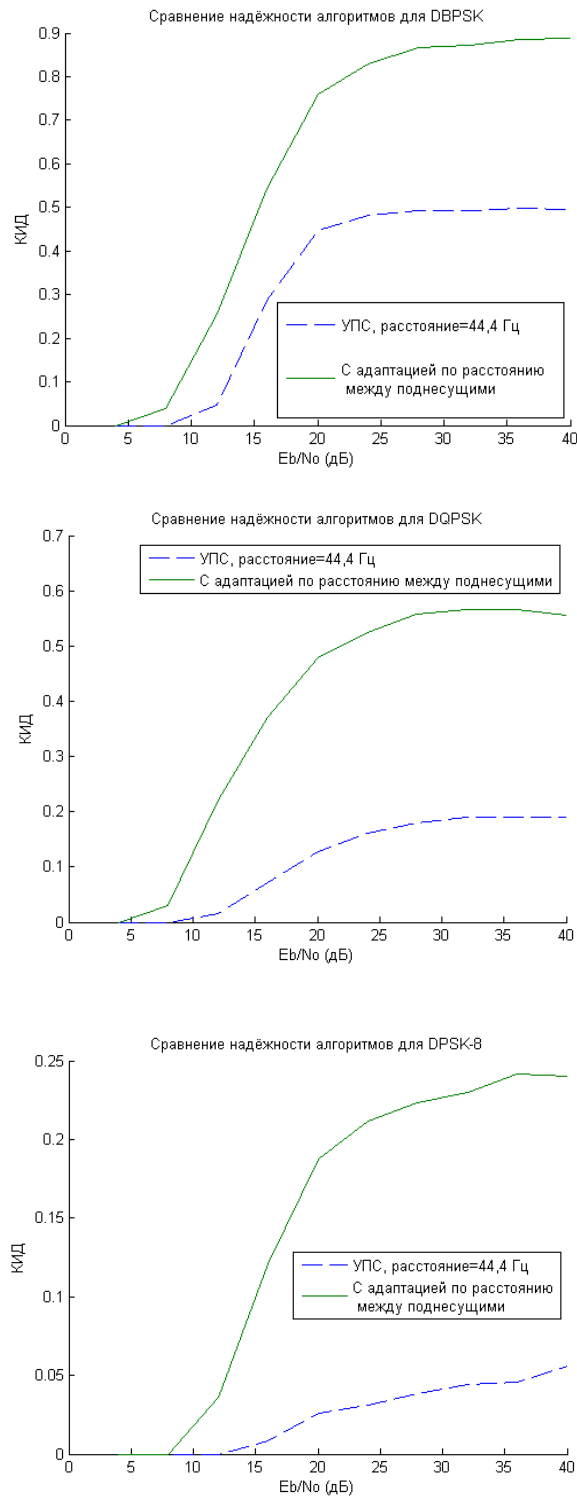
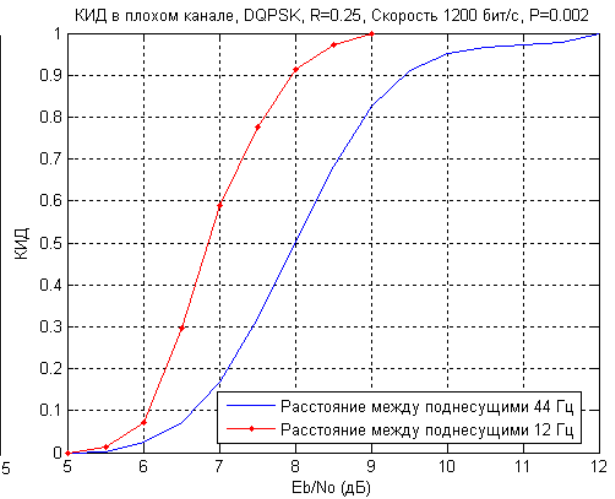
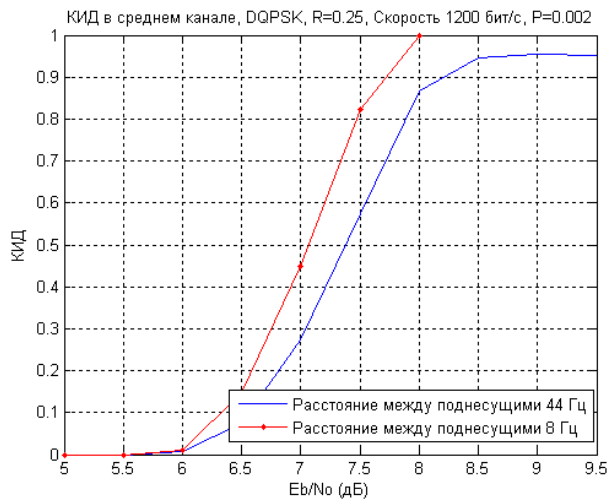
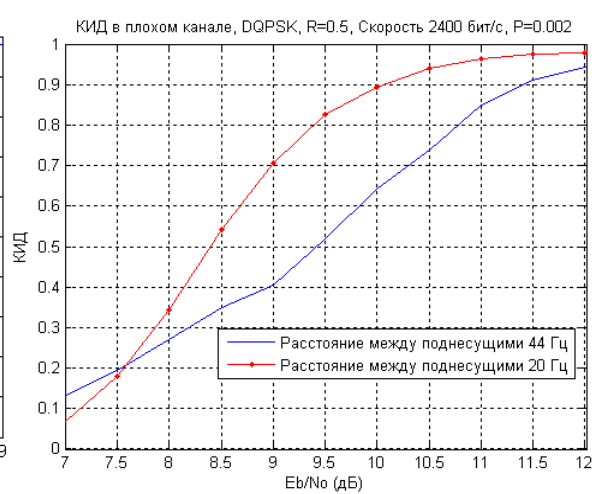
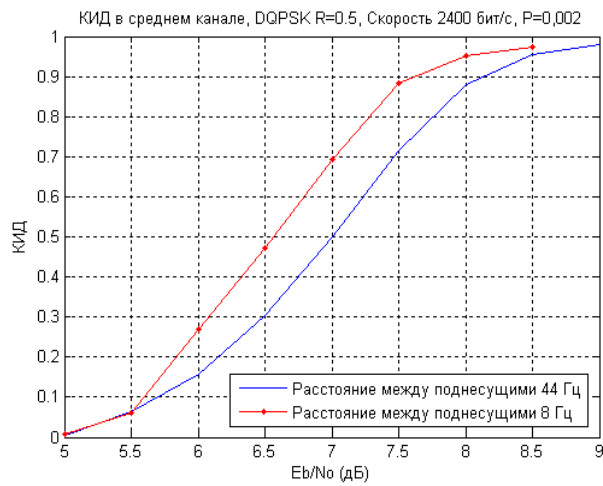


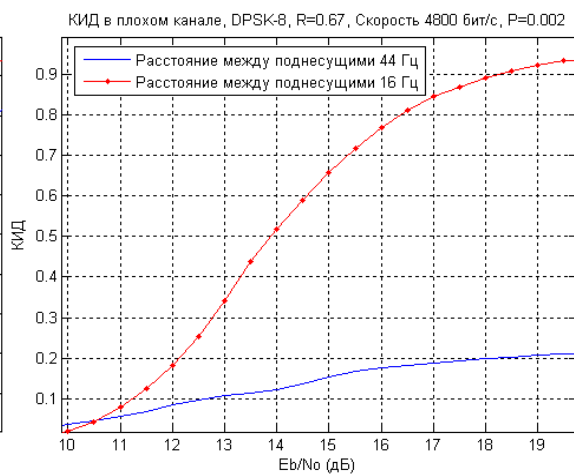
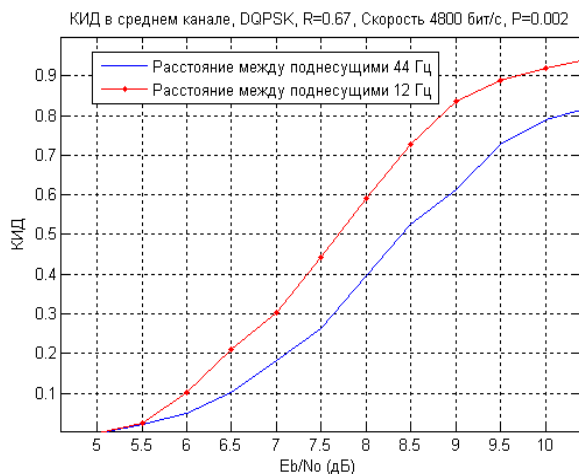
Рисунок 2.4.5. Сравнение надёжностей систем связи, использующих и не использующих адаптацию по расстоянию между поднесущими.



а) скорость передачи данных 1200 бит/с.



б) скорость передачи данных 2400 бит/с.



в) скорость передачи данных 4800 бит/с

Рисунок 2.4.6. Сравнение зависимости КИД от мощности в различных каналах связи для систем, использующих адаптацию по расстоянию между поднесущими с системами связи, использующими адаптацию по типу СКК.

Использование предложенного метода приводит к увеличению интегрированной характеристической поверхности модема в 4.6 раза по сравнению с площадью характеристической поверхности модема с фиксированным расстоянием между поднесущими.

Проигрыш в надежности для DBPSK, DQPSK, DPSK-8 модуляций при отсутствии адаптации по расстоянию между поднесущими составляет в зоне насыщения уровней КИД соответственно 38%, 35%, 20% и не может быть компенсирован увеличением мощности передатчика.

По сравнению с методом, использующим адаптацию по типу СКК, метод с адаптацией по расстоянию между поднесущими в среднем канале связи обеспечивает выигрыш 0.5, 2 дБ для скоростей 2400, 4800 бит/с соответственно, в плохом канале связи 2 дБ для скорости 2400бит/с и 60% надежности в зоне насыщения КИД для скорости 4800 бит/с.

Предложенный способ может стать одним из способов многопараметрической адаптации в системах коротковолновой высокоскоростной радиосвязи.

2.5 Голосовой цифровой дуплекс с временным разделением режима приема и передачи (TimeDimensionDuplexing -TDD) с высокоскоростным OFDM-модемом

2.5.1 Цифровые системы связи, использующие режим TDD

Передача речи в КВ радиоканалах по прежнему остается актуальной задачей. При этом цифровая передача речи в КВ радиоканале в полосе 3 кГц требует применения вокодера, обеспечивающего снижение скорости выходного цифрового потока с 64 кбит/с до значений 2,4 кбит/с и ниже. В ряде зарубежных современных радиостанций предусмотрены режимы симплексной передачи цифровой речи с сжатием до скоростей 2,4 и 0,6 кбит/с [123]. Выбор режима должен определяться качеством канала – в хорошем канале цифровую речь целесообразно передавать со скоростью 2,4 кбит/с, обеспечивающей более высокое качество восстановленной в приемном устройстве речи. В плохом канале цифровую речь нужно передавать с

максимальным сжатием 0,6 кбит/с, выбирая режим с несколько худшим качеством синтезированной речи, но более высокой помехоустойчивостью.

Для реализации дуплексной цифровой передачи речи, широко применяемой в сотовых, транкинговых, спутниковых, конвенциональных УКВ системах связи, используют частотное, временное, кодовое (либо их комбинацию) разнесение процессов приема и передачи. Проблемой реализации в КВ радиоканале стандартов цифровой передачи речи, принятых для УКВ диапазона, является необходимость выделения значительно более широкой полосы сигнала (25 кГц, 12,5 кГц и др.), чем принятый для КВ стандарт для однополосной телефонии 3,1 кГц (0,3 ÷ 3,4 кГц). Кроме того, частотный метод дуплексного разнесения в КВ диапазоне работает недостаточно хорошо и требует дополнительного применения пространственного разнесения приемных и передающих антенн либо использования дополнительно других видов разнесения.

Способы применения временного разнесения приема и передачи для обеспечения дуплексной работы системы связи, реализуемые в том числе и в КВ диапазоне для построения радиальных систем связи и систем связи «точка-точка», были предложены в работах [124] и [125]. В работе [126] представлены результаты имитационного и физического моделирования КВ системы дуплексной связи с временным разнесением, показавшие возможность реализации такой системы (режима работы). В работе [127] проведен сравнительный анализ вариантов реализации систем дуплексной связи КВ (СВ) диапазонов с временным разнесением приема и передачи, выполненных по способу [124] и реализованной по традиционной схеме с вокодерным сжатием речи.

К настоящему времени разработаны отечественные вокодеры со сжатием речи до скоростей 1,2 кбит/с и 600 бит/с [128]. Мировое сообщество активно проводит исследования с целью создания вокодера со скоростью цифрового потока 300 бит/с, и ожидается, что в ближайшее время он будет создан. В этой связи представляется целесообразным вернуться к проблемам

реализации дуплексной передачи цифровой речи в системах связи КВ диапазона с временным разнесением каналов приема и передачи.

На рис. 2.5.1 представлена упрощенная схема, реализуемая в цифровых УКВ системах связи с временным разнесением приема и передачи, для дуплексной передачи речевого сигнала.

СРС – блок сжатия речевого сигнала; ВРС – блок восстановления речевого сигнала;

КК – канальный кодер; КД – канальный декодер; МД – модулятор; ДМ – демодулятор;

ПРД – передатчик; ПРМ – приемник; ФЦ – формирователь цикла.

Поскольку метод временного разнесения предполагает циклическое чередование слотов приема и передачи, а также с учетом потери времени на распространение сигнала и на переключение радиосистемы с приема на передачу, для обеспечения непрерывности восстановленной на приемном конце речи, скорость цифрового потока сжатой речи должна быть увеличена более чем в 2 раза по отношению к скорости на выходе вокодера.

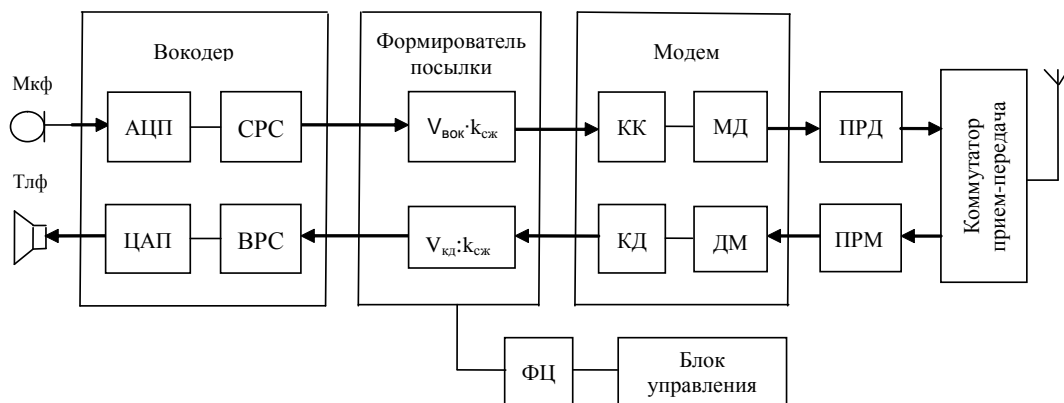


Рис. 2.5.1. Структурная схема цифровой дуплексной КВ радиостанции с временным разнесением приема и передачи.

Эта особенность предъявляет повышенные требования к вокодеру при реализации метода временного разнесения в цифровых дуплексных системах связи КВ диапазона. Передача цифрового потока в КВ канале со скоростью более 6 кбит/с в полосе 3,1 кГц требует достаточно высокого отношения сигнал/шум, для обеспечения которого необходимо повышение энергетики

радиолинии (повышение мощности передатчика, применение антенн с высоким коэффициентом усиления), что не всегда возможно. Это определяет максимальную скорость цифрового потока вокодера менее 3 кбит/с.

Таким образом, при выборе типа вокодера основное внимание должно уделяться минимальной скорости выходного цифрового потока при удовлетворительном качестве синтезированной речи. Для КВ канала немаловажной характеристикой вокодера является также его помехозащищенность, определяющая максимально допустимое значение вероятности ошибки в приемном цифровом потоке, при которой еще сохраняется удовлетворительное качество восстановленной речи. Далее в расчетах принимаются значения $P_{\text{ош}} = 0,5 \cdot 10^{-2}$; $2 \cdot 10^{-2}$; $5 \cdot 10^{-2}$ -характерные для вокодеров, применяемых в КВ связи.

Как уже указывалось выше, для реализации метода временного разнесения скорость цифрового потока речи после вокодера должна быть увеличена в $k_{\text{сж}}$ раз. Требуемый коэффициент сжатия $k_{\text{сж}}$ может быть найден из формулы [126]:

$$k_{\text{сж}} = \frac{T}{T_{\text{кв}}}, \quad (2.5.1)$$

где T – временной интервал полного цикла приема – передачи кванта телефонной информации в прямом и обратном направлениях;

$T_{\text{кв}}$ – интервал времени передачи сжатой посылки цифровой речи.

Важным параметром системы голосовой связи является время задержки сигнала, которое включает время задержки на передаче $T_{\text{зад.прд}}$, время на распространение сигнала по радиоканалу t_p и время задержки на приеме $T_{\text{зад.прм}}$

Для систем радиосвязи применяют следующие критерии оценки времени задержки при передаче речевого сигнала:

- до 200 мс - отличное качество связи. Для сравнения, в телефонной сети общего пользования допустимы задержки до 200 мс;
- до 400 мс - считается хорошим качеством связи и допустимо для ведения деловых переговоров.

▪ до 700 мс - считается приемлемым качеством связи для ведения неделовых переговоров.

Время задержки сигнала на передаче определяется суммой времени накопления сигнала в буфере T , времени его обработки $T_{обр.прд}$ и времени его передачи в эфир ($T_{кв} + t_{синх}$) и может быть найдено из формулы

$$T_{зад.прд} = T + T_{обр.прд} + t_{синх} + T_{кв}, \quad (2.5.2)$$

где $T_{обр.прд} = t_{вок.прд} + t_{код} + t_{мод}$;

$t_{вок.прд}$ - время, требуемое на сжатие речи по одному из существующих алгоритмов;

$t_{код}$ - время, требуемое для помехоустойчивого кодирования данных, поступающих с вокодера;

$t_{мод}$ - время, затрачиваемое на модуляцию битового потока;

$t_{синх}$ - интервал времени, отводимый на передачу синхровставки.

Накопление сигнала на приемном конце происходит параллельно с его передачей на передающем конце, но с задержкой на распространение сигнала по трассе, поэтому включает только обработку сигнала на приеме $T_{обр.прм}$

$$T_{зад.прм} = T_{обр.прм} = t_{дем} + t_{дек} + t_{вок.прм},$$

где $t_{дем}$ - время затраченное на демодуляцию пришедшего OFDM-сигнала;

$t_{дек}$ - время требуемое для декодирования блока данных;

$t_{вок.прм}$ - длительность преобразования вокодером битового потока в речевое сообщение.

Полное время задержки будет равно

$$T_{зад} = T + T_{кв} + t_{синх} + T_{обр.прд} + t_p + T_{обр.прм}, \quad (2.5.3)$$

где t_p - время распространения сигнала от передатчика до приемника.

Учитывая, что время обработки на передаче и приеме значительно меньше длительности периода T , формулу (2.5.3) можно записать

$$T_{зад} \approx 1,5 \cdot T. \quad (2.5.4)$$

Т.о., время задержки пропорционально длине цикла. Коэффициент сжатия $k_{сж}$, как показано в работе [126], тем больше, чем меньше T . Величина $k_{сж}$ в значительной степени определяет требования к вокодеру (скорость выходного цифрового потока) и влияет на выбор сигнально-кодовой конструкции высокоскоростного модема и величины избыточности кодирования, реализуемой канальным кодеком из состава модема.

Выбор оптимального значения T определяется, главным образом, нахождением компромисса между величинами $T_{зад}$ и $k_{сж}$.

2.5.2 Выбор параметров модема, реализованного по технологии OFDM, для цифровой дуплексной системы связи

Поскольку скорость потока цифровой речи с выхода вокодера остается достаточно высокой и, кроме того, она увеличивается в $k_{сж}$ раз, для передачи цифрового сигнала необходим высокоскоростной модем, в качестве которого может быть принят OFDM предлагаемый в главе 2 модем. Модем разработан по алгоритму модема УПС-4,8 КВ [129] с незначительными изменениями. Как и в УПС-4,8 КВ манипуляция сигнала осуществляется изменением разности фаз соседних поднесущих OFDM-сигнала (вид манипуляции OFDM-DPSK-F). Эффективное расстояние между поднесущими в этом методе манипуляции сигнала будет ограничиваться снизу величиной, пропорциональной частотному рассеянию, а сверху – величиной, пропорциональной интервалу частотной когерентности.

В таблице 2.4.3 приведены результаты сопоставления существующему в канале условию распространения сигнала соответствующей длительности OFDM-символа для каждого сочетания параметров канала (частотное рассеяние, межлучевая задержка) и для набора возможных расстояний между поднесущими, полученные методом имитационного моделирования. Как видно из этой таблицы, для случаев плохого и среднего канала оптимальное расстояние между поднесущими равно 12 Гц, для случая хорошего канала 4 Гц. При этом длительность OFDM-символа T_s должна выбираться из условия

$T_s \Delta f = 1$, т.к. это обеспечивает ортогональность сигналов, передаваемых на разных поднесущих.

Полоса сигнала B , формируемого параллельным модемом (в нашем случае это 3,1 кГц), разделена на N поднесущих с частотным разнесением Δf . Каждая поднесущая модулируется соответствующим сигнальным созвездием (DBPSK, DQPSK, DPSK-8, QAM-16 или QAM-32), при этом демодулятор формирует и подает на вход декодера мягкие решения. Выбранный метод манипуляции OFDM-DPSK-F обеспечивает возможность эффективной демодуляции сигнала при низких скоростях манипуляции, в то время как обычно используемый метод манипуляции разностями фаз одинаковых поднесущих соседних OFDM-сигналов при низких скоростях манипуляции имеет помехоустойчивость существенно ниже потенциально достижимой из-за большого набег фазы в течение длительности элемента, по причине частотной нестабильности аппаратуры связи и из-за эффекта Доплера, обусловленного как перемещением слоев атмосферы, так и перемещением объектов, на которых расположены радиостанции.

В параллельных модемах влияние временного рассеяния канала, вызванное многолучевостью, компенсируется вставкой защитного интервала T_z . Межсимвольная интерференция не будет проявляться, если $T_z > \tau_m$, где τ_m – максимальная разность хода между лучами в канале. Влияние частотного рассеяния канала (доплеровское рассеяние), которое приводит к интерференции соседних поднесущих, не будет проявляться при выборе частотного разнеса между поднесущими $\Delta f > \nu_d$, где ν_d – максимум доплеровского рассеяния.

Около 10% поднесущих, равномерно распределенных по полосе сигнала, являются пилот – сигналами, которые необходимы для осуществления частотной и временной синхронизации. При использовании QAM созвездий пилот-сигналы используются также для нахождения амплитудно-фазовых искажений поднесущих, для их последующей коррекции. При выбранном методе манипуляции OFDM-DPSK-F при

использовании QAM созвездий достаточно определять только амплитудные искажения, т.к. манипуляция сигнала по фазе обеспечивается изменением разности фаз соседних поднесущих.

Для уточнения требуемых характеристик модема зададимся конкретными параметрами системы связи. Определим максимальную протяженность радиолинии $L = 3000$ км, тогда время распространения сигнала t_p составит $t_p = 10$ мс. Для обеспечения переключения радиостанции из режима передачи в режим приема положим защитный интервал $t_z = 10$ мс. Длительность синхровставки примем $t_{\text{синх}} = 8$ мс. Выберем длительность OFDM символа T_{OFDM} равной длине кванта передаваемого сигнала $T_{\text{OFDM}} = T_{\text{кв}} = 100$ мс, при этом частотный разнос поднесущих в модеме будет $\Delta f = 10$ Гц, что близко к оптимальному значению в соответствии с таблицей 1. В полосе 3,1 кГц уместится 308 поднесущих, с учетом отбрасывания крайних. Каждая 10-я поднесущая отводится под передачу пилот-сигнала, при этом 277 поднесущих отводится для передачи информации и 31 поднесущая – для передачи пилот-сигналов.

Длительность цикла приема-передачи найдем из выражения [126]

$$T = 2T_{\text{кв}} + 2t_p + 2t_z + 2t_{\text{синх}} = 256 \text{ мс}$$

Значение $k_{\text{сж}}$ найдем из формулы (2.5.1) $k_{\text{сж}} = 2,56$.

Для дополнительного сжатия цифровой информации в $k_{\text{сж}}$ раз нужно увеличить во столько же раз скорость цифрового потока после вокодера. Это обеспечивается формирователем посылки, см. рис. 1. Т.о., после вокодеров 600, 1200 и 2400 бит/с на вход модема цифровая информация будет поступать со скоростями соответственно 1536, 3072 и 6144 бит/с.

В состав модема входит также канальный кодер, который обеспечивает защиту передаваемой информации от ошибок путем избыточного кодирования. В качестве помехоустойчивого избыточного кода для реализации в модеме был выбран турбокод, являющийся одним из наиболее эффективных кодов [130]. В модеме были реализованы кодовые скорости 1/2, 2/3 и 3/4. Избыточное кодирование, применяемое в канальном кодере, снижает

значение информационной скорости, реализуемое модемом. В таблице 2.5.2 представлены значения информационной скорости, реализуемые модемом при разных видах модуляции и принятых значениях кодовой избыточности, для выбранных значений параметров $T_{OFDM} = 100$ мс, $\Delta f = 10$ Гц, $\Delta F = 3,1$ кГц доля пилот - сигналов равна 10%. Представленная таблица позволяет выбирать тип созвездия и кодовую скорость для передачи цифрового потока от заданного вокодера и заданного коэффициента $k_{сж}$.

На рис. 2.5.2 представлены характеристики помехоустойчивости в АБГШ - канале разработанного модема для созвездий DBPSK (кривая OFDM $m=2$) и DQPSK (кривая OFDM $m=4$) и требования по помехоустойчивости, регламентируемые для модемов УПС.

ТЧР в стандарте [131] для этих же созвездий, соответственно (кривая УПС ТЧР $m=2$) и (кривая УПС ТЧР $m=4$).

Таблица 2.5.2. Расчетные информационные скорости потока цифровой информации (бит/с) для различных СКК для $T_{OFDM} = 100$ мс, $\Delta f = 10$ Гц, $\Delta F = 3,1$ кГц, доля пилот - сигналов равна 10%.

Тип модуляции	Кодовая скорость			
	1/1	3/4	2/3	1/2
DBPSK	2770	2078	1847	1385
DQPSK	5540	4155	3693	2770
DPSK-8	8310	6232	5540	4155
QAM-16	11080	8310	7387	5540
QAM-32	13850	10388	9234	6925

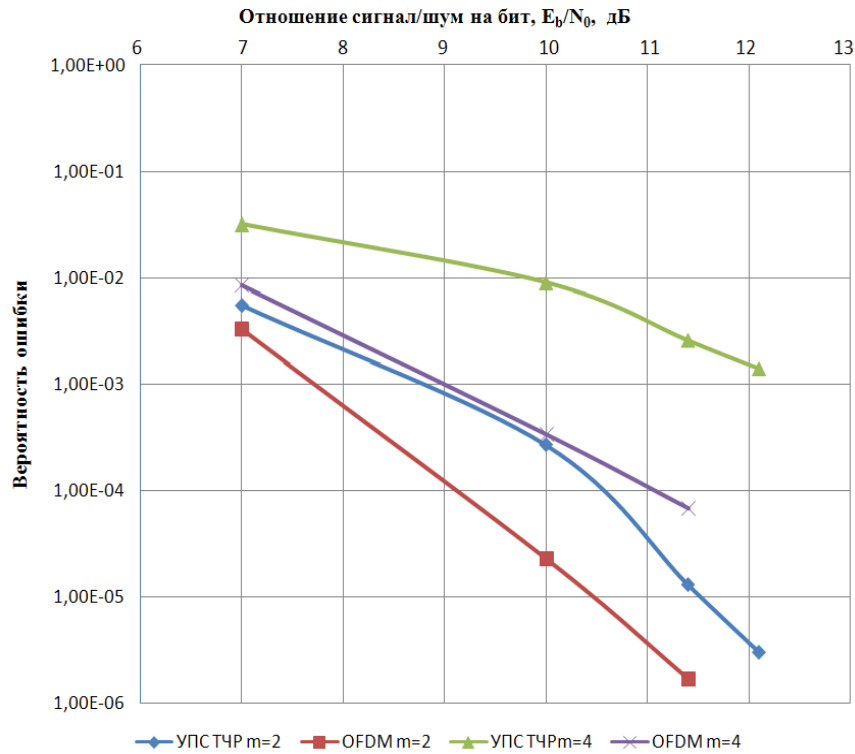


Рис. 2.5.2. Сравнение характеристик помехоустойчивости разработанного модема и требований к модему стандарта [45].

Из рис. 2.5.2 видно, что помехоустойчивость разработанного модема в канале с АБГШ превышает помехоустойчивость, регламентируемую стандартом.

Так как по данным, приведенным на рисунке 2.5.2, невозможно провести сравнительный анализ и оценить работоспособность разработанного модема с современными зарубежными модемами в каналах, отличных от АБГШ, было принято решение сопоставить результаты моделирования предлагаемого модема с кривыми помехоустойчивости из работы [132] для различных условий распространения сигналов. Измерения для модемов проводились в полосе 3,1 кГц, длина перемежителя составляла 0,6 с, 0,48 с и 0,5 с для MIL-STD-188-110C, MIL-STD-188-110B и для предлагаемого модема соответственно. В качестве скоростей передачи данных были выбраны скорости выходного потока речевого вокодера MELP, а именно 2400 и 1200 бит/с. Параметры сигнально-кодовой конструкции были следующими:

- для скорости передачи данных 2400 бит/с

1. В MIL-STD-188-110C используется модуляция QPSK с кодовой скоростью сверточного кода 9/16;
2. В MIL-STD-188-110B используется модуляция PSK-8 с кодовой скоростью сверточного кода 1/2;
3. В предлагаемом модеме используется модуляция DQPSK с кодовой скоростью турбо кода $R=1/2$;

- для скорости передачи данных 1200 бит/с

1. В MIL-STD-188-110C используется модуляция BPSK с кодовой скоростью сверточного кода 1/3;
2. В MIL-STD-188-110B используется модуляция BPSK с кодовой скоростью сверточного кода 1/2;
3. В предлагаемом модеме используется модуляция DBPSK с кодовой скоростью турбо кода $R=1/2$.

Результаты моделирования для случая плохого по ITU-R канала представлены в таблице 2.5.3.

Таблица 2.5.3.

Стандарт	Скорость (бит/с)	E_s/N_0 (дБ) для $P=5 \cdot 10^{-2}$	E_s/N_0 (дБ)для $P=2 \cdot 10^{-2}$
MIL-STD-188-110C	2400	6.9	7.2
Предлагаемый модем	2440	4.8	5.9
MIL-STD-188-110B	2400	10.4	10.7
MIL-STD-188-110C	1200	4.5	4.9
Предлагаемый модем	1210	2.7	3.1
MIL-STD-188-110B	1200	5.5	5.7

Результаты моделирования для случая канала с АБГШ представлены в таблице 2.5.4.

Таблица 2.5.4.

Стандарт	Скорость (бит/с)	E_s/N_0 (дБ) для $P=5 \cdot 10^{-2}$	E_s/N_0 (дБ) для $P=2 \cdot 10^{-2}$
MIL-STD-188-110C	2400	2.7	2.9
Предлагаемый модем	2440	3.7	3.8
MIL-STD-188-110B	2400	6.2	6.5
MIL-STD-188-110C	1200	1.2	1.24
Предлагаемый модем	1210	0.9	1.4
MIL-STD-188-110B	1200	2.2	2.5

Как видно из таблиц 2.5.3 и 2.5.4, отношения сигнал/помеха в полосе стандартного телефонного канала для предлагаемого модема и модемов из стандартов MIL-STD-188-110C и MIL-STD-188-110B отличаются незначительно, а в случае плохого канала предлагаемый модем превосходит стандартные модемы для скорости 2400 бит/с на 1,3 дБ, для скорости 1200 бит/с на 1.8 дБ. Приведенный сравнительный анализ является доказательством соответствия разработанного модема современным стандартам передачи данных.

2.5.3. Результаты имитационного моделирования

Для выбора типа сигнально-кодовой конструкции с целью ее реализации в цифровой дуплексной КВ системе связи с временным разнесением приема и передачи, а также для определения эффективности принятых технических решений на языке MatLab была разработана модель радиолинии [133], включающая модели описанной выше системы связи на приемном и передающем концах, а также модель радиоканала, в качестве которой была принята модель Ваттерсона, параметрами которой являются частотное рассеяние, временное рассеяние и отношение сигнал/шум. Моделирование проводилось для системы с параметрами, описанными выше ($k_{сжс} = 2,56$, $T_{кв} = 100$ мс, $\Delta f = 10$ Гц, $\Delta F = 3,1$ кГц, доля пилотов равна 10 %).

При проведении имитационного моделирования для каждой сигнально-кодовой конструкции (DBPSK, DQPSK, DPSK-8, QAM-16 или QAM-32), кодовых скоростей (1/2, 2/3 и 3/4) и ряда значений частотного и временного

рассеяния определялись величины отношения сигнал/шум, при которых вероятность ошибки составляла $P_{ош} = 5 \cdot 10^{-2}$, $2 \cdot 10^{-2}$ и $0,5 \cdot 10^{-2}$. Значения временного и частотного рассеяния выбирались в соответствии с рекомендацией Rec. ITU-RF.520 для хорошего канала - (0,5 мс и 0,1 Гц), для среднего канала - (1 мс и 0,5 Гц), для плохого канала - (2 мс и 1 Гц). При проведении моделирования значение пик-фактора сигнала на выходе модема ограничивалось на уровне 10 дБ. Виды модуляции и кодовые скорости для каждой скорости вокодера 600, 1200 и 2400 бит/с выбирались в соответствии с таблицей 2.5.2.

В процессе моделирования были получены значения отношения сигнал/шум на бит для всех сигнально-кодовых конструкций применительно к каналу АБГШ, а также к рэлеевскому каналу (хорошему, среднему и плохому).

На практике разработчики аппаратуры чаще используют не отношение сигнал/шум на бит (E_b/N_0), а отношение сигнал/шум в полосе сигнала (E_s/N). Перевод из одних единиц в другие может быть проведен по формуле

$$\frac{E_s}{N_o} [\text{дБ}] = \frac{E_b}{N_o} [\text{дБ}] + 10 \cdot \lg(R \cdot M \cdot \frac{N_{\text{инф}}}{N_{\text{полн}}}), \quad (2.5.5)$$

где R – кодовая скорость; M – количество бит на поднесущую; $N_{\text{инф}}$ – количество поднесущих с информационным сигналом (без пилот-сигналов); $N_{\text{полн}}$ – полное количество поднесущих (в нашем случае $N_{\text{полн}} = 308$; $N_{\text{инф}} = 277$; $N_{\text{инф}}/N_{\text{полн}} = 0,899$).

Сводные результаты моделирования, пересчитанные в отношения сигнал/шум в полосе сигнала (E_s/N) в соответствии с формулой (2.5.5) для всех рассмотренных сигнально-кодовых конструкций, представлены в таблице 3 (для $P_{ош} = 5 \cdot 10^{-2}$), в таблице 4 (для $P_{ош} = 2 \cdot 10^{-2}$) и в таблице 5 (для $P_{ош} = 0,5 \cdot 10^{-2}$). Рассчитанные значения отношения сигнал/шум на бит в таблицах даны в децибелах. При получении значений ≥ 50 дБ расчет дальше не производился (в таблице показано прочерком). Для обеспечения возможности обратного пересчета отношений сигнал/шум в полосе сигнала (E_s/N_o) в

отношения сигнал/шум на бит (E_b/N_0) в таблицах 2.5.5, 2.5.6 и 2.5.7 помещены рассчитанные для всех СКК значения $10 \cdot \lg(R \cdot M \cdot 0,9)$.

Таблица 2.5.5. Значения отношения сигнал/шум в полосе сигнала (E_s/N_0) в дБ, требуемые для достижения вероятности ошибки $5 \cdot 10^{-2}$

Скорость вокодера (требуемая информ. скорость), бит/с	Тип моду- ляции	Информ. скорость, реализуе- мая СКК, бит/с	R	$10 \cdot \lg(R \cdot M \cdot 0,9)$	Тип канала по ITU-R F.520			
					АБГШ канал	Хоро- ший канал	Сред- ний канал	Плохой канал
600 (1536)	DBPSK	1847	2/3	-2,2	2,6	5,0	5,3	5,7
	DQPSK	2770	1/2	-0,5	4,1	5,8	5,9	6,4
1200 (3072)			3694	2/3	0,8	5,5	7,8	8,2
	DPSK-8	4155	1/2	1,3	7,1	9,1	9,5	10,4
		6232	3/4	3,1	10,1	12,7	13,8	16,1
2400 (6144)	QAM-16	7387	2/3	3,8	12,9	16,4	18,6	-
	QAM-32	6925	1/2	3,5	14,1	18,3	21,8	-

Таблица 2.5.6. Значения отношения сигнал/шум в полосе сигнала (E_s/N_0) в дБ, требуемые для достижения вероятности ошибки $2 \cdot 10^{-2}$

Скорость вокодера (требуемая информ. скорость), бит/с	Тип моду- ляции	Информ. скорость, реализуе- мая СКК, бит/с	R	$10 \cdot \lg(R \cdot M \cdot 0,9)$	Тип канала по ITU-R F.520			
					АБГШ канал	Хоро- ший канал	Сред- ний канал	Плохой канал
600 (1536)	DBPSK	1847	2/3	-2,2	3,4	6,5	6,8	7,7
	DQPSK	2770	1/2	-0,5	4,5	6,9	6,8	7,5
1200 (3072)			3694	2/3	0,8	6,2	9,2	9,6
	DPSK-8	4155	1/2	1,3	7,8	10,3	10,8	11,6
2400 (6144)			6232	3/4	3,1	11,1	14,6	16,1
	QAM-16	7387	2/3	3,8	13,6	19,5	25,7	-
	QAM-32	6925	1/2	3,5	14,9	20,9	-	-

Проведенное моделирование показало, что в цифровой дуплексной КВ системе голосовой связи с временным разнесением приема и передачи, реализованной на основе предложенного модема, должны применяться помехоустойчивые вокодеры, обеспечивающие удовлетворительную передачу речи при значениях вероятности ошибки не ниже $P_{ош} = 2 \cdot 10^{-2}$.

Таблица 2.5.7. Значения отношения сигнал/шум в полосе сигнала (E_s/N_0) в дБ, требуемые для достижения вероятности ошибки $0,5 \cdot 10^{-2}$

Скорость вокодера (требуемая информ. скорость), бит/с	Тип моду- ляции	Информ. скорость, реализуе- мая СКК, бит/с	R	$10 \cdot I_g(R \cdot M \cdot 0,9)$	Тип канала по ITU-R F.520			
					АБГШ канал	Хоро- ший канал	Сред- ний канал	Плохой канал
600 (1536)	DBPSK	1847	2/3	-2,2	4,4	9,4	10,4	14,3
	DQPSK	2770	1/2	-0,5	5,4	8,0	8,1	9,1
1200 (3072)		DPSK-8	3694	2/3	0,8	6,7	11,2	11,4
	4155		1/2	1,3	8,3	11,4	12,0	14,8
2400 (6144)	QAM- 16	6232	3/4	3,1	11,9	16,8	19,6	-
		7387	2/3	3,8	14,3	23,2	-	-
		6925	1/2	3,5	16,0	25,8	-	-

При применении вокодеров, обеспечивающих функционирование только при меньших значениях вероятности ошибки, требуется обеспечение существенно более высокого отношения сигнал/шум и соответственно повышенная энергетика радиолинии. Другим требованием к вокодеру является высокая степень сжатия цифровой речи. Так, на скорости 2400 бит/с для вокодеров с $P_{ош} = 0,5 \cdot 10^{-2}$ работа в плохом канале вообще не обеспечивается, а для вокодеров с $P_{ош} = 2 \cdot 10^{-2}$ и $P_{ош} = 5 \cdot 10^{-2}$ работа в плохом канале обеспечивается только при высоком отношении сигнал/шум (16,1 дБ и 22,3 дБ соответственно) для сигнально-кодовой конструкции DPSK-8 и кодовой скорости $R = 3/4$.

На скоростях 1200 бит/с и 600 бит/с работа обеспечивается для всех рассмотренных вокодеров и сигнально-кодовых конструкций (СКК). На скорости 1200 бит/с для всех рассмотренных вокодеров наилучшие результаты по критерию минимума E_s/N_0 достигаются для СКК DQPSK и кодовой скорости $R = 2/3$.

На скорости 600 бит/с для помехоустойчивых вокодеров с $P_{ош}=0,5 \cdot 10^{-2}$ работа в плохом канале обеспечивается наилучшим образом при выборе СКК DQPSK с $R = 1/2$. Для вокодеров с $P_{ош} = 2 \cdot 10^{-2}$ и с $P_{ош} = 5 \cdot 10^{-2}$ наилучшие результаты обеспечиваются при выборе СКК DBPSK с $R = 2/3$.

Таким образом, проведенное имитационное моделирование цифровой дуплексной КВ-системы голосовой связи с временным разнесением приема и передачи позволило определить требуемое для удовлетворительной работы отношение сигнал/помеха для каждого варианта сигнально-кодовой конструкции и таким образом определить оптимальные варианты их использования.

Данный режим работы может быть применен, как в системах связи «точка-точка», так и в зонавых системах связи КВ и более низкочастотных диапазонах.

2.5.4 Выводы по результатам имитационного моделирования системы TDD

1. Для реализации дуплексной цифровой КВ-системы передачи речи с временным разнесением приема и передачи должен быть обеспечен режим синхронного периодического переключения радиостанций, участвующих в обмене с приема на передачу. При этом частота переключения и длительность периодов приема и передачи определяются выбранным соотношением между задержкой речевого сигнала и коэффициентом сжатия (коэффициентом увеличения скорости цифрового потока после вокодера). Необходимым условием является также применение низкоскоростного помехоустойчивого

вокодера и высокоскоростного КВ-модема, обеспечивающего работу в режиме чередования передачи и приема коротких информационных пакетов.

2. Проведенное моделирование системы связи с использованием предложенного модема показало, что режим с временным разнесением приема и передачи в системах КВ радиосвязи в полосе сигнала 3,1 кГц может быть реализован с использованием вокодеров 600 и 1200 бит/с. Применение вокодеров со сжатием речевого сигнала до скорости 2400 бит/с возможно, если вокодер обеспечивает восстановление речевого сигнала из принимаемого цифрового потока, ошибки в котором появляются с вероятностью $5 \cdot 10^{-2}$.

3. В рассматриваемой системе связи должны применяться помехоустойчивые вокодеры, обеспечивающие работу при значениях вероятности ошибки входного цифрового потока не ниже $2 \cdot 10^{-2}$. Применение менее помехоустойчивых вокодеров потребует значительного увеличения энергетики радиолинии.

4. При использовании вокодеров 1200 бит/с, обеспечивающих работу при $P_{ош} = 2 \cdot 10^{-2}$, для реализации цифровой системы с временным разнесением приема и передачи рекомендуется использовать OFDM-модем с СКК DQPSK с кодовой скоростью $R = 2/3$.

5. При применении вокодеров 600 бит/с рекомендуется использовать OFDM- модем с СКК DBPSK с кодовой скоростью $R = 2/3$. Необходимо отметить, что для вокодеров 600 бит/с работа возможна, даже если вокодер обеспечивает восстановление сигнала при вероятности ошибки $0,5 \cdot 10^{-2}$. При этом рекомендуется использовать СКК DQPSK с кодовой скоростью $R = 1/2$.

2.6. Выводы по главе 2

По результатам проведенных во второй главе исследований можно сделать следующие выводы:

- оптимальное расстояние между несущими для OFDM-DPSK-F нужно выбирать 4, 8, 16 Гц для хорошего, среднего и плохого канала соответственно;

- оптимальное расстояние между несущими для OFDM-DPSK-T нужно выбирать 16, 32, 64 Гц для хорошего, среднего и плохого канала соответственно;

- некогерентные методы демодуляции OFDM-DPSK во временной области и в частотной области имеют одинаковую помехоустойчивость;

- оптимальное расстояние между поднесущими, определенное по графикам надежности и графикам помехоустойчивости для заданных условий, в канале связи полностью совпадают, что свидетельствует о правильности полученных результатов;

- объединение методов частотной синхронизации на основе апостериорной информации, передаваемой пилот-сигналами, и по минимуму среднеквадратичного отклонения от ближайших точек созвездия, позволяет увеличить эффективность частотной синхронизации на 1-5 дБ для различных созвездий, что было подтверждено математическим экспериментом, а также при проведении натурных испытаний для значений частотного рассогласования от 0 до ± 40 Гц;

- адаптация по расстоянию между поднесущими приводит к увеличению интегрированной характеристической поверхности модема в 4.6 раза по сравнению с площадью характеристической поверхности модема с фиксированным расстоянием между поднесущими. Проигрыш в надежности для DBPSK, DQPSK, DPSK-8 модуляций при отсутствии адаптации по расстоянию между поднесущими составляет в зоне насыщения уровней КИД соответственно 38 %, 35 %, 20 % и не может быть компенсирован увеличением мощности передатчика;

- для реализации дуплексной цифровой КВ системы передачи речи с временным разнесением приема и передачи, должен быть обеспечен режим синхронного периодического переключения радиостанций, участвующих в обмене с приема на передачу. При этом частота переключения и длительность

периодов приема и передачи определяются выбранным соотношением между задержкой речевого сигнала и коэффициентом сжатия (коэффициентом увеличения скорости цифрового потока после вокодера). Необходимым условием является также применение низкоскоростного помехоустойчивого вокодера и высокоскоростного КВ модема, обеспечивающего работу в режиме чередования передачи и приема коротких информационных пакетов;

- проведенное моделирование системы связи с использованием предложенного модема показало, что режим с временным разнесением приема и передачи в системах КВ радиосвязи в полосе сигнала 3,1 кГц может быть реализован с использованием вокодеров 600 и 1200 бит/с. Применение вокодеров со сжатием речевого сигнала до скорости 2400 бит/с возможно, если вокодер обеспечивает восстановление речевого сигнала из принимаемого цифрового потока, ошибки в котором появляются с вероятностью $5 \cdot 10^{-2}$;

- в рассматриваемой системе связи должны применяться помехоустойчивые вокодеры, обеспечивающие работу при значениях вероятности ошибки входного цифрового потока не ниже $2 \cdot 10^{-2}$. Применение менее помехоустойчивых вокодеров потребует значительного увеличения энергетики радиолинии;

- при использовании вокодеров 1200 бит/с, обеспечивающих работу при $P_{\text{ош}} = 2 \cdot 10^{-2}$, для реализации цифровой системы с временным разнесением приема и передачи рекомендуется использовать OFDM-модем с СКК DQPSK с кодовой скоростью $R = 2/3$;

- при применении вокодеров 600 бит/с рекомендуется использовать OFDM-модем с СКК DBPSK с кодовой скоростью $R = 2/3$. Необходимо отметить, что для вокодеров 600 бит/с работа возможна даже, если вокодер обеспечивает восстановление сигнала при вероятности ошибки $0,5 \cdot 10^{-2}$. При этом рекомендуется использовать СКК DQPSK с кодовой скоростью $R = 1/2$.

ГЛАВА 3. НИЗКОСКОРОСТНЫЕ OFDM-МОДЕМЫ

3.1. Краткий обзор известных вариантов низкоскоростных модемов. Их достоинства и недостатки

В радиотехнической разведке обнаружению факта работы радиоэлектронной системы соответствует понятие энергетической скрытности, которое характеризуется способностью противостоять мерам, направленным на обнаружение сигнала разведывательным приемным устройством. Количественной мерой энергетической скрытности может являться вероятность правильного обнаружения сигнала, зависящего в свою очередь от отношения сигнал/помеха. Энергетическая скрытность системы радиосвязи обусловлена базой сигнала, которая определяется отношением полосы частот, занимаемой спектром этого сигнала на выходе передатчика, к полосе частот, занимаемой спектром информационного сигнала на входе манипулятора. Чем больше база радиосигнала, тем меньше отношение его спектральной плотности к спектральной плотности аддитивных помех в точке приема при одной и той же помехоустойчивости канала связи, благодаря чему широкополосный радиосигнал с большей базой имеет более высокую энергетическую скрытность. Однако с увеличением базы радиосигнала возрастают требования к точности синхронизации по времени передающего и приемного устройств.

Наиболее широко распространенным методом организации сигналов с большой базой является метод модуляции несущей псевдослучайной последовательностью [102].

Без учета свойств кода можно оценить предельно низкое отношение (спектральная плотность мощности сигнала/спектральная плотность мощности шума) N , которое должна обеспечивать широкополосная система связи с базой B :

$$N=h^2/B, \quad (3.1.1)$$

где h^2 отношение мощности сигнала к мощности аддитивного шума, в обычной узкополосной системе, обеспечивающей необходимое качество приема сообщения (вероятность ошибки не хуже заданной) [134].

Если, например, требуется обеспечить прием с вероятностью ошибки не хуже, чем p , то для частотно-манипулированных сигналов отношение сигнал/шум h^2 должно быть равно [135]:

$$h^2 = 2\ln(2p), \quad (3.1.2)$$

Если $p \leq 10^{-2}$, то h^2 должно быть не ниже, чем 7.82, что соответствует 8.93 дБ.

Для сигналов с относительной фазовой манипуляцией отношение сигнал/помеха должно быть равно [135]:

$$h^2 = \ln(2p), \quad (3.1.3)$$

Если $p \leq 10^{-2}$, то h^2 должно быть не ниже, чем 3.91, что соответствует 5.92 дБ.

В хорошо известной широкополосной системе радиосвязи «RAKE», подробно описанной в работе [135] используется способ передачи сообщений с большой базой, равной 440, которая с учетом выражения (3.1.1), обеспечивает прием сигналов с заданным качеством ($p \leq 10^{-2}$) при отношении N (спектральная плотность мощности сигнала/спектральная плотность мощности шума), равном $N = 7.82/440 = 0.018$, т.е. при минус 17.5 дБ, что дает основание считать систему «RAKE» скрытной системой связи.

В этой системе передача дискретных сообщений осуществляется со скоростью 22 бит/с. В качестве несущего колебания служит шумоподобный сигнал с полосой 10 кГц. Длина рекуррентной квазислучайной последовательности равна 8.525 мс, что более чем в 2 раза превышает возможную разность хода лучей в коротковолновом канале связи, на который рассчитана система «RAKE». Несущий шумоподобный сигнал представляет собой совокупность поднесущих, отстоящих друг от друга вдоль оси частот на расстоянии 117.3 Гц. В системе использован частотный метод манипуляции несущего колебания с девиацией частоты 181,8 Гц. Прием сигналов

осуществляется с помощью схемы синхронного гетеродинирования с использованием 60 корреляторов (по 30 для сигнала «1» и сигнала «0»), разнесенных во времени с помощью линии задержки длиной 3 мс, имеющей отводы соответственно через каждые 100 мкс. Длина линии задержки перекрывает возможную разность хода лучей на коротковолновых трассах, на которые рассчитана система «RAKE». Так как длина линии задержки существенно меньше длины квазислучайной последовательности, то, чтобы линия задержки гарантировано перекрывала интервал времени с возможной многолучевостью сигнала, система «RAKE» требует предварительной синхронизации по времени передающего и приемного устройства с точностью до долей мс.

В работе [136] предлагается использовать многоканальную (многочастотную) передачу сложных по структуре сигналов, выделяемых посредством интегрального приема (приема с накоплением) с учетом корреляционных свойств сигналов. При этом необходимо, как указывают авторы вышеназванной статьи, учитывать проблемы с обеспечением синхронизации. Авторы отмечают, что предлагаемый ими метод требует формирования N разнесенных по частоте ортогональных субканалов, как это реализуется, например, в системах с OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing – мультиплексирование с ортогональным частотным разделением субканалов). Поднесущие субканалов манипулируются по фазе бинарными псевдослучайными последовательностями (ПСП), что позволяет сформировать широкий спектр сигнала на частоте каждого субканала и минимизировать энергию спектральных составляющих на частотах, соответствующих субканалам поднесущих. Каждому передаваемому символу в предлагаемой авторами системе соответствует собственная структурная реализация сигнала. Для каждого подканала выбирается индивидуальная ПСП, чем достигается квазиортогональность субканалов во времени. Число бит M кода в ПСП различных подканалов одинакова. При длительности элементарной посылки передаваемого элемента T длительность одного кванта

τ широкополосного сигнала равна T/M (один квант соответствует одному биту ПСП). Частоты поднесущих выбираются с шагом, равным скорости манипуляции ПСП $V=1/\tau$, что позволяет организовать взаимно ортогональный базис широкополосных сигналов на поднесущих. Прием сигналов осуществляется в целом по квантам. На интервалах времени, соответствующих отдельным квантам, определяются коэффициенты взаимной корреляции принимаемого сигнала с имеющимися на приемном конце радиолинии предполагаемыми копиями широкополосных сигналов на всех поднесущих для всех возможных информационных символов. Максимальное значение коэффициента корреляции из общего числа полученных результатов является критерием для принятия окончательного решения о переданном символе.

Так как по каналу связи не передаются специальные сигналы синхронизации, то авторы статьи предлагают процедуру приема сигнала вести постоянно с дискретностью $\tau/2$, что, как отмечают сами авторы, влечет увеличение вычислительных затрат за счет увеличения числа корреляторов, сдвинутых по времени на половину кванта до $2M$.

В скрытной системе связи, описанной авторами статьи, имеется 40 субканалов, которые отстоят друг от друга на расстоянии 1 кГц. В статье для разных значений базы сигнала приводятся результаты вычислительных экспериментов. Определяется отношение сигнал/шум, при котором вероятность ошибочного приема символа сообщения не превышает значения 0.1. Так, для базы сигнала 1000 отношение сигнал/шум получилось равным минус 20 дБ.

Описанная в вышеприведенной статье скрытная система связи имеет следующие недостатки:

1. Для обеспечения тактовой синхронизации требуется большое количество параллельно работающих корреляторов, обеспечивающих прием при неизвестном времени начала и конца информационных символов. Если учесть, что расстояние между понесущими 1 кГц, а корреляторы включены с

интервалом времени $\tau/2$, то при длительности указанной в статье информационной посылки 1 с требуется параллельная работа $40 \times 1000 \times 2 = 80000$ корреляторов.

2. Так как производится взаимокорреляционный прием сигнала, то в случае многолучевого сигнала необходимо обеспечивать индивидуальную достаточно точную синхронизацию по лучам и производить их сложение.

Таким образом, как было отмечено авторами рассмотренных публикаций по тематике исследования, проблема синхронизации - системная проблема, требующая тщательной детальной проработки. В связи с чем целью работы, раскрытой в 3 главе, было снижение требований к точности синхронизации по времени при обеспечении относительно высокой помехоустойчивости и скрытности передаваемого дискретного сообщения. Для этого в разделе 3.2 были проанализированы помехоустойчивости различных алгоритмов демодуляции в канале с АБГШ и в среднеширотных рэлеевских каналах. Критерием выбора алгоритма было прежде всего минимальное отношение сигнал/помеха, при котором обеспечивается приемлемое качество демодулированного сигнала. Вторым критерием подбора подходящего алгоритма в разделе 3.3 была устойчивость к временным сдвигам и возможной рассинхронизации сигнала при минимально возможном отношении сигнал/помеха. Так как высоконадежный и высокоскоростной режимы являются крайними случаями возможных способов передачи информации, то в разделе 3.4 были представлены методы адаптации к существующим в канале связи условиям и перехода к промежуточным скоростям передачи данных.

3.2. Описание алгоритма функционирования низкоскоростного OFDM-модема

Как уже было показано в статьях [43, 44] разработанные алгоритмы формирования широкополосных сигналов, базирующиеся на технологии OFDM, позволяют получать сигналы со сколь угодно большой базой. Основной принцип всех разработанных алгоритмов заключается в

когерентном или квазикогерентном сложении векторов всех поднесущих, лежащих внутри полосы пропускания, на основе априорной информации о начальной фазе и разности фаз между соседними поднесущими. Во всех алгоритмах один OFDM-символ передает только 1 бит информации. Каждая поднесущая в OFDM-символе модулируется BPSK модуляцией, в которой существует два положения на фазовом созвездии 0 и π . Символам нуля и единицы соответствуют два различных псевдослучайных положения всех поднесущих, известных на приемном конце. Каждая из поднесущих имеет малую относительно уровня шумов энергетику, но сумма поднесущих, в предположении, что при сложении векторов по закону 0 или 1 поднесущие должны быть сонаправлены, уровни всех поднесущих складываются и результирующий суммарный уровень должен в идеале быть в число поднесущих раз больше, чем уровень одной частотной составляющей. Сложение векторов поднесущих может производиться как на основании известного закона распределения фаз по поднесущим, так и на основе известных разностей фаз между соседними поднесущими. Общая схема, представленная на рисунке 1 в разделе 2.2.1 для формирования и приема OFDM-символов, сохраняется и для случая низкоэнергетического режима. Обработка и решение о принятом символе производится независимо для каждого OFDM-символа. Ниже рассмотрены особенности 7 предложенных алгоритмов демодуляции. Первый из алгоритмов модуляции приведен в монографии Финка в системе RAKE.

1- алгоритм, основанный на синфазном сложении (когерентный прием), заключающийся в суммировании всех векторов в пределах полосы принимаемого сигнала и принятия решения по наибольшему из возможных решений.

Первое решение соответствует синфазным информационным составляющим и представляет собой модуль векторной суммы всех поднесущих в полосе когерентности.

$$S_S = \left| \sum_{k=1}^N \vec{y}_k \right| \quad (3.2.1)$$

Второе решение соответствует противофазным компонентам и представляет собой модуль разности синфазных и противофазных компонентов.

$$S_A = \left| \sum_{k=1}^{N/2} \vec{y}_{2k} - \sum_{k=1}^{N/2-1} \vec{y}_{2k-1} \right| \quad (3.2.2)$$

2 - алгоритм принятия решения, основанный на измерении величины взаимной корреляции прошедшего через канал связи сигнала с неискаженными, известными на приемном конце сигналами, соответствующими символам 0 и 1, в качестве принятого символа выбирается тот, у которого коэффициент взаимной корреляции с принятым сигналом больше, если S - принятый сигнал, прошедший канал связи, то выражение, определяющее принятый символ, будет определяться следующим образом:

$$B = \left| \frac{\sum_{i=1}^N (S_i - \bar{S}) \cdot (x_i - \bar{x})}{\sigma_S \sigma_x} > \frac{\sum_{i=1}^N (S_i - \bar{S}) \cdot (y_i - \bar{y})}{\sigma_S \sigma_y} \right| \quad (3.2.3)$$

где x - синфазный сигнал, соответствующий передаче «0»,

y - противофазный сигнал, соответствующий передачи «1»,

соответственно $\sigma_S, \sigma_x, \sigma_y$ - среднеквадратичное отклонение, а $\bar{S}, \bar{x}, \bar{y}$ - математическое ожидание принятого сигнала, математическое ожидание исходного синфазного сигнала, соответствующего «0», математическое ожидание противофазного сигнала, соответствующего «1».

$$R_0 = \frac{\sum_{i=1}^N (S_i - \bar{S}) \cdot (x_i - \bar{x})}{\sigma_S \sigma_x} \text{ - коэффициент взаимной корреляции принятого}$$

сигнала и сигнала, соответствующего символу 0,

$$R_1 = \frac{\sum_{i=1}^N (S_i - \bar{S}) \cdot (y_i - \bar{y})}{\sigma_S \sigma_y} \text{ - коэффициент взаимной корреляции принятого}$$

сигнала и сигнала, соответствующего символу 1,

операция $|\cdot|$ - логическую операцию округления принимающая два значения «0» если $|R_0 \geq R_1|$ и «1» когда $|R_0 < R_1|$.

3- алгоритм, основанный на нахождении проекции от векторного сложения поднесущих с амплитудами, равными амплитудам поднесущих, и фазами, равными разности фаз между ближайшими по частоте поднесущими.

$$S_s = \text{Re} \left[\sum_{k=1}^{M-1} |\vec{y}_{k+1}| e^{j\Delta\varphi_k} C_k^s \right] \quad (3.2.4)$$

$$S_A = \text{Re} \left[\sum_{k=1}^{M-1} |\vec{y}_{k+1}| e^{j\Delta\varphi_k} C_k^A \right] \quad (3.2.5)$$

4- алгоритм, основанный на векторном сложении поднесущих с амплитудами, равными амплитудам поднесущих, и фазами, равными разности фаз между ближайшими по частоте поднесущими.

$$S_s = \left| \sum_{k=1}^{M-1} |\vec{y}_{k+1}| e^{j\Delta\varphi_k} C_k^s \right| \quad (3.2.6)$$

$$S_A = \left| \sum_{k=1}^{M-1} |\vec{y}_{k+1}| e^{j\Delta\varphi_k} C_k^A \right| \quad (3.2.7)$$

5 - алгоритм принятия решения, заключается в нахождении скалярного произведения между соседними векторами поднесущих и последующего сложения получившихся результатов.

$$R_1 = \left| \sum_{i=2}^N \vec{a}_i \cdot \vec{a}_{i-1} \right| \text{ - для синфазного случая,}$$

$$R_2 = \left| \sum_{i=2}^N \vec{a}_i \cdot (-\vec{a}_{i-1}) \right| \text{ - для противофазного случая,}$$

где N-общее число поднесущих.

$$B = |R_1 > R_2| \text{ - значение принятого символа.}$$

6 - жесткий алгоритм принятия решения, если фазовый сдвиг вектора относительно предыдущего равен нулю, ему присваивается значение 1, если 180° , то минус 1, все значения векторов с фазой, отличной от нуля или 180° , не учитываются, затем все присвоенные значения суммируются и принимается решение, если сумма отрицательная «0», если положительная - «1».

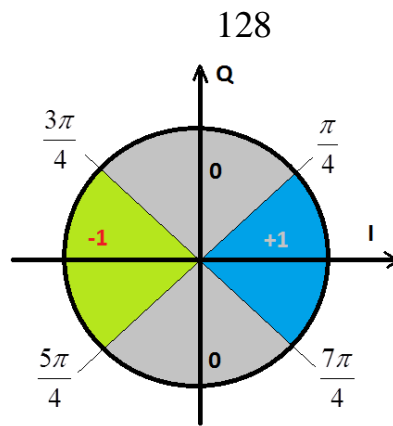


Рисунок 3.2.1 - Жесткий алгоритм с доверительным интервалом

7 - также жесткий алгоритм принятия решения, но с доверительным интервалом $\pm\pi/4$, т.е. учитываются все вектора, имеющие фазовый сдвиг относительно предыдущего $0^0 \pm \pi/4$ и $180^0 \pm \pi/4$.

На рисунке 3.2.3 приведены графики помехоустойчивости всех вышеописанных вариантов демодуляции OFDM-сигналов, имеющих базу, равную 775.

Как видно из рисунка 3.2.2, наибольший интерес представляют первые три алгоритма демодуляции сигнала, обладающие относительно высокой помехоустойчивостью.

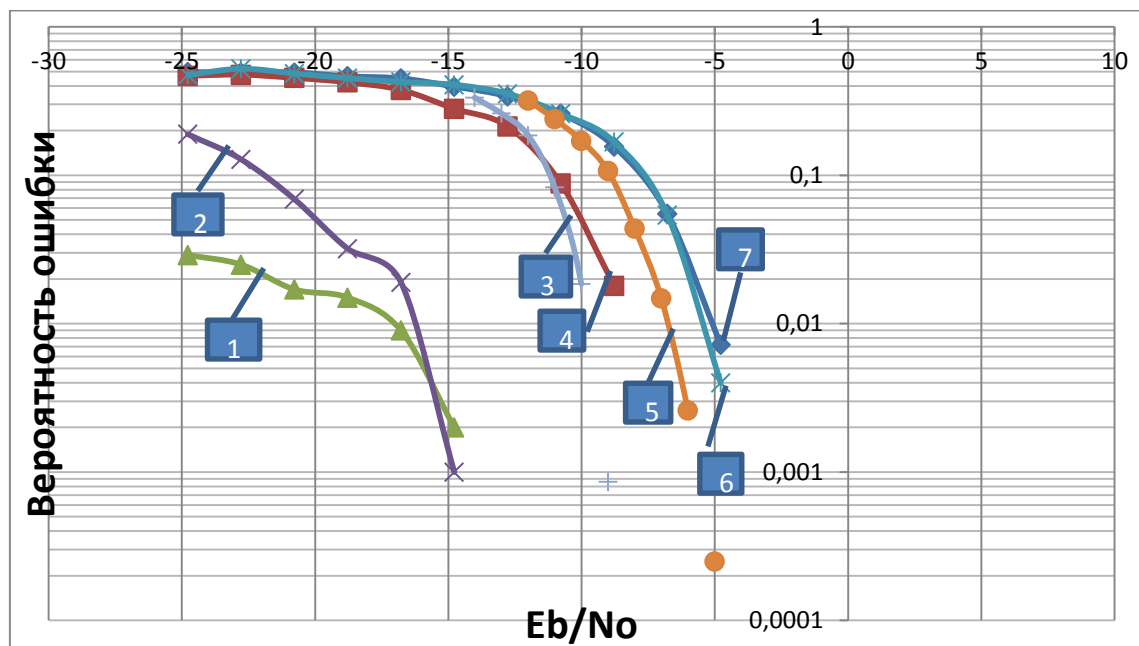


Рисунок 3.2.2 Зависимости вероятности ошибки от отношения сигнал/шум в канале с АБГШ для различных алгоритмов принятия решений

Алгоритм №1 описан и проанализирован в работе [135].

На этапе измерения помехоустойчивости методом имитационного моделирования в условиях рэлеевского канала связи для алгоритма №2 была замечена особенность, связанная с изменением помехоустойчивости в зависимости от ширины окна векторного суммирования поднесущих. Из зависимостей, приведенных на рисунке 3.2.3, видно, что наилучшая помехозащищенность сигнала обеспечивается, когда все составляющие спектра элементарной посылки сосредоточены в интервале частотной корреляции канала связи. Интервал частотной корреляции двухлучевого канала [137] определяется как полоса частот, внутри которой приращение фазы происходит не больше чем на π . Так как для формирования сигнала на отдельных поднесущих используется BPSK модуляция, то интервал смены фаз лежит в первой и четвертой полуплоскости, следовательно, вклад в результирующую сумму будут вносить только те компоненты, которые имеют фазу, отличающуюся от начальной не больше чем на $\pi/2$. Из этого можно сделать вывод, что оптимальный размер окна суммирования должен составлять половину интервала частотной корреляции канала связи. Для хорошего канала [137] это - 500 Гц, для среднего канала - 250 и для плохого канала в районе 125 Гц. Выбор размера окна суммирования позволяет адаптироваться к существующим в канале связи условиям. Значения интервала суммирования поднесущих можно оценить с помощью формулы:

$$\Delta f = \frac{f_{\text{когер}}}{2} = \frac{1}{2\tau}$$

τ -интервал межлучевой задержки распространения;

Δf -половина интервала когерентности

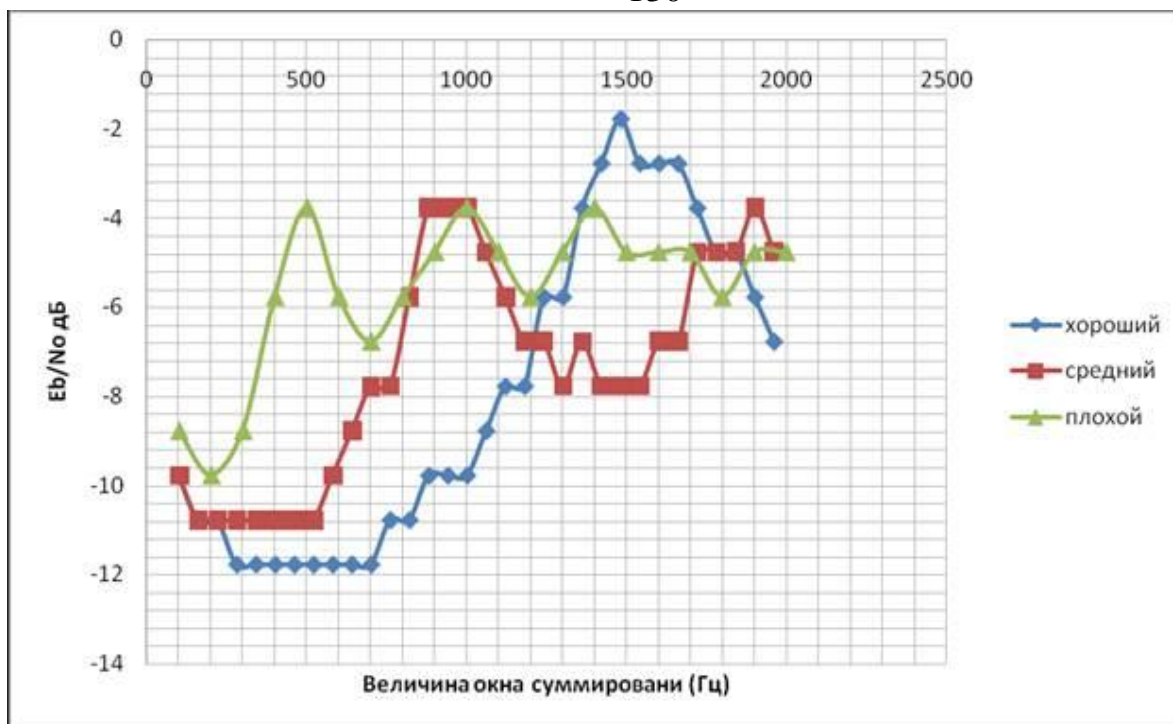


Рисунок 3.2.3. Зависимости требуемого для обеспечения заданной вероятности ошибки отношения сигнал/шум от полосы суммирования.

Следовательно, для плохого, среднего и хорошего канала оптимальные значения окна суммирования будут равны соответственно:

250 Гц, 500 Гц, 1000 Гц - что соответствует значениям, определенным методом имитационного моделирования.

Методом имитационного моделирования была измерена зависимость помехоустойчивости от ширины полосы пропускания сигнала для случая АБГШ канала связи и различных условий, возможных в рэлеевском канале связи. Данная зависимость отображена на рисунках 3.2.4-3.2.7.

Для случая алгоритма №3 методом имитационного моделирования была рассчитана на ЭВМ зависимость помехоустойчивости от ширины полосы пропускания сигнала. Данная зависимость отображена на рисунке 3.2.8.

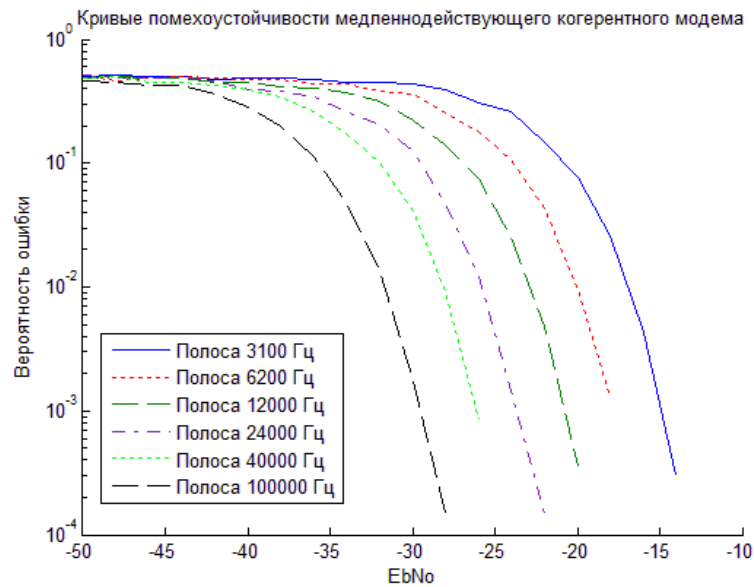


Рисунок 3.2.4. Кривые помехоустойчивости медленнодействующего OFDM-модема в канале с АБГШ для случая различных полос пропускания для алгоритма демодуляции №2.

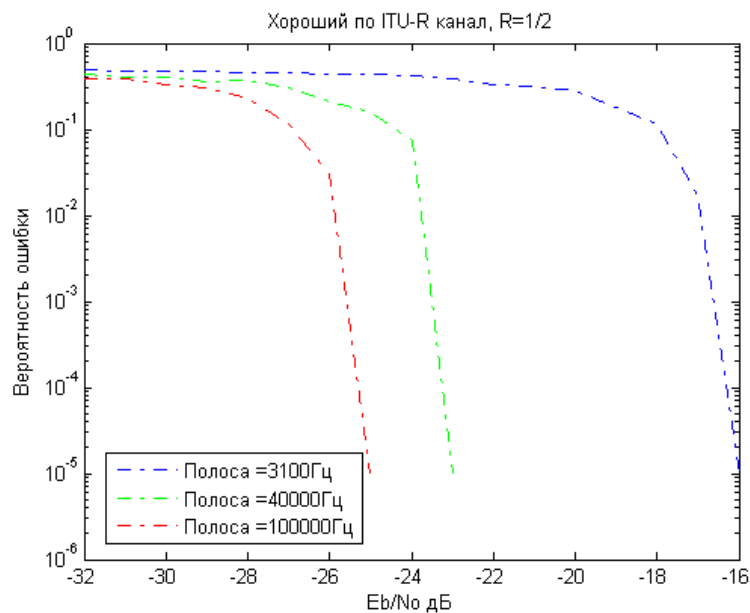


Рисунок 3.2.5. Кривые помехоустойчивости медленнодействующего OFDM-модема в хорошем канале для случая различных полос пропускания для алгоритма демодуляции №2.

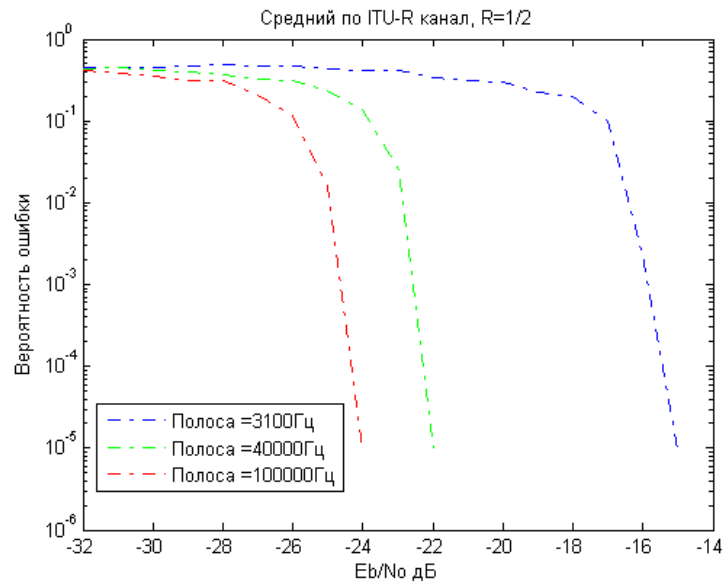


Рисунок 3.2.6. Кривые помехоустойчивости медленнодействующего OFDM-модема в среднем канале для случая различных полос пропускания для алгоритма демодуляции №2.

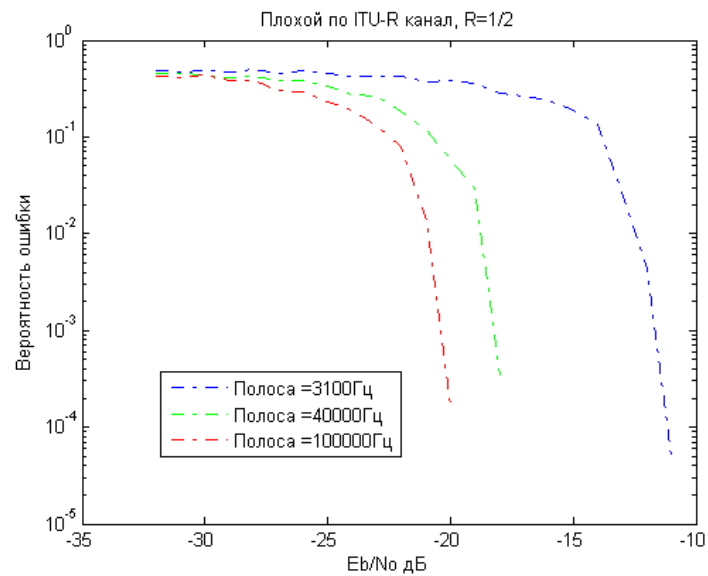


Рисунок 3.2.7. Кривые помехоустойчивости медленнодействующего OFDM-модема в плохом канале для случая различных полос пропускания для алгоритма демодуляции №2.

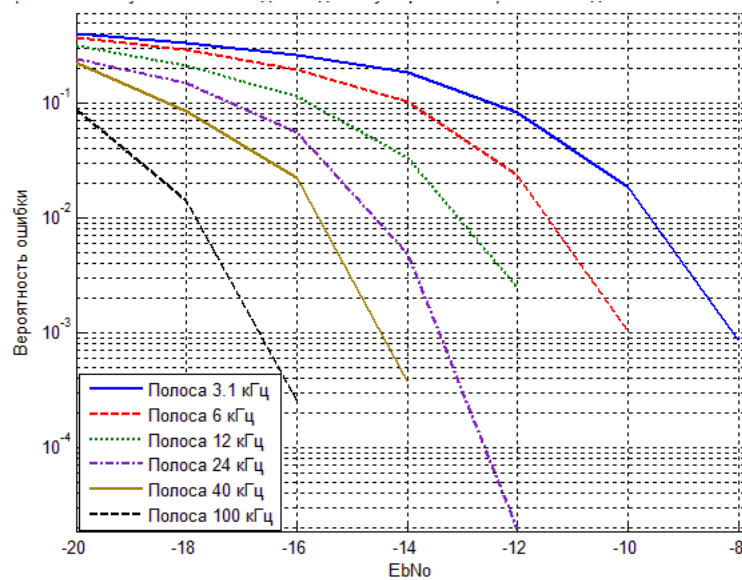


Рисунок 3.2.8. Кривые помехоустойчивости медленнодействующего некогерентного модема в АБГШ канале связи

Для анализа возможности использования данных сигналов в условиях КВ канала связи методом имитационного моделирования была измерена помехоустойчивость предлагаемого вида модуляции в условиях хорошего, среднего и плохого среднеширотных каналов. Кодовая скорость была равна $1/2$, скорость передачи данных с учетом кода 4 бит/с, длина одного кодового слова была равна 1000 бит. Результаты измерения для рабочих полос канала 3.1, 40, 100 кГц представлены на графиках 3.2.9-3.2.11.

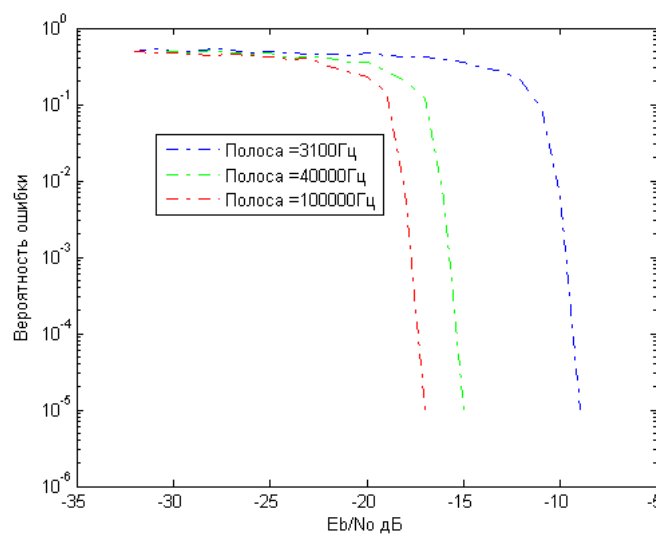


Рисунок. 3.2.9 Кривые помехоустойчивости алгоритма демодуляции №3 в хорошем канале связи для различных полос пропускания.

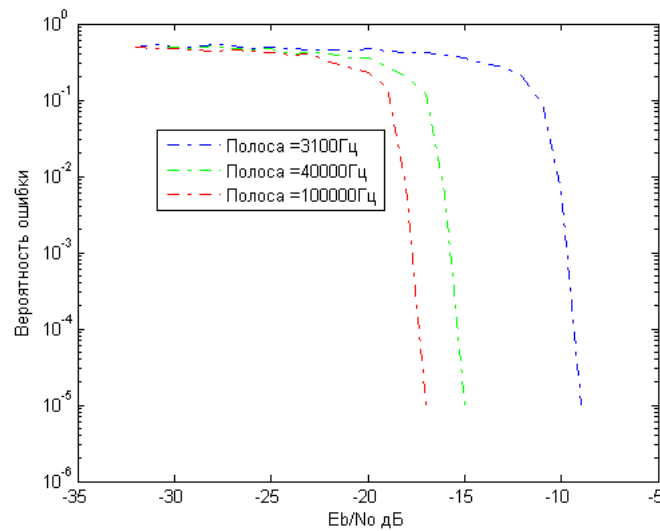


Рисунок. 3.2.10 Кривые помехоустойчивости алгоритма демодуляции №3 в среднем канале связи для различных полос пропускания.

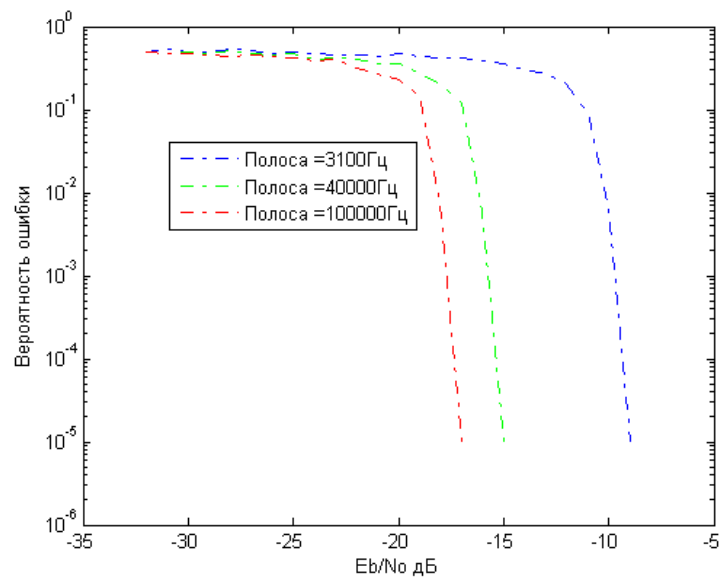


Рисунок. 3.2.11 Кривые помехоустойчивости алгоритма демодуляции №3 в плохом канале связи для различных полос пропускания.

Таким образом, как следует из зависимостей, приведенных на рисунках 3.2.10-3.2.12, помехоустойчивость некогерентного алгоритма практически не зависит от типа среднеширотного канала.

Алгоритмы 4-7, которые появились в процессе поиска наилучшего алгоритма демодуляции, из-за низкой помехоустойчивости не представляют большого практического интереса.

Таким образом, в АБГШ канале минимальное отношение сигнал/помеха при заданном качестве приема обеспечивают алгоритмы 1 и 2.

Несмотря на то что алгоритм 3 не является самым помехоустойчивым, его дальнейшее изучение было обусловлено относительно слабой чувствительностью к временной рассинхронизации.

3.3. Алгоритм автоподстройки частоты и синхронизации по времени в низкоскоростном OFDM-модеме

Задачей любого устройства вхождения в связь является обнаружение сигнала за допустимое время, формирование начальных данных для системы фазовой автоподстройки (ФАП). При приеме сигнала с неизвестной частотой необходимо определить частоту сигнала, если частота сигнала меняется, то необходимо найти производную частоты. При этом ошибка в определении частоты не должна превышать шумовой полосы, а ошибка определения производной частоты должна быть на порядок меньше квадрата шумовой полосы. Под шумовой полосой $P_{ш}$ понимается следующая величина:

$$\begin{aligned} P_{ш} &= 1.1 P_{\Delta f} \\ P_{\Delta f} &= P_C + 2\Delta F \\ P_C &= 0,7 / \tau \end{aligned} \quad (3.3.1)$$

где $P_{\Delta f}$ - ширина полосы пропускания линейного тракта,

P_C - ширина спектра принимаемого сигнала,

ΔF - доплеровское смещение частоты, вызванное радиальным движением абонентов друг относительно друга,

τ - минимальная длительность символа.

Для оптимальной оценки параметров широкое распространение из-за простоты реализации и качества оценок получил метод максимального правдоподобия [138]. В условиях отсутствия сведений о наличии сигнала, законе распределения его полезных параметров, задача синтеза оптимальной системы вхождения в связь ставится как задача синтеза оптимальной системы обнаружения и оценивания его параметров.

Так как наибольшее распространение получили узкополосные системы, рассмотрим для этого случая задачу оптимальной цифровой системы вхождения в связь. Тогда полезный сигнал на входе приемника можно представить в виде:

$$u_{ex}(t) = u_c(t) + u_{ш}(t)$$

$$u_c = U_c(t; \Lambda_a) \cos[w_0 t + \phi_c(t; \Lambda_\phi)],$$

где $U_c(t; \Lambda_a)$ – закон изменения амплитуды, $\phi_c(t; \Lambda_\phi)$ – закон изменения фазы, $\Lambda_a = (\Lambda_{a1}, \Lambda_{a2}, \dots)$ – вектор параметров, влияющий на текущее значение амплитуды, $\Lambda_\phi = (\Lambda_{\phi1}, \Lambda_{\phi2}, \dots)$ – вектор параметров, влияющий на текущее значение начальной фазы.

$$u_{ш}(t) = U_{ш}(t) \cos[w_0 t + \phi_{ш}(t)],$$

где $U_{ш}(t)$ – амплитуда шума, $\phi_{ш}(t)$ – начальная фаза шума.

После АЦП входной отсчет сигнала в любой момент времени представляется в виде одного комплексного числа или в виде двух квадратур z_c и z_s . Эти квадратуры распределены по нормальному закону $W_i(z)$. В качестве оценки максимального правдоподобия выбирается вектор Λ , при котором логарифмическое отношение правдоподобия

$$\eta(\Lambda) = \ln \left(\frac{W_i(z | \Lambda)}{W_0(z)} \right)$$

достигает наибольшего значения. Здесь $W_i(z | \Lambda)$ – плотность вероятности вектора z при наличии сигнала с вектором параметров Λ , $W_0(z)$ – плотность вероятности вектора z в отсутствии сигнала.

В качестве оценки выбирают вектор $\hat{\Lambda} = (\hat{\Lambda}_a^T, \hat{\phi}_{c0}, \hat{\Lambda}_{\phi1}^T)^T$, обеспечивающий максимальное значение натурального логарифма отношения правдоподобия:

$$\eta(\Lambda) = \frac{1}{\varepsilon_m \sigma_m^2} \rho(\Lambda_a, \Lambda_{\phi1}) \cos[\phi_{c0} - \Psi(\Lambda_a, \Lambda_{\phi1})] - Q^2(\Lambda_a), \quad (3.3.2)$$

где

$$\rho(\Lambda_a, \Lambda_{\phi1}) = |G(\Lambda_a, \Lambda_{\phi1})|,$$

$$\Psi(\Lambda_a, \Lambda_{\phi1}) = \arg(G(\Lambda_a, \Lambda_{\phi1})),$$

$$G(\Lambda_a, \Lambda_{\phi1}) = \sum_{r=0}^{R-1} z_{\text{ex}}[r] U_c(t; \Lambda_a) \exp(-j\phi_c(t_r; \Lambda_{\phi1})).$$

Очевидно, $\eta(\Lambda)$ будет принимать максимальное значение, когда аргумент косинуса равен 0, т.е

$$\phi_{c0} = \Psi(\Lambda_a, \Lambda_{\phi1}) \quad (3.3.3)$$

При этом условии $\max(\eta(\Lambda))$ будет однозначно соответствовать вектор параметров, обеспечивающий это максимальное значение:

$$(\hat{\Lambda}_a^T, \hat{\Lambda}_{\phi1}^T) = \arg \max \left[\frac{1}{\varepsilon_m \sigma_m^2} \rho(\Lambda_a, \Lambda_{\phi1}) - Q^2(\Lambda_a) \right] \quad (3.3.4)$$

Таким образом, для всех возможных значений параметров Λ_a и Λ_ϕ вычисляют комплексные коэффициенты разложения последовательности отсчетов по системе дискретных функций:

$$\Phi(t_r, \Lambda_a, \Lambda_{\phi 1}) = U_c(t; \Lambda_a) \exp(-j\phi_c(t_r; \Lambda_{\phi 1})),$$

$$G(\Lambda_a, \Lambda_{\phi 1}) = \sum_{r=0}^{R-1} z_{ex}[r] \Phi(t_r, \Lambda_a, \Lambda_{\phi 1}),$$

где r – номер дискретного отсчета.

Далее находят оценки, удовлетворяющие (3.3.3) и (3.3.4). Если логарифмическое отношение правдоподобия больше порога, то принимается решение о наличии сигнала, а сочетание векторов параметров, при котором наблюдается максимальное значение $G(\Lambda_a, \Lambda_{\phi 1})$, будет являться оценкой ММП.

Нестационарность пути распространения, которой обладает КВ канал связи, движение абонентов в процессе связи в радиальном направлении друг относительно друга приводит к временному запаздыванию передаваемой последовательности и доплеровскому сдвигу частоты несущей. Кроме того из-за доплеровского эффекта изменяется частота следования элементов.

Для вхождения в синхронизм в общем случае необходимо осуществить поиск по неизвестным параметрам. Вектор параметров Λ_a определяющих изменение амплитудного множителя, состоит из трех компонентов $\Lambda_a = (U_c, \tau, \tau_z)^T$, закон изменения фазы содержит два элемента $\Lambda_\phi = (\Omega, \phi_c)^T$. Обычно учитывают только два параметра: частотную расстройку несущей Ω и временную задержку τ , т.е. проводят поиск в плоскости, определяемой сочетанием параметров (частота, время). Расстройкой по тактовой частоте пренебрегают, полагая, что она мала.

Цифровое устройство оптимальной оценки параметров для каждого сочетания параметров Ω и τ должно выдавать комплексные числа, вычисляемые по формуле:

$$G(\tau, \Omega) = \sum_{r=0}^{R-1} z_{\text{ex}}[r] \Pi[r, \tau] \exp(-j\Omega r T),$$

где R - число отсчетов комплексной огибающей, $\Pi[r, \tau]$ - отсчеты эталонного сигнала.

Вычисления проводят по дискретным параметрам задержки и частотного смещения. Разрешение по частоте выбирают равным на порядок меньше, чем $\Delta\Omega_1 = 2\pi / T_H$, где T_H – время наблюдения. Разрешение по времени выбирают из знания пределов возможного рассогласования по времени, при котором происходит захват сигнала.

Как известно [138], наименьшее время поиска достигается в случае параллельной обработки сигнала в многоканальном устройстве, это происходит за счет того, что за один шаг вычислений рассчитываются все возможные сдвиги по частоте или по времени в зависимости от вида устройства обработки сигнала. Каждый канал производит независимое вычисление, $G(\tau_s, \Omega_p)$ где s и p – номер шага по времени и частоте. При превышении G заданного порога делается вывод о наличии в канале полезного сигнала. Значения параметров τ_s и Ω_p , которые соответствуют максимальному уровню G , принимаются за искомые оценки в устройстве ведения связи. В общем случае, если S - число элементов в векторе τ_s , а P - Ω_p число элементов в векторе, то общее число операций поиска синхропоследовательности на этапе вхождения в связь будет равно SP .

Для того чтобы упростить частотно-временную синхронизацию, предлагается разделить ее на две независимые задачи частотной и временной синхронизации. Это возможно сделать, выбрав для низкоэнергетического

режима такой вид модуляции, который обеспечивал бы синхронизацию системы по сигналам точного времени. Тогда проблема частотно-временной синхронизации сведется к решению задачи только частотной синхронизации. В этом случае общее число операций поиска синхропоследовательности на этапе вхождения в связь будет равно P .

Задача тактовой синхронизации для сигналов, находящихся под шумами, представляется вычислительно затратной, так как для нахождения точного положения смены символов зачастую используют длинную циклическую последовательность, суммарная энергия символов в которой как минимум в 10 раз больше, чем энергия одного тактового символа [138]. При этом на каждом тактовом интервале вычисляется коэффициент взаимной корреляции эталонной и принятой последовательности. Для предварительной синхронизации, чтобы упростить данную задачу, можно использовать сигналы точного мирового времени, которые можно получать с использованием приемника GPS - Глонасс или сигналов, принимаемых от международных станций точного времени.

Выбор той или иной системы определения времени зависит только от географического положения абонентов и зоны покрытия спутниковыми системами связи данной местности. В случае, если речь идет об объектах, расположенных в арктической зоне, где невозможно осуществить прием с геостационарных спутников, рекомендуется осуществлять прием по сигналам службы точного времени, передаваемых в КВ и СДВ диапазонах.

Как известно, помимо погрешности, вызванной способом определения времени, при определении времени прихода сигнала от удаленного абонента существует также погрешность, вызванная задержкой распространения радиоволн в канале связи, которую также надо учитывать при вычислениях. Как было сказано ранее при постановке задачи в главе 1, речь идет о связи в КВ канале с дальностью однокачковых трасс до 2500-3000 км, задержка распространения радиоволн составляет 10 мс. Если координаты пользователей

известны, то с помощью программ траекторного расчета возможно определить длину пути распространения радиоволн и компенсировать расстройку синхронизации с погрешностью, не превышающей максимально возможную разность хода лучей. В случае, если пользователи не имеют данных о точном географическом положении друг относительно друга, скомпенсировать данную временную задержку распространения возможно путем передачи в начале связи координат передающего пункта. Также возможно передавать сигналы точного времени, которые получает передатчик по GPS, и проводить сравнение с точным временем на приемном конце и оценивать время распространения.

Как известно, с увеличением базы радиосигнала возрастают требования к точности синхронизации по времени передающего и приемного устройств.

Если спектр широкополосного сигнала занимает полосу частот Δf , то при когерентном взаимокорреляционном приеме сигнала необходимо обеспечить синхронизацию по времени с точностью $\Delta t \leq 1/2\Delta f$. В таблице 3.3.1 показано, как зависит точность синхронизации Δt при приеме широкополосного сигнала от полосы Δf , занимаемой спектром этого сигнала.

Таблица 3.3.1. Требования к точности временной синхронизации

Зависимость точности синхронизации от полосы широкополосного сигнала						
Δf [кГц]	3.1	6.2	10	16	40	100
Δt [мс]	0.16	0.08	0.05	0.03	0.0125	0.005

Из таблицы 3.3.1 видно, что при взаимокорреляционном приеме широкополосных сигналов, который реализуется в алгоритме №1, необходима синхронизация с точностью до долей миллисекунды.

Для определения требований к точности синхронизации была сформирована программная модель, позволяющая имитировать влияние расстройки по времени на входной сигнал. После этого при различных фиксированных величинах временной рассинхронизации были измерены кривые помехоустойчивости и проведен их сравнительный анализ. На рисунке 3.3.1 представлены результаты моделирования для случая полосы стандартного телефонного канала и скорости передачи 8 бит/с.

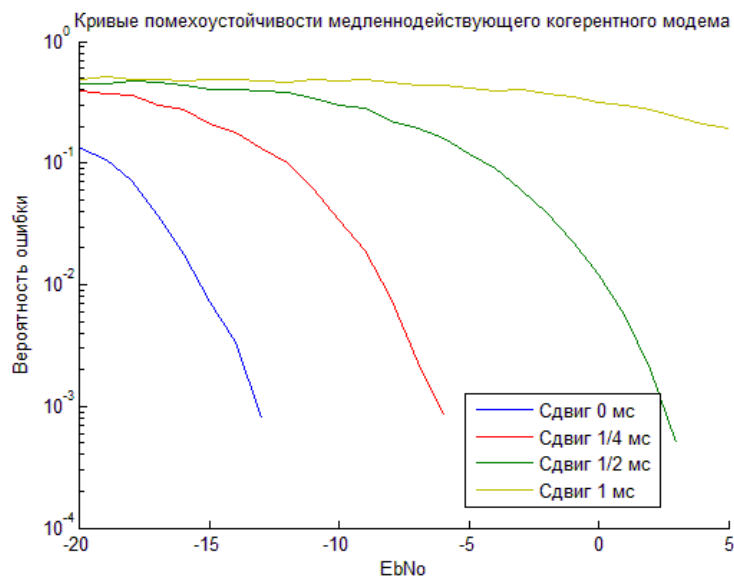


Рисунок 3.3.1. Зависимость помехоустойчивости от расстройки по времени для алгоритма демодуляции №2 в полосе стандартного телефонного канала.

Как видно из рисунка 3.3.1, алгоритм демодуляции № 2 очень критичен к расстройке тактовой синхронизации. Временной сдвиг 1/4мс приводит к энергетическим потерям на 7 дБ при качестве связи $P < 10^{-3}$, что не позволяет использовать данный модем для организации связи в режиме синхронизации по сигналам точного времени.

Для алгоритма демодуляции № 3 для скорости передачи 8 бит/с в канале с АБГШ были получены кривые зависимости помехоустойчивости от величины временной расстройки для случая рабочей полосы, равной 3,1 кГц, 40 кГц, 100 кГц, которые изображены соответственно на рисунках 3.3.2, 3.3.3 и 3.3.4.

Как видно из рисунков 3.3.2-3.3.4, расстройка временной синхронизации на 10 мс при всех рабочих полосах сигнала вызывает ухудшение помехоустойчивости на 1 дБ. Данным ухудшением помехоустойчивости можно пренебречь и использовать предлагаемый модем для организации связи с синхронизацией по сигналам точного времени.

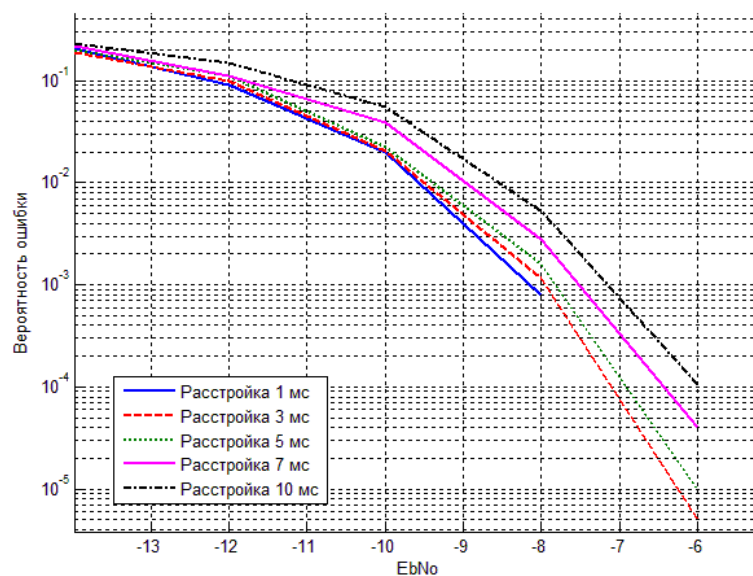


Рисунок 3.3.2. Зависимость помехоустойчивости от расстройки по времени для алгоритма демодуляции №3 в полосе стандартного телефонного канала.

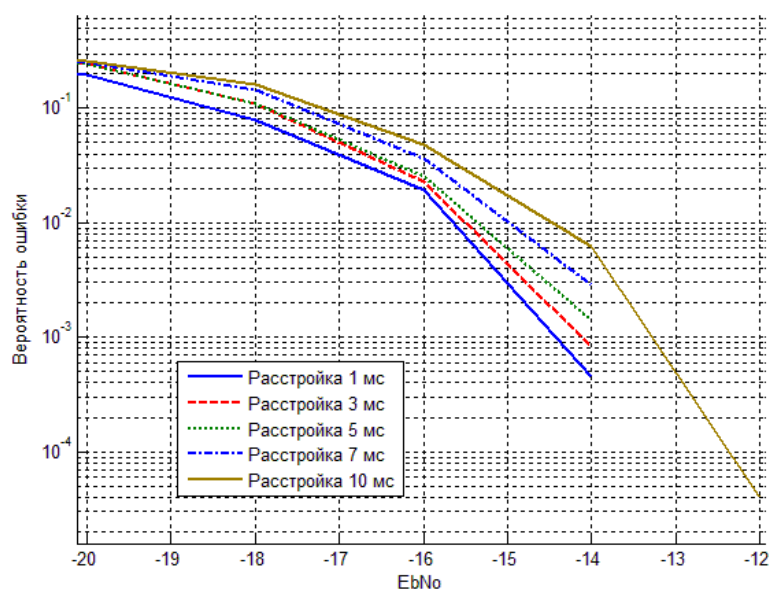


Рисунок 3.3.3. Зависимость помехоустойчивости от расстройки по времени для алгоритма демодуляции №3 в полосе 40 кГц.

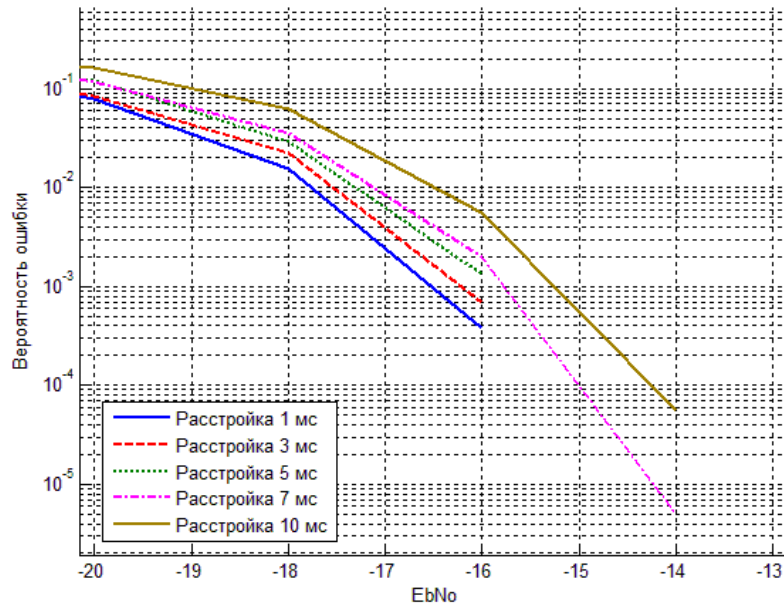


Рисунок 3.3.4. Зависимость помехоустойчивости от расстройки по времени для алгоритма демодуляции № 3 в полосе 100 кГц.

На рисунке 3.3.5 изображена схема вхождения в связь по частоте и задержке, в которой происходит свертка сигнала с известной на приемной стороне псевдослучайной последовательностью (ПСП), а затем, после оцифровки двух квадратур и получения комплексного цифрового сигнала, производится построение спектра сигнала. Блок ДПФ дает возможность одновременного сравнения по всем возможным частотам в пределах полосы пропускания. Для фиксированного момента времени в спектре выбирается номер гармоники с наибольшей амплитудой частотной составляющей. Эта операция повторяется при других временных сдвигах и выбирается компонент, соответствующий глобальному максимуму $|G(\tau_s, \Omega_p)|$.

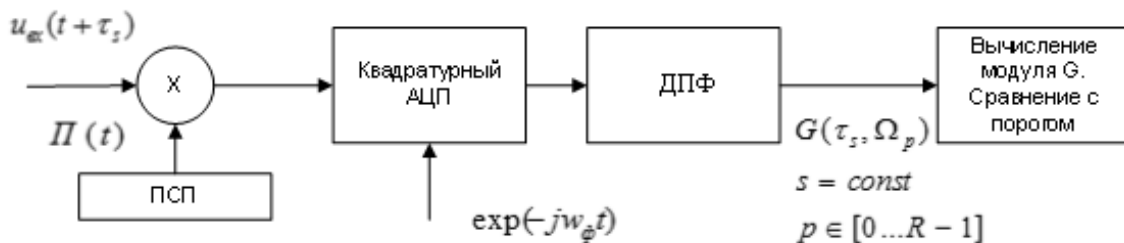


Рисунок 3.3.5. Структурная схема последовательного поиска по задержке и параллельного по частоте

Так как поиск по задержке в нашем случае отсутствует, то производится только поиск по частоте. Среди возможных схем вхождения в связь (СВС): СВС с последовательным поиском по задержке и по частоте, СВС с последовательным поиском по задержке и параллельным по частоте, СВС с параллельным поиском по задержке и последовательным по частоте - изображенная на рисунке 3.3.5 схема обладает наибольшей производительностью, так как позволяет за один такт вычислений определить присутствующий в сигнале частотный сдвиг. Системы с последовательным поиском по частоте обладают недопустимо большой временной задержкой вычислений.

Таким образом, предложенный алгоритм частотно-временной синхронизации предъявляет минимальные требования к аппаратуре цифровой обработки сигналов и обладает максимальной производительностью, а также позволяет организовывать режим синхронизации по информационному сигналу без использования длинного синхроимпульса. Особо стоит отметить достоинства алгоритма №3 перед когерентными алгоритмами как наиболее простого и не требующего особых мер для синхронизации по времени.

3.4. Описание алгоритма адаптации низкоскоростного модема к условиям связи

3.4.1 Адаптация по типу используемого алгоритма демодуляции сигнала

Так как большинство КВ систем связи работают в полосе стандартного телефонного канала, то зачастую невозможно увеличить помехоустойчивость путем увеличения рабочей полосы сигнала. Другим способом увеличения базы может быть увеличение длительности символа, что может быть достигнуто путем повторения символа 0 и символа 1 целое число раз G . При этом в G раз увеличится база сигнала. Для того чтобы проверить эту гипотезу методом имитационного моделирования, было произведено измерение помехоустойчивости при различном числе повторений. Измерения

проводились для информационного пакета длиной 1000 бит с применением турбо кода с кодовой скоростью $1/2$, число повторений было равно 1, 8 и 80, скорость передачи данных составляла 4, 0,5 и 0,05 бит/с. В качестве рабочей полосы была выбрана полоса стандартного телефонного канала связи. Испытания производились для условий канала с АБГШ, а также для хорошего, среднего и плохого среднеширотных каналов связи. Результаты измерений представлены на графиках 3.4.1-3.4.4.

Как видно из графиков 3.4.1-3.4.4, помехоустойчивость во всех каналах практически не зависит от типа канала, а определяется лишь числом повторений. Увеличение базы за счет полосы канала и за счет числа повторений дает одинаковые результаты.

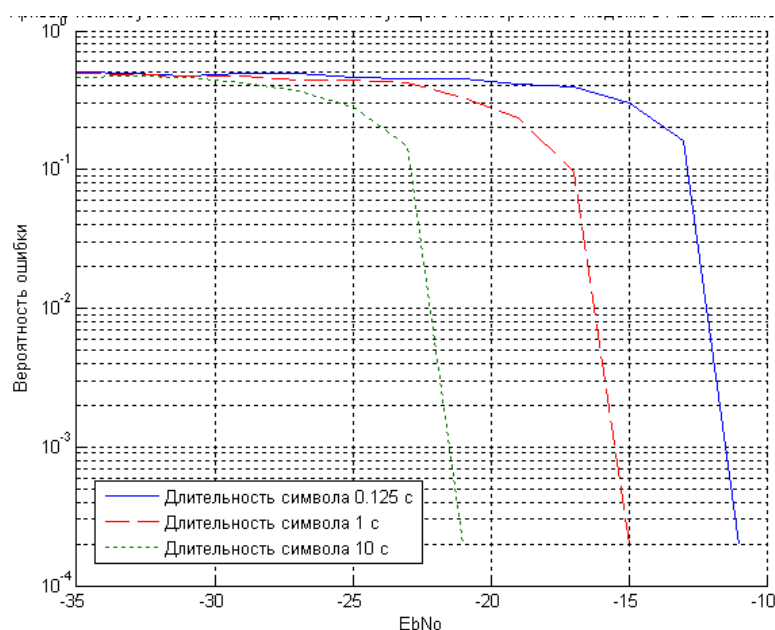


Рисунок. 3.4.1. Кривые помехоустойчивости медленнодействующего модема в канале связи с АБГШ

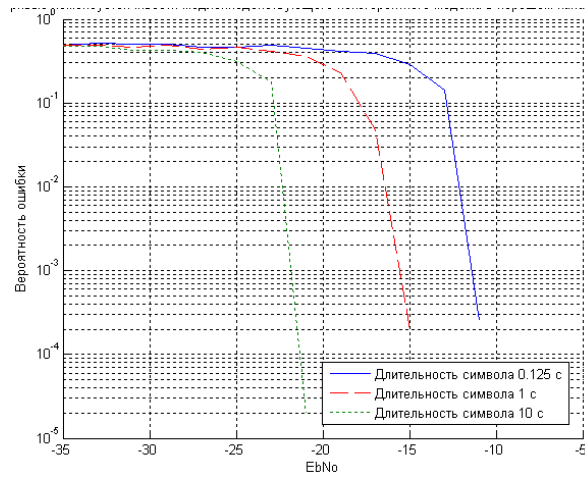


Рисунок. 3.4.2. Кривые помехоустойчивости медленнодействующего модема в хорошем среднеширотном канале связи

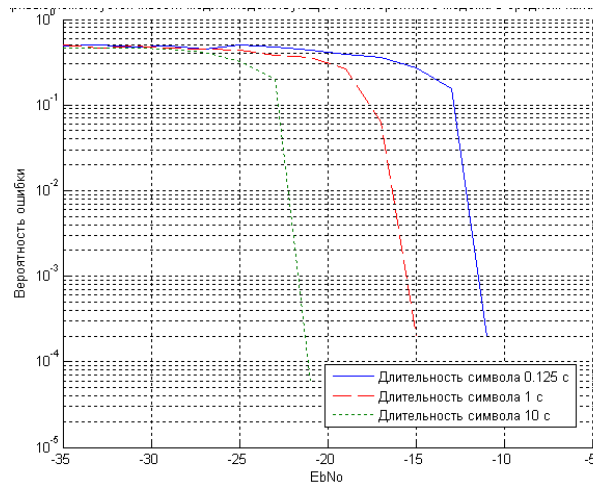


Рисунок. 3.4.3. Кривые помехоустойчивости медленнодействующего модема в среднем среднеширотном канале связи

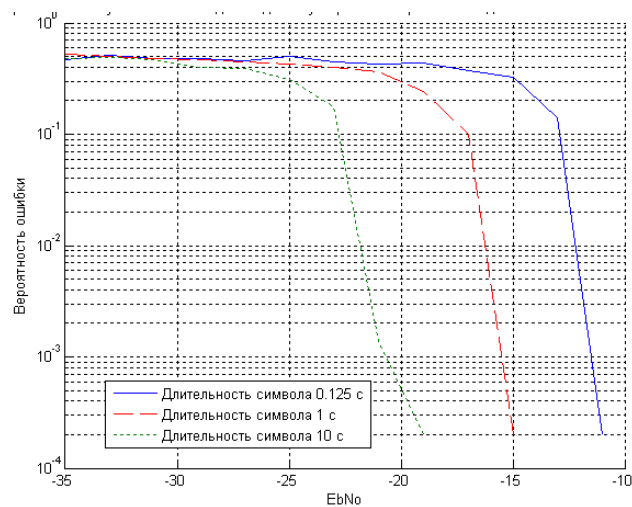


Рисунок. 3.4.4. Кривые помехоустойчивости медленнодействующего модема в плохом среднеширотном канале связи

Из помехоустойчивостей графиков 3.2.5 и 3.4.2 видно, что вероятность ошибки $P=10^{-2}$ в хорошем среднеширотном канале достигается при одном и том же отношении сигнал/шум, равном -17 дБ в случае алгоритма №3, использующего 8 повторений передаваемого символа, и алгоритма №2 без повторов символа. Это свойство можно применить для того, чтобы, используя синхронизацию по сигналам точного времени, увеличить точность синхронизации и перейти к более помехоустойчивым алгоритмам демодуляции. Одним из возможных вариантов может быть передача коротких пакетов длиной 7 элементов, закодированных кодом Хэмминга, способным обнаруживать 2 ошибки. Каждый элемент пакета должен быть модулирован с использованием алгоритма №3 с 8-кратным повторением символов длительностью T . На приемном конце проводится демодуляция каждого символа длительностью GT осуществляется двумя способами с использованием алгоритма №2 и алгоритма №3. Определение числа ошибок в алгоритме №3 производится с помощью синдромов кода Хэмминга. В алгоритме №2 число ошибок подсчитывается исходя из предположения, что 8 подряд идущих символов должны быть одинаковыми. Решения для алгоритма №2 выдаются для всех возможных временных сдвигов в пределах 10 мс с шагом 0.1 с. Задача тактовой синхронизации для алгоритма №2 закончена тогда, когда оценка вероятности ошибок на бит для случая демодулятора, реализованного по алгоритму № 2, меньше, чем оценка вероятности ошибки для демодулятора №3. После того как по нескольким пакетам осуществлена синхронизация, в случае если в канале есть обратная связь, должен быть осуществлен переход на режим №2. Также переход на более помехоустойчивый режим с увеличением скорости передачи в 8 раз может быть выполнен по таймеру после заданного числа пакетов, в которых передается служебная информация о длительности сеанса связи. Вид передаваемого сигнала отображен на рисунке 3.4.5.

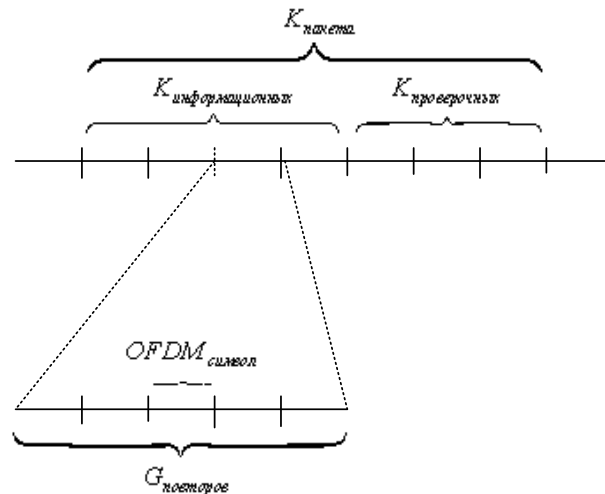


Рисунок. 3.4.5. Передаваемый сигнал в режиме вхождения в связь с синхронизацией по сигналам точного времени с последующей корректировкой синхронизации.

3.4.2. Адаптация по скорости передачи данных

Еще одним типом адаптации модема к существующим условиям в канале связи может быть адаптация по скорости передачи данных, которая обусловлена помеховой обстановкой, требованиями к надежности связи, а также необходимостью сокрытия сигнала под шумами. Как было показано в главе 2, высокоскоростной режим разработанного модема в полосе стандартного телефонного канала обладает максимальной скоростью передачи 7200 бит/с в плохом канале и 9600 бит/с в канале с АБГШ, среднем и хорошем канале. Низкоскоростной режим, как было изложено в 3.2 и 3.4.1, может обеспечивать минимальную скорость передачи данных 0.1 бит/с. Общая черта этих режимов в использовании метода OFDM с относительной фазовой модуляцией вдоль оси частот, что позволяет обеспечивать переход от низкоскоростных к высокоскоростным режимам без изменения структуры сигнального созвездия. Самой низкой скоростью среди высокоскоростных модемов обладает OFDM-DBPSK. Дальнейшее уменьшение скорости может производиться путем манипуляции групп поднесущих субканалов по фазе бинарными псевдослучайными последовательностями (ПСП), обладающими хорошими корреляционными свойствами. Так, например, возможно, что биты

1 будет соответствовать последовательность Уолша, Баркера или m последовательность, а бит 0 соответствовать инвертированная последовательность Уолша, Баркера или инвертированная m последовательность. Меняя длину последовательности, можно плавно регулировать скорость передачи данных и соответственно помехоустойчивость передачи данных. Можно продолжать снижение скорости за счет увеличения числа фронтов для передаваемого символа.

3.5 Выводы по главе 3

Таким образом, в АБГШ канале минимальное отношение сигнал/помеха при заданном качестве приема обеспечивают алгоритмы 1 и 2.

Алгоритм демодуляции № 3 не критичен к расстройке тактовой синхронизации до 10мс, что дает возможность обеспечения связи путем ионосферного распространения радиоволн между объектами, удаленными друг относительно друга на расстояние до 3000км с тактовой синхронизацией по сигналам точного времени, получаемым от GPS, ГЛОНАСС приемников.

Одним из способов увеличения помехоустойчивости сигнала может быть увеличение длительности символа, что может быть достигнуто путем повторения символа 0 и символа 1 целое число раз. Изменение скорости может производиться путем манипуляции групп поднесущих субканалов по фазе бинарными псевдослучайными последовательностями (ПСП), обладающими хорошими корреляционными свойствами. Так, например, возможно, что бит 1 будет соответствовать последовательность Уолша, Баркера или m последовательность, а бит 0 соответствовать инвертированная последовательность Уолша, Баркера или инвертированная m последовательность. Меняя длину последовательности, можно плавно регулировать скорость передачи данных и соответственно помехоустойчивость передачи данных.

ГЛАВА 4. РЕЗУЛЬТАТЫ ТРАССОВЫХ ИСПЫТАНИЙ OFDM-МОДЕМА

4.1. Методика трассовых испытаний

С целью подтверждения работоспособности разработанного модема и примененных в нем алгоритмов были проведены трассовые испытания на радиолинии Омск-Ногинск. Испытания проводились в течение 3 дней в июне и в течение 5 дней в декабре 2014 года.

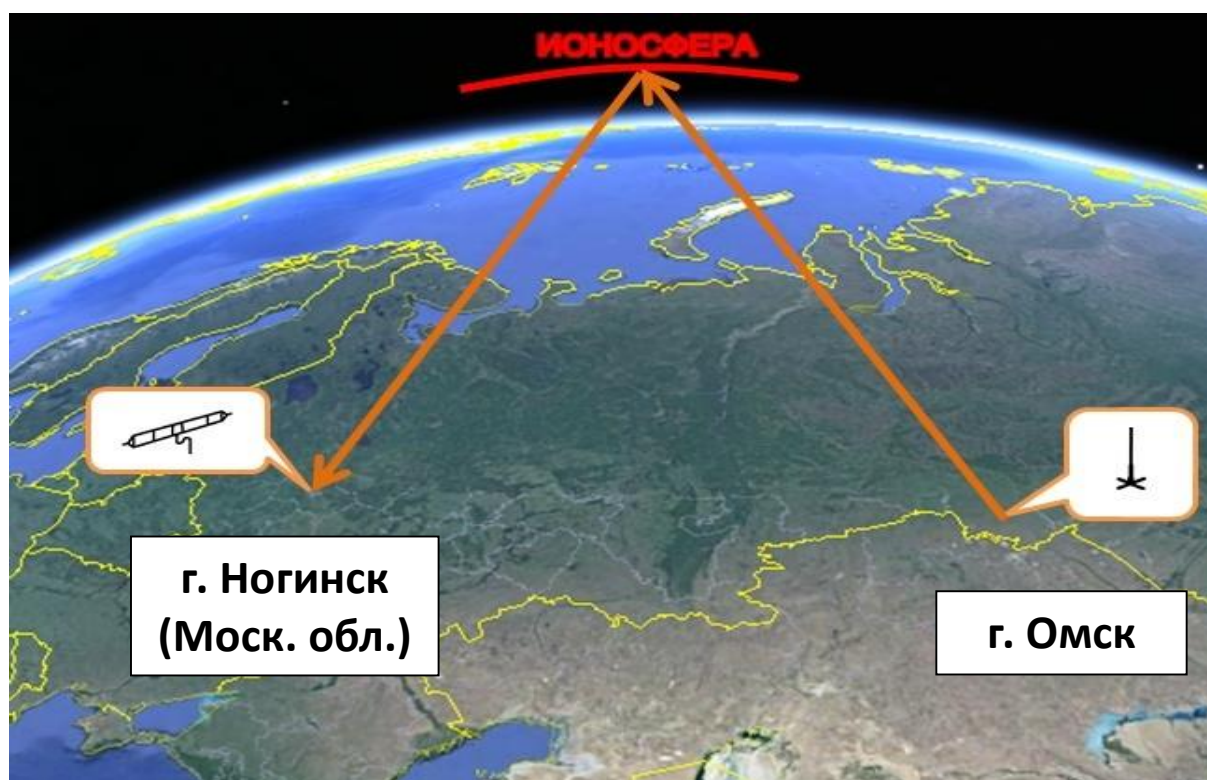


Рисунок 4.1.1. Расположение абонентов.

На передающей стороне использовался трансивер BARRETT 2050 с максимальной мощностью 125 Вт, который располагался, как показано на рисунке 4.1.1, в г. Омске. Антенна типа «ШТЫРЬ» длиной 1.5 м (BARRET 2019) располагалась на крыше 8-го корпуса ОмГТУ. На приемной стороне также использовался трансивер BARRETT 2050 и антенна IcomAH-710, которые находились на территории 6 НИУ НИЦ ЦНИИ ВВС МО РФ в г. Ногинске. Модем был реализован в виде программы на ноутбуках Lenovo G780, которые сопрягались с трансиверами через аудиокарты E-MU-0204.

Испытания проводились в виде последовательности сеансов. Для каждого сеанса были заданы в виде временного расписания: время начала сеанса, класс излучения и частота настройки. Схема проверки модема в реальном радиоканале приведена на рисунке ниже

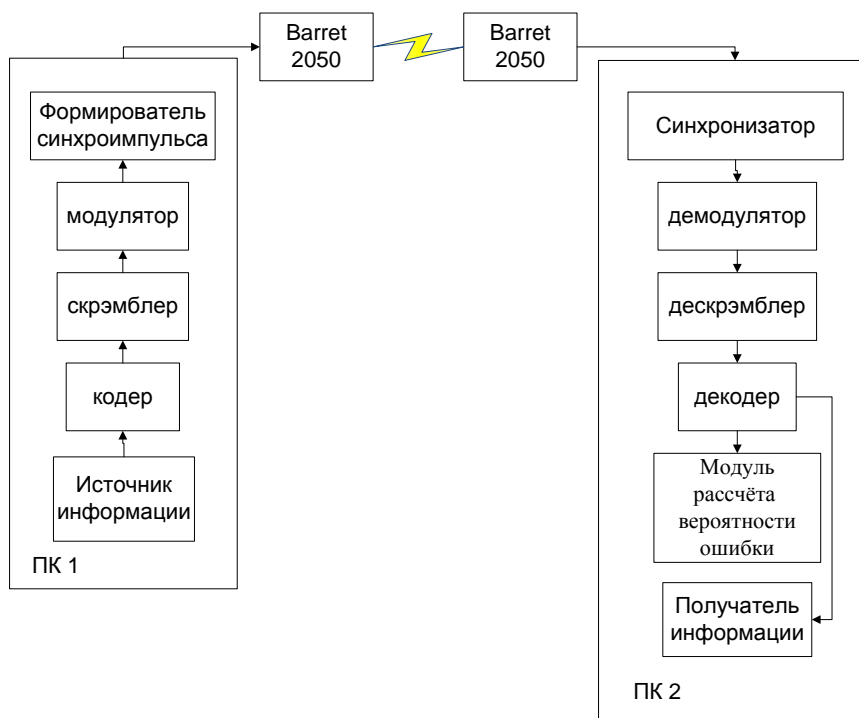


Рис.4.1.2. Схема проверки работы модема с реальным радиоканалом

В соответствии с прогнозом на время испытаний были назначены частоты:

15761 кГц, 15801 кГц, 15805 кГц, 15843 кГц, 16059 кГц, 16925 кГц, 17467 кГц, 18782 кГц, 19396 кГц, 20535 кГц, 21270 кГц, 21746 кГц, 24395 кГц и 25680 кГц.

Радиоданные были выделены для следующих условий:

- класс излучения J7W;
- максимальная ширина спектра сигнала 1800 Гц (определяется техническими характеристиками трансивера BARRETT 2050). Максимально возможная полоса передачи была равна 1800 Гц. В первую очередь это было обусловлено неравномерностью АЧХ передатчика, изображенной на рисунке 4.1.3.

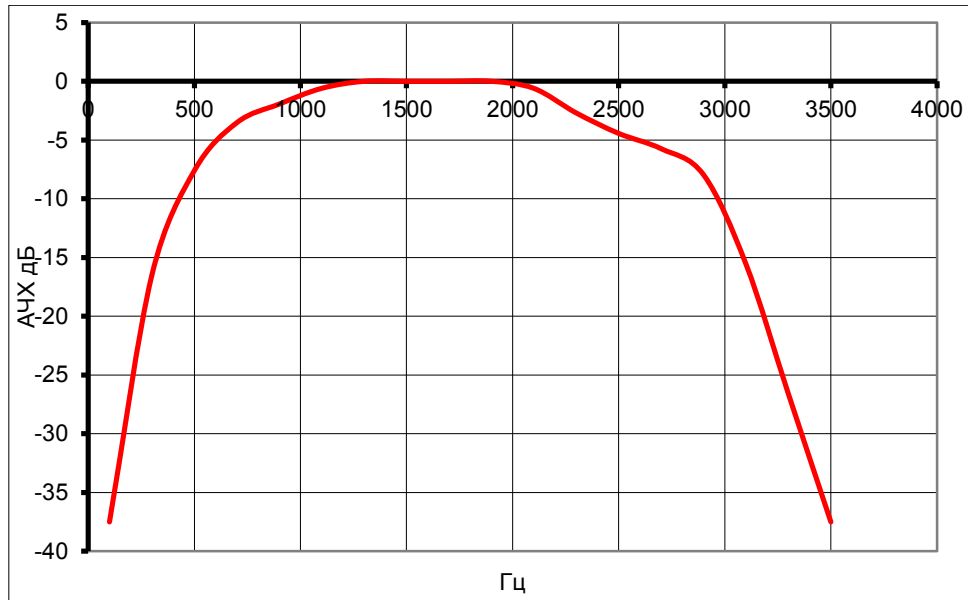


Рисунок 4.1.3. АЧХ трансивера Barrett 2050.

Как видно из рисунка 4.1.3, возможная для использования полоса частот ограничена уровнем АЧХ, равным минус 3 дБ, и лежит в области 600-2400 Гц.

- Мощность передатчика во всех испытаниях была 125 Вт.
- Для получения зависимости КИД от мощности сигнала при оценке вероятности ошибки ширина спектра излучаемого сигнала уменьшалась с сохранением его мощности, а результирующая мощность оценивалась из расчета излучения сигнала в полосе однополосного канала связи, равной 3100 Гц.

Для обеспечения измерения вероятности ошибок 10^{-2} передавалось как минимум 25 OFDM-символов с числом бит от 22 до 826 на один символ. В качестве информационной последовательности была выбрана периодически повторяющаяся априорно известная 13-элементная последовательность Баркера, (1111100110101), имеющая минимальный уровень боковых лепестков автокорреляционной функции $1/N$.

Для формирования выходного wav файла, содержащего записанный сигнал на ноутбуке, запускался скрипт UNIVERSAL_TX.m. В окне формирования сигнала необходимо было заполнить параметры: ширина

полосы канала, число бит на одну поднесущую, расстояние между поднесущими, тип корректирующего кода (блоковый турбо код или двухкаскадный код BCH-LDPC), кодовая скорость в обоих случаях составляла 0,5. С помощью стандартного мультимедийного проигрывателя Windows Media Player этот файл подавался на воспроизведение. На приемном конце осуществлялся запуск скрипта UNIVERSAL_RX.m. В окне выбора параметров устанавливались те же параметры, что и на передающем конце 13-элементную последовательность Баркера.

Принимаемая информация поступала с выхода радиостанции в виде аналогового низкочастотного сигнала на вход аудиокарты для оцифровки и дальнейшей обработки на компьютере. Анализ принимаемой информации производился во время приема и заключался в подсчете количества несовпадений при побитовом сравнении известной и принятой последовательностей в пределах одного OFDM-символа до и после декодирования корректирующего кода. Полученные значения числа ошибок сохранялись в файле протокола испытаний на компьютере приемного конца. OFDM-символы, принятые с достоверностью меньше заданной, отбрасывались и в анализе не участвовали. После окончания приема делался вывод об оценке вероятности ошибки в сеансе связи путем усреднения оценок вероятности ошибок, полученных в кондиционных сеансах связи. После каждого сеанса менялись параметры сигнала с OFDM. Благоприятными считались сеансы с оценкой вероятности ошибок менее 10^{-2} после процедуры декодирования.

Методика трассовых испытаний включала в себя следующие основные пункты:

1. Проверка помехоустойчивости высокоскоростного OFDM-модема при работе ионосферной волной на дальности 2500 км в условиях различных доплеровских смещений в пределах диапазона ± 50 Гц, при передаче последовательно сообщений, имеющих следующую структуру: 2, 3 бита на

поднесущую, полоса канала 500,1800 Гц, расстояние между поднесущими 4, 8 Гц.

2. Проверка потенциальной помехоустойчивости высокоскоростного OFDM-модема при работе ионосферной волной на дальности 2500 км при передаче последовательно сообщений, имеющих следующую структуру: 2-3 бита на каждую поднесущую, полоса канала 500, 1000,1800 Гц, расстояние между поднесущими 4, 8, 16 Гц. Уменьшая полосу частот, возможно увеличить энергию, приходящуюся на каждую поднесущую, что должно привести к уменьшению средней вероятности ошибки на бит.

3. На основе трассовых измерений был предложен метод в изменении отношения сигнал/помеха на бит без изменения мощности передатчика. Уменьшая или увеличивая рабочую полосу частот, можно увеличить и соответственно уменьшить мощность, приходящуюся на каждую поднесущую.

4.2 Обработка результатов трассовых испытаний

1. Результаты измерения помехоустойчивости по 1 пункту методики изображены в графической форме для различного расстояния между поднесущими на рисунках 4.2.1-4.2.4.

Как видно из рисунков 4.2.1-4.2.4, алгоритм частотной синхронизации работает в условиях различных частотных сдвигов, что следует из того, что вероятность ошибки не зависит от величины доплеровского сдвига при различных видах модуляции и полосах пропускания. Незначительное изменение средней вероятности ошибки при различных доплеровских сдвигах частоты на рисунках 4.2.3, 4.2.4 вызвано недостаточным количеством измерений, а также тем, что измерения при различных отстройках частоты проводились последовательно и за время измерения условия в канале распространения успевали измениться. Из этих рисунков следует, что, используя данный модем, возможно организовать связь с реактивными

самолетами, движущимися со скоростью 3 Маха на частотах связи до 10 МГц, а на более высоких частотах требуется компенсация 100 и более Гц. Данное ограничение на величину доплеровского сдвига, равного 50 Гц, является программным и может быть увеличено до 150 Гц, что скажется лишь на вычислительных затратах модема в процессе организации частотной синхронизации.

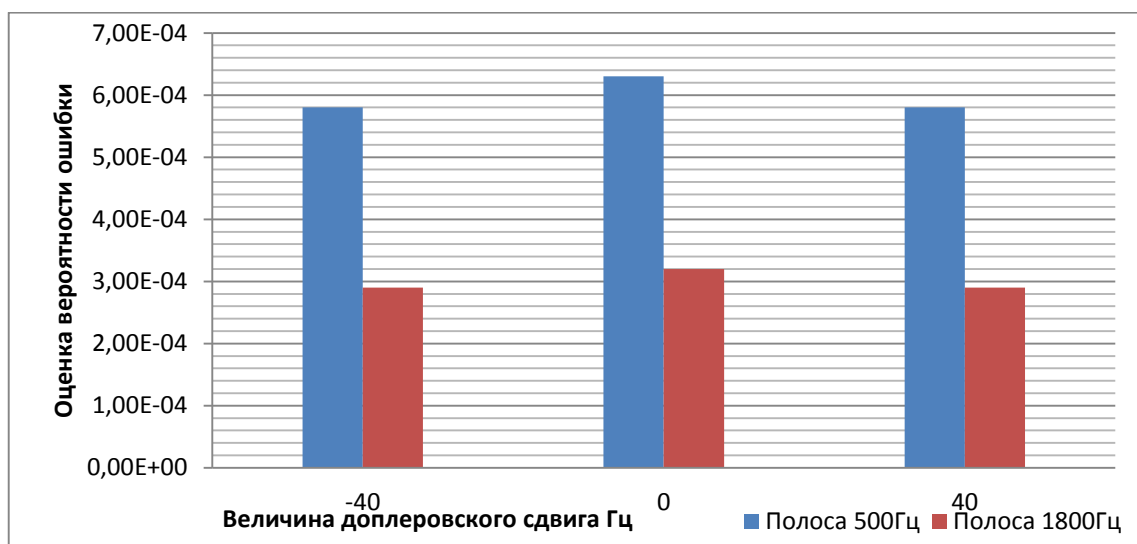


Рисунок 4.2.1. Оценка средней вероятности ошибки при различных рабочих полосах частот в условиях доплеровского сдвига частоты, расстояния между поднесущими 4 Гц и модуляции OFDM-DQPSK (4 точки созвездия).

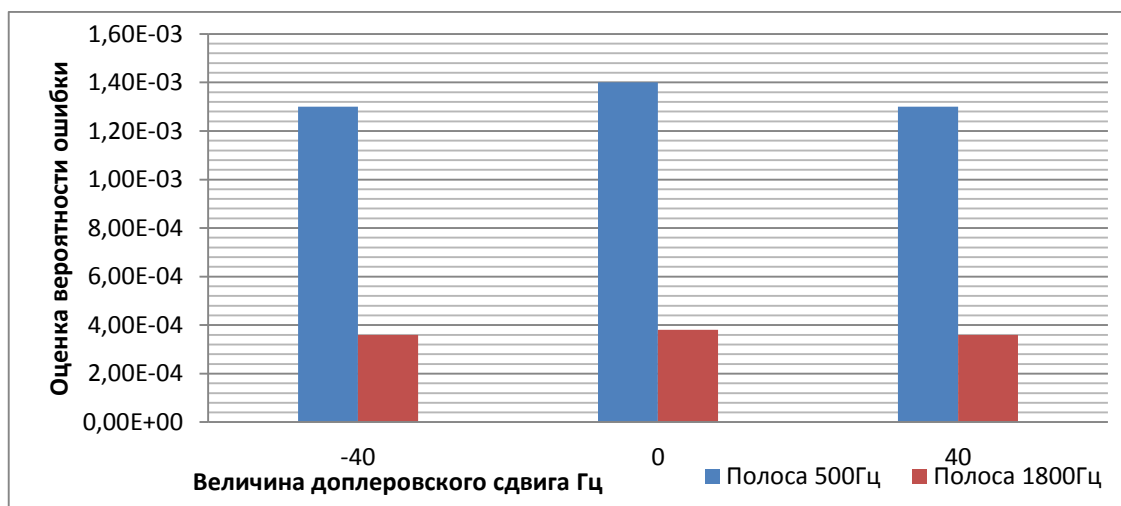


Рисунок 4.2.2. Оценка средней вероятности ошибки при различных рабочих полосах частот в условиях доплеровского сдвига частоты, расстояния между поднесущими 8 Гц и модуляции OFDM-DQPSK (4 точки созвездия) .

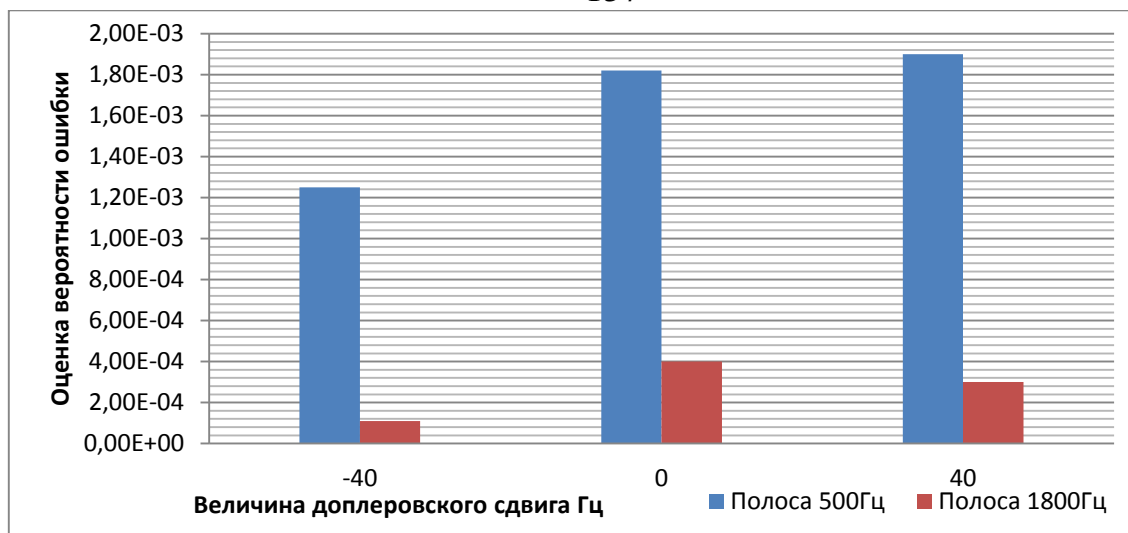


Рисунок 4.2.3. Оценка средней вероятности ошибки при различных рабочих полосах частот в условиях доплеровского сдвига частоты, расстояния между поднесущими 4 Гц и модуляции OFDM-DPSK-8 (8 точек созвездия).

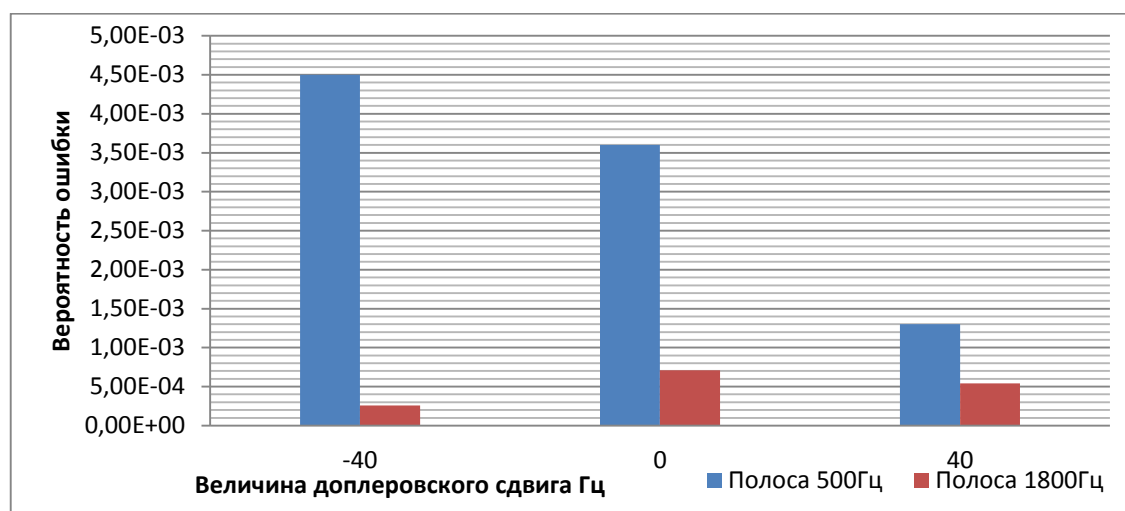


Рисунок 4.2.4. Оценка средней вероятности ошибки при различных рабочих полосах частот в условиях доплеровского сдвига частоты, расстояния между поднесущими 8 Гц и модуляции OFDM-DPSK-8 (8 точек созвездия).

2. Результаты измерения помехоустойчивости в зависимости от величины полосы пропускания по 2 пункту методики приведены в приложении, а также изображены в графической форме для различного расстояния между поднесущими на рисунках 4.2.5, 4.2.6.

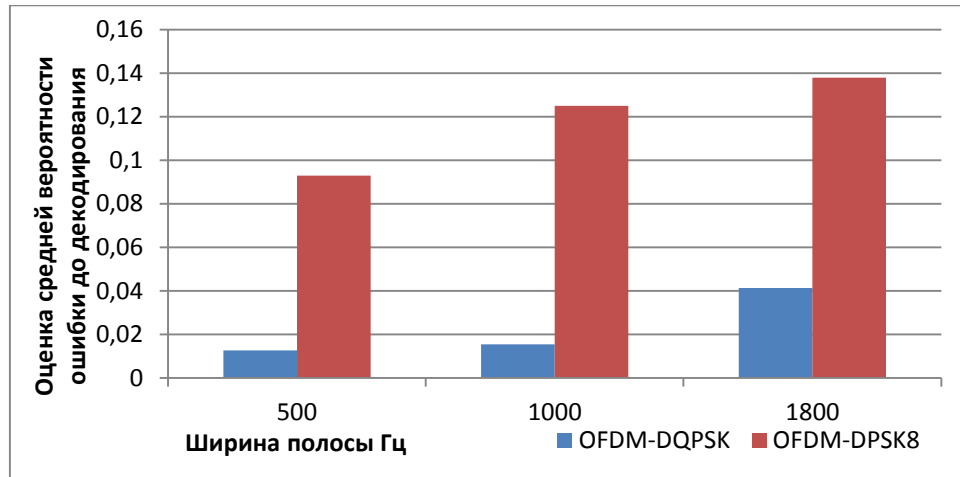


Рисунок 4.2.5. Зависимость оценки средней вероятности ошибки на выходе демодулятора от величины рабочей полосы для расстояния между поднесущими 4 Гц при одной и той же общей мощности излучаемого передатчиком сигнала.

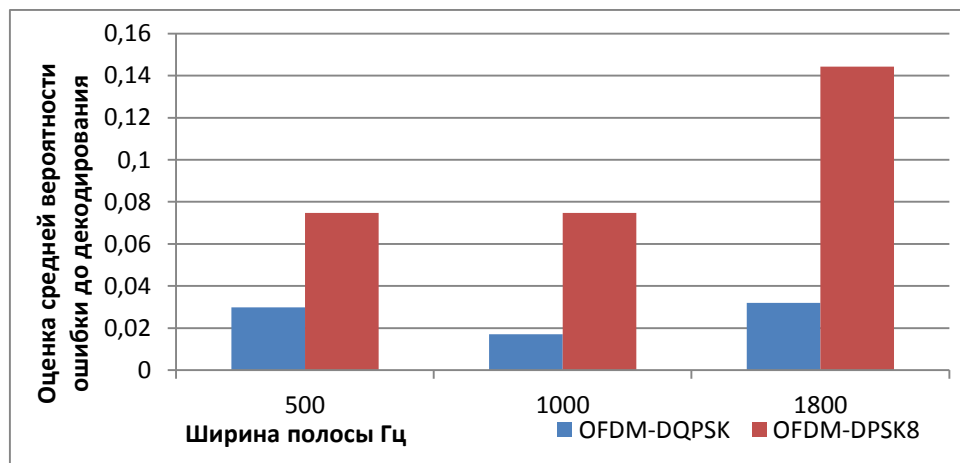


Рисунок 4.2.6. Зависимость оценки средней вероятности ошибки на выходе демодулятора от величины рабочей полосы для расстояния между поднесущими 8 Гц при одной и той же общей мощности излучаемого передатчиком сигнала.

Однако с увеличением полосы рабочих частот происходит увеличение длины кодового слова и возрастает исправляющая способность кода и, как видно из рисунков 4.2.7, 4.2.8, уменьшается вероятность ошибки на бит после декодирования.

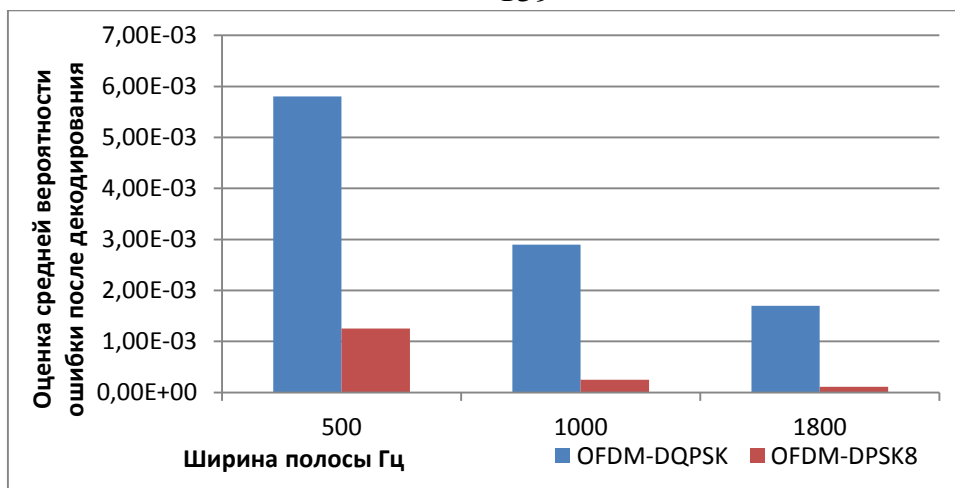


Рисунок 4.2.7. Зависимость оценки средней вероятности ошибки на выходе декодера от величины рабочей полосы для расстояния между поднесущими 4 Гц при одной и той же общей мощности излучаемого передатчиком сигнала.

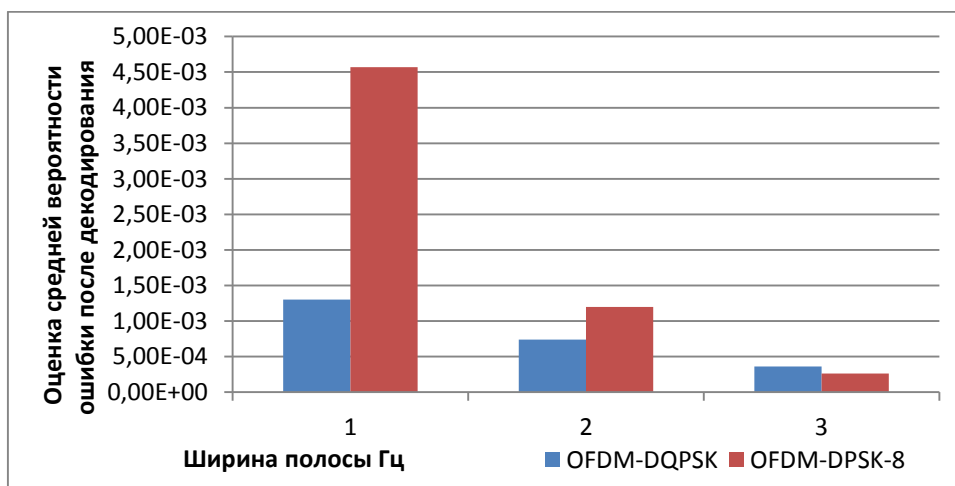


Рисунок 4.2.8. Зависимость оценки средней вероятности ошибки на выходе демодулятора от величины рабочей полосы для расстояния между поднесущими 8 Гц при одной и той же общей мощности излучаемого передатчиком сигнала.

3. Согласно 3 пункту методики испытаний была определена оценка вероятности ошибок. По результатам измерений строились интегральные функции распределения КИД (процент принятых телеграмм с заданным качеством) в сеансе для заданной скорости передачи сообщения. Измерения проводились для модуляции DPSK-8 и полос 500, 1000, 1800 Гц. Энергия, приходящаяся на каждую поднесущую, в этих случаях отличается на 2 дБ при

одинаковой мощности излучаемого сигнала. С увеличением полосы КИД будет сохраняться при условии сохранения энергии, приходящейся на поднесущую. Таким образом, увеличив в 12,4 6,2 и 3,4 полосу пропускания и энергию передатчика, можно получить зависимость КИД от мощности излучаемого сигнала в полосе 6200 Гц при скорости передачи 9600 бит/с. На рисунке 4.2.9 приведен график зависимости КИД от мощности излучаемого сигнала, полученный по результатам трассовых измерений КИД для полос 500, 1000 и 1800 Гц.

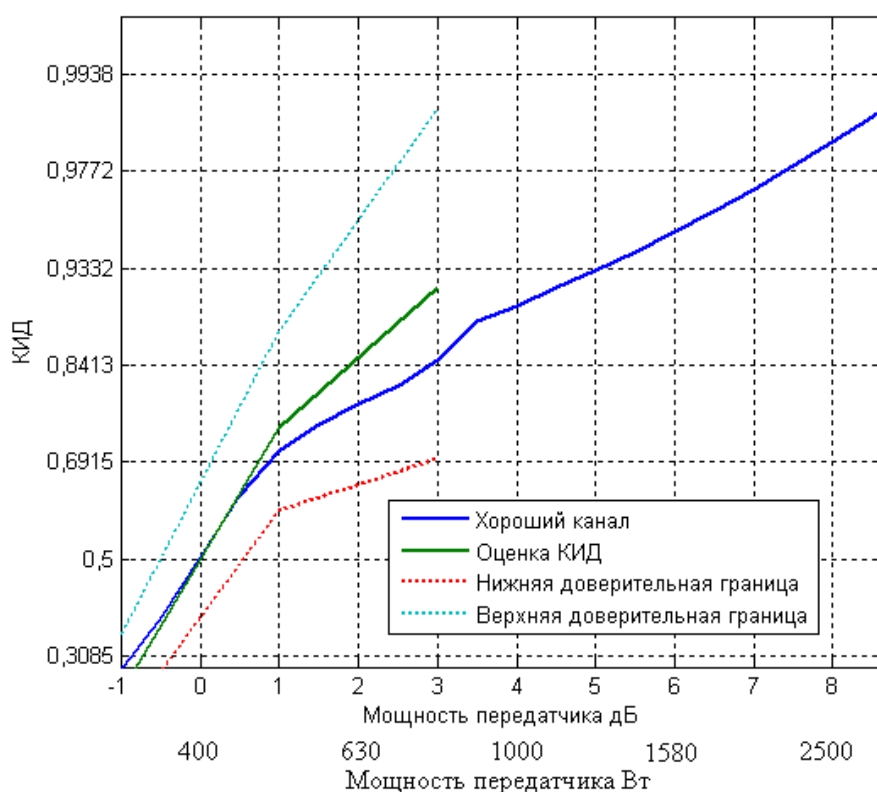


Рисунок 4.2.9. Сравнение теоретической кривой КИД, полученной в хорошем канале с оценкой КИД, выявленной экспериментально для режима OFDM-DPSK-8, скорость кода $R=2/3$, рабочая полоса 6200 Гц.

В качестве оценки верхнего и нижнего доверительного интервала для рисунка 4.2.9 использовался итерационный метод, предложенный в статье [139].

Общий алгоритм данного метода представлен на рисунке 4.2.11.

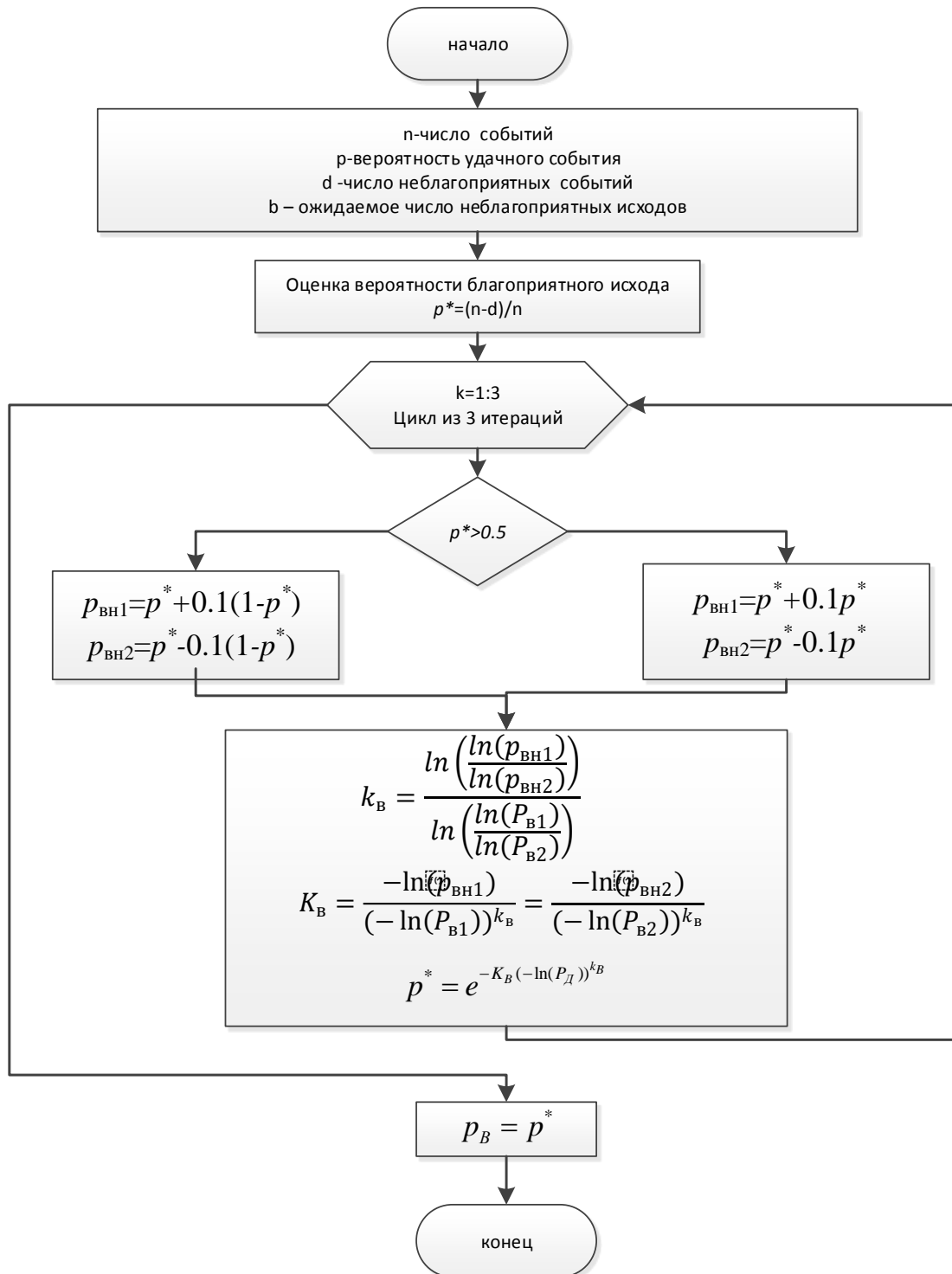


Рисунок 4.2.11. Итеративный алгоритм определения верхней границы доверительного интервала.

Для нахождения границ верхнего и нижнего доверительного интервала используется решение уравнений Клоппера - Пирсона.

$$P(b \leq d - 1) = \sum_{i=0}^{d-1} C_n^i (1 - p_B)^i p_B^{n-i}$$

$$1 - P(b > d) = \sum_{i=0}^d C_n^i (1 - p_H)^i p_H^{n-i}$$

Аналогичным образом происходят вычисления и для нижнего доверительного интервала, с отличием лишь в том, что P_{B1} и P_{B2} заменяются соответственно на $1 - P_{H1}$ и $1 - P_{H2}$.

На основе рисунка 4.2.9 можно сделать вывод об исключительно хорошем количественном совпадении графиков зависимости оценок КИД от мощности с кривыми, полученными на имитаторе КВ канала связи. Расхождение значений мощности передатчика не превышают 1 дБ.

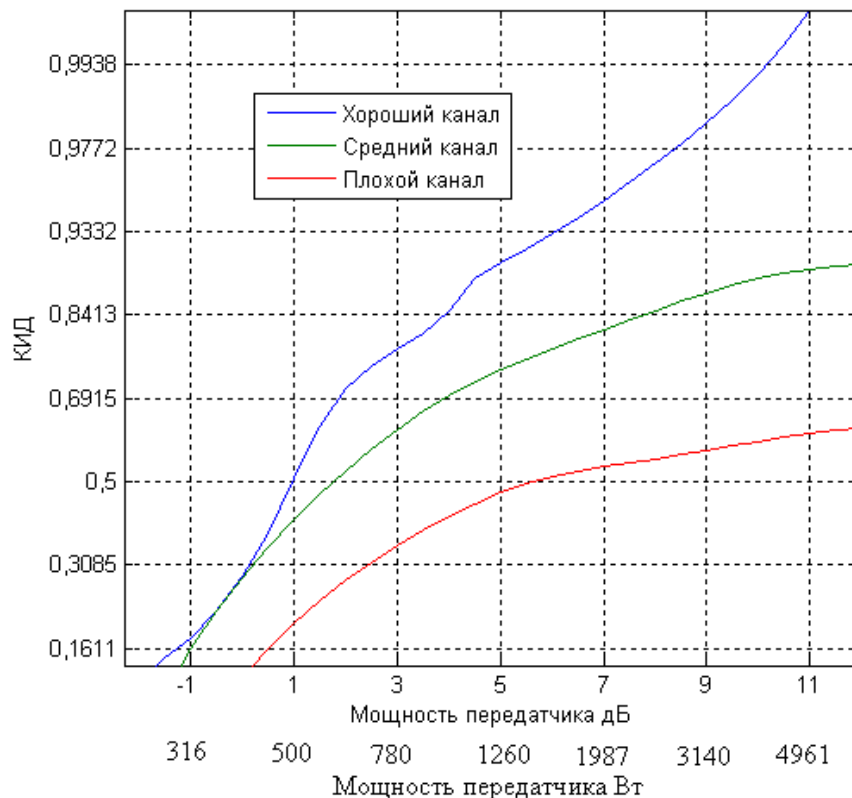


Рисунок 4.2.10 Сравнение КИД, полученного методом имитационного моделирования в различных каналах связи для режима OFDM- DPSK-8, скорость кода $R=2/3$, рабочая полоса 6200 Гц.

На основе результатов сравнительного анализа, приведенных на рисунке 4.2.10, можно сделать следующие выводы:

- на уровне КИД, равном 0,5, потери в используемой мощности для среднего и плохого каналов относительно хорошего составят 0,8 дБ и 4,7 дБ соответственно;
- на уровне КИД, равном 0,7, потери в используемой мощности для среднего канала относительно хорошего составят 1,4 дБ;
- увеличением мощности в среднем и плохом каналах связи невозможно поднять предельно допустимое значение КИД выше 0,9 и 0,7 соответственно.

В ходе трассовых испытаний была проверена принципиальная возможность организации связи с более сложными сигнальными созвездиями такими как QAM-64. В полосе 500 Гц значение КИД для такого созвездия равно 34 %. Таким образом, увеличив мощность излучаемого сигнала в 6,2 раза и сделав ее равной 775 Вт и увеличив полосу пропускания в 6,2 раза, становится возможным организация связи со скоростью 9300 бит/с в полосе 3100 Гц с сохранением КИД.

Дальнейшего увеличения скорости передачи можно достичь путем применения более длинного интервала перемежения равного 9.6 с ,а также использования более мощных передатчиков, что было подтверждено соответствующими имитационными экспериментами в условиях, заданных по ITU-R хорошего, плохого и среднего каналов связи. Оценка вероятности ошибки производилась при накоплении 500 ошибок, после чего производилось увеличение отношения сигнал/помеха на 1 дБ и испытания проводились снова. При достижении вероятности ошибки 10^{-3} испытания прекращались и строилась кривая помехоустойчивости. В испытаниях менялось расстояние между поднесущими, а также тип модуляции (DPSK-8, QAM-16, QAM-32, QAM-64) и скорость turbo кода 1/2, 2/3, 3/4. Результаты

имитационного эксперимента для скоростей 12.2, 7.2, 6.3 кбит/с, приведены на рисунках 4.2.14, 4.2.15, 4.2.16.

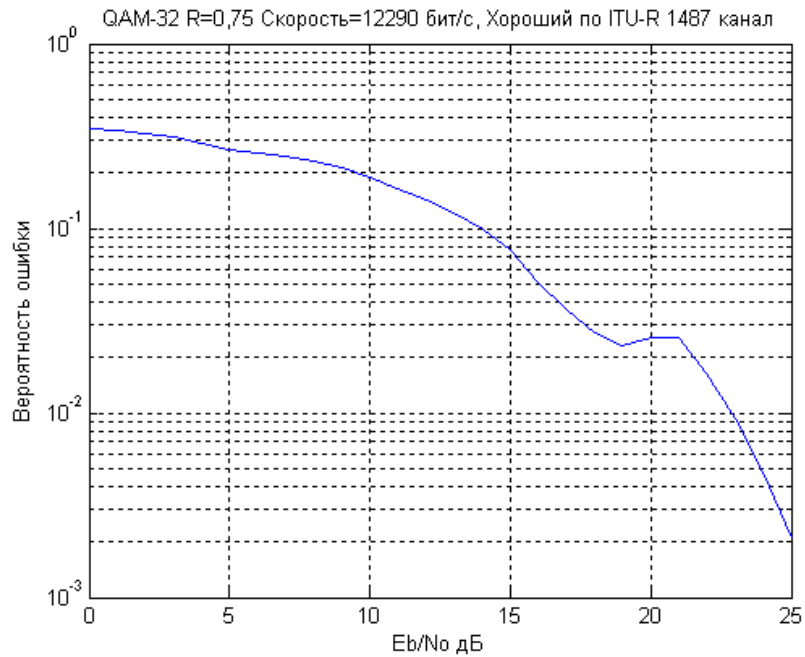


Рисунок 4.2.14. Кривая помехоустойчивости для случая максимальной скорости, достижимой в хорошем по ITU-R 1487 канале.

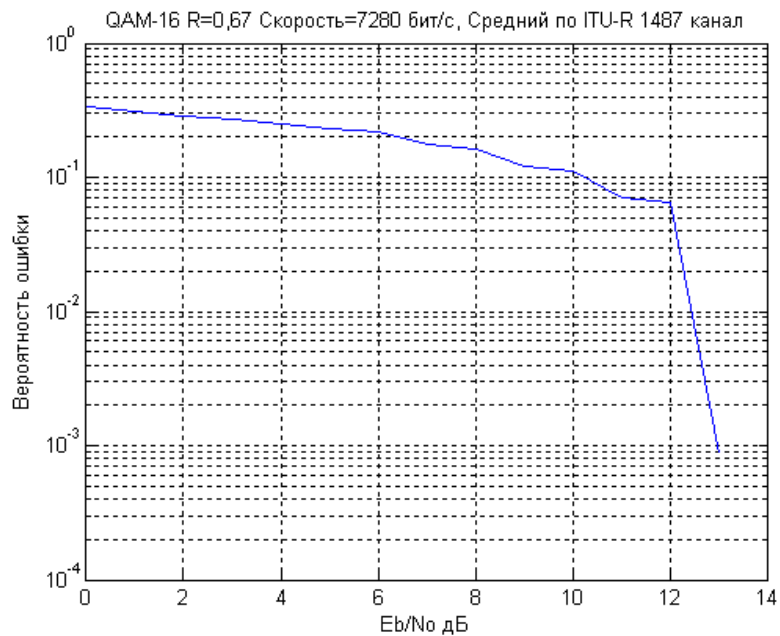


Рисунок 4.2.14. Кривая помехоустойчивости для случая максимальной скорости, достижимой в среднем по ITU-R 1487 канале.

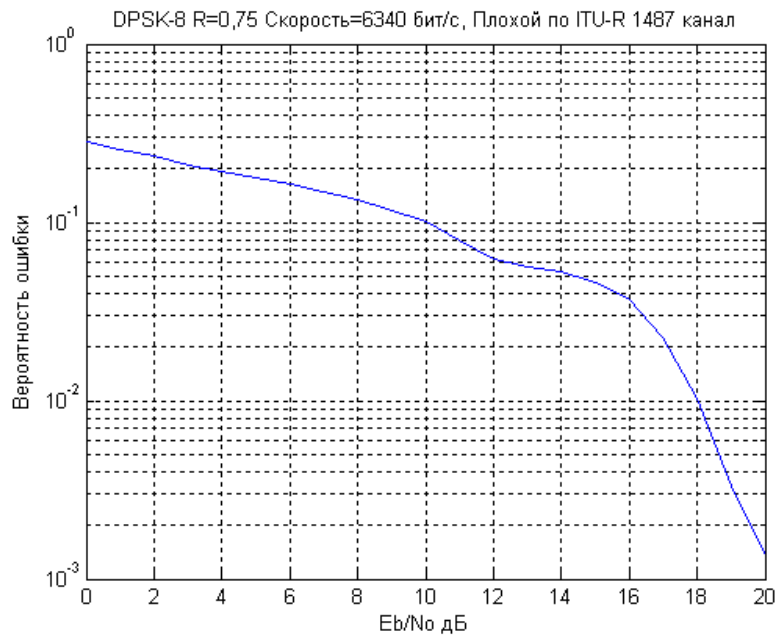


Рисунок 4.2.14. Кривая помехоустойчивости для случая максимальной скорости, достижимой в плохом по ITU-R 1487 канале.

Из данных рисунков следует, что по сравнению с аналогичными существующими некогерентными модемами, обеспечивающими максимальную скорость передачи данных 4800 бит/с, в рассматриваемом модеме можно повысить скорость в условиях хорошего канала до 12290 бит/с, в среднем канале до 7280 бит/с, а в плохом канале до 6340 бит/с. Данный результат был достигнут за счет применения комплекса мер, состоящего из выбора подходящего расстояния между поднесущими (параграф 2.4), увеличения длины перемежения до 9,6 с, что позволяет избегать подряд выпадающих ошибок, а также применения мягких решений с выхода демодулятора и турбо кода.

4.3 Выводы по главе 4

1. Полученные в ходе проведенных исследований результаты доказывают, что в случае хорошего канала оптимальным является разнес поднесущих на 4 Гц .

2. Увеличение полосы частот приводит к увеличению вероятности ошибки на бит до декодирования, однако увеличение длины кодового слова приводит к компенсации ошибок. Таким образом, при кодировании с

избыточностью для сокращения среднего числа поэлементных ошибок целесообразно увеличивать ширину полосы спектра, излучаемого сигнала при заданной мощности передатчика.

3. В ходе проведенных исследований показано, что модем сохраняет свою работоспособность при имитации эффекта Доплера в пределах ± 40 Гц, что позволяет обеспечить связь с реактивными самолетами, имеющими скорость «один мах» во всем КВ диапазоне, а для самолетов, имеющих скорость «три маха» в диапазоне до 10 МГц. В принципе программно можно обеспечить компенсацию эффекта Доплера и при большей отстройке от номинальной частоты, например, необходимой для самолетов, имеющих скорость «три маха» 150 Гц.

4. Методом имитационного моделирования было показано, что в КВ канале связи с применением разработанного модема за счет увеличения мощности передатчика возможно достичь скоростей передачи данных 12290 бит/с, 7280 бит/с, 6340 бит/с соответственно в хорошем, среднем и плохом каналах связи, определенных рекомендацией Международного союза радиосвязи.

5. Разработанная методика определения на реальной трассе зависимости КИД от мощности сигнала без изменения мощности передатчика позволила получить результаты, которые хорошо согласуются с результатами имитационного моделирования трассовых испытаний OFDM-модема. Данная методика может быть рекомендована для включения в международные стандарты по проведению трассовых испытаний OFDM-модемов.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, по результатам исследований, проведенных в диссертации, можно сделать следующие выводы:

- некогерентные модемы, разработанные в диссертации по технологии OFDM, являются перспективными для организации как высокоскоростных, так и высоконадежных радиолиний в связи с их универсальностью при использовании в разных режимах и простотой, вызванной отсутствием эквалайзера;
- методом имитационного моделирования было показано, что в однополосном телефонном КВ канале связи, имеющим полосу пропускания 3.1 кГц, с применением разработанного модема за счет увеличения мощности передатчика возможно достичь предельно высоких скоростей передачи данных 12290 бит/с, 7280 бит/с, 6340 бит/с соответственно в хорошем среднем и плохом среднеширотных каналах связи, определенных рекомендацией Международного союза радиосвязи;
- некогерентные методы демодуляции OFDM-сигналов с относительной фазовой манипуляцией во временной области и в частотной области имеют одинаковую помехоустойчивость, однако отличаются оптимальным расстоянием между поднесущими вдоль оси частот;
- объединение методов частотной синхронизации на основе апостериорной информации, передаваемой пилот-сигналами, и по минимуму среднеквадратичного отклонения от ближайших точек созвездия, позволяет получить энергетический выигрыш от 1 до 5 дБ для различных созвездий, что было подтверждено как вычислительным экспериментом, так и при проведении натурных испытаний для значений частотного рассогласования от 0 до ± 40 Гц;
- в ходе проведенных исследований показано, что OFDM-модем сохраняет свою работоспособность при имитации эффекта Доплера в пределах ± 40 Гц, что позволяет обеспечить связь с реактивными самолетами, имеющими

скорость «один мах» во всем КВ диапазоне, а для самолетов, имеющих скорость «три маха», в диапазоне до 10 МГц. В принципе, при необходимости программно можно обеспечить компенсацию эффекта Доплера и при большей отстройке от номинальной частоты, например, необходимой для самолетов, имеющих скорость «три маха», 150 Гц;

- По сравнению с методом, использующим адаптацию по типу СКК, метод с адаптацией по расстоянию между поднесущими в среднем канале связи обеспечивает выигрыш $0.5 \div 2$ дБ для скоростей 2400, 4800 бит/с соответственно, в плохом канале связи >2 дБ для скорости 2400 бит/с. Для скорости 4800 бит/с в условиях плохого канала выигрыш составляет 60 % по уровню максимально возможных значений КИД;
- для реализации дуплексной цифровой КВ голосовой связи с временным разнесением режимов приема и передачи (Time Dimension Duplexing -TDD) разработанный OFDM-модем не имеет альтернатив, поскольку позволяет предельно сократить время передачи отдельных фрагментов в отведенные интервалы времени при максимально возможной информативности этих фрагментов;
- разработанная модель определения функции рассеяния канала (ФРК) позволяет по данным предварительного канального зондирования проводить оценку качества канала связи (временное и частотное рассеяние);
- проведенное моделирование системы связи TDD, с использованием предложенного модема, показало, что режим с временным разнесением приема и передачи в КВ каналах радиосвязи в полосе частот 3,1 кГц может быть реализован с использованием вокодеров 1200 и 600 бит/с. При использовании вокодеров 1200 бит/с, обеспечивающих работу при вероятности ошибки $P_{ош}=2 \cdot 10^{-2}$ для реализации системы TDD рекомендуется использовать OFDM модем с СКК DQPSK с кодовой скоростью $R = 2/3$. При применении вокодеров 600 бит/с рекомендуется использовать OFDM модем с СКК DBPSK с кодовой скоростью $R = 2/3$;

- в низкоскоростном режиме можно обеспечить высокую скрытность передачи информации, т. е. передачу информации сигналами, уровень которых ниже уровня шумов. Имитация работы системы связи в таком режиме показала, что предложенные алгоритмы позволяют обеспечивать передачу информации при отношении сигнал/шум минус 20 дБ в полосе 100 кГц. Разработанный низкоскоростной модем в отличие от всех известных, слабо чувствителен к временным сдвигам (допускает рассинхронизацию по времени до 10 и более мс) и способен синхронизоваться по сигналам точного времени без использования синхропreamбул;
- разработанная методика определения на реальной среднеширотной трассе Омск-Ногинск зависимости КИД от мощности сигнала без изменения мощности передатчика позволила получить результаты, которые хорошо согласуются с результатами имитационного моделирования трассовых испытаний OFDM модема в «хорошем» канале связи. С учетом полученных положительных результатов трассовых испытаний с использованием разработанной методики она может быть рекомендована для включения в международные стандарты по проведению трассовых испытаний OFDM модемов;
- разработанная модернизированная модель имитатора Ваттерсона и ее комбинация с физической моделью ионосферы Барабашова, позволяет производить учет импульсных, стационарных помех, проводить сравнение разработанных модемов в различных условиях распространения радиоволн, а также оценивать КИД каналов связи с учетом географических координат нахождения взаимодействующих корреспондентов;

Результаты и выводы диссертационной работы рекомендуется использовать специалистам и организациям, занимающимся разработкой и проектированием модемов и устройств цифровой обработки сигналов, предназначенных для организации как высокоскоростной, так и высоконадежной, энергетически скрытной связи с подвижными объектами.

Список литературы

1. Аболищ А.И. Системы спутниковой связи. Основы структурно-параметрической теории и эффективность. Москва: ИТИС, 2004. 426 с.
2. Высоцкий Г. Телеспутник 2013. URL: www.telesputnik.ru/archive/pdf/210/10.pdf (дата обращения: 18.10.15).
3. Строгов С. Перспективные системы спутниковой связи военного назначения ведущих зарубежных стран // Зарубежное военное обозрение. 2009. № 5. С. 50-58.
4. Малашенко А.Е., Погорянский А.Г., Чучелимов В.И. Многофункциональная система персональной спутниковой связи «Гонец» // Морские исследования и технологии изучения природы мирового океана. 2005. № 1.
5. Березовский В.А., Дулькейт И.В., Савицкий О.К. Современная дециметровая радиосвязь. Оборудование, системы и комплексы. Радиотехника, 2011.
6. Калинин А.Н. Каналы коротковолновой радиосвязи с повышенной надёжностью передачи данных для мониторинговой системы автотранспорта // Какой автомобиль нужен России? Материалы 69-й международной научно-технической конференции ассоциации автомобильных инженеров. 2009. С. 244-248.
7. Калинин А.Н. Высокнадёжный модем для коротковолновой радиосвязи // Омский регион - месторождение возможностей: материалы II региональной молодёжной научно - технической конференции. 2011. С. 118-119.
8. Комарович В. Ф., Романенко В. Г. КВ радиосвязь. состояние и направления развития URL: <http://www.qrz.ru/books/books/hf/hf03.shtml> (дата обращения: 26.05.2015).
9. Богданов А.В., Пукса Д.О., Романов Ю.В., Фомин В.В. Аппаратура перспективных комплексов профессиональной КВ радиосвязи, радиопередающие устройства, радиомодемы // Международная научно-

техническая конференция «Радиотехника, электроника и связь», ВГТТВ – Омск, 2011. С. 76-81.

10. Богданов А.В., Кузлякина С.И., Пукса Д.О., Романов Ю.В. Об оптимизации требований к передающим комплексам радиолиний высокоскоростной передачи данных диапазона ДКМВ // Успехи современной радиоэлектроники. 2011. № 7. С. 10-16.

11. Лузан Ю.С., Хмырова Н.П. Адаптивная радиосвязь в ДКМ диапазоне частот. Современное состояние и тенденции развития // Техника радиосвязи. 2008. № 13. С. 3-24.

12. Романов Ю.В. О некоторых типичных ошибках построения систем высокоскоростной КВ радиосвязи // Техника радиосвязи. 2012. № 18.

13. ITU-R Rec. F.1487. Testing of HF Modems with Bandwidths of Up to about 12 kHz Using Ionospheric Channel Simulators. Geneva. 2000.

14. Пукса Д.О., Жданеев М.С. Опыт разработки программного имитатора кв канала с шириной полосы пропускания до 40 кГц // Сборник докладов II Международной научно-технической конференции Радиотехника, электроника и связь РЭИС-2013. 2013. С. 79-84.

15. STANAG 4285, Characteristics of 1200/2400/3600 bits per second single tone modulators/demodulators for HF radio links // North Atlantic treaty organization. 1989.

16. Furman W.N., Nieto.J.W. Understanding HF channel simulator requirements in order to reduce HF modem performance measurement variability // Proc. 6th Nordic Shortwave Conference. 2001.

17. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов. СПб: Питер. 608 с.

18. Землянов И.С., Зачатейский Д.Е., Юрьев А.Н. Об одной возможности реализации модели Ваттерсона // Техника радиосвязи. 2011. С. 91-112.

19. Землянов И.С., Зачатейский Д.Е., Юрьев А.Н. Об одной возможности реализации модели Ваттерсона // Международная научно-техническая конференция «РЭИС». Июль 2011. С. 110-121.

20. Будылдина Н.В., Трухин М.П. Компьютерный генератор моделей помех в телекоммуникациях // Международная выставка и форум телеком. Мобильная и фиксированная связь. 2014. URL: <http://cyberleninka.ru/article/n/kompyuternyy-generator-modeley-pomeh-v-telekommunikatsiyah> (дата обращения: 18.11.2015).
21. Хазан В.Л. Методы и средства проектирования каналов декаметровой радиосвязи. Диссертация на соискание учёной степени доктора технических наук. Москва, 2009.
22. Зачатейский Д.Е., Землянов И.С., Мазаев С.О., Хазан В.Л., Юрьев А.Н. Компьютерный имитатор трассовых испытаний коротковолновых систем радиосвязи // Сборник докладов II Международной научно-технической конференции «Радиотехника, электроника и связь «РЭИС-2013», октябрь 2013. С. 195-201.
23. Баранник А.П., Хазан В.Л. Исследование зависимости надежности связи от загрузки КВ диапазона станционными помехами // Техника средств связи, Т. Серия ТРС. 1980. № 10(28). С. 75-77.
24. Хмельницкий Е.А. Оценка реальной помехозащищенности приема сигналов в КВ диапазоне. М.: Связь, 1975. 232 с..
25. Юрьев А.Н., Петухов Е.В., Землянов И.С., Земляков Е.А. Прогнозирование ионосферного распространения радиоволн на основе результатов ионосферного зондирования // Техника радиосвязи. 2009. № 14. С. 47-61.
26. Барабашов Б.Г., Анишин М.М. Программный комплекс прогнозирования траекторных и энергетических характеристик радиоканалов диапазона 2-30 МГц «Трасса» (часть 1) // Техника радиосвязи. 2013. № 1(19). С. 25-34.
27. Barabashov B. G., Anishin M. M., and Pelevin O. Y. Mathematical space-time model of a sky wave radio field // Radio Science. 2006. № 41. P. 25-34.

28. Barabashov B. G., Anishin M. M., and Pelevin O. Y. Simulation Model of Ionospheric Radiochannel HF Field // The 10th IET conference on ionospheric radio systems and techniques. 2006. P. 78-80.
29. Watterson C.C., Juroshek J.R., Bensema W.D. Experimental Confirmation of an HF Channel Model // IEEE Trans. Comm. Techol. December 1970. № 18. P. 792-803.
30. Коноплёва Е.Н. Надёжность связи и необходимые отношения сигнал/помеха в канале радиосвязи на коротких волнах // Электросвязь. 1964. № 5.
31. Коноплёва Е.Н. О расчете надежности радиосвязи на коротких волнах. //Электросвязь. 1967. № 11. С. 36-38.
32. Иванов В. А., Рябова Н.В., Рябова М.И. Канальный ионозонд для определения помехоустойчивых узкополосных радиоканалов // Инновационные разработки вузовской науки – Российской экономике: сб. статей. Йошкар-Ола, 2008. С. 90-95.
33. Царев И.Е. Имитационное моделирование канального ионозонда ДКМ диапазона // Сборник трудов научной конференции профессорско-преподавательского состава, докторантов, аспирантов и студентов Марийского государственного технического университета. 2007.
34. Иванов В.А., Иванов Д.В., Рябова Н.В. Функция рассеяния ионосферных каналов высокочастотной связи // Радиолокация, навигация, связь (RLNC). 2009. №. 2. 647 с.
35. Иванов В.А., Рябова Н.В., Царев И.Е. Диагностика функции рассеяния декаметровых узкополосных стохастических радиоканалов // Радиотехника и электроника. 2009. Т. 55, № 3. С. 1-7.
36. Иванов В.А., Рябова Н.В., Царев И.Е. Канальный зонд для исследования функций рассеяния ионосферных ВЧ радиоканалов // Труды симпозиума XXII-ой Всероссийской научной конференции «Распространение радиоволн». сентябрь 2008. №. 2. с 45-48.

37. Николаев Б.И., Салтыков О.В. Сравнение способов оценивания импульсной характеристики многолучевого радиоканала // Информатика, радиотехника, связь: Сборник трудов учёных Поволжья. 2001. №. 6. С. 10-13.
38. Салтыков О.В. Измерение импульсной характеристики КВ канала для демодуляции сигналов // Техника радиосвязи. 2001. №. 6. С. 3-15.
39. Николаев Б.И. Последовательная передача дискретных сообщений по непрерывным каналам с памятью. Москва: Радио и связь, 1988. 264 с..
40. Ануфриев И.Е., Смирнов А.Б., Смирнова Е.Н. MATLAB 7. Санкт Петербург: БХВ-Петербург, 2005. 1104 с.
41. Лоу А.М., Кельтон В.Д. Имитационное моделирование. 3-е-е изд. СПб: Киев, 2004. 847 с.
42. Быков В.В. Цифровое моделирование в статистической радиотехнике. Москва: Сов. радио, 1971. 327 с.
43. Rohling H. OFDM: Concepts for Future Communication Systems, Signals and Communication Technology // Вэб Сайт Шанхайского университета. URL: <http://course.sdu.edu.cn/G2S/eWebEditor/uploadfile20130116111515571.pdf> (дата обращения: 18.10.2015).
44. Уиппл Д. Концепция ортогонального частотного разделения каналов URL: <http://www.russianelectronics.ru/developer-r/review/2187/doc/50176/> (дата обращения: 26.05.2014).
45. Стандарт MIL-STD-188-110C // Радиосканер. 2011. URL: <http://www.radioscanner.ru/files/systems/file13718/> (дата обращения: 18.10.2015).
46. Землянов И.С.. Высокоскоростной модем для передачи дискретных сообщений по декаметровому каналу связи // III Региональная молодёжная научно-техническая конференция "Омский регион - месторождение возможностей!" Омск. 2012.
47. Бочков И.Г., Доброхотов А.В., Дулькейт И.В., Землянов И.С., Мотин О.В., Хазан В.Л. Исследование влияния характеристик декаметрового канала радиосвязи на скорость передачи данных. Труды 4-го ЦНИИ МО РФ (Научно-

исследовательский центр авиационной техники и вооружения, 6 НИУ) вып. 110, ч. 1, «Эффективность автоматизированных систем управления авиацией, систем связи и РТО». Ногинск, – 2014 г. - С. 26-33.

48. Окунев Ю. Воспоминания и размышления к 50-летию ЛПДИ – Научно-исследовательской Лаборатории Передачи Дискретной Информации С.-Петербургского университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича. URL: publications.yuriokunev.com/essays/ru/LPDI_50.pdf (дата обращения: 18.10.2015).

49. MC-5 (MS-5), первый отечественный OFDM-модем // Радиосканер. URL: signals.radioscanner.ru/base/signal253/ (дата обращения: 18.10.2015).

50. Langton C. Ortogonal Frequency Division Multiplexing. –Intuitive Guide to priciples of communications. URL: home.iitj.ac.in/~ramana/ofdm-tutorial.pdf (дата обращения: 18.10.2015).

51. Prassad R. OFDM for Wireless Communication Systems. Saltzberg: Hardcover, 2004. 280 pp.

52. Prassad R., Van Nee R.D. OFDM Wireless Multimedia Communications. Norwood: Artech House, 2000. 204 pp.

53. Sari H., Karam G., Jeanclaude I. Transmission Techniques for Digital Terrestrial TV Broadcasting // IEEE Communications Magazine. 1995. Vol. 6, No. 33. P. 100-109.

54. Sari H., Karam G. Orthogonal frequency-division multiple access and its application to CATV networks // Eur. Trans. Telecommun. 1998. Vol. 6, No. 9. P. 507-517.

55. Елисеев С. Н. Исследование линейных алгоритмов и устройств цифровой обработки сигналов в системах связи и звукового вещания. Диссертация на соискание учёной степени кандидата технических наук. Самара, 2002.

56. Елисеев С.Н., Бузов А.Л., Носов Н.А. Региональное вещание - оригинальный вариант // Телекоммуникационное поле регионов. 1998. № 3. С. 15-17.

57. Зубарев Ю.Б., Витязев В.В., Дворкович В.П. Цифровая обработка сигналов - информатика реального времени // Цифровая обработка сигналов. 1999. № 1. С. 5-17.
58. Мишенков С.Л. Исследование и развитие систем звукового вещания и оповещения. Диссертация на соискание учёной степени доктора технических наук в форме научного доклада. Москва, 1996.
59. Мишенков С.Л., Зелевич Е.Л., Козыровский Б.Ю., Гамаюнов Е.М., Миткалеев А.А. К вопросу о формировании концепции звукового вещания в России // 1-ая Международная конференция "Цифровая обработка сигналов и её применения". Москва, 1998. С. 111-116.
60. Pahlavan K., Zahedi A., Krishnamurthy P. Wideband Local Access: Wireless LAN and Wireless ATM // IEEE Communications Magazine. 1997. Vol. 11, No 35. P. 34-40.
61. Software Defined Radio Forum Contribution. SDR Forum Document SDRF-02-1-0041-V0.00,-p.1-27.
62. Terry J., Heiskala J. OFDM Wireless LANs: A Theoretical and Practical Guide. Helsinki: Paperback, 2001. 336 pp.
63. Заездного А.М., Окунева Ю.Б., редактор. Аппаратура передачи дискретной информации МС-5. Москва: Связь, 1970. 151 с.
64. Дощанов Е.Х., Землянов И.С. Влияние переходной характеристики передающего устройства на помехоустойчивость OFDM модема // XX Международная научно - техническая конференция "Радиолокация навигация связь". Воронеж, 2014. С. 737-746.
65. Корсукова А.А., Землянов И.С., Хазан В.Л. Оценка эффективности метода предсказаний сигнала для увеличения динамического диапазона передающего устройства // Техника радиосвязи. 2013. № 1.
66. Корсукова А.А., Землянов И.С., Хазан В.Л. Оценка увеличения динамического диапазона передающего устройства при использовании предсказаний по методу определения обратной функции проходной характеристики усилительного тракта на примере безынерционных моделей

усилительного тракта // Сборник научных статей по итогам международной заочной научно-практической конференции "Реалии и перспективы в экономике, управлении проектами, педагогике, праве, природопользовании, социологии, медицине».

67. Байдан И.Е., Гинзбург В.В., Рахович Л.М., Караваев В.С. Адаптивное устройство тактовой синхронизации // Техника проводной связи. 1978. № 6.
68. Гиршов В.С. Допустимое значение частотной нестабильности аппаратуры магистральной КВ радиосвязи // Труды ЛЭИС. 1974. С. 88-94.
69. Курицын С.А., Валерианов В.И. Оптимальный адаптивный приём многоканальных сигналов // Техника средств связи, №2 Техника проводной связи. 1984. С. 34-39.
70. Barbarossa S., Pompili M., Giannakis G.B. Channel-Independent Synchronization of Orthogonal Frequency Division Multiple Access Systems // IEEE Journal on selected areas of communications. 2002. Vol. 20, No 2. P. 474-486.
71. Moose P.H. A Technique for Orthogonal Frequency Division Multiplexing Frequency Offset Correction // IEEE Trans, on Commun. 1994. Vol. 42, No 10. P. 2908-2914.
72. Morelli M., Mengali U. An improved frequency offset estimator for OFDM applications // IEEE Commun. Lett. March 1999. Vol. 3. P. 11-15.
73. Roh H., Cheun K., Park J. An MMSE fine carrier frequency synchronization algorithm for OFDM systems // IEEE Trans. Consumer Electron. Aug. 1997. No 43. P. 761-766.
74. Van De Beek J.J., Sandell M., Borjesson P.O. ML Estimation of Time and Frequency Offset in OFDM Systems // IEEE Transactions on Signal Processing. 1997. Vol. 7, No 45. P. 1800-1805.
75. Венскаускас К.К., Дмитриев В.М., Елагин А.В. Испытания многоканального модема в радиоканалах диапазона декаметровых волн // Электросвязь. 1983. № 5. С. 23-28.
76. Гинзбург В.В., Гиршов В.С., Окунев Ю.Б. Использование многоканальных модемов для высокоскоростной передачи дискретной

информации по проводным каналам связи // Электросвязь. 1984. № 10. С. 12-19.

77. Daffarando F., Adami G. A new frequency detector for orthogonal multicarrier transmission techniques // Proc. IEEE Vehicular Technology Conf. 1995. P. 804-809.

78. Liu H., Tureli U. A high-efficiency carrier estimator for OFDM communication // IEEE Commun.Lett. Apr. 1998. No 2. P. 102-106.

79. Stanchev B., Fettweis G. Burst Synchronization for OFDM-based Cellular Systems with Separate Signaling Channel // In Proc. of the Vehicular Technology Conference. Ottawa. 1998. P. 197-224.

80. Маслов Е.С. Разработка и исследование методики и алгоритмов оценки и восстановления параметров OFDM сигнала в системах радиосвязи и радиовещания. Диссертация на соискание учёной степени кандидата технических наук. Самара, 2005.

81. Бабинцев Е.С., Лянгузов К.А. Структурная скрытность сложного сигнала с ППРЧ // Вестник Ижевского государственного технического университета. 2007. № 3. С. 57-58.

82. Федчун А.А. Способы формирования OFDM радиосигнала 2010. URL: jre.cplire.ru/mac/jan10/5/text/.pdf (дата обращения: 18.10.2015).

83. Гельгор А.Л., Попов Е.А. Система цифрового телевизионного вещания стандарта DVB-T. URL: www.cee.spbstu.ru/Polozhinstev/popov1.pdf (дата обращения: 18.10.2015).

84. Бочечка Г.С. Методы оценки канала, основанные на встраиваемых пилот-сигналах, в системах OFDM // Т-Comm. - Телекоммуникации и транспорт. 2009. № 3.

85. Долгих Д.А. Оценивание линейного фазового сдвига OFDM сигнала // Известия Томского политехнического университета. 2006 Т. 309, № 8.

86. Petrov D., Volchkov V. Orthogonal Well-Localized Weyl-Heisenberg Basis Construction and Optimization for Multicarrier Digital Communication Systems 2009. URL: jre.cplire.ru/iso/mar10/1/text.pdf (дата обращения: 18.10.2015).

87. КВ Модем для высокоскоростной передачи данных Codan 3212. URL: http://hf-ssb-transceiver.at-communication.com/at/codan_3212_hfdatamodem.html (дата обращения: 18.10.2015).
88. Barrett Communications Barrett 2020. URL: http://www.unicom.ru/dalnaya_kv_radiosvyaz/transivery/barrett_2020.html (дата обращения: 18.10.2015).
89. Радиомодем "Мистраль." URL: <http://irtysh.com.ru/catalog/special-connection/76.html> (дата обращения: 18.10.2015).
90. Радиомодем "Кедр-Н". URL: <http://www.ds22.ru/goods/1396312/> (дата обращения: 18.10.2015).
91. Коротковолновый модем SPIRIT STANAG 4539. URL: <http://www.spiritnavigation.com/atasheets/> (дата обращения: 18.10.2015).
92. Курицын С.А., Валерианов В.И. Оптимальный адаптивный приём многоканальных сигналов // Техника средств связи, №1 Техника проводной связи. 1984. С. 34-39.
93. Ahmad R., Bahai S., Burton R. Multi-Carrier Digital Communications-Theory and Applications of OFDM.-Saltzberg.: WiFi Planet,-2002. 395p.
94. Engels M. Wireless Ofdm Systems: How to Make Them Work? Saltzberg: Hardcover, 2002. 232 p.
95. Fazel K., Fettweis G. Multi-carrier Spread-Spectrum. Norwell: Kluwer Academic, 1997. 253 p.
96. Heideman, M. T.; Johnson, D. H.; Burrus, C. S. Gauss and the history of the fast Fourier transform // IEEE ASSP Magazine. 1984. No. 1. P. 14–21.
97. Danielson and Lanczos Some improvements in practical Fourier analysis and their application to x-ray scattering from liquids // Journal of the Franklin Institute. 1942. No 233. P. 365–380.
98. FAST ALGORITHMS FOR SPHERICAL HARMONIC EXPANSIONS // SIAM Journal on Scientific Computing. 2006. No. 27. P. 1903–1928.
99. Chu K., George F. Inside the FFT Black Box: Serial and Parallel Fast Fourier Transform Algorithms // CRC Press. 2000. No 16. P. 153–168.

100. Cho K., Yoon D. On the general BER expression of one- and two-dimensional amplitude modulations // IEEE Trans. Commun. 2002. No 50. P. 1074-1080.
101. On the bit-error probability of differentially encoded QPSK and offset QPSK in the presence of carrier synchronization // IEEE Trans. Commun. 2006. No 54. P. 806-812.
102. Proakis J. G. Digital Communications. McGraw-Hill, 2001.
103. Lee, P. J. Computation of the bit error rate of coherent M-ary PSK with Gray code bit mapping // IEEE Trans. Commun. 1986. No 34. P. 488-491.
104. Хазан В.Л., Дулькейт И.В., Землянов И.С., Чашин Е.А. Методы повышения скорости передачи данных в системах коротковолновой радиосвязи // Динамика систем, механизмов, машин. 2014. № 4. С. 59-65.
105. Hazan V.L., Dulkeyt I.V., Zemlyanov I.S., Chaschin E.A. Methods to improve the speed of data transmission in HF communication system // IEEE Dynamics of Systems, Mechanisms and Mechines (Dynamics). 2014. URL: ieeexplore.ieee.org/xpl/articleDetails.jsp?tp=&arnumber=7005660&queryText%3DMethods+to+improve+the+speed+of+data+trnsmission+in+HF+communication+system (дата обращения: 18.10.2015).
106. Акчурин Э.А. Оптимизация обработки сигналов путём модульной структуризации // Радио и связь. 2000. С. 331.
107. Stanchev B., Fettweis G. Burst Synchronization for OFDM-based Cellular Systems with Separate Signaling Channel // In Proc. of the Vehicular Technology Conference. Ottawa, 1998. P. 197-224.
108. И.С. Землянов И.С., А.Н. Калинин, А.В. Лушпай Сравнительный анализ способов синхронизации систем связи, использующих АБС сигнал // Международная научно-техническая конференция RLNC-2012 «Радиолокация, Навигация, Связь». Воронеж, 2012. Т. 1. С. 542-553.
109. Сергиенко А.Б. Цифровая связь. СПб: СЗСПбГЭТУ "ЛЭТИ". 2012. 164 с.

110. Бакулин М.Г., Крейнделин В.Б., Шлома А.М., Шумов А.П. Технология OFDM. 2015. 360 с.
111. Бочков Г.Н., Горохов К.В., Колобков А.В. Слепая синхронизация OFDM-сигналов в многолучевых каналах на основе временных и частотных защитных интервалов // Известия вузов. Радиофизика. 2013. Т. 56, № 3. С. 184-205.
112. Карташевский В.Г. Обработка пространственно-временных сигналов в каналах с памятью. Москва: Радио и связь, 2000. 272 с.
113. Кловский Д.Д. Передача дискретных сообщений по радиоканалам. 2-е-е изд. Москва: Радио и связь, 1982. 304 с.
114. Dulkey I.V., Zemlyanov I.S., Svistunov G.V. Frequency synchronization technique for OFDM signals // 2015 INTERNATIONAL SIBERIAN CONFERENCE ON CONTROL AND COMMUNICATIONS. OMSK, 2015.
115. Землянов И.С., Дощанов Е.Х. Алгоритм частотной синхронизации для OFDM // Доклады научного семинара "Современные проблемы радиофизики и радиотехники. Омск, 2015.
116. Головин О.В., Простов С.П. Системы и устройства коротковолновой радиосвязи. Москва: Горячая линия-Телеком, 2006. 598 с.
117. Комарович В.Ф., Сосунов В.Н. Случайные радиопомехи и надежность КВ связи. Москва: Связь, 1977.
118. MIL-STD-188-141 B. Interoperability and performance standards for medium and high frequency radio systems, Department of defense interface standard, Standard 1999.
119. GLOBAL Link/HF, Technical Experts Meeting, Moscow, HF DATA Link 1996.
120. ARINC Characteristics 753-3, HF Data Link System, Standard 2001.
121. Дулькейт И.В., Зачатейский Д.Е., Землянов И.С., Максимов А.А., Юрьев А.Н. Адаптивные системы ПВ/КВ радиосвязи, как способ повышения безопасности мореплавания // Проблемы развития корабельного вооружения и судового радиоэлектронного оборудования. 201. № 2. С. 80 - 87.

122. КВ трансивер Codan Envoy. URL: http://hf-ssb-transceiver.at-communication.com/codan/hf_ssb_transceiver_codan_envoy_sdr_software-defined-radio.html (дата обращения: 18.10.2015).
123. Otnes R. Improved receivers for digital high frequency communications, Norwegian University of Science and Technology, requirements for the degree of doktor ingenier department of telecommunications Faculty of Information Technology, Mathematics and Electrical Engineering. 2002.
124. А.Н. Юрьев, Б.Н. Ярошевич. Способ дуплексного радиообмена телефонными сигналами // Патент РФ № 2208910, приоритет от 23.02.2000.
125. Юрьев А.Н., Хазан В.Л. Способ зоновой дуплексной связи с временным разнесением каналов приема и передачи, Патент РФ 2507683, 2012.
126. Юрьев А.Н., Землянов И.С. Имитационное моделирование канального ионозонда ДКМ диапазона // Сборник трудов научной конференции профессорско-преподавательского состава, докторантов, аспирантов и студентов Марийского государственного технического университета, 2007.
127. Юрьев А.Н., Землянов И.С. Организация дуплексной телефонной связи с использованием КВ трансиверов // Наука образование бизнес материалы региональной научно-практической конференции. 2011. 346 с.
128. Вокодеры 600–7200 бит/с [Электронный ресурс] // Разработки Центра ЦОС СПб ГУТ: [сайт]. URL: <http://www.dsp.sut.ru> (дата обращения: 18.10.2015).
129. Изделие УПС-4,8 КВ, ОАО «ПНИЭИ». Руководство по эксплуатации РИВУ.465636.022 РЭ, Пенза.
130. Zolotarev V.V., Ovechkin G.V., Shevlyakov D.A. The Performance of Multithreshold Decoder over Fading Channels // 2015 INTERNATIONAL SIBERIAN CONFERENCE ON CONTROL AND COMMUNICATIONS. Omsk, 2015.
131. ГОСТ Р 51820-2001 «Устройства преобразования сигналов для радиоканалов тональной частоты. Типы, технические характеристики и параметры сопряжения».

132. Gregory J., Nelson R. MIL-STD-188-110C Appendix D Digital Voice Data Rate Performance, Rockwell Collins.
133. Юрьев А.Н., Землянов И.С. Выбор сигнально-кодовой конструкции для цифровых КВ систем связи с временным разнесением приема и передачи // Техника радиосвязи. 2015. № 4.
134. Борисов В.И. Помехоустойчивость систем радиосвязи с расширением спектра сигналов модуляцией несущей псевдослучайной последовательностью. М.: Радио и связь, 2003.
135. Финк Л.М. Теория передачи дискретных сообщений / Л.М. Финк. М.: Сов. радио, 1970. 728 с.
136. Альтман Е.А. Система скрытой передачи информации на базе квазиортогональных сигналов // Успехи современной радиоэлектроники. 2012. № 11.
137. Иванов В.А. Основы радиотехнических систем ДКМ диапазона. Йошкар - Ола: МарГТУ, 1998. 204 с.
138. Жодзишский М.И. редактор. Цифровые радиоприемные системы. Москва: Радио и связь, 1990. 208 с.
139. Hazan V.L., Sorokin S.D., Svistunov G.V. Method for estimating confidence intervals of the probability positive results in experiments // 2015 INTERNATIONAL SIBERIAN CONFERENCE ON CONTROL AND COMMUNICATIONS, 2015.