

Публичное акционерное общество «Российский институт мощного радиостроения»

На правах рукописи



СМАЛЬ МИХАИЛ СЕРГЕЕВИЧ

БЕСТЕСТОВЫЕ СПОСОБЫ ОЦЕНИВАНИЯ СОСТОЯНИЯ КОРОТКОВОЛНОВОГО  
РАДИОКАНАЛА В АДАПТИВНЫХ РАДИОЛИНИЯХ

Специальность: 05.12.13

«Системы, сети и устройства телекоммуникаций»

Диссертация на соискание ученой степени

кандидата технических наук

Научный руководитель

Доктор технических наук, доцент

Лобов Сергей Александрович

Санкт-Петербург – 2017 г.

## ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	4
1. РОЛЬ И МЕСТО ОЦЕНИВАНИЯ СОСТОЯНИЯ РАДИОКАНАЛА В ЗАДАЧЕ АДАПТИВНОГО УПРАВЛЕНИЯ РАДИОЛИНИЕЙ.....	11
1.1. Особенности передачи и приёма сообщений в коротковолновом диапазоне.....	11
1.2. Адаптивные радиолинии передачи данных.....	13
1.3. Задача адаптивного управления радиолинией.....	16
1.4. Обзор существующих способов оценивания состояния радиоканала.....	19
1.5. Постановка задачи исследования.....	24
1.6. Выводы.....	26
2. СПОСОБЫ ОЦЕНИВАНИЯ СОСТОЯНИЯ НЕПРЕРЫВНОГО КАНАЛА РАДИОСВЯЗИ.....	28
2.1. Оценивание вероятности ошибки на бит (ВОБ) для различных статистических моделей каналов связи.....	30
2.2. Способ оценивания отношения сигнал/помеха (ОСП) на длительности отрезка гармонического колебания.....	34
2.3. Способ оценивания ОСП при использовании сигналов с двухпозиционной фазовой модуляцией.....	38
2.4. Способ оценивания ОСП по восстановленной модели плотности распределения разницы фаз.....	45
2.5. Способ оценивания параметров адаптивно выбираемой статистической модели канала.....	50
2.6. Способ оценивания ВОБ для повышенной позиционности модуляции.....	58
2.7. Способ оценивания ВОБ для различной длительности защитных интервалов.....	64
2.8. Выводы.....	71
3. СПОСОБЫ ОЦЕНИВАНИЯ СОСТОЯНИЯ ДИСКРЕТНОГО КАНАЛА РАДИОСВЯЗИ.....	72
3.1. Способ оценивания ВОБ при использовании проверочных бит четности.....	73
3.2. Способ оценивания ВОБ при использовании линейного блокового кода.....	77
3.3. Способ оценивания ВОБ при использовании блокового кода на основе спектра кода.....	89
3.4. Усовершенствованный способ оценивания ВОБ при использовании блокового кода на основе спектра кода.....	94
3.5. Способ оценивания ВОБ при использовании сверточного кода.....	100
3.6. Выводы.....	105
4. ПРИМЕНЕНИЕ СПОСОБОВ ОЦЕНИВАНИЯ СОСТОЯНИЯ КАНАЛА РАДИОСВЯЗИ.....	106
4.1. Условия, ограничения и рекомендации использования предлагаемых способов.....	106
4.2. Применение способов оценивания ОСП для установления тактовой синхронизации.....	108
4.3. Применение способов оценивания ВОБ для установления цикловой кодовой синхронизации.....	113
4.4. Выбор наиболее эффективных сигнально-кодовых конструкций в процессе управления на основе оценок состояния канала радиосвязи.....	119

4.5. Результаты трассовых испытаний .....	126
4.6. Выводы .....	129
ЗАКЛЮЧЕНИЕ .....	130
СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ .....	132
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	133
ПРИЛОЖЕНИЕ А. АКТ О РЕАЛИЗАЦИИ НАУЧНЫХ РЕЗУЛЬТАТОВ .....	145
ПРИЛОЖЕНИЕ Б. АКТ О РЕАЛИЗАЦИИ НАУЧНЫХ РЕЗУЛЬТАТОВ.....	147

## ВВЕДЕНИЕ

### **Актуальность темы исследования.**

В настоящее время одним из активно развивающихся направлений в коротковолновой (КВ) радиосвязи являются адаптивные радиолинии передачи данных, которые автоматически приспособляются к изменяющимся условиям распространения радиоволн и помеховой обстановке. Такие радиолинии, в отличие от неадаптивных, позволяют значительно сократить время вхождения в связь, достичь требуемой достоверности переданных сообщений, увеличить длительность бесперебойной работы, обеспечить эффективное использование частотно-временного ресурса, что, в конечном счете, позволяет рассматривать КВ канал уже не просто как канал для общения между двумя операторами (лицами), а как полноценный канал передачи данных, являющийся основным элементом подсистемы передачи данных различных автоматизированных систем. Такой подход позволяет с помощью коротковолновых радиолиний обеспечить решение новых задач, в том числе в военной области, где такая связь продолжает занимать важное место. Кроме того, показательно, что всё чаще для обслуживания удаленных гражданских объектов в труднодоступных местах применяются КВ радиолинии, как в резервной, так и в основной роли. Главными причинами актуальности данного рода связи являются: возможность организации связи между двумя удалёнными абонентами (как стационарными, так и мобильными) на расстояния до 4000 км (а в некоторых случаях и более) без использования промежуточных ретрансляторов и при различных мощностях передающих устройств (от единиц Вт до сотен кВт), низкая стоимость создания и обслуживания, меньшая сложность развертывания, а также возможность полного контроля оборудования и инфраструктурная независимость конечных пользователей от стороннего оборудования.

Одной из основных задач, возникающих при функционировании таких радиолиний, вследствие их нестационарности, то есть непостоянстве параметров, является оценивание состояния радиоканала и своевременное реагирование на его изменение. Сложность задачи состоит в том, что контроль должен осуществляться непрерывно, а получаемые оценки должны быть достаточно точными и получены за минимальное время.

Достаточно часто в настоящее время для оценки состояния используют тестовые сигналы и последовательности. Однако, такой подход не является рациональным, так как появляющаяся дополнительная избыточность и разрывы связи могут значительно снизить среднюю информационную скорость. Поэтому, чтобы избежать указанных недостатков, желательно производить оценку без использования тестовых сигналов или известных последовательностей.

Возможным решением данной задачи является применение таких способов оценивания состояния, которые позволяют получить необходимые величины путем анализа принимаемого

информационного сигнала. Следует отметить, что, вследствие развития теории сигналов и помехоустойчивого кодирования, появились возможности создания самых различных сигнально-кодовых конструкций (СКК), оптимальных для конкретных условий. Кроме того, развитие вычислительных средств и электронных компонентов дало возможность применения данных СКК в реальной аппаратуре, а также их многоуровневой и детальной обработки в режиме реального времени.

Учитывая данные факты, задача разработки бестестовых способов оценивания состояния радиоканала, которые в итоге повышают эффективность функционирования коротковолновых радиолиний передачи данных, является актуальной. Данная работа посвящена разработке и исследованию указанных способов.

### **Степень разработанности темы исследования.**

Задача оценивания состояния радиоканала возникла одновременно с появлением радиолиний. Тогда же появились первые методы оценивания. Часто такие методы носили субъективный характер и решение принимал оператор. Однако, по мере совершенствования принципов функционирования и самого оборудования, применяемые методы приходилось совершенствовать или же разрабатывать новые. Особый переломный момент наступил, когда на смену аналоговым радиолиниям пришли цифровые. В этот момент стало очевидно, что задача оценивания состояния должна решаться автоматически. Наконец, появление адаптивных радиолиний окончательно подтвердило всю значимость в оборудовании подсистем оценивания состояния радиоканала. Стало ясно, что получаемые оценки должны быть основой для принятия решений, так как только в этом случае удастся более эффективно использовать все возможности аппаратуры, канала и частотно-временного ресурса.

На сегодняшний день многие отечественные и зарубежные производители занимаются разработкой и производством оборудования для создания адаптивных радиолиний передачи данных. Среди отечественных ведущих разработчиков и производителей оборудования для коротковолновых радиолиний стоит отметить следующих: ПАО «РИМР» (г. Санкт-Петербург), ОАО НИИ АСикС «Нептун» (г. Санкт-Петербург), НПО ФГУП «Импульс» (г. Санкт-Петербург), ОАО ОНИИП (г. Омск), ОмПО «Иртыш» (г. Омск), СОНИИР и филиал ФГУП НИИР – СОНИИР, (г. Самара), ОАО «Концерн «Созвездие» (г. Воронеж), ООО «НПФ «СпектрСофт» (г. Воронеж), ПНИЭИ, (г. Пенза), НПП «Полет» (г. Нижний Новгород).

Основными разработчиками профессионального оборудования за рубежом являются: Rockwell Collins (США), DRS Technologies (США), Harris Corporation (США), Codan (Австралия), Barrett (Австралия), Rohde & Schwarz (Германия), Telefunken (Германия), Thales Group (Франция), Icom (Япония), Tadiran (Израиль), Rapid Mobile (ЮАР).

Любое разрабатываемое оборудование работает в соответствии со своим заранее заложенным протоколом. Именно поэтому методы оценивания состояния радиоканала внесены в такие документы. Однако, сложность заключается в том, что некоторые документы остаются недоступными, так как часто вся радиолиния целиком разрабатывается только одним разработчиком.

Во время создания нового оборудования каждый разработчик был вынужден искать подходящие способы оценки либо же разрабатывать новые. Таким образом, в процессе развития коротковолновых радиолиний были разработаны различные подходы для решения задачи оценивания состояния радиоканала. Наиболее значительный вклад в разработку таких методов внесли: В. П. Шувалов, В. Е. Бухвинер, Е. В. Митряев, Ю. Г. Ростовцев, Ю. П. Рышков, С. Е. Фалькович, Л. П. Коричнев, И. Т. Рожков, О. В. Головин, С. Beaulieu, M. Rice.

Вопросам оценивания состояния канала связи посвящены диссертации В. С. Антошевского [4], А. В. Бобровского [9], Г. Х. Гарскова [13], А. В. Колесникова [46], Ю. В. Мартынова [62], Е. А. Мининой [63], П. И. Трекущенко [111] и др.

Анализ публикаций и выполненных диссертационных работ показал, что существующие методы оценивания можно условно разделить по типу используемого сигнала на тестовые и бестестовые, а по объекту анализа на те, что анализируют непрерывный канал (то есть, принимаемый сигнал) и те, что анализируют дискретный канал (то есть, принимаемые биты сообщения).

В качестве основного показателя, характеризующего состояние радиоканала, с точки зрения цифровых систем передачи данных часто используется величина вероятности ошибки на бит (ВОБ). Следует отметить, что подавляющее число методов оценки состояния непрерывного канала сводятся к оцениванию величины отношения сигнал/помеха (ОСП). Однако, такая оценка является состоятельной только лишь для каналов с постоянными параметрами. В меньшей степени распространёнными являются способы оценивания параметров канала при наличии замираний. Кроме того, для реальных радиоканалов в должном объеме не рассматривалась задача оценки состояния при наличии в приемной аппаратуре системы автоматической регулировки усиления, которая присутствует практически в любом комплексе. Также стоит отметить, что при анализе был выявлен недостаточный уровень развития способов оценивания ВОБ при использовании помехоустойчивого кодирования, несмотря на то, что постановка вопроса, теоретические выкладки и некоторые выражения были получены. Особо необходимо подчеркнуть низкий уровень обоснования правил использования полученных оценок состояния канала, которые чаще всего сводятся к пороговым схемам, при этом задача выбора порога, являющаяся порой с теоретической точки зрения одной из наиболее острых, практически не рассматривается.

### **Цели и задачи.**

Целью настоящей работы является повышение эффективности многопараметрических адаптивных коротковолновых радиолиний передачи данных за счет использования бестестовых способов оценивания состояния радиоканала.

Основной научной задачей является разработка бестестовых способов оценивания состояния коротковолнового радиоканала и практических рекомендаций по их использованию.

Для достижения цели необходимо решить следующие частные задачи:

1. Разработать бестестовые способы оценивания параметров статистической модели радиоканала как для одночастотного информационного сигнала, так и для OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) сигнала с относительной фазовой модуляцией (ОФМ)
2. Разработать бестестовые способы оценивания вероятности ошибки на бит по информационному сигналу для сигнальной конструкции другого вида, характеризующейся повышенной скоростью передачи.
3. Разработать бестестовые способы оценивания ВОб при использовании проверочных бит четности, линейных блоковых кодов и сверточного кодирования.
4. Разработать способ выбора оптимальной СКК при наличии оценок состояния радиоканала.
5. Исследовать точность предложенных способов.
6. Оценить эффективность предложенных способов
7. Привести условия, ограничения и рекомендации использования предложенных способов.

**Научная новизна** полученных в диссертационной работе результатов заключается в следующем:

- разработана совокупность бестестовых способов оценки непрерывного канала;
- разработана совокупность бестестовых способов оценки дискретного канала.
- разработаны практические рекомендации по использованию способов оценки канала связи при многопараметрической адаптации;
- все разработанные способы оценки базируются на использовании информационного сигнала как непрерывного, так и дискретного и не требуют использования тестовых или служебных сигналов;
- способы ориентированы как на традиционные, так и на новые перспективные сигнально-кодовые конструкции;
- на большинство предложенных способов получены патенты РФ на изобретения или полезные модели.

**Теоретическая значимость работы** состоит в создании новых бестестовых способов оценивания состояния радиоканала, которые могут использоваться при разработке подсистем управления параметрами коротковолновых радиолиний в целях адаптации их к реальному состоянию сигнально-помеховой обстановки.

**Практическая значимость работы** состоит в промышленной применимости полученных результатов, использовании их при проведении НИОКР, а также подтверждается внедрением (Приложение А) результатов в уже принятый на снабжение автоматизированный адаптивный комплекс технических средств радиосвязи «Пирс» и разрабатываемые новые режимы его функционирования, и другие разрабатываемые перспективные коротковолновые комплексы передачи данных, в том числе для оснащения объектов МО РФ и различных гражданских объектов. Наиболее полезны такие комплексы для объектов, находящихся в удалённых или труднодоступных районах, где наблюдается явная потребность в линиях дополнительной или резервной связи, например, в северных широтах и горной местности. Предложенные способы могут повысить среднюю информационную скорость передачи данных адаптивной радиолинии при наличии динамических изменений состояния канала связи до 10 % в зависимости от условий радиосвязи и методов адаптивного управления.

#### **Методология и методы исследования.**

При решении поставленных задач в работе использовались методы теории вероятностей и математической статистики, теории информации и помехоустойчивого кодирования, теории передачи дискретных сообщений, теории статистической радиотехники, комбинаторные методы, метод численного моделирования, метод физического эксперимента.

#### **Положения, выносимые на защиту.**

1. Совокупность бестестовых способов оценивания состояния непрерывного канала, основанных на анализе принимаемого информационного сигнала и учитывающих его структуру.
2. Совокупность бестестовых способов оценивания состояния дискретного канала, основанных на анализе принимаемой информационной последовательности бит или массиве кодовых слов, возможно содержащих ошибки, и учитывающих структуру кода.
3. Практические рекомендации по использованию способов оценивания канала связи при многопараметрической адаптации и наличии нескольких потенциально возможных видов сигнально-кодовых конструкций и частот.

#### **Достоверность научных результатов.**

Достоверность полученных результатов, выводов и рекомендаций обусловлена корректной математической постановкой задачи, принятыми допущениями и ограничениями,



использованием известных математических методов и подтверждена совпадением результатов теоретических расчетов, вычислительных экспериментов и натуральных испытаний.

#### **Личный вклад автора.**

Автором лично выполнен основной объем исследований: постановка задач исследования, разработка и реализация предложенных алгоритмов в программной среде, проведение вычислительных экспериментов и натуральных испытаний, анализ и обобщение полученных результатов, сформулированы основные положения диссертации, составляющие её новизну и практическую значимость.

#### **Апробация результатов.**

Основные положения и результаты диссертационной работы докладывались на следующих научно-технических конференциях и семинарах:

1. XI, XII Всероссийские научные конференции студентов-радиофизиков СПбГУ, г. Санкт-Петербург (2007, 2008 гг.);
2. Ежегодные конференции молодых специалистов ПАО «РИМР», г. Санкт-Петербург (2008, 2009, 2011, 2014, 2015, 2016 гг.);
3. XIV, XV, XVI, XVII, XVIII Международные конференции «Цифровая обработка сигналов и ее применение» (DSPA), г. Москва (2012, 2013, 2014, 2015, 2016, 2017 гг.);
4. VI, VII, VIII, IX, X Всероссийские научно-технические конференции «Радиолокация и радиосвязь», г. Москва (2012, 2013, 2014, 2015, 2016 гг.);
5. XI, XII, XIII Российские научно-технические конференции «Новые информационные технологии в системах связи и управления», г. Калуга (2012, 2013, 2014 гг.);
6. VIII, IX Всероссийские межведомственные научные конференции «Актуальные проблемы развития технологических систем государственной охраны, специальной связи и специального информационного обеспечения», г. Орёл (2013, 2015 гг.);
7. XIX Международная научно-техническая конференция «Радиолокация, навигация, связь», г. Воронеж, 2013 г.;
8. Юбилейная научно-практическая конференция, посвященная 80-летию образования Научно-исследовательского центра телекоммуникационных технологий ВМФ и разведки НИИ ОСИС ВМФ (ВУНЦ ВМФ «Военно-морская академия»), г. Санкт-Петербург, 2012 г.;
9. Международный научно-технический семинар «Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов в инфокоммуникациях» г. Ярославль, 2013 г.

#### **Публикации.**

Основные научные результаты отражены в 63 публикациях:

12 работ в ведущих рецензируемых научно-технических журналах, входящих в перечень ВАК Минобрнауки РФ;

15 работ в материалах международных и российских конференций;

13 патентов на изобретения;

17 патентов на полезные модели;

6 работ в других изданиях.

**Объем и структура диссертации.**

Диссертационная работа состоит из введения, 4 глав, заключения, списка сокращений и условных обозначений, списка литературы, включающего 158 наименований и двух приложений. Общий объем диссертации составляет 147 страниц, включая 62 рисунка и 5 таблиц.

## **1. РОЛЬ И МЕСТО ОЦЕНИВАНИЯ СОСТОЯНИЯ РАДИОКАНАЛА В ЗАДАЧЕ АДАПТИВНОГО УПРАВЛЕНИЯ РАДИОЛИНИЕЙ**

### **1.1. Особенности передачи и приёма сообщений в коротковолновом диапазоне**

Одним из самых значимых результатов развития теории и техники радиосвязи в мире стало появление цифровых систем передачи данных. Они обеспечили связью общество, поддерживая тем самым многие отрасли деятельности и обеспечив слаженность действий. Среди задач, возникающих в процессе функционирования систем передачи данных, особой остротой отличается задача оперативной и достоверной доставки информации по радиоканалам, характеризующимся нестационарностью. Практически все реальные радиоканалы являются нестационарными. Особое место среди них занимают коротковолновые радиоканалы, позволяющие передавать сообщения практически на любые расстояния при относительно малой мощности радиопередающих устройств без промежуточных ретрансляционных станций. Вместе с тем КВ радиоканалы обладают рядом особенностей, усложняющих непосредственно передачу сообщений. Эти каналы характеризуются, как правило, ярко выраженной многолучевостью, что связано с отражением электромагнитной волны от нескольких слоев ионосферы, расположенных на различной высоте, а также наличием замираний огибающей принимаемого сигнала. Также КВ диапазон является сильно загруженным различными радиоэлектронными средствами, что делает помеховую обстановку весьма сложной.

Указанные особенности радиоканалов значительно влияют на передачу по ним сигналов и влекут за собой необходимость использования специальных мер для обеспечения решения задачи передачи данных. Рассмотрим более подробно строение ионосферы, а также каждую из особенностей коротковолновых радиоканалов и их влияние на передачу сигнала с точки зрения получателя информации.

Как известно [2; 11; 18; 90; 114], дальние КВ радиоканалы существуют благодаря наличию ионосферы на нашей планете. Ионосферой называется область атмосферы, которая простирается от высот 50-60 км до высот порядка 1000-1500 км, в которой присутствует ионизированный газ (плазма). Ионосфера существует благодаря воздействию излучения Солнца на различные газы, содержащиеся в атмосфере и магнитному полю Земли. Структура и свойства ионосферы существенно зависят от солнечной активности, изменений магнитного поля Земли, времени года, времени суток, географической широты и других факторов. Ионосферу условно разделяют на пять характерных областей. Нижнюю часть, расположенную на высоте 50-80 км, называют слоем D, на высоте 80-130 км – слоем E, на высоте 130-250 –

слоем  $F_1$ , и выше 250 км – слоем  $F_2$ . Также, иногда, в ионосфере на высотах 90-120 км наблюдают спорадический слой  $E_s$ .

Электромагнитные волны при распространении в неоднородной ионизированной среде испытывают поглощение, преломление и отражение, так, что траектория волны становится криволинейной [56; 92]. Такие эффекты в основном зависят от длины самой волны, угла излучения, электронной и ионной плотности, направления и напряжённости магнитного поля Земли в заданной точке пространства.

Отсюда становится очевидным тот факт, что связь между двумя абонентами становится возможной только в том случае, если волна (луч), излучаемая передающей антенной, после прохождения через среду распространения приходит в точку, где располагается приёмная антенна. Однако, из-за постоянного изменения состояния ионосферы, в точке приёма может наблюдаться волна с изменяющейся по времени величиной поглощения (будут наблюдаться замирания огибающей). Кроме того, в различные моменты времени в точку приёма могут приходиться лучи, имеющие различные углы излучения (отражения), а, следовательно, различные амплитуды, значения фаз и время запаздывания (будет наблюдаться многолучёвость). Также, возможно, что в точку приёма в некоторые моменты времени не придёт ни один луч.

Особо также стоит отметить, что в ионосфере часто наблюдаются перемещающиеся неоднородности электронной концентрации, которые вместе с изменениями концентрации электронов самих слоёв вызывают изменение высоты отражения падающей волны. В такие моменты времени в точке приёма наблюдаются эффекты флуктуации мощности огибающей и Доплеровское смещение несущей частоты принимаемого сигнала.

Существенное влияние на качество коротковолновой связи также оказывают шумы и помехи, присутствующие в этом диапазоне волн [47]. По происхождению помехи можно разделить на естественные и искусственные. Естественные помехи в основном вызваны грозowymi разрядами или космическим излучением. Так, например, по последним данным [134], на нашей планете каждую секунду происходит  $44 \pm 5$ , а за год примерно  $1,4 \cdot 10^9$  ударов молний. При этом, наблюдаются значительные неравномерности в плотности пространственного распределения грозовой активности. Это приводит к различным мощностям и интенсивностям этих помех в различных точках приёма. Такая импульсная помеха, несмотря на то, что максимум излучаемой энергии приходится на частоты порядка 5-10 кГц, будет присутствовать на любой выделенной частоте КВ диапазона, так как грозовой разряд является очень мощным (1-1000 ГВт) и сверхширокополосным [41; 139]. Самым же мощным источником космического излучения является Солнце, корона которого, нагретая до 1-2 млн °К, испускает короткие волны [38]. При этом, интенсивность излучения во время радиовсплесков и шумовых бурь может быть гораздо больше по сравнению с уровнем

«спокойного» Солнца. Остальное (более слабое) шумовое радиоизлучение поступает из недр Млечного пути и других галактик от других звезд. Искусственные помехи же возникают из-за излучения различных сторонних радиостанций и некоторых промышленных установок. Так, например, сегодня по некоторым оценкам [154], одних только любительских радиостанций в мире насчитывается около двух миллионов. Кроме указанных помех, на приём сообщений также негативно влияют внутренние тепловые шумы, которые всегда присутствуют в радиопередающей и радиоприёмной аппаратуре.

Необходимо также отметить, что значительное влияние на передачу и приём сообщений в КВ диапазоне оказывают характеристики используемых радиопередающих и радиоприёмных антенн. Для увеличения энергии полезного сигнала в точке приёма необходимо использовать антенны с более узкой диаграммой направленности. Однако, создание таких антенн в нижней части КВ диапазона (1,5~10 МГц) является достаточно трудной задачей. Между тем, эта часть диапазона является наиболее востребованной [15]. Это, к сожалению, приводит к снижению эффективности использования мощности РПДУ и увеличению уровня помех на входе РПУ.

## **1.2. Адаптивные радиолинии передачи данных**

В указанных выше условиях передача сообщений на фиксированной частоте с высокой скоростью и требуемой достоверностью существенно затруднена и без принятия специальных мер в большинстве случаев даже невозможна. Поэтому при организации связи по КВ радиоканалам традиционно применяется целый набор организационных и технических мер с целью повышения качества связи. В частности, среди организационных мер одной из основных является выбор рабочих частот на основании расчетов основных параметров трасс связи или зондирования ионосферы специальными сигналами. Среди технических мер такие, как использование антенных систем с высоким коэффициентом направленного действия, использование различных видов модуляции и помехоустойчивых кодов.

Таким образом, неадаптивные КВ радиолинии передачи данных являются малоперспективными, в особенности, для обеспечения работы автоматизированных систем.

Выход из создавшегося положения целесообразно искать в применении адаптивных радиолиний передачи данных, использующих для передачи сообщений радиоканалы с высоким энергетическим потенциалом, малым уровнем помех и многолучевости, а также наименьшей скоростью и глубиной замираний, которые выбираются автоматически из имеющегося общего числа выделенных радиочастот. Кроме того, адаптивные радиолинии используют сигналы, являющиеся оптимальными в сложившейся электромагнитной обстановке, коды с требуемой избыточностью и производят адаптивную коррекцию сигналов с целью компенсации искажений сигналов, возникших после прохождения по каналу.

В данной работе рассматривается в общем случае двусторонняя радиолиния между двумя корреспондентами, схема которой показана на рисунке 1.1. Такая радиолиния позволяет при наличии нескольких частот вести как симплексную (передача сигналов поочередно) передачу данных, так и дуплексную (одновременная передача сигналов).

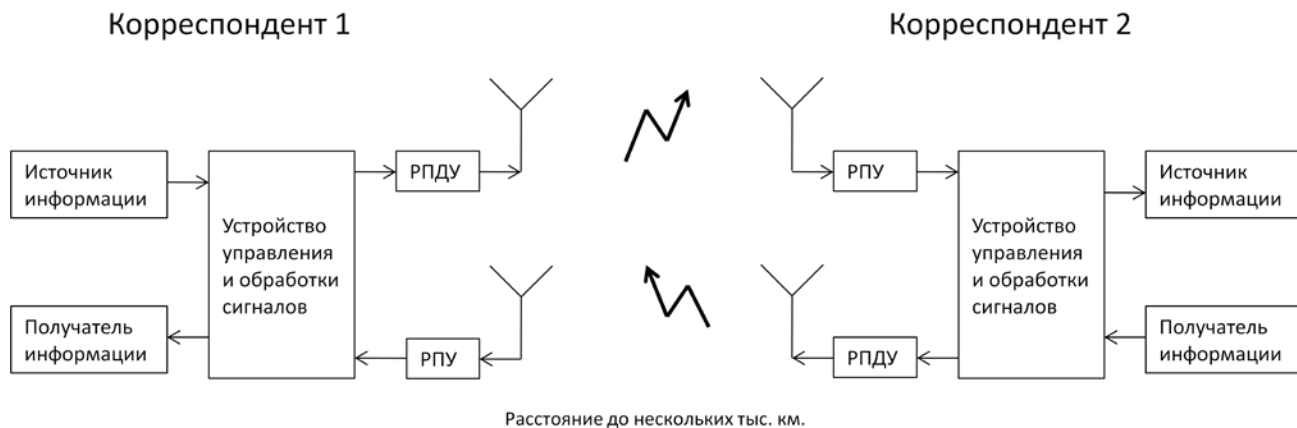


Рисунок 1.1 – Условная схема двусторонней радиолинии

Для наглядности, на рисунке 1.2 представлена упрощенная структурная схема комплекса передачи данных, имеющего контур адаптивного управления параметрами. Место устройства оценивания строго определено. Оно может получать данные непосредственно от приёмника, демодулятора или декодера. Выход устройства соединён с входом устройства формирования команд. Такая схема соединения позволяет иметь доступ к необходимым объектам анализа и влиять на формирование управляющих воздействий (команд).



Рисунок 1.2 – Упрощенная структурная схема адаптивного комплекса передачи данных

Другими словами, данная структура комплекса позволяет осуществлять оценку принимаемого сигнала, принимать решение о выборе оптимальных параметров передающей стороны противоположного корреспондента, формировать и передавать ему соответствующую команду на изменение параметров его передающей части.

Проблемам построения адаптивных систем передачи данных посвящен ряд исследований, среди которых можно выделить [20; 37; 106]. Сравнительную оценку эффективности применения различных систем, сетей и средств связи, в том числе адаптивных, можно найти в [6; 15; 42]. В целом же можно утверждать, что введение адаптации наиболее эффективно для радиолиний, которые используют для передачи данных каналы с существенным изменением характеристик во время своего непрерывного функционирования [121].

Первые отечественные адаптивные радиолинии появились в семидесятых - восьмидесятых годах прошлого столетия. При этом, аппаратура адаптации создавалась отдельно от остальных частей комплекса. В таких изделиях, как «Клен», «Вишня», «Гипотенуза», «Циклоида» и «Рубикон» [59] впервые были применены отличительные признаки адаптивных радиолиний: наличие системы автоматического установления соединения и выбора наилучших частот с оценкой их качества.

На сегодняшний день перспективными являются подходы, реализующие адаптивное изменение рабочей частоты, величины излучаемой мощности, диаграммы направленности антенны, вида информационных сигналов, помехоустойчивых кодов, длительности информационных посылок. При этом, часть из указанных подходов реализованы и внедрены в КВ радиолинии уже достаточно давно, а другие же появились совсем недавно. Так, например, процедура смены рабочей частоты стала первым шагом и отличительной особенностью адаптивных радиолиний связи. При этом, до сих пор, такая процедура считается самой действенной мерой обеспечения функционирования радиолинии при ухудшении условий приёма на текущей частоте.

Наличие контура адаптации имеет большое значение, как для низкоскоростных, так и для высокоскоростных радиолиний. Однако, его значимость возрастает с ростом возможных скоростей передачи данных.

Исторически, каждый разработчик рассматриваемых радиолиний развивал и внедрял свои собственные методы и алгоритмы функционирования. Поэтому, с течением времени появилась проблема сопряжения различных устройств. Логичным решением такой проблемы стало появление зарубежных стандартов, например, MIL-STD-188-110(A,B,C) [141], MIL-STD-188-141C(A,B,C) [142], HF DL (ARINC 635) [126], STANAG 4538 [152], которые поддерживаются соответствующей аппаратурой. В России же отечественные стандарты на автоматическое

установление и адаптивное ведение коротковолновой радиосвязи на сегодняшний день отсутствуют.

Среди отечественного оборудования ведущих производителей стоит отметить следующие адаптивные комплексы, в состав которых входит каналообразующая аппаратура: ААКТС «Пирс» (ПАО «РИМР», г. Санкт-Петербург) [36], «МКТС-1» (АО ОНИИП, г. Омск) [65], «КТС ААРС» (филиал ФГУП НИИР – СОНИИР, г. Самара) [48], «Ангара-1» и «Ангара-5» (ОАО «Егоршинский радиозавод», г. Артемовский Свердловской области), «Нептун» (АО НИИ АСиКС «Нептун», г. Санкт-Петербург) [39], «Антей» (АО «Концерн «Созвездие», г. Воронеж) [40].

Отдельно также стоит отметить отечественные КВ модемы для передачи данных и речи: «УПС-4,8КВ» и «УПС-4,8КВ-М» (ПНИЭИ, г. Пенза), «МДМ-9,6» (ОАО ОНИИП, г. Омск), «МУПС-9,6» (СОНИИР, г. Самара), «П-166 ИТК ОС», «ВИП-МК» (ООО «Инком», г. Томск), «Аккорд» (НИИ АСиКС «Нептун», г. Санкт-Петербург совместно с БСКБ «Восток», г. Барнаул), «Сверчок» (ООО «НПФ «СпектрСофт», г. Воронеж).

Среди современного зарубежного оборудования необходимо выделить: R&S M3SR Series4100 (Rohde & Schwarz, Германия), Codan 3012, 3112, 3212, RM50e HF Data modems (Codan Ltd., Австралия), MDM Q9604 (Rockwell Collins, США), RF-5800H-MP, RF-7800H-MP, AN/PRC-150(C) (Harris Corp., США), RM6, RM6-A, RM8, TC4 (Rapid Mobile, ЮАР).

### **1.3. Задача адаптивного управления радиолинией**

Как видно из приведенного в предыдущем параграфе 1.2 обзора адаптивных радиолиний, данное направление продолжает активно развиваться. Для полноценного объяснения актуальности настоящей работы необходимо детально рассмотреть некоторые принципы функционирования адаптивных систем управления.

Согласно теории управления [116], управление в широком смысле представляет собой воздействие на развитие того или иного процесса с целью придания ему желаемых свойств. Направленное воздействие осуществляет управляющая система. Касательно области радиосвязи объектом управления являются изменяемые параметры средств радиосвязи. Цель управления состоит в том, чтобы за счет управления достичь экстремального значения некоторого показателя, которого не удастся достичь при отсутствии управления. Процесс адаптивного управления радиолинией условно показан на рисунке 1.3. Особенность адаптивного управления состоит в том, что решение о выборе конкретного управляющего воздействия в заданные моменты времени осуществляются на основе полученной информации об изменении состояния физической среды распространения радиоволн. Именно только в



случае поэтапного решения таких задач, как задача получения и обработки информации о состоянии объекта, задача определения оптимальных режимов и задача использования полученных результатов в виде формирования управляющего воздействия, образуется замкнутый контур адаптации [106].



Рисунок 1.3 – Процесс адаптивного управления радиолинией

Рассмотрим классические задачи адаптивного управления параметрами радиолинии передачи данных для двух различных случаев.

Первая задача выглядит следующим образом:

*Условия и ограничения.* Имеется сообщение некоторого объема  $N$ , которое необходимо передать с достоверностью, не ниже  $P_z$  и с дополнительной временной задержкой не более, чем  $T_z$ . Имеется два вектора (набора) параметров, характеризующих радиолинию  $\vec{A}$  и  $\vec{B}$ . Один вектор ( $\vec{A}$ ) изменять можно, а другой вектор ( $\vec{B}$ ) изменять нельзя. Имеются каналы прямой и обратной связи с изменяющимися во времени состояниями. Всё сообщение делится на пакеты некоторой длины. На временной оси имеются заданные моменты времени  $t_i$  в которые возможно изменение вектора  $\vec{A}$ . За интервал времени  $(t_{i+1} - t_i)$  возможна передача одного или нескольких информационных пакетов при заданных параметрах радиолинии.

*Постановка задачи.* В этом случае оптимальное управление по критерию информационной скорости будет состоять в том, чтобы в каждый момент времени  $t_i$ , из всех

возможных состояний вектора  $\vec{A}$  выбирать такое состояние, которое обеспечивает максимум информационной скорости при вероятности потери информационного пакета не выше  $P_l$ .

*Решение задачи.* Оптимальное решение данной задачи состоит в том, чтобы:

1. в моменты времени  $t_i$  получить значения потенциальной вероятности потери информационных пакетов, которые будут переданы на интервале  $[t_i; t_{i+1}]$ ;
2. вычислить общий объем переданной полезной информации за этот интервал для всех возможных состояний вектора  $\vec{A}$ ;
3. выбрать из всех потенциально возможных состояний вектора  $\vec{A}$  такое состояние  $\vec{A}_{\text{опт}}$ , которое обеспечит максимальный объем переданной информации при вероятности потери каждого из пакетов не выше  $P_l$ ;
4. если текущее состояние вектора  $\vec{A}$  отличается от выбранного, то выработать и осуществить воздействие для изменения вектора  $\vec{A}$  чтобы перевести его из текущего состояния  $\vec{A}_{\text{тек}}$  в состояние  $\vec{A}_{\text{опт}}$ .

Вторая задача выглядит следующим образом:

*Условия и ограничения.* Имеется информационный поток от источника сообщений с постоянной информационной скоростью  $V$ , который необходимо передавать с достоверностью, не ниже  $P_z$  на интервале анализа  $T_a$  и с дополнительной временной задержкой не более чем  $T_z$ . Имеется два вектора (набора) параметров, характеризующих радиолинию  $\vec{A}$  и  $\vec{B}$ . Один вектор ( $\vec{A}$ ) изменять можно, а другой вектор ( $\vec{B}$ ) изменять нельзя. Имеются каналы прямой и обратной связи с изменяющимися во времени состояниями. На временной оси имеются заданные моменты времени  $t_i$  в которые возможно изменение вектора  $\vec{A}$ . За интервал времени  $(t_{i+1} - t_i)$  возможна передача заданного количества информации при заданных параметрах радиолинии.

*Постановка задачи.* В этом случае оптимальное управление по критерию достоверности будет состоять в том, чтобы в каждый момент времени  $t_i$ , из всех возможных состояний вектора  $\vec{A}$  выбирать такое состояние, которое обеспечивает достоверность информационного потока не ниже  $P_z$  на интервале анализа  $T_a$ .

*Решение задачи.* Оптимальное решение данной задачи состоит в том, чтобы:

1. в моменты времени  $t_i$  получить значения достоверности информационного потока на интервале  $[t_i; t_{i+1}]$ ;
2. выбрать из всех потенциально возможных состояний вектора  $\vec{A}$  такое состояние  $\vec{A}_{\text{опт}}$ , которое обеспечит достоверность информационного потока не выше  $P_z$ ;

3. если текущее состояние вектора  $\vec{A}$  отличается от выбранного, то выработать и осуществить воздействие для изменения вектора  $\vec{A}$  чтобы перевести его из текущего состояния  $\vec{A}_{\text{тек}}$  в состояние  $\vec{A}_{\text{опт}}$ .

В рассмотренных случаях величины  $P_z, T_z, T_a$  и  $V$  задаются источником сообщений.

Параметрами неизменяемого вектора  $\vec{B}$  могут быть, например, вид модуляции (например, OFM), способ разнесения субчастот в канале (например, OFDM), класс излучения РПДУ (например, J3E) и т.д.

Параметрами изменяемого вектора  $\vec{A}$  могут быть, например, номер выделенного канала (номинал частоты излучения), позиционность модуляции, вид помехоустойчивого кода, длительность ЗИ, количество и расположение субчастот в выделенном канале, мощность в каждом из субканалов.

Из приведенных оптимальных решений задач адаптивного управления видно, что в моменты времени  $t_i$  требуется знание либо вероятности потери информационного пакета, либо достоверности информационного потока (дополнительной величины к ВОБ). Для любых известных помехоустойчивых кодов легко получить искомую вероятность, зная ВОБ, которая является той величиной, которая характеризует состояние радиоканала.

Таким образом, необходимым условием оптимального адаптивного управления многопараметрических радиолиний передачи данных является наличие оценок состояния радиоканала для потенциально возможных значений изменяемых параметров радиолинии.

#### **1.4. Обзор существующих способов оценивания состояния радиоканала**

В процессе работы над диссертацией автором был произведен анализ существующих на сегодняшний день открытых источников с целью определения основных направлений и результатов, достигнутых в исследуемой области. В итоге проведенного анализа было выявлено, что в литературе, посвященной вопросам радиосвязи, далеко не всегда должным образом уделено внимание задаче оценивания состояния радиоканала.

Необходимо отметить, что задача оценивания состояния радиоканала возникла при решении задачи оценивания качества связи. Достоверность, как известно, является одним из показателей качества связи. Задаче оценивания качества связи посвящен целый ряд исследований, например, [12; 17; 19].

Исторически так сложилось, что основным используемым показателем на протяжении долгого времени является значение ОСП. Этот факт можно объяснить тем, что данный показатель является единственным неизвестным параметром, при использовании в качестве модели канала связи модель канала с аддитивным белым гауссовским шумом, то есть канал с

постоянными параметрами. Такая модель широко используется для описания каналов связи, где среда распространения не меняется или меняется чрезвычайно медленно, когда частотными свойствами можно пренебречь и, соответственно импульсная характеристика близка к дельта-функции Дирака. Также такая модель удобна для теоретического сравнения помехоустойчивости различных сигналов в одинаковых условиях. Несмотря на указанные особенности, наличие измеренного значения ОСП позволяет получить грубую оценку состояния используемых радиоканалов и ранжировать их по этому показателю. То есть, имеется возможность оценить, какой канал лучше использовать, чтобы получить наименьшие искажения передаваемого сигнала.

При развитии теорий помехоустойчивости, передачи дискретных сообщений и статистической радиофизики стало ясно, что использование показателя ОСП для каналов, где среда распространения может значительно изменять свои свойства за время проведения сеанса связи, становится нецелесообразным, так как получаемые оценки становятся слишком неточными и неадекватными действительному состоянию реального канала связи. Следствием такого понимания стало появление более сложных моделей канала, где стали учитываться, например, явления нестационарности, межсимвольной интерференции, частотной избирательности. Одновременно, актуальным стал вопрос получения оценок параметров таких моделей, иначе их наличие становилось бессмысленным.

Стоит отметить, что сначала подавляющее число методов разрабатывалось для использования в низкоскоростных радиоприемах, где в основном применялась частотная (ЧТ) или амплитудная телеграфия (АТ). Однако, дальнейшее бурное развитие вычислительной техники и электронных компонентов позволило широко использовать фазовую (ФМ, ОФМ), амплитудно-фазовую (АФМ) и квадратурно-амплитудную (КАМ, QAM) модуляции, а также полностью занять по частоте выделенный канал связи с помощью сигналов с ортогональным частотным разнесением субканалов (OFDM) или ещё более плотной упаковкой. Такие сигналы позволяют более эффективно использовать канал связи и достигать более высоких скоростей передачи данных. Применение таких сигналов потребовало также соответствующих способов оценки состояния радиоканала, разработанных спустя некоторое время.

В рассмотренных способах для получения искомой оценки производится анализ и обработка самого принимаемого сигнала, и их условно объединяют в группу способов оценки непрерывного канала.

Другим путем развития способов оценивания состояния радиоканалов стало появление отдельного направления, где главным показателем состояния стала вероятность приёма ошибочного бита сообщения, то есть ВОБ. Использование такого показателя становится

удобным в тех случаях, когда в качестве модели канала связи можно использовать модель дискретного канала.

Такая модель позволяет наглядно сравнивать исправляющую способность различных кодовых конструкций, в зависимости от указанного показателя. При таком рассмотрении становится ясно, при использовании какой кодовой конструкции из некоторого доступного множества, сообщение, переданное по каналу связи, вероятнее всего исказится наименьшим образом.

Способы, которые в качестве данных для получения оценки состояния канала используют биты сообщения, полученные с выхода демодулятора, условно объединяют в группу способов оценки дискретного канала.

Можно смело утверждать, что одним из самых простых и очевидных способов оценивания радиоканала является *тестовый способ*. Его основная идея состоит в том, чтобы передать по каналу сигнал, который точно известен на приёмной стороне и, использовать определенным образом это знание для оценивания различных влияний и искажений, возникших при прохождении.

Для случая дискретного канала на приемной стороне осуществляется сравнение принятой последовательности бит с известной последовательностью и подсчет общего числа ошибок в ней с последующим делением этой суммы на общую длину принятой последовательности. При этом получаемая величина, которая называется частотой или коэффициентом ошибок является несмещенной оценкой истинного значения ВОБ. Такой способ описан в соответствующих стандартах связи и измерений [16; 143] и реализован в действующей аппаратуре, разработанной для целей тестирования и измерения ошибок в линиях связи, например, А365 (АО «НПП «Радиосвязь») [108], АИСТ (ОАО «Супертел») [3], УКОЛ-15 (ООО «Технодалс») [112], СМ-Е1 (ЗАО «НТЦ «Симос») [109].

Для случая непрерывного канала используют априорные знания о заданных на передающей стороне значениях частоты, амплитуды и начальной фазы на каждом временном отрезке сигнала и анализируют их отличие при приеме.

Такие способы используются в большом количестве реальных изделий, а также указаны в стандартах связи и измерений. Такие способы объединяют в группу тестовых способов. Более подробное описание применения тестовых способов и обработки получаемых оценок с точки зрения теории статистических решений можно найти в [50].

Гораздо более сложными для разработки являются *бестестовые способы*. Их основная идея состоит в том, чтобы во время приёма информационного сигнала, когда на приёмной стороне неизвестна передаваемая информация, оценить различные влияния и искажения, возникающие при прохождении сигнала. В большинстве случаев это удаётся сделать потому,

что передаваемый сигнал строго соответствует некоторой модели. Таким образом, неизвестной является информация, а известным является общий вид сигнала и его параметры. Так, например, почти всегда известен вид и позиционность модуляции, длительность элементарной посылки сигнала, распределение мощности сигнала внутри занимаемой полосы, используемая кодовая конструкция. Построение бестестовых способов становится возможным только благодаря таким априорным знаниям. Почти наверняка можно утверждать, что если о сигнале неизвестно ничего, то невозможно построить какой-либо бестестовый способ оценивания, собственно, как невозможно и достоверно получить информационные биты сообщения.

Описание бестестовых способов оценивания состояния радиоканала, применимых для ЧТ или АТ сигналов, построенных на основе анализа таких первичных параметров сигнала, как затухание амплитуды, фазовые флуктуации, временные искажения, частотные дрожания, искажения фронтов и дробления посылок можно найти, например, в [1; 12; 91; 122-124]. Однако, зачастую, предлагаемые схемы предполагают наличие некоторых порогов, в соответствии с которым, канал можно считать либо годным, либо не годным для передачи данных. Также в соответствии с порогом может вырабатываться сигнал стирания некоторого символа. При этом, правило выбора оптимального значения порога является практически наиболее спорным вопросом и часто не указывается. Кроме того, для современных радиолиний передачи данных, в которых используются сигналы OFDM с ОФМ или КАМ такие способы не могут быть использованы.

Более широкое распространение получили методы оценки статистических параметров радиолинии, на основе которых можно, по известным зависимостям найти оценку ВОБ для любого вида и позиционности модуляции.

В первую очередь стоит упомянуть *способы оценивания ОСП*. Такие способы годятся, если канал близок к модели канала с постоянными параметрами. Задаче оценивания значения ОСП посвящено достаточно много работ, однако, большая часть из них, основана на использовании различных тестовых сигналах и пилот-символах. Так, в работах [130; 145] можно найти обзоры известных способов, когда используется фазовая модуляция, которые требуют знания передаваемой информации.

Среди известных бестестовых способов можно выделить следующие.

Для случая, когда принимаемый сигнал представляет собой смесь одночастотного гармонического сигнала с любой фазой и амплитудой и шума также известны способы оценивания ОСП. Например, в работах [86; 87] на основе анализа фазовых флуктуаций или девиации амплитудного спектра удаётся найти интересующую оценку. Однако, зависимости, на основании которых, получены оценки являются эмпирическими и теоретически не обоснованы. В работе [70] представлен способ оценивания, который основан на анализе отличия сигнала и

его второй производной. Однако, отмечено, что им можно пользоваться при малых значениях ОСП. Кроме того, опущена существенная сложность, состоящая в нахождении второй производной принимаемого зашумленного сигнала. В работе [53] представлен способ оценивания, который основан на структурном анализе принимаемого сигнала. Однако, он требует обязательной повторяемости частот принимаемого сигнала.

Для случая, когда принимаемый сигнал представляет собой смесь OFDM сигнала и шума известны способы оценивания ОСП [129; 137; 151]. Данные способы основаны на использовании ЗИ OFDM сигнала, представляющего собой периодическое продолжение сигнала. Основная идея состоит в том, чтобы вычислить сумму и разность сигнала на этой длительности и, получить таким образом удвоенный шум или смесь удвоенного сигнала и удвоенного шума, а затем получить оценку ОСП. При этом, недостатками данных способов является то, что их точность существенно зависит от длительности ЗИ и импульсной характеристики канала связи. При отсутствии ЗИ такими способами воспользоваться не удаётся.

В случае наличия замираний возникает задача оценивания нескольких неизвестных параметров модели замирания. Несмотря на наличие большого числа моделей замирания, удовлетворительные методы оценивания удаётся построить только для моделей, где количество таких параметров не больше двух. Среди известных способов можно выделить следующие.

*Способы оценивания неизвестных параметров распределения вероятностей Накагами и Райса.*

В работах [35; 89; 125; 132; 133; 158] предлагается оценивать параметр  $m$  по выборке случайных величин (СВ), имеющих плотность распределения Накагами. В работах [126; 155] предлагаются способы оценивания параметров распределения Райса. Основными методами, на основе которых предлагается получать искомые оценки, являются метод максимального правдоподобия (ММП) или метод моментов (ММ), широко используемые в статистических задачах. Однако, необходимо отметить, в данных работах не учитывается, что радиосигнал всегда принимается на фоне шума, который во многих случаях можно считать гауссовским, поэтому измеренные величины имеют плотность распределения, которая отлична от Накагами или Райса. В этом состоит сложность применения данных способов.

Известны также работы [68; 107; 131; 140], в которых учтено наличие шума в принимаемом сигнале. Здесь также используются ММП или ММ, на основе полученных аналитических выражений для плотности распределения огибающей зашумлённого замирающего сигнала. На практике, однако, достаточно часто не удаётся получить путём измерений выборку значений огибающей смеси сигнала и помехи, с найденным законом распределения. Причиной этому служит наличие блока автоматической регулировки усиления

(APУ) в приёмной аппаратуре. Такой блок необходим для максимально эффективного использования аналого-цифрового преобразователя, когда уровень принимаемого сигнала, поступающего с антенны может значительно меняться в течении сеанса связи. Поскольку коэффициент усиления APУ чаще всего неизвестен и динамически меняется в процессе измерений, то статистические характеристики выборочной плотности распределения огибающей принимаемого сигнала значительно меняются, и восстановить истинную плотность распределения огибающей известным образом не удаётся. Таким образом, недостатком данных способов является то, что ими нельзя пользоваться при наличии APУ.

Кроме того, известны также *бестестовые способы оценивания ВОБ*, основанные на оценке дискретного канала. Такие способы могут быть применены для сигналов любого вида, при условии использования соответствующей схемы кодирования или введения дополнительной избыточности. Среди известных способов можно выделить следующие.

*Способы на основе оценивания анализа успешных и ошибочных приёмов блоков со скользящим или фиксированным окном наблюдения различной длины* [127; 136; 149]. В таких способах предлагается оценивать состояние канала связи по числу сигналов переспроса с последующим сравнением этого числа с пороговым значением. Такие способы могут быть использованы в радиолиниях с автоматическим переспросом. Недостатком данных способов является то, что для получения оценки необходимо набрать некоторую статистику переспросов, что может занять достаточно длительное время. Так, для КВ радиолиний это время может составить единицы минут, а условия распространения могут измениться за единицы секунд.

*Косвенные способы оценивания верности дискретного канала по результатам декодирования кодовых комбинаций* [64]. В таких способах предлагается оценивать состояние канала связи по частоте появления нулевого или ненулевого синдрома. Однако, как утверждается, полученные выражения являются не точными, а приближёнными, и полученная оценка имеет методическую погрешность.

По результатам анализа публикаций, можно также сделать вывод, что часто для получения оценки состояния канала связи используются приближённые формулы, а затем для корректировки результата используются поправочные коэффициенты. Такой подход заведомо является необоснованным с научной точки зрения.

## 1.5. Постановка задачи исследования

На основании проведённого автором анализа предметной области диссертации можно сделать следующие основные заключения:

1. В настоящее время чрезвычайно мало количество исследований, посвященных бестестовым способам оценки состояния радиоканала для коротковолновых радиолиний.



2. Достаточно большая часть существующих способов разработана для оценки состояния радиоканала при условии использования сигналов с частотной и амплитудной модуляцией, и не позволяют использовать их для частотно-эффективных сигналов, таких, как OFDM сигналы, которые широко применяются в высокоскоростных радиолиниях.
3. Большинство существующих методов оценки состояния радиоканала основаны на измерении среднего значения ОСП и не годятся в условиях, когда присутствуют замирания сигнала.
4. Ранее не рассматривался вопрос оценивания параметров моделей замирания огибающей принимаемого сигнала при условии наличия устройств автоматической регулировки усиления, искажающих статистический закон распределения.
5. Недостаточно развиты способы оценивания ВОБ по информационному сигналу для сигнальной конструкции другого вида, то есть отличной от текущей, например, повышенной позиционностью модуляции или уменьшенной длительностью ЗИ, характеризующейся повышенной скоростью передачи.
6. В литературе, посвященной оценке дискретного канала, в недостаточной степени представлены способы оценки ВОБ, при использовании помехоустойчивого кодирования.
7. К настоящему моменту отсутствуют единые научно обоснованные подходы выбора оптимального вида сигнала, кодовой конструкции и канала из всех потенциально возможных, позволяющие достичь в среднем наибольшей информационной скорости.

Так как целью данной работы является повышение эффективности многопараметрических адаптивных коротковолновых радиолиний передачи данных за счет использования бестестовых способов оценивания состояния радиоканала, то необходимо разработать совокупность способов оценивания состояния радиоканала для различных условий. При этом, в реальных радиолиниях наблюдается большое количество различных условий, обладающих своей спецификой. Таким образом, с учетом выявленных проблем можно сформулировать задачи диссертации:

1. Разработать бестестовые способы оценки ОСП как для каждого символа одночастотного информационного сигнала, так и для некоторой совокупности символов OFDM сигнала с ОФМ.
2. Разработать бестестовые способы оценивания параметров модели замирания информационного сигнала при условии наличия действующего блока АРУ.
3. Разработать бестестовые способы оценивания ВОБ по информационному сигналу для сигнальной конструкции другого вида, то есть отличной от текущей, например, повышенной позиционностью модуляции или уменьшенной длительностью ЗИ, характеризующейся повышенной скоростью передачи.

4. Разработать бестестовые способы оценивания ВОБ для случая использования проверочных бит четности, как наиболее простого и часто используемого вида избыточного кодирования.
5. Разработать бестестовые способы оценивания ВОБ для случая использования линейных блоковых кодов.
6. Разработать бестестовые способы оценивания ВОБ для случая использования свёрточного кодирования.
7. Разработать способ выбора оптимальной СКК при наличии оценок состояния радиоканала.
8. Исследовать точность предложенных способов.
9. Оценить эффективность предложенных способов.
10. Привести условия, ограничения и рекомендации использования предложенных способов.

### **1.6. Выводы**

1. Коротковолновые радиолинии, несмотря на небольшой общий диапазон частот и, как следствие, невысокую скорость передачи данных, доступную для каждого абонента, продолжают развиваться в настоящее время. Это связано с тем, что такие системы обладают сравнительно малой стоимостью и вполне подходят и используются для обеспечения как резервных, так и основных каналов передачи данных автоматизированных систем. Это подтверждается наличием ряда современных разработок отечественных и зарубежных производителей.
2. Для повышения такой ключевой характеристики радиолиний, как информационная скорость передачи данных, необходимо использовать принципы адаптивного функционирования, которые позволяют подстраиваться под изменение условий радиосвязи путём изменения параметров самой радиолинии.
3. Для обеспечения эффективного функционирования современных адаптивных радиолиний необходим постоянный контроль за состоянием радиоканала с оценкой вероятности ошибки на бит для потенциально возможных видов СКК и последующим выбором оптимального вида для достижения максимально возможной информационной скорости.
4. Применение разнообразных вспомогательных сигналов для организации работы радиолиний с многопараметрической адаптацией является существенным ограничением в повышении их эффективности. Для решения этой проблемы в настоящее время активно развивается концептуальное решение бестестовой выработки управляющих воздействий

на параметры адаптации на основе обработки информационного сигнала. Таким образом, среди существующих способов, которые можно разделить по типу используемого сигнала на тестовые и бестестовые, необходимо применять по возможности бестестовые, чтобы достичь максимальной информационной скорости.

5. Способы оценки состояния радиолинии можно разделить по объекту анализа на те, что анализируют непрерывный канал (то есть, принимаемый сигнал) и те, что анализируют дискретный канал (то есть, принимаемые биты сообщения). Для повышения точности оценки необходимо по возможности использовать оба подхода.
6. Главным показателем состояния радиоканала для радиолиний передачи данных является вероятность ошибки на бит, так как он позволяет оценить степень достоверности отдаваемых данных получателю сообщений и выбрать оптимальный для функционирования вид СКК.
7. Большая часть существующих методов оценки непрерывного канала основаны чаще всего на измерении среднего значения ОСП, а также применима при условии использования сигналов с частотной и амплитудной модуляцией, что не позволяет использовать их для частотно-эффективных сигналов, в особенности, когда присутствуют замирания сигнала.
8. Известные методы оценки дискретного канала либо характеризуются смещением получаемой величины, либо не позволяют оперативно получать искомую оценку.
9. В настоящее время появились возможности создания и использования в реальной технике самых различных СКК, оптимальных для конкретных условий. При этом, бестестовые способы всегда опираются на такую априорно известную информацию, как вид используемой СКК или строго ограниченный набор допустимых СКК. Поэтому, для эффективного использования любой СКК требуется наличие соответствующего ей способа оценки вероятности ошибки на бит. Количество таких способов может быть велико.
10. Исходя из вышеизложенного, в настоящее время появилась необходимость разработки новых бестестовых способов, в которых были бы учтены указанные особенности.

## 2. СПОСОБЫ ОЦЕНИВАНИЯ СОСТОЯНИЯ НЕПРЕРЫВНОГО КАНАЛА РАДИОСВЯЗИ

Как было указано в главе 1, одной из категорий способов оценивания, в соответствии с принятой классификацией является совокупность способов оценивания состояния непрерывного радиоканала. Общим свойством всех входящих в эту группу способов является то, что при их разработке использовались только различные модели сигнала. Таким образом, такие способы совершенно не зависят от вида используемого кодирования и могут быть использованы даже при отсутствии кодирования. Отличительной характеристикой предложенных способов также является то, что они бестестовые, то есть не требуют передачи по радиоканалу каких-либо тестовых или служебных сигналов, известных на приёмной стороне. Все способы опираются исключительно на анализ принимаемого информационного сигнала.

Наличие таких способов стало возможным исключительно благодаря тому, что удаётся использовать имеющееся строгое соответствие передаваемого сигнала некоторой модели. Радиоканал также можно представить в виде модели. Таким образом, модельные представления являются тем базовым принципом, на котором основаны все предложенные способы.

Необходимо подчеркнуть, что все предложенные способы разрабатывались для использования в реальной аппаратуре для заданных режимов, и поэтому имеют ограниченную область применения. В основном ограничения заключаются в том, что способы применимы для OFDM сигналов с OFM различной позиционности (двухпозиционная (OFM2), четырехпозиционная (OFM4), восьмипозиционная (OFM8), шестнадцатипозиционная (OFM16)) [69]. Более подробно ограничения описаны для каждого способа в соответствующих параграфах и параграфе 4.1. Конечной целью каждого способа в том или ином виде является получение оценки ВОБ либо для текущего вида сигнала, либо для потенциально возможных видов сигналов, используемых при передаче, и обеспечивающих другие информационные или технические скорости передачи данных.

Основой для получения оценок является представление радиоканала в качестве некоторой статистической модели, определении параметров этой модели, и, далее использование этих параметров для определения оценки ВОБ на основе известных зависимостей.

Для цифровых систем передачи данных широко используемым показателем состояния канала связи является ВОБ. Именно этот показатель однозначно связан с вероятностью безошибочного декодирования сообщения, закодированного каким-либо кодом и переданного по радиоканалу. Если же при передаче данных не используется кодирование, то в качестве показателя качества также может выступать оценка значения ОСП.

В первую очередь следует выделить задачу оценивания для текущего режима работы. Решение данной задачи важно для любой радиолинии. Если полученная оценка оказывается ниже заданного порога, то в радиолиниях, где используется только одна сигнально-кодовая конструкция, но при этом возможен выбор одного из нескольких выделенных каналов связи, необходимо начинать поиск лучшего канала.

Для радиолиний, имеющих дополнительную возможность использовать одну из возможных сигнально-кодовых конструкций важность приобретает решение задачи оценивания для потенциально возможных режимов, среди которых можно выделить задачи оценивания для различных позиционностей модуляции, для различных сигнальных конструкций (количество и расположение субканалов в выделенной полосе). То есть, если полученная оценка достоверности для текущего режима оказалась ниже допустимой, то радиолиния имеет возможность выбора другой сигнально-кодовой конструкции, которая способна обеспечить требуемую достоверность, либо перейти к поиску другого канала. В том случае, если оценка оказалась выше, то радиолиния имеет возможность повысить скорость передачи данных, если какой-либо из режимов, обеспечивающий повышенную скорость, обеспечит при этом и достоверность не ниже заданной.

К условиям, на основе которых выдвигаются требования к решению указанных задач можно отнести, например точность и своевременность оценки. В радиолиниях с субзондированием, например, [36] налагается требование получить искомую оценку за время, равное времени передачи на исследуемой (тестируемой) частоте. В радиолиниях с возможностью выбора одного из выделенных каналов связи, при перестройке на новую частоту накладывается условие получить оценку за минимально возможное время, чтобы не тратить его впустую на нахождение на негодном канале. Между тем, если перестройка не производилась, то для оценивания позволительно использовать более длительный промежуток времени, для получения более точной оценки.

Основным условием для обеспечения максимальной эффективности функционирования адаптивных радиолиний связи, которое необходимо наложить на все возможные способы решения поставленных задач, является то, чтобы их получение было возможным по анализу непосредственно информационного сигнала, т.е. без введения какой-либо дополнительной избыточности или тестовых сигналов.

Основной подход части предложенных способов получения искомой оценки опирается на тот факт, что для большинства видов сигналов и способов их демодуляции ВОБ однозначно связана с параметрами статистической модели, описывающей радиоканал. При таком походе необходимо осуществить выбор модели и оценить неизвестные параметры, на основе которых можно вычислить (в общем случае аналитически) ВОБ для каждого конкретного вида сигнала.

Другой подход состоит в том, что при анализе принимаемого информационного сигнала при разработке различных способов можно использовать априорные знания о том, что цифровой сигнал, формируемый модулятором, посредством которого передается сообщение, имеет конечное количество отличных друг от друга состояний. То есть, в этом случае используется модель сигнала, а не канала. По сути, в отличиях принимаемого сигнала от его модели заложена информация о достоверности принимаемых данных.

Таким образом, на основе предложенных подходов, существует возможность оценивать достоверность принимаемых данных в текущем режиме и в режимах, когда вид сигнала, отличен от используемого в данный момент.

Следует особо подчеркнуть, что информационный сигнал с определенных позиций можно рассматривать как тестовый, позволяющий помимо самих данных получить при его анализе также информацию об их достоверности. В этом случае использование специальных тестовых сигналов, не несущих информацию является излишним.

Такой подход позволяет значительно сократить временные затраты на получение необходимых оценок, что существенно повышает эффективность адаптивной радиолинии передачи данных.

Далее изложены различные бестестовые способы, разработанные автором, позволяющие получить искомую оценку ВОБ или ОСП путём анализа принимаемого информационного сигнала без введения дополнительной избыточности. Каждый способ при этом предназначен для сигнала особого вида, а также учитывает некоторые условия, при которых требуется получение искомой оценки достоверности, причем такие, которые часто возникают при функционировании реальных систем связи.

## **2.1. Оценивание вероятности ошибки на бит (ВОБ) для различных статистических моделей каналов связи**

Согласно теории потенциальной помехоустойчивости [49; 55; 58; 115; 117] достоверность принимаемого сигнала можно оценить, если удаётся представить канал связи в виде некоторой модели. Так как шум, содержащийся в принимаемом сигнале, является случайным, то можно использовать различные статистические модели. Наиболее простой и, между тем, часто используемой, вследствие своей адекватности, моделью является модель канала связи с постоянными параметрами и аддитивной случайной помехой типа белого гауссовского шума:

$$S(t) = A \cdot x(t) + \xi(t), \quad (2.1)$$

где  $S(t)$  – принимаемый сигнал;

$x(t)$  – излучаемый полезный сигнал;

$\xi(t)$  – помеха;

$A$  – коэффициент усиления.

В этом случае зависимость ВОб  $p$  при использовании сигналов с ОФМ2 определяется следующим выражением [49; 117]:

$$p(h_p^2) = \frac{1}{2} \exp(-h_p^2), \quad (2.2)$$

где  $h_p^2 = \frac{E}{N_0}$  – ОСП;

$E$  – энергия сигнала;

$N_0$  – спектральная плотность мощности помехи.

В некоторых случаях, такая модель канала достаточно близка к реальному каналу, однако часто коротковолновые каналы связи являются нестационарными и их описание данной моделью является неадекватным. Поэтому, на практике также используют модели, в которых огибающая полезного сигнала  $x(t)$  подчиняется какому-либо статистическому закону замираний, то есть является случайным процессом.

Наиболее распространённым описанием является закон замираний, когда мгновенное значение огибающей полезного сигнала характеризуется плотностью распределения вероятностей Рэля [148]:

$$W(x; \sigma_0^2) = \frac{2x}{\sigma_0^2} \exp\left(-\frac{x^2}{\sigma_0^2}\right). \quad (2.3)$$

В этом случае, соответствующая средняя ВОб для сигналов с ОФМ2 получается путем усреднения величины (2.2) по плотности (2.3), и имеет вид [49]:

$$p = \frac{1}{2(1 + h_0^2)}, \quad (2.4)$$

где  $h_0^2 = \frac{\sigma_0^2}{\sigma^2}$  – среднее значение ОСП;

$\sigma^2$  – дисперсия помехи.

В реальных КВ каналах связи замирания чисто релеевского типа встречаются нечасто [115]. Гораздо более полно замирания описываются более сложными статистическими законами. Одним из таких законов является закон распределения Накагами [144]:

$$W(x; m, \sigma_0^2) = \frac{2m^m x^{2m-1}}{\Gamma(m) \sigma_0^{2m}} \exp\left(-\frac{mx^2}{\sigma_0^2}\right), \quad (2.5)$$

где  $x \geq 0$  – СВ;

$\sigma_0^2, m \geq 0,5$  – параметры распределения;

$\Gamma(\cdot)$  – гамма-функция.

Частным случаем данного распределения, при параметре  $m = 1$ , является релеевское распределение.

Это распределение удобно тем, что характеризуется только двумя параметрами, которые однозначно связаны с показателями помехоустойчивости. Соответствующая ВОБ для сигналов с ОФМ2, полученная путём усреднения по плотности (2.5), определяется выражением [49]:

$$p = \frac{1}{2} \left( 1 + \frac{h_0^2}{m} \right)^{-m}. \quad (2.6)$$

Таким образом, знание параметра  $m$  является очень значимым и должно учитываться для выбора наилучшего рабочего канала. Данная модель, являясь более общей, позволяет более точно описывать реальный КВ канал.

Другой часто используемой двухпараметрической статистической моделью огибающей является плотность распределения Райса [150]:

$$W(x; A_0, \sigma_0^2) = \frac{2x}{\sigma_0^2} \exp\left(\frac{-(x^2 + A_0^2)}{\sigma_0^2}\right) I_0\left(\frac{2xA_0}{\sigma_0^2}\right), \quad (2.7)$$

где  $x \geq 0$  – СВ;

$A_0, \sigma_0^2 > 0$  - параметры распределения;

$I_0(\cdot)$  - модифицированная функция Бесселя первого рода нулевого порядка.

Частным случаем данного распределения также является релеевское распределение (при параметре  $A_0 = 0$ ). Величина  $\frac{A_0^2}{2\sigma^2} = h_p^2$  представляет собой среднее значение ОСП для регулярной составляющей сигнала.

Данная модель используется, в частности, для описания гладких замираний в коротковолновых каналах связи, а также в каналах связи, где присутствует регулярная составляющая сигнала или же соблюдается условие, что фазы приходящих лучей группируются около среднего значения. Также как и для рассмотренных выше статистических распределений, для распределения огибающей (2.7) имеется функциональная зависимость ВОБ при использовании сигналов с ОФМ2 от его параметров [49]:

$$p = \frac{1}{2(h_0^2 + 1)} \exp\left(-\frac{h_p^2}{h_0^2 + 1}\right), \quad (2.8)$$

Аналогичные выражения известны для многопозиционных частотно-модулированных сигналов или фазомодулированных сигналов для различных методов приёма [49; 115; 117].

Для примера на рисунке 2.1 показана полученная аналитически и численно зависимость ВОБ от ОСП для канала с АБГШ для ОФМ различных позиционностей. На рисунке 2.2 показана полученная аналитически и численно зависимость ВОБ от ОСП для от  $h_0^2$  для релеевского канала для ОФМ различных позиционностей.



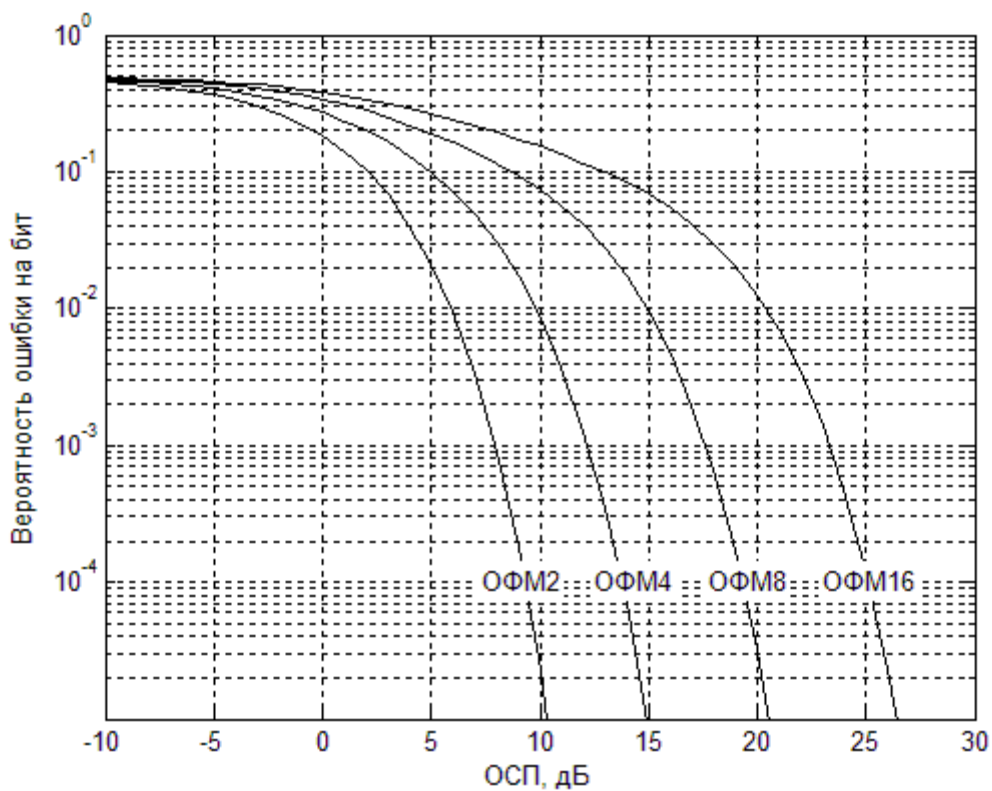


Рисунок 2.1 – Зависимость ВОБ от ОСП для канала с АБГШ для OFM различных позиционностей

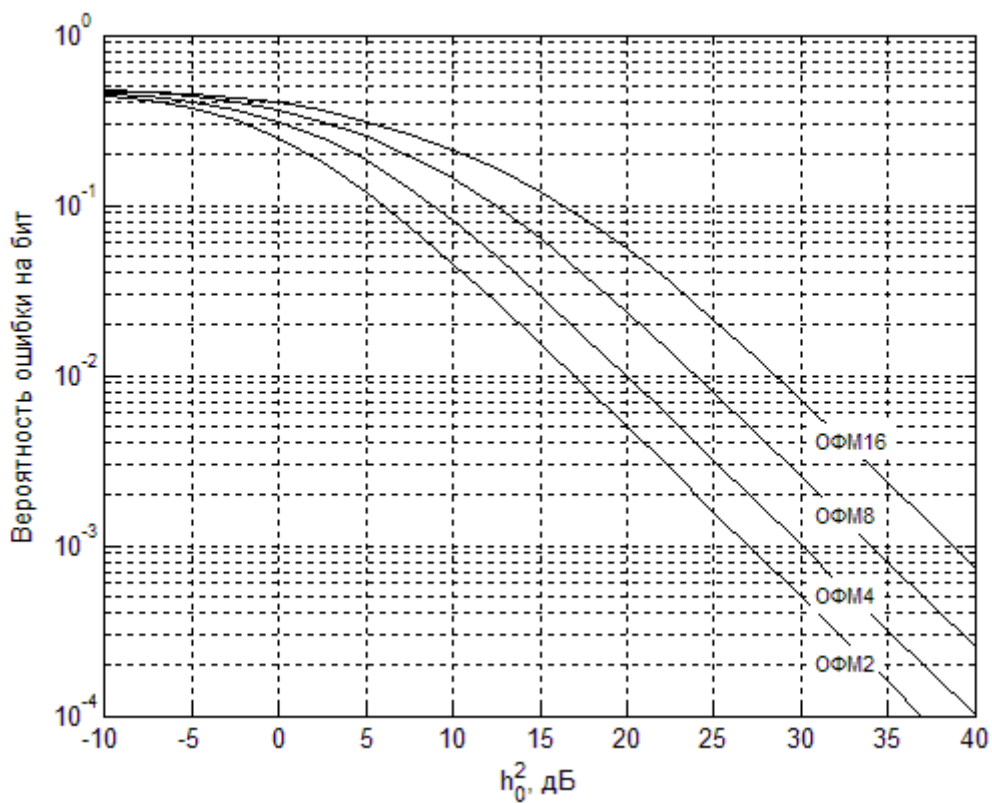


Рисунок 2.2 – Зависимость ВОБ от  $h_0^2$  для релейского канала для OFM различных позиционностей

В высокоскоростных КВ модемах часто применяются OFDM сигналы с ОФМ различной позиционностью модуляции, поэтому выше были приведены зависимости ВОБ именно для этого вида модуляции.

В работе рассматривается такая модель сигналов OFDM, в которой между соседними символами присутствует ЗИ в виде циклического продолжения, длительностью более, чем типовая максимальная задержка между приходящими лучами на приёмной стороне. Поэтому, на эффективной длительности символа отсутствуют наложения символов друг на друга. Именно за счёт этого, межсимвольные искажения не учитываются в постановке задач. В таком контексте эффект многолучевого распространения приводит к возникновению неравномерной амплитудно-частотной характеристики канала связи на эффективной длительности символа.

Очевидно, для того чтобы воспользоваться приведёнными выражениями для оценивания ВОБ необходимо оценить параметры статистической модели.

Кроме рассмотренных одно- и двухпараметрических моделей замираний известны также и более сложные законы, например, трёх- или четырёхпараметрические [49; 137; 156]. Однако, в условиях априорной неизвестности значений параметров неизбежно возникает задача их оценивания. При этом, рост количества неизвестных параметров вызывает также значительное увеличение сложности их оценивания и снижение точности. Именно поэтому, в данной работе автор ограничился одно- и двухпараметрическими моделями, для которых удаётся построить способы оценивания, гарантирующие возможность получения оценок за приемлемое время, что позволяет их использовать в действующей аппаратуре в режиме реального времени при использовании современных вычислителей.

## **2.2. Способ оценивания отношения сигнал/помеха (ОСП) на длительности отрезка гармонического колебания**

В современных радиолиниях передачи данных, использующих методы многопараметрической адаптации, возникает задача оперативного и точного оценивания ОСП в процессе передачи сообщений. В настоящее время известны методы оценки ОСП, использующие различные параметры сигнала, такие как амплитуда, фаза и т.д. Существенным недостатком этих методов является необходимость получения достаточно большого объёма выборочных значений, что не позволяет формировать на их основе оценку ОСП для каждой элементарной посылки. Однако, в КВ каналах из-за наличия замираний величина ОСП на каждой элементарной посылке различается. Данные о значении ОСП на каждой элементарной посылке можно применить для реализации процедур мягкого декодирования. Поэтому, задача

определения ОСП на каждой элементарной посылке является актуальной. Одно из возможных решений данной задачи предложено автором совместно с соавтором в [27].

Если в качестве информационного сигнала используется отрезок гармонического колебания, то, сигнал представляется в виде следующей модели:

$$S(t) = A \cdot \cos(\omega t + \varphi), \quad (2.9)$$

где  $A$  – амплитуда;

$\omega$  – круговая частота;

$\varphi$  – начальная фаза;

$t$  – время.

Тогда сигнал на длительности элементарного символа на выходе канала связи с постоянными параметрами можно представить следующим образом:

$$\hat{X}(t) = X(t) + \xi(t) = B \cdot \cos(\omega t + \psi) + \xi(t), \quad (2.10)$$

где  $B$  – амплитуда сигнала;

$\psi$  – начальная фаза, изменившиеся в результате воздействия канала связи;

$\xi(t)$  – помеха.

В дискретном случае:

$$X_k = B \cdot \cos(\omega \Delta t k + \psi), \quad (2.11)$$

$$\xi_k = \xi(\Delta t k), \quad (2.12)$$

$$\hat{X}_k = X_k + \xi_k, \quad (2.13)$$

где  $\Delta t$  – шаг дискретизации.

Известно [105], что равноотстоящие отсчёты гармонического колебания частоты  $\omega$  связаны между собой следующим рекуррентным соотношением:

$$X_k = 2 \cdot \cos(\omega \Delta t) \cdot X_{k-1} - X_{k-2}. \quad (2.14)$$

Воспользуемся этим соотношением для предсказания оценки значения последующего отсчета сигнала по двум предыдущим отсчётам сигнала, принятого из канала, полученным с выхода АЦП, используя прогнозирующий фильтр, описываемый соотношением:

$$\hat{\hat{X}}_k = 2 \cdot \cos(\omega \Delta t) \cdot \hat{X}_{k-1} - \hat{X}_{k-2}. \quad (2.15)$$

Таким образом, на каждом  $k$  – ом шаге можно получить пару  $\hat{\hat{X}}_k, \hat{X}_k$ . Сформировав выборку этих величин объёмом  $N$ , выражение для оценки среднеквадратичного отклонения измеренного значения  $\hat{X}_k$  отсчёта от прогнозируемого значения  $\hat{\hat{X}}_k$  определяется выражением:

$$\overline{(\hat{\hat{X}}_k - \hat{X}_k)^2} = \frac{\sum_{k=0}^{N-1} (\hat{\hat{X}}_k - \hat{X}_k)^2}{N} \quad (2.16)$$

Следует отметить, что все входящие в выражение величины доступны для измерения и вычисления на основе измеренных значений. Поскольку математическое ожидание  $\hat{X}_k$  и  $\hat{\hat{X}}_k$  совпадают, то оценка  $\hat{\hat{X}}_k$  является несмещённой и конструктивной.

Среднеквадратичное отклонение прогнозируемого значения от измеренного определяется тогда следующим образом:

$$\begin{aligned} \overline{(\hat{\hat{X}}_k - \hat{X}_k)^2} &= \overline{(2 \cdot \cos(\omega\Delta t) \cdot \hat{X}_{k-1} - \hat{X}_{k-2} - \hat{X}_k)^2} = \\ &= (2 \cdot \cos(\omega\Delta t))^2 \cdot \sigma_{k-1}^2 + \sigma_{k-2}^2 + \sigma_k^2, \end{aligned} \quad (2.17)$$

где  $\sigma_k^2$  – это дисперсия помехи при измерении, то есть:

$$\sigma_k^2 = \overline{(\hat{X}_k - X_k)^2}. \quad (2.18)$$

Будем считать, что характеристики помехи в процессе обработки сигнала не изменяются, поэтому:

$$\sigma_{k-1}^2 = \sigma_{k-2}^2 = \sigma_k^2 = \sigma^2 \quad (2.19)$$

Тогда:

$$\overline{(\hat{\hat{X}}_k - \hat{X}_k)^2} = (4 \cdot \cos^2(\omega\Delta t) + 2) \cdot \sigma^2 \quad (2.20)$$

Известно, что  $\sigma^2 = P_{ш}$ , то есть это мощность помехи.

Следовательно, оценка мощности помехи определяется следующим соотношением:

$$\hat{P}_{ш} = \frac{\sum_{k=0}^{N-1} (\hat{\hat{X}}_k - \hat{X}_k)^2}{(4 \cdot \cos^2(\omega\Delta t) + 2) \cdot N} \quad (2.21)$$

Если информационный сигнал занимает всю полосу принятого сигнала, то оценку мощности смеси сигнала и помехи можно вычислить следующим образом:

$$\hat{P}_{с+ш} = \sum_{k=0}^{N-1} \hat{X}_k^2 \quad (2.22)$$

Если же информационный сигнал занимает некоторую частотную полосу, которая может отличаться от частотной полосы, занимаемой принимаемым сигналом, то оценка мощности смеси сигнала и помехи вычисляется синфазно-квадратурным методом, и определяется выражением:

$$\begin{aligned} \hat{P}_{с+ш} &= \left| \frac{1}{T} \int_0^T \hat{X}(t) \cdot e^{i\omega t} dt \right|^2 = \\ &= \left( \frac{1}{T} \int_0^T \hat{X}(t) \cdot \sin(\omega t) dt \right)^2 + \left( \frac{1}{T} \int_0^T \hat{X}(t) \cdot \cos(\omega t) dt \right)^2, \end{aligned} \quad (2.23)$$

где  $T$  – длительность элементарной посылки.

При этом, в дискретном случае данное выражение принимает вид:

$$\hat{P}_{c+\pi} = \left( \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \hat{X}(t_i) \cdot \sin(\omega i \Delta t) \right)^2 + \left( \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \hat{X}(t_i) \cdot \cos(\omega i \Delta t) \right)^2. \quad (2.24)$$

В данном случае ОСП определяется следующим соотношением:

$$h^2 = \frac{P_c}{P_{\pi}}, \quad (2.25)$$

где  $P_c$  и  $P_{\pi}$  – мощности сигнала и помехи.

Однако, для случаев  $h^2 \gg 1$  достаточно точной оценкой является величина:

$$\hat{h}^2 = \frac{\hat{P}_{c+\pi}}{\hat{P}_{\pi}} - 1 \quad (2.26)$$

Следует отметить, что указанное условие в большинстве случаев выполняется при стабильной работе реальных радиолиний.

Для обоснования применения данной оценки было проведено моделирование зависимости средней относительной погрешности оценки  $\hat{h}^2$  от истинного значения  $h^2$ , результат которого показан на рисунке 2.3.

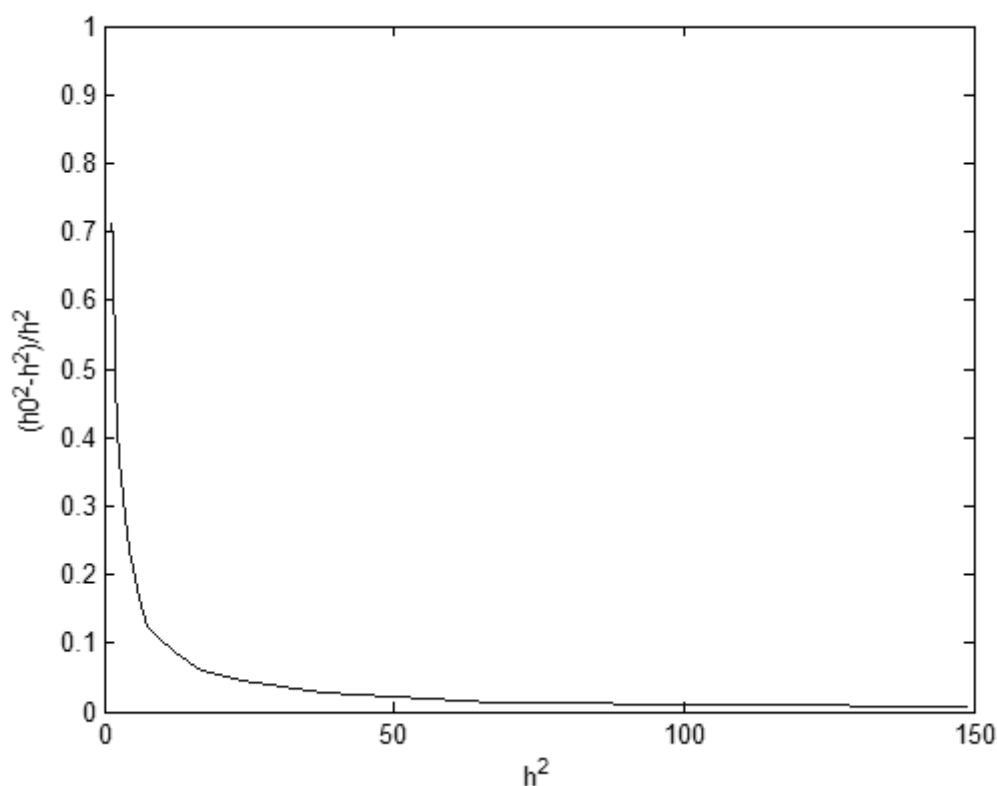


Рисунок 2.3 – Зависимость относительной погрешности оценки  $\hat{h}^2$  от истинного значения  $h^2$

Таким образом, данный способ позволяет получить оценку ОСП, если в качестве информационного сигнала используется отрезок гармонического колебания заданной частоты любой амплитуды и с любой начальной фазой. Использование данного способа позволяет оценивать состояние канала связи по информационным сигналам, не вводя дополнительной избыточности.

Такой способ оценивания может быть использован для радиолиний, где применяются одночастотные гармонические АМ, ФМ или КАМ сигналы различной позиционности. Также он может быть применён для низкоскоростных систем в случае использования составных сигналов, представленных автором, например, в [10].

На данный способ автором в соавторстве с научным руководителем и коллегами получен патент РФ на изобретение № 2502077 [81].

### **2.3. Способ оценивания ОСП при использовании сигналов с двухпозиционной фазовой модуляцией**

В предыдущем параграфе был рассмотрен способ, позволяющий оценить ОСП для одночастотного сигнала, который не столь эффективно использует выделенную частотную полосу, по сравнению с многочастотным сигналом. Между тем многочастотный OFDM сигнал на сегодняшний день занял прочные позиции и используется практически во всех диапазонах частот. Поэтому для сигнала такого вида также необходимы бестестовые способы оценки состояния канала связи.

В данном параграфе представлено одно из возможных новых решений данной задачи для многочастотных OFDM сигналов двухпозиционной фазовой модуляцией (относительной или абсолютной), предложенное автором совместно с соавтором в [25].

OFDM сигнал, который используется для передачи данных на длительности элементарной посылки можно представить в виде следующей модели:

$$S(t) = \sum_{i=1}^N A_i \cdot \cos((\omega_0 + i \cdot \Delta\omega)t + \varphi_i), \quad (2.27)$$

где  $A_i$  – амплитуда на  $i$  – той частоте;

$\omega_0$  – начальная частота;

$\Delta\omega$  – расстояние между частотами;

$\varphi_i$  – начальная фаза на  $i$  – той частоте;

$t$  – время;

$N$  – количество частот.

Если для передачи данных используется OFDM сигнал с двухпозиционной ФМ или ОФМ, то комплексный спектральный коэффициент сигнала  $s(t)$  на используемой частоте  $\omega$  на длительности  $(k)$ -ой посылки определяется выражением:

$$\dot{s}_k = \frac{1}{T} \int_{kT}^{(k+1)T} s(t) \cos(\omega t) dt + i \cdot \frac{1}{T} \int_{kT}^{(k+1)T} s(t) \sin(\omega t) dt = a_k + i \cdot b_k, \quad (2.28)$$

где  $T$  – длительность посылки.

Амплитуда спектральной составляющей на используемой частоте определяется выражением:

$$A_{(s_k)} = |\dot{s}_k| = \sqrt{a_k^2 + b_k^2}. \quad (2.29)$$

В определённые промежутки времени на выходе модулятора разность начальных фаз двух соседних посылок сигнала с равной вероятностью принимает значения 0 или  $\pi$ . Будем считать, что амплитуды на двух соседних посылках на заданной частоте равны. Тогда, складывая спектральные коэффициенты сигналов соседних посылок на передающей стороне, можно вычислить амплитуду суммы спектральных составляющих сигнала на используемой частоте  $\omega$ , которая будет принимать следующие значения:

$$A_{(s_k+s_{k+1})} = |\dot{s}_k + \dot{s}_{k+1}| = \sqrt{(a_k + a_{k+1})^2 + (b_k + b_{k+1})^2} = \begin{cases} 0, & \text{при } \Delta\varphi = \pi; \\ 2A, & \text{при } \Delta\varphi = 0, \end{cases} \quad (2.30)$$

где  $\Delta\varphi$  – задаваемая разность фаз между соседними посылками при модуляции на передающей стороне.

После прохождения канала связи разность фаз  $\Delta\varphi$  будет отличаться от заданных значений, и  $A_{(s_k+s_{k+1})}$  становится случайной величиной. Тогда амплитуду суммы спектральных составляющих сигнала на соседних посылках, вычисленную на приёмной стороне, можно представить следующим выражением:

$$\begin{aligned} A_{(s_k+s_{k+1})} &= |\dot{s}_k + \dot{\xi}_k + \dot{s}_{k+1} + \dot{\xi}_{k+1}| = \\ &= \sqrt{(a_k + a_{k+1} + \operatorname{Re}(\dot{\xi}_k) + \operatorname{Re}(\dot{\xi}_{k+1}))^2 + (b_k + b_{k+1} + \operatorname{Im}(\dot{\xi}_k) + \operatorname{Im}(\dot{\xi}_{k+1}))^2}, \end{aligned} \quad (2.31)$$

где  $\dot{\xi}_k, \dot{\xi}_{k+1}$  – комплексные спектральные составляющие помехи на  $(k)$ -ой и  $(k+1)$ -ой посылке.

Учитывая, что если

$$\Delta\varphi = \pi, \text{ то } \dot{s}_k = -\dot{s}_{k+1}, \quad (2.32)$$

$$\Delta\varphi = 0, \text{ то } \dot{s}_k = \dot{s}_{k+1}, \quad (2.33)$$

получим:

$$A_{(s_k+s_{k+1})} = \begin{cases} |\dot{\xi}_k + \dot{\xi}_{k+1}|, & \text{при } \Delta\varphi = \pi; \\ |2\dot{s}_k + \dot{\xi}_k + \dot{\xi}_{k+1}|, & \text{при } \Delta\varphi = 0, \end{cases} \quad (2.34)$$

Для дальнейшего анализа введём следующие величины:

$$\alpha = |\dot{\xi}_k + \dot{\xi}_{k+1}| = \sqrt{(Re(\xi_k) + Re(\xi_{k+1}))^2 + (Im(\xi_k) + Im(\xi_{k+1}))^2}, \quad (2.35)$$

$$\beta = |2\dot{s}_k + \dot{\xi}_k + \dot{\xi}_{k+1}| = \sqrt{(2A + Re(\xi_k) + Re(\xi_{k+1}))^2 + (Im(\xi_k) + Im(\xi_{k+1}))^2} \quad (2.36)$$

В принятых обозначениях:

$$A_{(s_k+s_{k+1})} = \begin{cases} \alpha_k, & \text{при } \Delta\varphi = \pi; \\ \beta_k, & \text{при } \Delta\varphi = 0. \end{cases} \quad (2.37)$$

Аналогичным образом можно вычислить амплитуду разности сигналов на этих же соседних посылках:

$$A_{(s_k-s_{k+1})} = \begin{cases} |2\dot{s}_k + \dot{\xi}_k - \dot{\xi}_{k+1}|, & \text{при } \Delta\varphi = \pi; \\ |\dot{\xi}_k - \dot{\xi}_{k+1}|, & \text{при } \Delta\varphi = 0, \end{cases} \quad (2.38)$$

$$A_{(s_k-s_{k+1})} = \begin{cases} \beta_k, & \text{при } \Delta\varphi = \pi; \\ \alpha_k, & \text{при } \Delta\varphi = 0. \end{cases} \quad (2.39)$$

Таким образом, при демодуляции ФМ сигналов такими действиями всегда можно получить две СВ – значения огибающей удвоенной помехи или смеси удвоенного сигнала и помехи. При этом, в среднем выполняется равенство:  $\beta_k > \alpha_k$ . Однако, чему они будут соответствовать в условиях априорной неопределённости данных, указать невозможно.

Можно считать, что мнимые и вещественные компоненты спектральных составляющих помехи  $\dot{\xi}_k, \dot{\xi}_{k+1}$  имеют центрированное гауссовское распределение с параметром  $\sigma^2$ :

$$W_{Re(\xi_k)}(x; \sigma^2) = W_{Im(\xi_k)}(x; \sigma^2) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2}} \exp\left(\frac{-x^2}{2\sigma^2}\right). \quad (2.40)$$

При этом СВ  $\alpha$  и  $\beta$  являются независимыми и имеют плотности распределения Релея и Райса соответственно [115]:

$$W_\alpha(x; \sigma^2) = \frac{x}{(\sigma\sqrt{2})^2} \exp\left(\frac{-x^2}{2(\sigma\sqrt{2})^2}\right), \quad (2.41)$$

$$W_\beta(x; A, \sigma^2) = \frac{x}{(\sigma\sqrt{2})^2} \exp\left(\frac{-x^2 - (2A)^2}{2(\sigma\sqrt{2})^2}\right) I_0\left(\frac{(2A)x}{(\sigma\sqrt{2})^2}\right). \quad (2.42)$$

Таким образом, величины  $A_{(s_k+s_{k+1})}$  и  $A_{(s_k-s_{k+1})}$  являются случайными, которые могут иметь одну из двух возможных плотностей распределения вероятностей. Параметрами данных плотностей являются  $A$  и  $\sigma^2$ . Введём обозначение:

$$h^2 = \frac{A^2}{2\sigma^2}. \quad (2.43)$$

Поскольку в работе представляет интерес оценка величины  $h^2$  отметим, что использование в качестве такой оценки отношение оценок  $\hat{A}$  и  $\hat{\sigma}^2$  является некорректным.



Поэтому необходимо проводить оценку непосредственно величины  $h^2$ . Это удаётся сделать, если рассмотреть СВ, равную отношению амплитуд суммы и разности сигналов:

$$\gamma = \frac{A_{(s_k+s_{k+1})}}{A_{(s_k-s_{k+1})}} = \begin{cases} \frac{\alpha}{\beta}, & \text{при } \Delta\varphi = \pi; \\ \frac{\beta}{\alpha}, & \text{при } \Delta\varphi = 0. \end{cases} \quad (2.44)$$

В случае, когда  $\Delta\varphi = 0$  функцию распределения  $F_\gamma(x; h^2)$  СВ  $\gamma$  удаётся найти в замкнутом виде:

$$\begin{aligned} F_\gamma(x; h^2) &= \int_0^\infty W_\alpha(x_1; \sigma^2) \int_0^{xx_1} W_\beta(x_2; A, \sigma^2) dx_2 dx_1 = \\ &= 1 - \frac{1}{1+x^2} \exp\left(\frac{-(2A)^2 x^2}{2(\sigma\sqrt{2})^2 (1+x^2)}\right) = 1 - \frac{1}{1+x^2} \exp\left(\frac{-2h^2 x^2}{1+x^2}\right), \end{aligned} \quad (2.45)$$

Тогда плотность распределения СВ  $\gamma$  находим, дифференцируя функцию распределения:

$$W_\gamma^0(x; h^2) = \frac{d(F_\gamma(x; h^2))}{dx} = \frac{x(2x^2 + 2(1+2h^2))}{(1+x^2)^3} \exp\left(\frac{-2h^2 x^2}{1+x^2}\right). \quad (2.46)$$

Плотность распределения СВ  $\gamma$ , когда  $\Delta\varphi = \pi$  можно получить из выражения (2.46) путем известных преобразований [44], учитывая, что:

$$W_\gamma^\pi(x; h^2) = W_\gamma^0(x; h^2). \quad (2.47)$$

Тогда искомая плотность имеет вид:

$$W_\gamma^\pi(x; h^2) = \frac{x(2 + 2x^2(1+2h^2))}{(1+x^2)^3} \exp\left(\frac{-2h^2}{1+x^2}\right). \quad (2.48)$$

Таким образом, величина  $\gamma$  является случайной, которая может иметь одну из двух возможных плотностей распределения вероятностей. При этом, неизвестно какой плотностью будет описываться полученная на двух соседних посылках величина. Единственным параметром этих плотностей является искомое значение ОСП  $h^2$ . При этом выборку значений СВ  $\gamma$  можно сформировать по всем используемым частотам OFDM сигнала в выделенной полосе.

Обычно в такой ситуации сначала предпринимается попытка классификации выборки измеренной величины  $\gamma$  и разделения её на две подвыборки, которые состоят из СВ, распределённых по разным законам [14; 55; 67]. Однако, данная операция носит вероятностный характер, и в образованных подвыборках всегда содержатся СВ классифицированные неверно. Поэтому, в данной работе предлагается рассматривать всю выборку величины  $A_{(s_k+s_{k+1})}$  целиком, то есть смесь выборок двух разных величин. Тогда, при условии, что передаваемые

данные случайны и равновероятны (количество «0» и «1» примерно равно), можно представить плотность распределения СВ  $\gamma$  в виде смеси двух плотностей:

$$W(x; h^2) = \frac{1}{2} W_\gamma^0(x; h^2) + \frac{1}{2} W_\gamma^\pi(x; h^2). \quad (2.49)$$

Характерный вид данной плотности распределения для двух различных параметров представлен на рисунке 2.4.

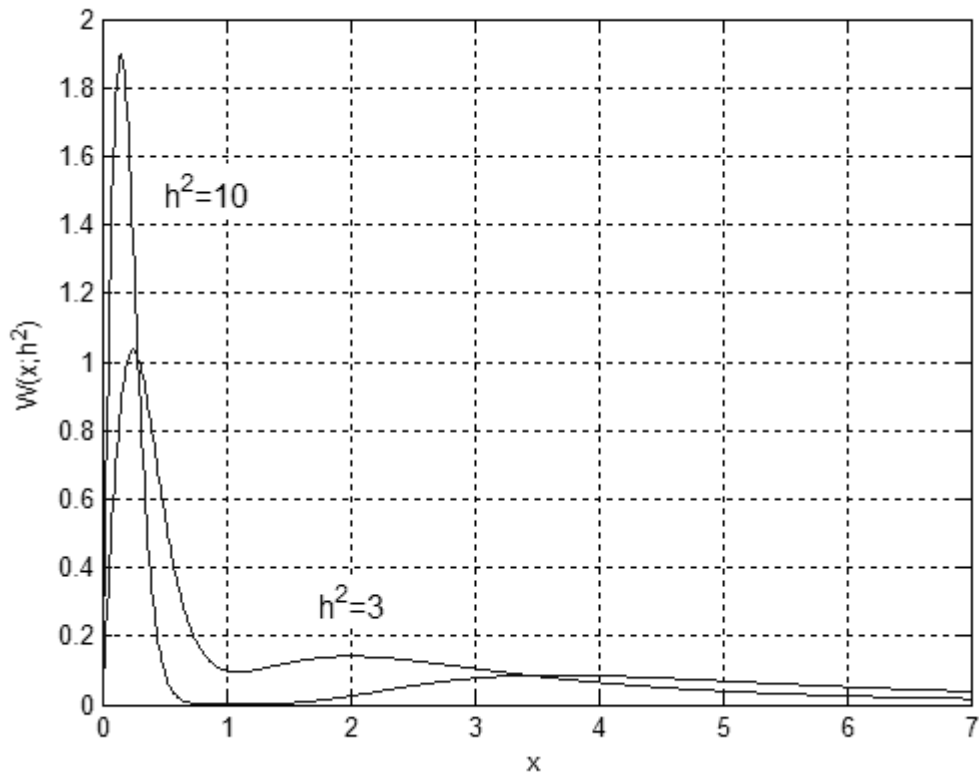


Рисунок 2.4 – Вид плотности  $W(x; h^2)$  при параметре  $h^2 = 3$  и  $h^2 = 10$

Для оценки искомого параметра  $h^2$  можно воспользоваться методом максимального правдоподобия, как одним из возможных методов для оценки неизвестных параметров распределения [54; 57; 44; 118]. Для этого необходимо найти значение аргумента, при котором функция правдоподобия достигает максимума. Найденное значение аргумента будет являться асимптотически несмещённой, состоятельной и эффективной оценкой искомого параметра [54]. Функция правдоподобия в этом случае имеет следующий вид:

$$L(h^2) = \prod_{k=1}^N W(x_k; h^2), \quad (2.50)$$

где  $x_k = \frac{A(s_k + s_{k+1})}{A(s_k - s_{k+1})}$ ;

$N$  - объём выборки.

$$L(h^2) = \left( \prod_{k=1}^N \left( \frac{x_k}{(1+x_k^2)^3} \right) \right) \times \left[ \prod_{k=1}^N \left( (x_k^2 + 1 + 2h^2) \exp\left( \frac{-2h^2 x_k^2}{1+x_k^2} \right) + (1+x_k^2(1+2h^2)) \exp\left( \frac{-2h^2}{1+x_k^2} \right) \right) \right] \quad (2.51)$$

Как известно, для нахождения точек максимума функции  $L(h^2)$  необходимо решить уравнение:

$$\frac{\partial L(h^2)}{\partial h^2} = 0. \quad (2.52)$$

Выполнив операцию дифференцирования, можно получить уравнение в явном виде, которое, однако, имеет слишком громоздкий вид. Величина  $h^2$  в данном случае может быть определена путём решения полученного нелинейного уравнения либо другими различными методами поиска максимума функции правдоподобия. В аналитическом виде решение найти не удаётся. Поэтому воспользуемся численными методами, широко используемыми в последние годы в задачах оценивания статистических параметров. Такой подход позволяет определить корень уравнения с требуемой точностью. Характерный вид данной функции правдоподобия, когда объём выборки  $N = 100$ , представлен на рисунке 2.5 для двух различных параметров.

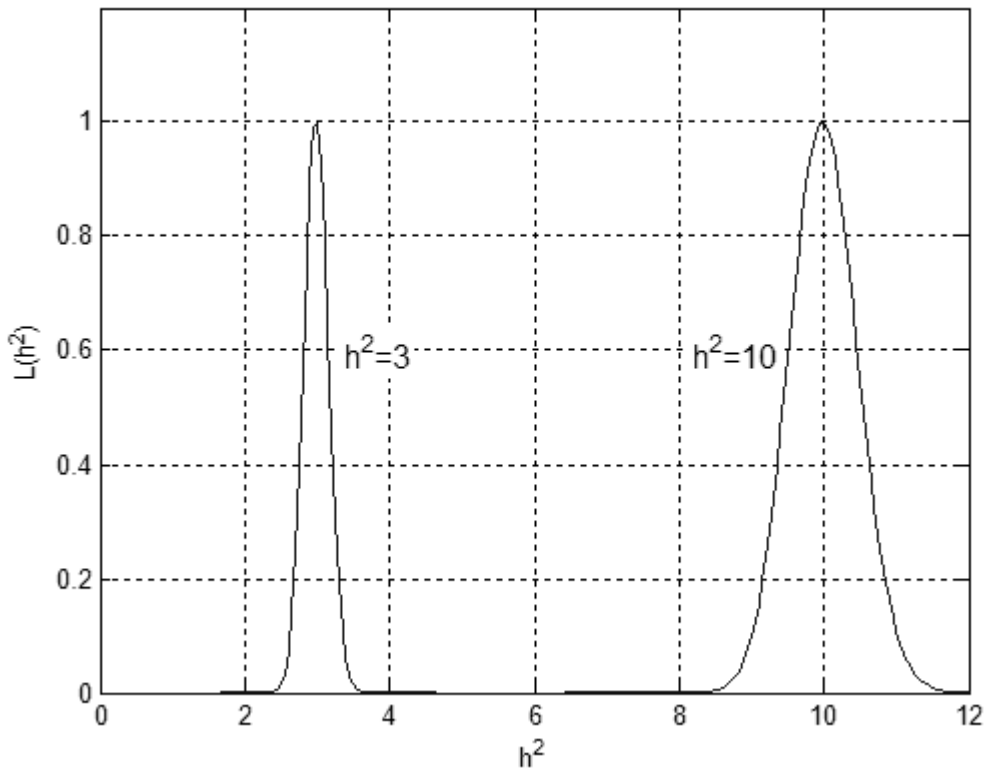


Рисунок 2.5 – Вид функции правдоподобия  $L(h^2)$  при  $h^2 = 3$  и  $h^2 = 10$

На рисунке 2.5 видно, что, несмотря на бимодальный характер плотности распределения, функция правдоподобия имеет один чётко выраженный максимум, координата которого соответствует наиболее вероятному значению  $h^2$ . Для нахождения максимума функции в данной работе использовался метод золотого сечения.

Для случая использования других кратностей модуляции получение оценки  $h^2$  является гораздо более сложной задачей. Так, для ОФМ4 или ФМ4 найти выражение для плотности СВ  $\gamma$  в замкнутом виде не удаётся. Поэтому, такой подход напрямую не применим для большей кратности модуляции.

Определить погрешность найденных оценок аналитическим путём не удаётся, поэтому было проведено численное моделирование и вычислено среднеквадратическое отклонение оценки. На рисунке 2.6 представлена зависимость среднеквадратического отклонения  $\sigma$  оценки  $\widehat{h^2}$  от истинного значения  $h^2$ . Данная зависимость получена численным способом при обработке 1200 символов при количестве испытаний равном 10000.

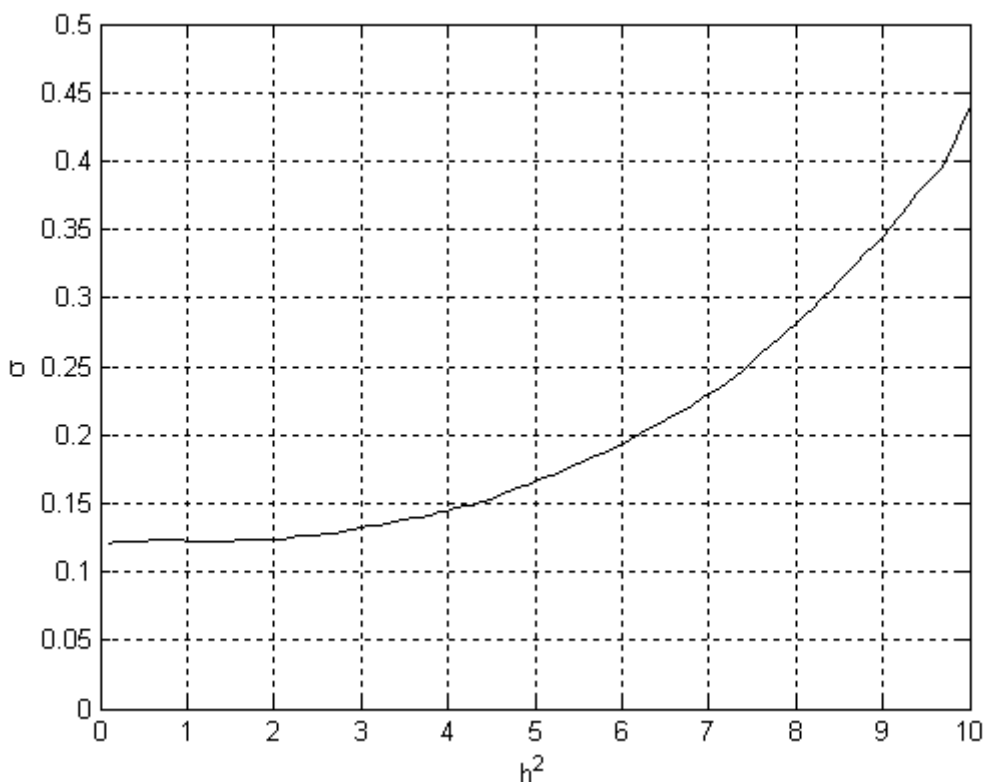


Рисунок 2.6 – Зависимость среднеквадратического отклонения  $\sigma$  оценки  $\widehat{h^2}$  от истинного значения  $h^2$  при объёме выборки  $N = 1200$  символов

Предлагаемый в данной работе способ позволяет оценить значение ОСП в канале связи с постоянными параметрами для сигналов с ОФМ2 или ФМ2 без использования каких-либо тестовых сигналов. При этом информационный сигнал может занимать всю выделенную

частотную полосу, а оценка помехоустойчивости может быть получена для любой кратности на основе известных аналитических зависимостей от значения  $h^2$ .

На данный способ автором в соавторстве с научным руководителем и коллегами получен патент РФ на изобретение № 2548032 [83].

#### **2.4. Способ оценивания ОСП по восстановленной модели плотности распределения разницы фаз**

В параграфе 2.3 приведено решение для случая, когда используется только двухпозиционная модуляция OFDM сигнала. Однако, в коротковолновой радиолинии достаточно часто наблюдаются условия, при которых возможно использование модуляций повышенной позиционности. Повышение позиционности модуляции позволяет увеличить скорость передачи данных. Поэтому задача получения оценок ВОБ для таких видов модуляции, как OFM2, OFM4, OFM8 и OFM16 является актуальной.

Рассмотрим бестестовый способ, позволяющий на основе анализа рабочих сигналов любой позиционности фазовой модуляции, оценивать искомую ВОБ, разработанный автором совместно с соавтором и описанный в [24; 29].

Предлагаемый способ основывается на том, что на длительности элементарной посылки фаза сигнала не испытывает разрывов, а входной поток данных является двоичным биномиальным случайным процессом, то есть начальная фаза принимает разрешённые значения (позиции) на выходе модулятора с равной вероятностью.

После прохождения канала связи, разность начальных фаз между двумя соседними посылками будет отличаться от известного значения. На основе данных разностей фаз, доступных для измерения, можно сформировать плотность распределения разности фаз при использовании посылок заданной длительности и оценить искомую ВОБ.

Плотность вероятности начальной фазы смеси сигнала и помехи (при условии, что начальная фаза сигнала постоянна и равна нулю) в канале с постоянными параметрами описывается нормальным угловым законом распределения [61; 110]:

$$W(\varphi) = \frac{1}{2\pi} e^{-h^2} \left[ 1 + \sqrt{4\pi h^2} \cdot \cos(\varphi) \Phi \left( \sqrt{2h^2} \cdot \cos(\varphi) \right) e^{h^2 \cos^2(\varphi)} \right], \quad (2.53)$$

где  $\varphi \in [-\pi; \pi]$ ;

$$\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x e^{-\frac{1}{2}x^2} dx - \text{интеграл вероятности};$$

$h^2$  – ОСП.

Плотность распределения разностей фаз между двумя соседними посылками в этом случае достаточно хорошо описывается распределением Мизеса [61; 110]:

$$W_0(\Delta\varphi, h^2) = \frac{1}{2\pi I_0(h^2)} e^{h^2 \cos(\Delta\varphi)}, \quad (2.54)$$

где  $I_0(h^2)$ - модифицированная функция Бесселя первого рода нулевого порядка.

Если разность фаз между двумя соседними посылками сигнала с равной вероятностью принимает значения 0 и  $\pi$ , то плотность вероятности разностей фаз такого сигнала может быть описана смесью плотностей:

$$W_{0,\pi}(\Delta\varphi, h^2) = \frac{1}{2}W_0(\Delta\varphi, h^2) + \frac{1}{2}W_0(\Delta\varphi + \pi, h^2), \quad (2.55)$$

где  $\Delta\varphi \in [-\pi; \pi]$ .

Как указывалось в параграфе 2.3, в данном случае, в отличие от классического подхода в виде проведения процедуры классификации, автор предлагает рассматривать всю выборку разностей фаз целиком.

Поэтому данный подход позволяет избежать процедуры классификации.

Если для передачи данных используется двухпозиционная относительная фазовая модуляция, то можно сформировать выборку разностей фаз на некотором временном интервале. Используя в качестве модели теоретическую плотность распределения разностей фаз  $W_{0,\pi}(\Delta\varphi)$  на основе полученной выборки можно оценить параметры распределения. Воспользуемся методом максимального правдоподобия для оценки неизвестного параметра распределения  $h^2$  [44; 54; 57; 118]. В данном случае функция правдоподобия описывается следующим выражением:

$$L(h^2) = \prod_{i=1}^N W_{0,\pi}(\Delta\varphi_i, h^2), \quad (2.56)$$

где  $\Delta\varphi_i$  - измеренная разность фаз между  $i$  и  $(i + 1)$  посылками;

$N$  - объём выборки.

Условный вид функции  $L(h^2)$  при заданном  $h^2 = 2,3$  изображен на рисунке 2.7.

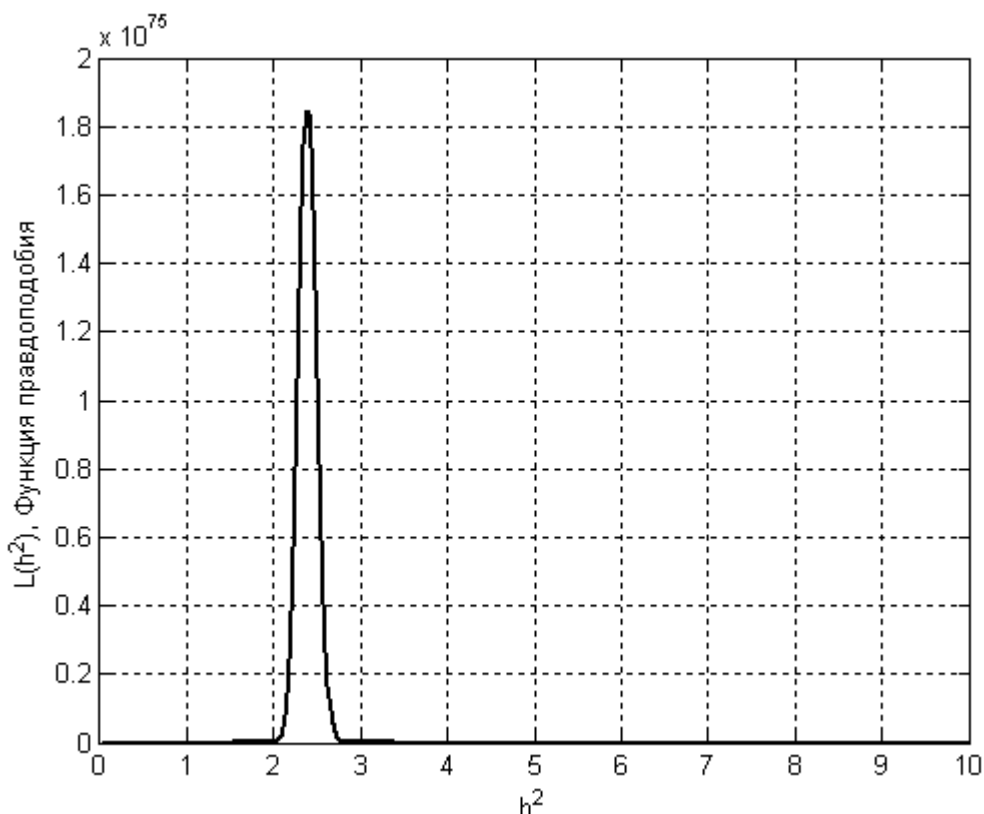


Рисунок 2.7 – Условный вид функции  $L(h^2)$  при заданном  $h^2 = 2,3$

Как известно, для нахождения максимума функции  $L(h^2)$  необходимо решить уравнение:

$$\frac{\partial L(h^2)}{\partial h^2} = 0. \quad (2.57)$$

$$\frac{\partial \left( \prod_{i=1}^N \left( \frac{1}{2} \frac{1}{2\pi I_0(h^2)} e^{h^2 \cos(\Delta\varphi_i)} + \frac{1}{2} \frac{1}{2\pi I_0(h^2)} e^{h^2 \cos(\Delta\varphi_i + \pi)} \right) \right)}{\partial h^2} = 0. \quad (2.58)$$

$$\frac{\partial \left( \frac{1}{(2\pi I_0(h^2))^N} \prod_{i=1}^N (ch(h^2 \cdot \cos(\Delta\varphi_i))) \right)}{\partial h^2} = 0. \quad (2.59)$$

Тогда, выполнив операцию дифференцирования, получим:

$$\frac{\prod_{i=1}^N (ch(h^2 \cos(\Delta\varphi_i)))}{(2\pi)^N (I_0(h^2))^N} \left( \sum_{i=1}^N \cos(\Delta\varphi_i) th(h^2 \cos(\Delta\varphi_i)) - \frac{NI_1(h^2)}{I_0(h^2)} \right) = 0. \quad (2.60)$$

Оценка величины  $h^2$  может быть определена путём решения данного нелинейного уравнения. В замкнутом виде решение этого уравнения найти не удаётся. Однако, использование численных методов решения позволяет определить корень уравнения с требуемой точностью при допустимых вычислительных затратах, что позволяет использовать этот алгоритм в системах реального времени. Стоит отметить, что быстроедействие

современных систем обработки сигналов позволяет широко использовать численные методы статистического анализа.

На рисунке 2.8 представлена зависимость среднеквадратического отклонения  $\sigma$  оценки  $\widehat{h^2}$  от истинного значения  $h^2$ . Данная зависимость получена численным способом при обработке 1200 символов при количестве испытаний равном 10000.

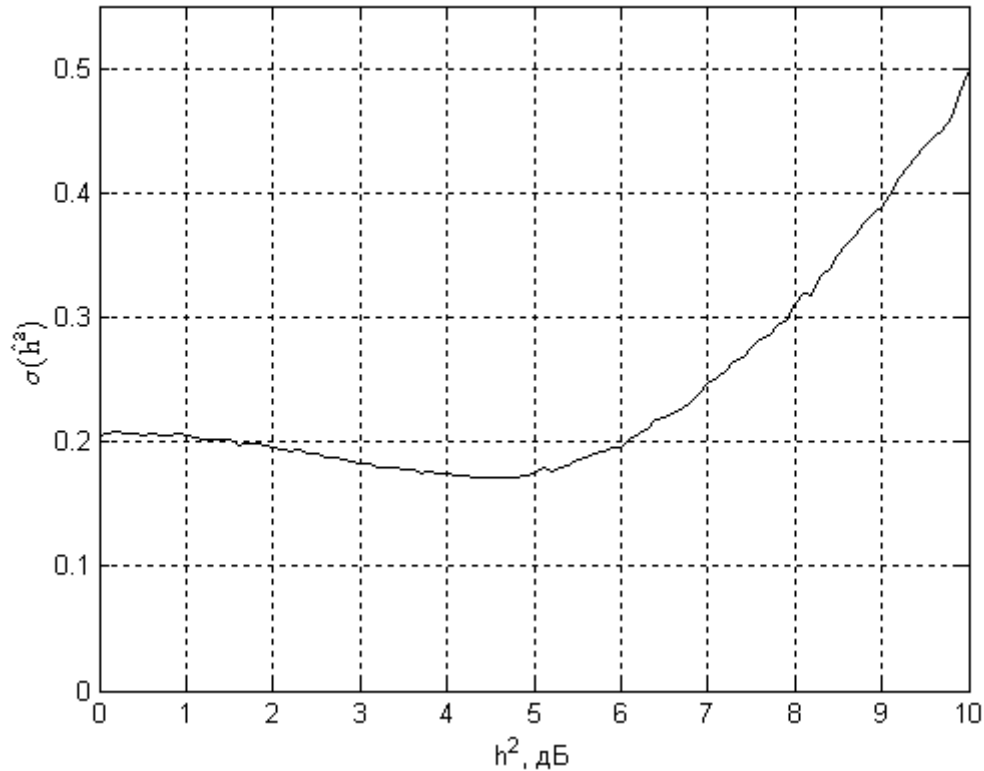


Рисунок 2.8 – Зависимость среднеквадратического отклонения  $\sigma$  оценки  $\widehat{h^2}$  от истинного значения  $h^2$  при объёме выборки  $N = 1200$  символов

Оценку ВОБ для сигналов с различной модуляцией и позиционностью можно получить по известным зависимостям [49; 115]. Однако, в данном случае, оценку ВОБ можно также получить, используя восстановленную плотность распределения разницы фаз  $W_0(\Delta\varphi, \widehat{h^2})$ . Если  $\widehat{h^2}$  – это оценка решения полученного уравнения, то плотность  $W_0(\Delta\varphi, \widehat{h^2})$  можно получить по формуле (2.54). Тогда, так как плотность задана в аналитическом виде, для сигналов с ОФМ получить оценку ВОБ можно путём интегрирования плотности  $W_0(\Delta\varphi, \widehat{h^2})$  по соответствующим интервалам. Так, например, для сигналов ОФМ2 можно определить следующим образом:



$$\hat{p}(h^2) \approx p(\widehat{h^2}) = 1 - \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} W_0(\Delta\varphi, \widehat{h^2}) d\Delta\varphi. \quad (2.61)$$

Для сигналов ОФМ4 ВОБ, определяется следующим выражением:

$$p(h^2) = \int_{-\pi}^{\frac{3\pi}{4}} W_0(\Delta\varphi, h^2) d\Delta\varphi + \int_{\frac{3\pi}{4}}^{\pi} W_0(\Delta\varphi, h^2) d\Delta\varphi + \frac{1}{2} \left( \int_{-\frac{\pi}{4}}^{\frac{\pi}{4}} W_0(\Delta\varphi, h^2) d\Delta\varphi + \int_{\frac{\pi}{4}}^{\frac{3\pi}{4}} W_0(\Delta\varphi, h^2) d\Delta\varphi \right). \quad (2.62)$$

Для анализа точности предложенного способа методом численного моделирования было получено среднеквадратическое отклонение оценки  $\hat{p}$  от заданного значения  $p$  при обработки сигнала с ОФМ2. При этом объем используемой выборки (массив вычисленных разностей фаз), которая формируется при передаче данных в полосе телефонного канала (3,1 кГц) со скоростью 2400 бит/с за время 0.5 с, равен 1200. Для сравнения на рисунке 2.9, также приведена зависимость погрешности оценки  $\hat{p}$  для случая, если бы весь передаваемый блок данных представлял собой тест, длиной 1200 бит.

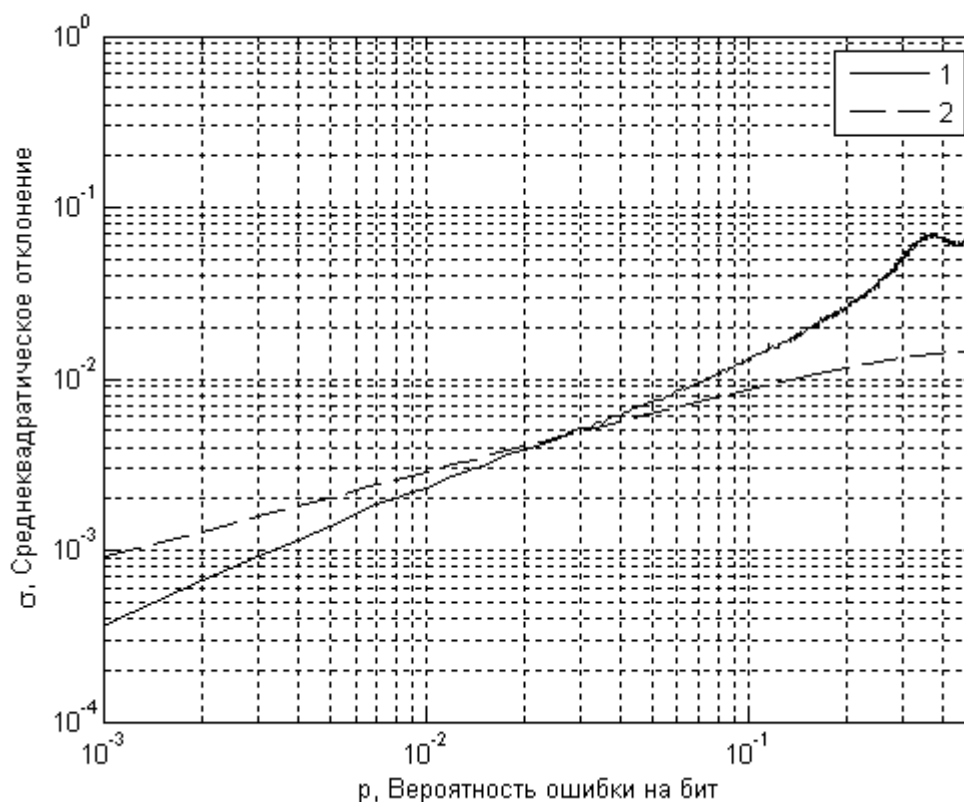


Рисунок 2.9 – Зависимость погрешности оценки ВОБ от истинной ВОБ; 1 – погрешность предлагаемого способа, 2 – погрешность тестового способа

В области больших значений  $p$  присутствует проигрыш в точности предложенного способа, по сравнению с использованием тестового способа, при этом, в области малых значений  $p$  точность предложенного способа выше, чем тестового и выигрыш в точности для значения  $p = 0.01$  при  $N=1200$ , составляет:

$$\frac{\sigma_1}{\sigma_2} = \frac{0,003}{0,0023} \approx 1,3 \text{ раза,} \quad (2.63)$$

где  $\sigma_1$  – погрешность тестового способа;

$\sigma_2$  – погрешность предложенного способа.

В области  $p \in [0,02; 0,04]$  при заданных параметрах точность оценок примерно одинаковая.

Отличительной особенностью описанного способа является возможность формировать оценку ВОБ при использовании сигналов с относительной фазовой модуляцией любой позиционности в условиях плотного частотного заполнения канала связи без введения какой-либо избыточности.

На данный способ автором в соавторстве с научным руководителем и коллегами получен патент РФ на изобретение № 2526283 [82].

## **2.5. Способ оценивания параметров адаптивно выбираемой статистической модели канала**

В параграфах 2.2, 2.3 и 2.4 приводились бестестовые способы получения оценки состояния канала. Данные способы позволяют получить оценку значения ОСП, то есть пользоваться ими можно в том случае, если канал связи на длительности интервала анализа можно считать стационарным, то есть когда в качестве модели канала связи используется модель с постоянным уровнем огибающей сигнала и постоянным уровнем помехи. В том же случае, если в канале связи присутствуют замирания огибающей сигнала, то необходимы другие способы оценивания.

В данном параграфе будут рассмотрены некоторые статистические модели радиоканалов и способы оценки параметров этих моделей для различных используемых информационных сигналов.

Задача определения параметров плотности распределения вероятности СВ является классической статистической задачей и имеет хорошо разработанные методы решения, такие, например, как метод моментов, метод максимального правдоподобия и др. [44; 54; 57; 118].

Однако, применение напрямую указанных методов возможно лишь, когда имеется аналитическое выражение для самой плотности и выборка СВ, с таким законом распределения.

В рассматриваемом случае необходимо отметить, что доступными для измерения являются только значения огибающей смеси сигнала и помехи, а не самого сигнала. Таким образом, если имеется аналитическое выражение для плотности распределения огибающей смеси сигнала и помехи и выборка измерений этой величины, то оценить параметры плотности можно используя известные подходы, описанные, например, в параграфе 1.4.

На практике, однако, как указывалось в параграфе 1.4, достаточно часто в приёмной аппаратуре присутствует блок АРУ, с динамически меняющимся коэффициентом усиления в процессе измерений. В этом случае, восстановить истинную плотность распределения огибающей известными способами не удаётся. Таким образом, требуется найти решение задачи оценивания параметров модели замирания принимаемого сигнала в условиях действующего блока АРУ с неизвестным коэффициентом усиления.

Избавиться от указанной трудности при приёме сигнала на аппаратуру с АРУ, можно применяя подход, предложенный автором с соавторами и описанный в [21; 26; 99; 138], состоящий в том, чтобы для оценки параметров модели канала использовать выборку СВ, инвариантную к значению коэффициента усиления АРУ. Предложенный подход можно использовать, если для передачи данных используется OFDM сигнал.

Часто некоторые частотные субканалы не используют для передачи, а оставляют свободными для некоторых технологических операций таких, например, как поддержание тактовой или частотной подстройки. Применительно к таким радиолиниям, для оценки параметров законов распределения можно использовать СВ  $\xi$ , определяемую, как отношение огибающих сигнала  $A_i$  и  $A_j$ , измеренных на длительности элементарной посылки на свободных  $\{i\}$  и используемых  $\{j\}$  субчастотах внутри выделенной полосы:

$$\xi = \frac{A_i}{A_j}. \quad (2.64)$$

В этом случае на вход приёмника поступает сигнал, представляющий собой сумму сигналов на разных частотных субканалах. Одни из субканалов, представляют собой смесь полезного сигнала с помехой, а другие – только помеху. При этом, если помеха является гауссовской, то плотность распределения его огибающей подчиняется закону распределения Релея:

$$W(x; \sigma^2) = \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right), \quad (2.65)$$

где  $\sigma^2$  – дисперсия помехи.

Тогда в качестве  $A_i$  можно использовать измеренную огибающую помехи, а в качестве  $A_j$  - огибающую смеси сигнала и помехи.

В случае постоянного уровня полезного сигнала  $A$  на соответствующих субчастотах для модели помехи в виде гауссовского шума, функцию распределения СВ  $\xi$  можно найти следующим образом [44]:

$$F_{\xi}(x; A, \sigma^2) = \int_0^{\infty} W_{A_j}(x_1) \int_0^{xx_1} W_{A_i}(x_2) dx_2 dx_1 = 1 - \frac{1}{1+x^2} \exp\left(-\frac{A^2 x^2}{2\sigma^2(1+x^2)}\right). \quad (2.66)$$

Если уровень полезного сигнала  $A$  подвержен замираниям и его плотность распределения подчиняется закону Накагами, то в этом случае функцию распределения СВ  $\xi$  можно найти следующим образом:

$$\begin{aligned} \hat{F}_{\xi}(x; m, \sigma^2, \sigma_0^2) &= \int_0^{\infty} F_{\xi}(x; A, \sigma^2) W(A) dA = \\ &= \int_0^{\infty} \left(1 - \frac{1}{1+x^2} \exp\left(-\frac{A^2 x^2}{2\sigma^2(1+x^2)}\right)\right) \frac{2m^m A^{2m-1}}{\Gamma(m)\sigma_0^{2m}} \exp\left(-\frac{mA^2}{\sigma_0^2}\right) dA = \\ &= 1 - \frac{1}{x^2+1} \left(1 + \frac{x^2 \sigma_0^2}{2\sigma^2(1+x^2)m}\right)^{-m}. \end{aligned} \quad (2.67)$$

При этом величина  $\frac{\sigma_0^2}{\sigma^2} = h_0^2$  представляет собой среднее значение ОСП.

Тогда выражение для плотности примет вид:

$$\begin{aligned} \hat{W}_{\xi}(x; m, h_0^2) &= \frac{d\hat{F}_{\xi}(x; m, h_0^2)}{dx} = \\ &= \frac{2x}{(x^2+1)^2} \left(1 + \frac{x^2 h_0^2}{2(1+x^2)m}\right)^{-m} \left(1 + \frac{mh_0^2}{x^2(2m+h_0^2)+2m}\right). \end{aligned} \quad (2.68)$$

Если же в выражении (2.66) величина  $A$  является случайной и её плотность распределения подчиняется закону Райса, то в этом случае функция распределения СВ  $\xi$  определяется следующим образом:

$$\begin{aligned} \hat{F}_{\xi}(x; A, \sigma^2, A_0, \sigma_0^2) &= \\ &= \int_0^{\infty} \left(1 - \frac{1}{1+x^2} \exp\left(-\frac{A^2 x^2}{2\sigma^2(1+x^2)}\right)\right) \frac{A}{\sigma_0^2} \exp\left(-\frac{A^2 + A_0^2}{2\sigma_0^2}\right) I_0\left(\frac{AA_0}{\sigma_0^2}\right) dA = \\ &= 1 - \frac{1}{1+x^2 \left(\frac{\sigma_0^2}{\sigma^2} + 1\right)} \exp\left(\frac{A_0^2(1+x^2)}{2\sigma_0^2 \left(1+x^2 \left(\frac{\sigma_0^2}{\sigma^2} + 1\right)\right)} - \frac{A_0^2}{2\sigma_0^2}\right). \end{aligned} \quad (2.69)$$

При этом, как уже отмечалось, величина  $\frac{\sigma_0^2}{\sigma^2} = h_0^2$ , а величина  $\frac{A_0^2}{2\sigma^2} = h_p^2$ . Тогда в новых обозначениях функция распределения СВ  $\xi$  имеет следующий более компактный вид:

$$\hat{F}_\xi(x; h_0^2, h_p^2) = 1 - \frac{1}{1 + x^2(h_0^2 + 1)} \exp\left(-\frac{h_p^2 h_0^2 x^2}{x^2(h_0^2 + 1) + 1}\right). \quad (2.70)$$

Выражение для плотности при этом имеет следующий вид:

$$\begin{aligned} \hat{W}_\xi(x; h_0^2, h_p^2) &= \frac{d\hat{F}_\xi(x; h_0^2, h_p^2)}{dx} = \\ &= 2 \frac{x^3(h_0^2 + 1)^2 + x(h_0^2(h_p^2 + 1) + 1)}{(x^2(h_0^2 + 1) + 1)^3} \exp\left(-\frac{h_p^2 h_0^2 x^2}{x^2(h_0^2 + 1) + 1}\right). \quad (2.71) \\ \hat{W}_\xi(x; h_0^2, h_p^2) &= 2 \frac{x^3(h_0^2 + 1)^2 + x(h_0^2(h_p^2 + 1) + 1)}{(x^2(h_0^2 + 1) + 1)^3} \exp\left(-\frac{h_p^2 h_0^2 x^2}{x^2(h_0^2 + 1) + 1}\right). \end{aligned}$$

Если же в принимаемом OFDM сигнале для передачи используются все доступные субканалы, то есть отсутствуют свободные субканалы, то предлагаемый выше вариант решения не удаётся применить, так как напрямую не удаётся получить выборку измерений огибающей помехи. В этом случае можно использовать более сложный подход, описанный в работе [25] и в параграфе 2.3, для случая канала связи с постоянными параметрами.

Предположим, что в принимаемом OFDM сигнале используется двухпозиционная относительная фазовая модуляция, а замирения сигнала являются медленными, то есть такие, что на соседних посылках амплитуда практически одинакова.

Тогда, амплитуда суммы спектральных составляющих сигнала на соседних посылках, в зависимости от разницы фаз, может принимать значения либо удвоенной помехи, либо удвоенного сигнала плюс удвоенной помехи. Так получается потому, что спектральные составляющие будут либо сонаправлены, либо противоположно направлены. Аналогичным образом можно вычислить амплитуду разности сигналов на этих же соседних посылках. Таким образом, при демодуляции сигналов такими действиями всегда можно получить две СВ  $\alpha$  и  $\beta$ , одна из которых ( $\alpha$ ) будет соответствовать огибающей удвоенной помехи, а другая ( $\beta$ ) – огибающей удвоенного сигнала плюс удвоенная помеха. При этом, какая из них будет соответствовать сложению, а какая вычитанию, в условиях априорной неопределённости принимаемых данных, указать невозможно. В условиях канала с постоянными параметрами СВ  $\alpha$  и  $\beta$  являются независимыми и имеют плотности распределения Релея и Райса соответственно:

$$W_\alpha(x; \sigma^2) = \frac{x}{(\sigma\sqrt{2})^2} \exp\left(\frac{-x^2}{2(\sigma\sqrt{2})^2}\right), \quad (2.72)$$

$$W_\beta(x; A, \sigma^2) = \frac{x}{(\sigma\sqrt{2})^2} \exp\left(\frac{-x^2 - (2A)^2}{2(\sigma\sqrt{2})^2}\right) I_0\left(\frac{(2A)x}{(\sigma\sqrt{2})^2}\right). \quad (2.73)$$

Теперь рассмотрим СВ, равную отношению огибающих суммы и разности сигналов:

$$\gamma = \begin{cases} \frac{\alpha}{\beta}, & \Delta\varphi = \pi; \\ \frac{\beta}{\alpha}, & \Delta\varphi = 0, \end{cases} \quad (2.74)$$

где  $\Delta\varphi$  – разница фаз между соседними посылками.

Как видно,  $\gamma$  в зависимости от разницы фаз, может иметь либо одну, либо другую плотность распределения.

В случае, когда  $\Delta\varphi = 0$  функция распределения СВ  $\gamma$  удаётся найти в замкнутом виде:

$$\begin{aligned} F_\gamma(x; h^2) &= \int_0^\infty W_\alpha(x_1; \sigma^2) \int_0^{xx_1} W_\beta(x_2; A, \sigma^2) dx_2 dx_1 = \\ &= 1 - \frac{1}{1+x^2} \exp\left(\frac{-(2A)^2 x^2}{2(\sigma\sqrt{2})^2 (1+x^2)}\right) = 1 - \frac{1}{1+x^2} \exp\left(\frac{-2h^2 x^2}{1+x^2}\right). \end{aligned} \quad (2.75)$$

Тогда плотность распределения СВ  $\gamma$  находим, дифференцируя функцию распределения:

$$W_\gamma^0(x; h^2) = \frac{d(F_\gamma(x; h^2))}{dx} = \frac{x(2x^2 + 2(1+2h^2))}{(1+x^2)^3} \exp\left(\frac{-2h^2 x^2}{1+x^2}\right). \quad (2.76)$$

Плотность распределения СВ  $\gamma$ , когда  $\Delta\varphi = \pi$  имеет вид:

$$W_\gamma^\pi(x; h^2) = \frac{x(2 + 2x^2(1+2h^2))}{(1+x^2)^3} \exp\left(\frac{-2h^2}{1+x^2}\right). \quad (2.77)$$

Таким образом, величина  $\gamma$  является случайной, которая может иметь одну из двух возможных плотностей вероятностей. При этом, неизвестно к какой именно плотности будет относиться полученная величина.

Здесь, как и ранее, в параграфе 2.3 предлагается рассматривать всю выборку величины  $\gamma$  целиком, то есть смесь выборок двух разных величин. Тогда, при условии, что передаваемые данные случайны и равновероятны (количество «0» и «1» примерно равно), можно представить плотность распределения СВ  $\gamma$  в виде следующей смеси двух плотностей:

$$W(x; h^2) = \frac{1}{2} W_\gamma^0(x; h^2) + \frac{1}{2} W_\gamma^\pi(x; h^2). \quad (2.78)$$

В случае наличия замираний сигнала, с выражением (2.77) необходимо произвести аналогичные действия, как в выражениях (2.67) - (2.71).

Тогда, в случае наличия замираний по закону Накагами плотности будут иметь вид:

$$\widehat{W}_\gamma^0(x; m, h_0^2) = \frac{2x}{(x^2+1)^2} \left(1 + \frac{h_0^2}{(1+x^2)m}\right)^{-m} \left(1 + \frac{x^2 m h_0^2}{m(x^2+1) + h_0^2}\right). \quad (2.79)$$

$$\widehat{W}_\gamma^\pi(x; m, h_0^2) = \frac{2x}{(x^2+1)^2} \left(1 + \frac{x^2 h_0^2}{(1+x^2)m}\right)^{-m} \left(1 + \frac{m h_0^2}{x^2(m + h_0^2) + m}\right). \quad (2.80)$$

В случае же наличия замираний по закону Райса плотности будут иметь вид:

$$\begin{aligned} & \widehat{W}_\gamma^0(x; h_p^2, h_0^2) = \\ & = 2 \frac{x^3(h_0^2 + 1)^2 + x(h_0^2(2h_p^2 + 1) + 1)}{(x^2(h_0^2 + 1) + 1)^3} \exp\left(-\frac{2h_p^2 h_0^2 x^2}{x^2(h_0^2 + 1) + 1}\right), \end{aligned} \quad (2.81)$$

$$\begin{aligned} & \widehat{W}_\gamma^\pi(x; h_p^2, h_0^2) = \\ & = 2 \frac{x((h_0^2 + 1)^2 + x^2(h_0^2(2h_p^2 + 1) + 1))}{(h_0^2 + 1 + x^2)^3} \exp\left(-\frac{2h_p^2 h_0^2}{h_0^2 + 1 + x^2}\right). \end{aligned} \quad (2.82)$$

Соответствующие смеси плотностей будет иметь вид:

$$\widehat{W}(x; m, h_0^2) = \frac{1}{2} \widehat{W}_\gamma^0(x; m, h_0^2) + \frac{1}{2} \widehat{W}_\gamma^\pi(x; m, h_0^2), \quad (2.83)$$

$$\widehat{W}(x; h_p^2, h_0^2) = \frac{1}{2} \widehat{W}_\gamma^0(x; h_p^2, h_0^2) + \frac{1}{2} \widehat{W}_\gamma^\pi(x; h_p^2, h_0^2). \quad (2.84)$$

Таким образом, для моделей законов замирания Накагами и Райса и для указанных видов OFDM сигнала, удаётся получить в замкнутом виде выражения для плотностей распределения введённых выше измеряемых СВ  $\xi$  и  $\gamma$ . Сформировав выборку СВ, и имея аналитическое выражение для её плотности распределения, можно воспользоваться методом максимального правдоподобия, как одним из методов оценки неизвестных параметров распределений [44; 54; 57; 118]. Неизвестными параметрами для случая, когда огибающая распределена по закону Накагами, будут среднее ОСП  $h_0^2$  и глубина замираний  $m$ , а для случая, когда огибающая распределена по закону Райса – соответственно  $h_0^2$  и  $h_p^2$ .

Тогда функция правдоподобия  $L$ , определяется выражениями:

$$L(m, h_0^2) = \prod_{i=1}^N \left( \widehat{W}(x_i; m, h_0^2) \right) - \text{для распределения Накагами}, \quad (2.85)$$

$$L(h_0^2, h_p^2) = \prod_{i=1}^N \left( \widehat{W}(x_i; h_0^2, h_p^2) \right) - \text{для распределения Райса}, \quad (2.86)$$

где  $x_i - i$  – тое значение измеренной СВ ( $\xi$  или  $\gamma$ );

$N$  - объём выборки.

Координаты максимума функции правдоподобия являются оценками искомых величин. При этом максимум можно найти любым численным методом, например, методом наискорейшего спуска [5]. Характерный вид данной функции, полученный в вычислительном эксперименте, для заданных  $h_0^2 = 10$  и  $m = 2$  при объеме выборки  $N = 600$ , которая формируется при передаче данных в полосе телефонного канала со скоростью 1200 бит/с за время равное 0.5 с, изображён на рисунке 2.10. На рисунке 2.11 изображён вид соответствующей функции правдоподобия для заданных  $h_p^2 = 9$  и  $h_0^2 = 9$  при том же объёме выборки. При этом, выборочные данные были получены методом статистического моделирования, на основе известных подходов, описанных, например, в [118]. Анализ

зависимости показывает, что функция правдоподобия в обоих случаях имеет единственный ярко выраженный глобальный экстремум и не имеет локальных экстремумов.

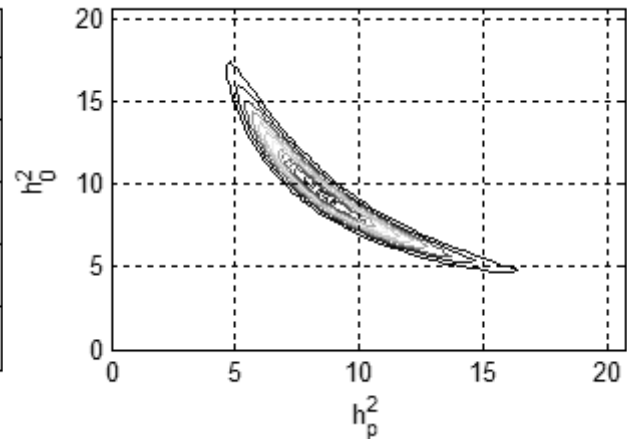
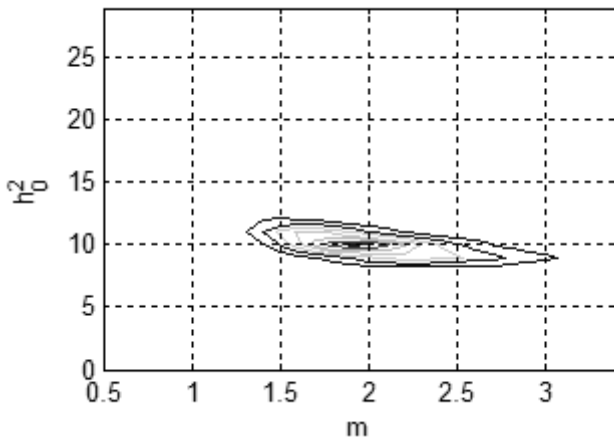


Рисунок 2.10 – Вид функции правдоподобия

$L(m, h_0^2)$  для случая  $h_0^2 = 10$  и  $m = 2$

Рисунок 2.11 – Вид функции правдоподобия

$L(h_0^2, h_p^2)$  для случая  $h_p^2 = 9$  и  $h_0^2 = 9$

Характерный вид функции правдоподобия, полученный в вычислительном эксперименте, для заданных  $h_0^2 = 10$  и  $m = 2$  при объеме выборки  $N = 600$ , которая формируется при передаче данных в полосе телефонного канала со скоростью 1200 бит/с за время равное 0.5 с, изображён на рисунке 2.10. На рисунке 2.11 показан вид функции правдоподобия для заданных  $h_p^2 = 9$  и  $h_0^2 = 9$  при том же объеме выборки. На рисунках 2.12 и 2.13 показаны плотности распределения получаемых оценок для различных заданных значений параметров модели Накагами и Райса соответственно.



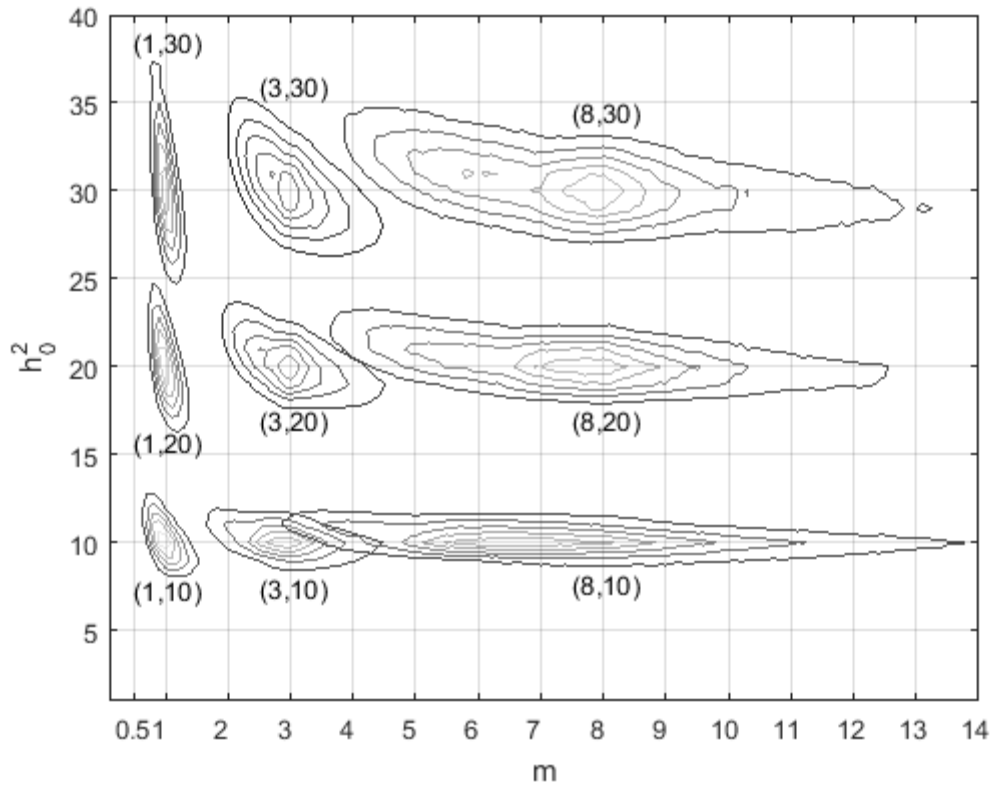


Рисунок 2.12 – Вид плотностей распределения оценок для заданных значений  $(m, h_0^2)$

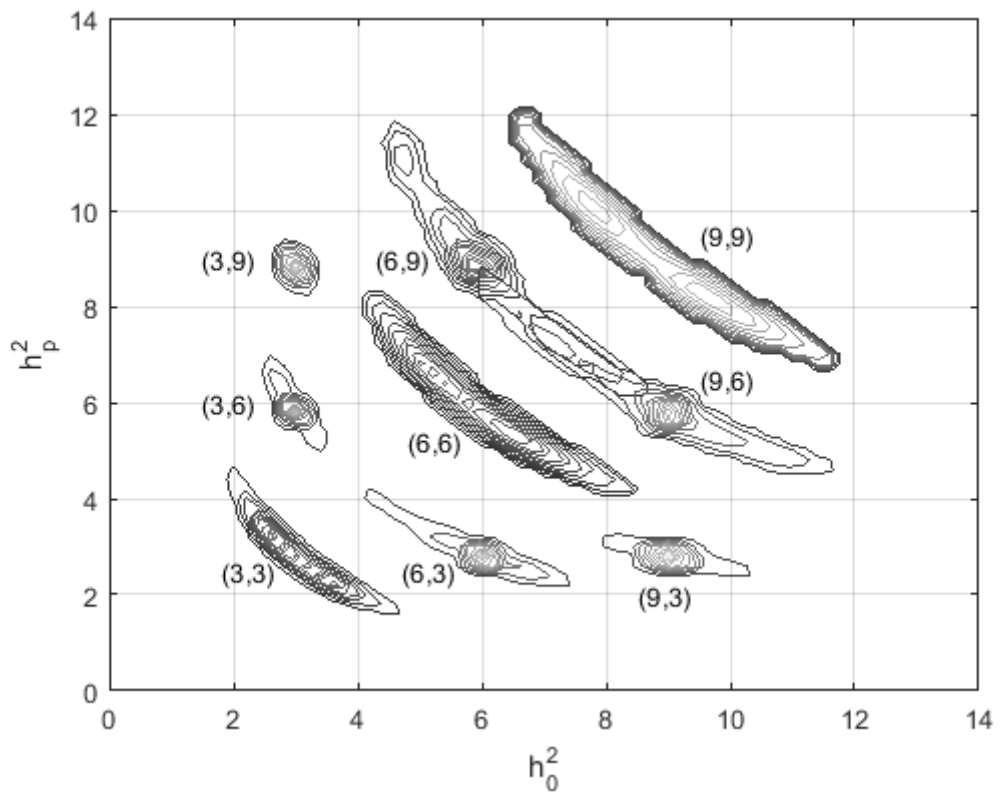


Рисунок 2.13 – Вид плотностей распределения оценок для заданных значений  $(h_0^2, h_p^2)$

Выбор конечной модели, которая будет наиболее адекватна текущему состоянию радиоканала можно осуществить на основе метода отношения вероятностей [113], в котором для двух гипотез решение принимается в пользу той гипотезы, для которой отношение правдоподобия имеет большее значение. В данном случае, если  $L(m, h_0^2) > L(h_0^2, h_p^2)$ , то принимается решение о том, что модель замираний по закону Накагами более адекватна, и наоборот, если  $L(h_0^2, h_p^2) > L(m, h_0^2)$ , то принимается решение о том, что модель замираний по закону Райса более адекватна.

На данный способ автором в соавторстве с научным руководителем и коллегами получены патенты РФ на изобретения № 2559734 [84] и № 2608363 [85].

## **2.6. Способ оценивания ВОБ для повышенной позиционности модуляции**

В процессе функционирования адаптивных радиолиний передачи данных, использующих относительную или абсолютную ФМ возникает задача выбора позиционности для обеспечения максимально возможной информационной скорости передачи в текущей помеховой обстановке. При этом решение данной задачи особенно актуально в самом начале сеанса передачи данных, так как в этот момент используются самые помехоустойчивые и, следовательно, низкоскоростные сигналы, то есть имеющие двухпозиционную ФМ. В этот момент необходимо оценить, какой будет ВОБ, если будет использована, например, четырехпозиционная или восьмипозиционная ФМ. В этом случае необходимо выбрать такой режим, который обеспечит максимальную информационную скорость при допустимом уровне ВОБ. Часто для этого используются различные тестовые или служебные сигналы, которые прерывают поток полезной информации. Однако, для обеспечения максимальной эффективности работы радиолиний желательно применять подходы, которые позволяют сформировать оценку и принять решение по информационному сигналу без использования какой-либо избыточности. Поэтому оценка достоверности для сигналов с повышенной позиционностью ФМ является актуальной задачей.

Одно из возможных решений данной задачи предложено автором совместно с соавтором в [22; 28].

Рассмотрим задачу оценки ВОБ для сигналов с ОФМ4 по принимаемым сигналам с ОФМ2. Передача символов 0 и 1 для сигналов ОФМ2 эквивалентна передаче символов 00 и 11 для сигналов с ОФМ4. Решение данной задачи будет однотипным также для сигналов с абсолютной ФМ.

Наглядно продемонстрируем это на следующем примере. Предположим, что по каналу связи необходимо передать набор бит: [1, 0, 0, 1].

Тогда на модуляторе этому набору бит ставится в соответствие следующий набор разностей фаз сигнала соседних элементарных посылок (или начальных фаз, если используется абсолютная ФМ):  $[\pi, 0, 0, \pi]$ .

В векторном виде сигналы, соответствующие битам, можно представить, как показано на рисунке 2.14.

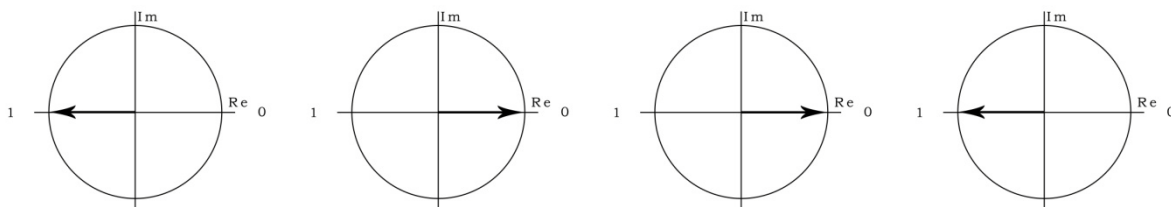


Рисунок 2.14 – Примеры разностей фаз переданных сигналов

После прохождения канала связи в результате наличия шумов и замираний, заданные на передающей стороне фазы могут искажаться. Допустим, что на приёмной стороне были определены значения фаз, как изображено на рисунке 2.15.

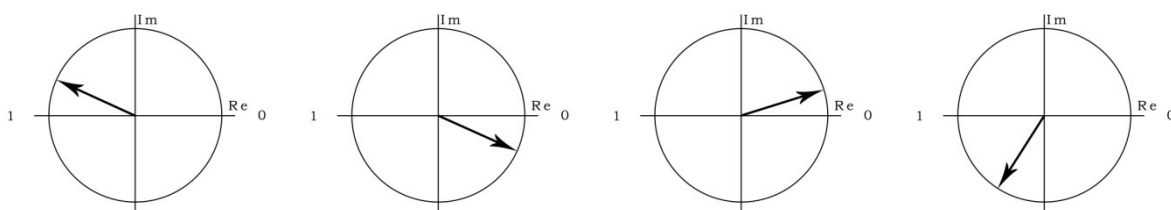


Рисунок 2.15 – Примеры разностей фаз принятых сигналов

В этом случае для определения возможности использования ОФМ4 в текущей сигнально-помеховой обстановке проведём демодуляцию в предположении, что используется именно ОФМ4. Для этого необходимо определить, каким секторам принадлежат данные фазы (рисунок 2.16).

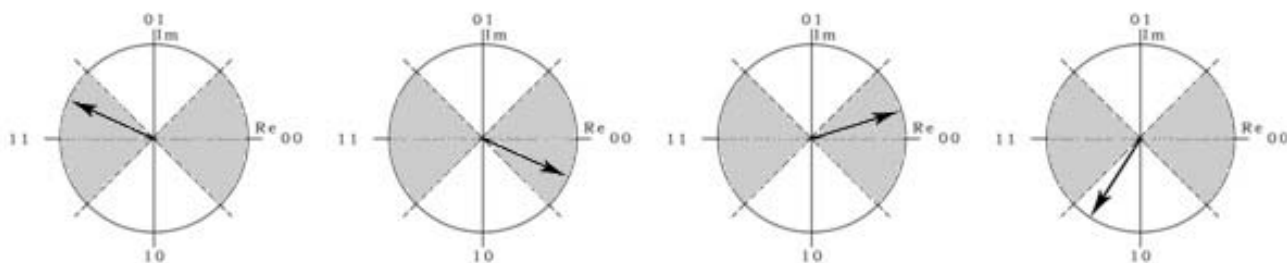


Рисунок 2.16 – Пример дополнительной демодуляции сигналов

Видно, что такому набору разностей фаз соответствует следующий набор бит: [11, 00, 00, 10]. Между тем можно утверждать, что, если бы канал связи не искажал сигнал, то после демодуляции был бы принят следующий набор бит: [11, 00, 00, 11].

Тогда ВОБ для сигналов с ОФМ4 связана с вероятностью попадания фазы принятого сигнала в сектора, соответствующие символам 00 и 11, с учетом расстановки фаз в соответствии с кодом Грея, описывается следующим уравнением:

$$p_4^2 + (1 - p_4)^2 = P_4, \quad (2.87)$$

где  $P_4$  – вероятность события, состоящего в том, что фаза принятого сигнала оказалась в секторах, соответствующих символам 00 или 11, независимо от того, какой символ передавался;

$p_4$  – ВОБ для сигналов с ОФМ4.

В качестве оценки  $P_4$  можно использовать частоту, доступную для измерения:

$$\hat{P}_4 = \frac{k_4}{N}, \quad (2.88)$$

где  $k_4$  – количество попаданий фазы принятого сигнала в сектора, соответствующие символам 00 и 11 (сектора, отмеченные тёмным цветом на рисунке 2.16);

$N$  – объем выборки.

При такой замене, следует учитывать, что решением нового уравнения будет уже не истинная, а оценка ВОБ  $\hat{p}_4$ , которая характеризуется погрешностью.

Таким образом, в достаточно простой вычислительной схеме можно получить оценку ВОБ для сигналов с ОФМ4, во время приема полезной информации, передаваемой с помощью сигналов с ОФМ2.

Получение оценки ВОБ для сигналов с ОФМ8 при передаче сообщения сигналами с ОФМ2 осуществляется аналогичным образом. Для этого символам 0 и 1 в соответствии с кодом Грея сопоставляются символы 000 и 110. Тогда уравнение для ВОБ в режиме ОФМ8 имеет вид:

$$(1 - p_8)^3 + p_8^2(1 - p_8) = \frac{k_8}{N}, \quad (2.89)$$

где  $k_8$  – количество попаданий фазы принятого сигнала в сектора, соответствующие символам 000 или 110.

Также можно получить уравнение для ожидаемой ВОБ для сигналов с ОФМ16 при передаче сообщения сигналами с ОФМ2. Для этого символам 0 и 1 в соответствии с кодом Грея сопоставляются символы 0000 и 1100. Тогда уравнение для ВОБ в режиме ОФМ-16 имеет вид:

$$(1 - p_{16})^4 + p_{16}^2(1 - p_{16})^2 = \frac{k_{16}}{N}, \quad (2.90)$$

где  $k_{16}$  – количество попаданий фазы принятого сигнала в сектора, соответствующие символам 0000 или 1100.

Аналогично удастся получить уравнение для ожидаемой ВОБ в режиме ОФМ8 и ОФМ16 при передаче информации сигналами с ОФМ4:

$$(1 - p_8)^3 + 3p_8^2(1 - p_8) = \frac{k_8}{N}, \quad (2.91)$$

где  $k_8$  – количество попаданий фазы принятого сигнала в сектора, соответствующие символам 000, 110, 101 или 011,

$$(1 - p_{16})^4 + 3p_{16}^2(1 - p_{16})^2 = \frac{k_{16}}{N}, \quad (2.92)$$

где  $k_{16}$  – количество попаданий фазы принятого сигнала в сектора, соответствующие символам 0000, 0110, 1100 или 1010.

Точно также удастся получить уравнение для ожидаемой ВОБ в режиме ОФМ16 при передаче информации сигналами с ОФМ8:

$$(1 - p_{16})^4 + 6p_{16}^2(1 - p_{16})^2 + p_{16}^4 = \frac{k_{16}}{N}, \quad (2.93)$$

где  $k_{16}$  – количество попаданий фазы принятого сигнала в сектора, соответствующие символам 0000, 0011, 1100, 1010, 0110, 0101, 1100 или 1111.

Полученные уравнения являются нелинейными и для степеней выше 2 должны решаться численными методами [5]. При этом, объём выборки порядка  $10^4$ , который можно получить для сигналов в полосе телефонного канала за время не более 5 с (в зависимости от скорости передачи данных), позволяет сделать определяемую частоту достаточно близкой к истинной ВОБ, что значительно уменьшает погрешность оценки.

Зависимости вероятностей попадания в соответствующие сектора вычисленных значений разности фаз принятого сигнала с текущей модуляцией от ВОБ для модуляции повышенной позиционности приведены на рисунке 2.17.

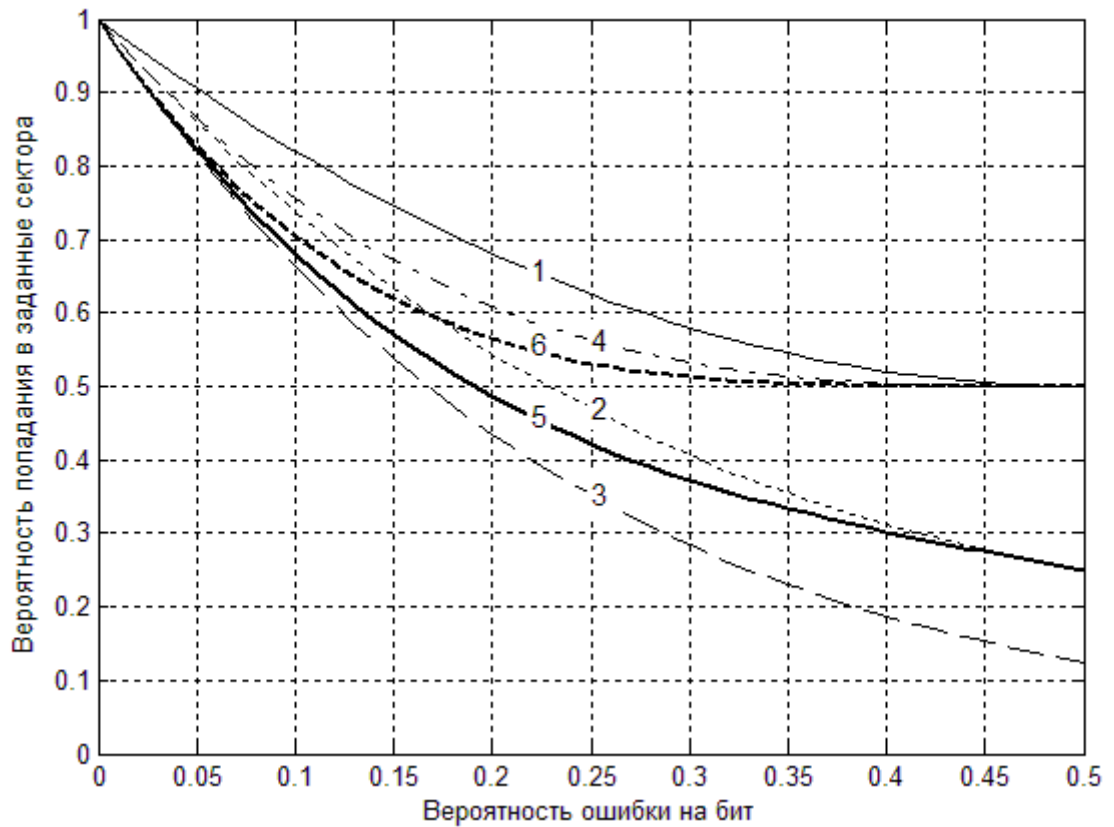


Рисунок 2.17 – Зависимости вероятностей попадания в заданные сектора от ВОБ в канале связи

- 1 – для ОФМ4 при ОФМ2, 2 – для ОФМ8 при ОФМ2,
- 3 – для ОФМ16 при ОФМ2, 4 – для ОФМ8 при ОФМ4
- 5 – для ОФМ16 при ОФМ4, 6 – для ОФМ16 при ОФМ8

Следует также отметить, что решения всех уравнений являются устойчивыми в интересной для практики области оцениваемых вероятностей для нестационарного радиоканала в диапазоне  $[0,01-0,1]$ , так как значительным отклонениям доступной для измерения частоты событий, входящих в правую часть уравнений, соответствуют незначительные отклонения оцениваемых ВОБ от истинных значений.

Смещение оценок, полученных в вычислительном эксперименте, показано на рисунке 2.18.

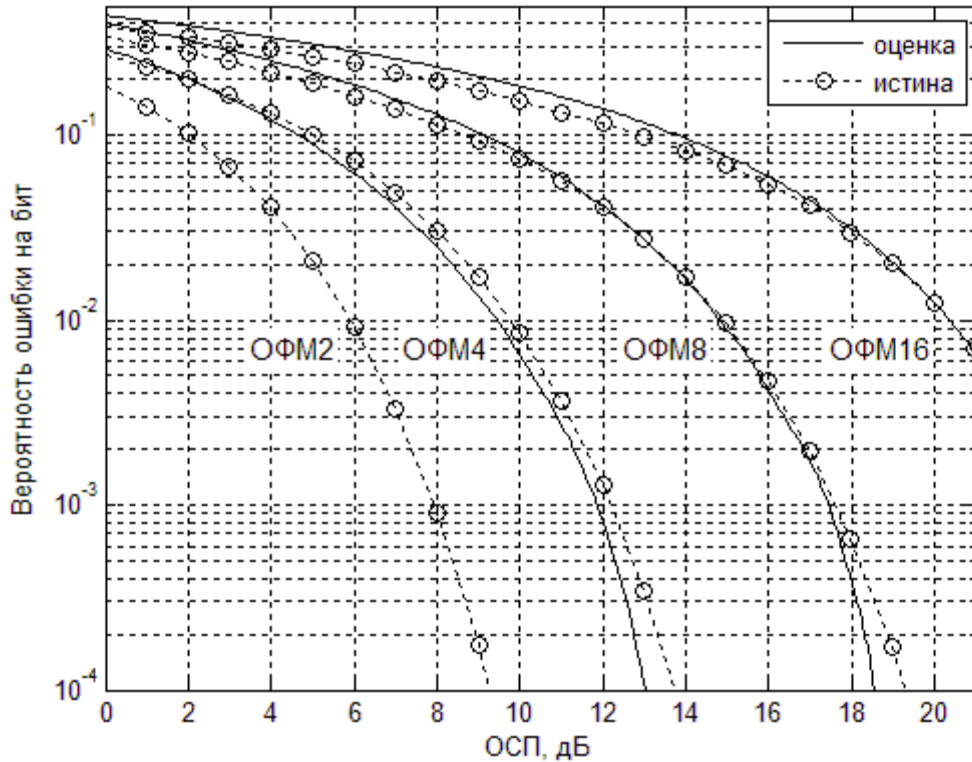


Рисунок 2.18 – Зависимости смещения получаемых оценок от истинных значений помехоустойчивости в гауссовском канале связи по сигналу с ОФМ2

Для проверки точности получаемых оценок были проведены стендовые эксперименты с использованием имитатора коротковолнового радиоканала разработки СПГУТ им. проф. Бонч-Бруевича. На рисунке 2.19 показаны получаемые оценки ВОБ для сигнала с ОФМ8 по информационным сигналам с ОФМ2 и ОФМ4. Длительность интервала анализа при этом составила 1 с, OFDM сигнал занимал полосу 300-3400 Гц.

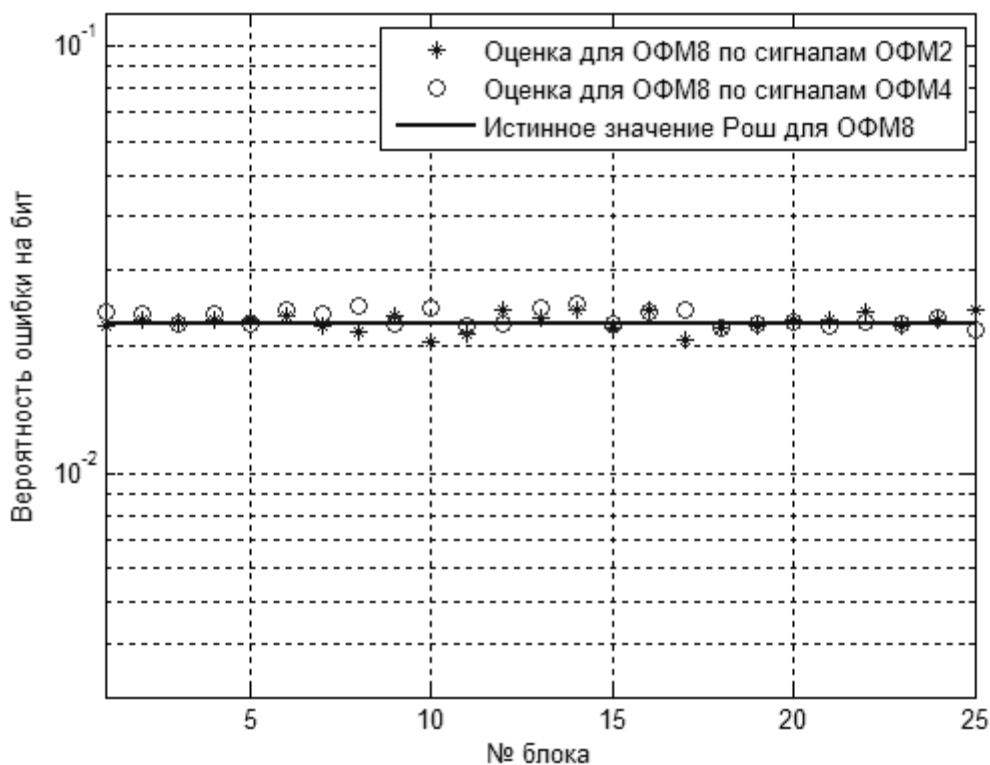


Рисунок 2.19 – Полученные оценки ВОБ и истинное значение ВОБ для нескольких информационных блоков при использовании имитатора КВ канала

Таким образом, используя данный подход можно оценить ВОБ для повышенных позиционностей фазовой модуляции (как относительной, так и абсолютной). Данные оценки можно получить скользящим окном с шагом в одну элементарную посылку. При этом, используется достаточно простой алгоритм не требующий больших вычислительных затрат. Самым главным достоинством является то, что такая оценка формируется в результате анализа информационного сигнала, и полностью отсутствует необходимость передавать дополнительные тестовые сигналы, что позволяет повысить информационную скорость передачи данных.

На данный способ автором в соавторстве с научным руководителем и коллегами получены патенты РФ на полезные модели № 136661 [71], 155554 [76], 167430 [79].

## 2.7. Способ оценивания ВОБ для различной длительности защитных интервалов

Как было отмечено выше, одним из наиболее часто используемых видов сигналов в современных радиолиниях передачи данных является сигнал с ортогональным частотным разделением каналов (OFDM). Известно, что при синтезе таких сигналов приходится учитывать условия его распространения. Так, например, между соседними элементарными посылками



приходится вводить защитный интервал (ЗИ), представляющий собой периодическое продолжение сигнала, которое позволяет минимизировать влияние межсимвольных искажений на приёмной стороне при распространении сигнала по многолучевым каналам связи на процедуру демодуляции. Обычно его длительность выбирают заведомо большую, чем максимальное время прихода между двумя лучами. Однако, такой подход заведомо ограничивает эффективность использования выделенного радиоканала, так как увеличивается время передачи полезных данных и следовательно уменьшается информационная скорость. Поэтому, на сегодняшний день, появился перспективный подход, который состоит в том, чтобы дополнить используемый на сегодня набор изменяемых параметров в процессе адаптивного управления величиной длительности защитного интервала. Другими словами длительность защитного интервала необходимо сделать изменяющейся величиной и выбирать ту, которая обеспечит максимум информационной скорости. К сожалению, выбрать минимальную или полностью нулевую нельзя, так как количество ошибок демодуляции может стать велико вследствие возникающих межсимвольных искажений. Однако, можно выбрать оптимальную. Детальная разработка конструктивных способов оценки минимально допустимой длительности ЗИ началась не так давно, и описание известных способов можно найти в [60; 80; 146; 147; 157].

Известные способы оценки длительности ЗИ использует подход, основанный на первоначальной оценке импульсной характеристики канала (ИХК). Недостатком данного подхода является то, что оценки получают по анализу принятого тестового сигнала. Кроме того, практически во всех способах появляется серьёзная инженерная проблема выбора порога принятия решения, которая либо вообще не указывается, либо ей уделяется недостаточно внимания. Таким образом, известные способы являются малоэффективными, так как снижают информационную скорость, и к тому же частично не доведены до конструктивных инженерных алгоритмов. Поэтому требуется найти более эффективное решение данной задачи.

Для того, чтобы корректно решить указанную задачу предлагается ввести строгое определение оптимального значения ЗИ для OFDM сигнала. При наличии некоторой заданной сигнально-кодовой конструкции оптимальным можно считать такое значение ЗИ, при котором:

- либо достигается максимум информационной скорости при сохранении заданной достоверности;
- либо достигается максимум достоверности при сохранении заданной информационной скорости.

В обоих случаях при изменении длины ЗИ изменяется техническая скорость. Соответственно возникают две возможности: изменение информационной скорости при сохранении кодовой конструкции или, изменение кодовой конструкции при сохранении информационной скорости.

Рассмотрим случай с максимизацией информационной скорости. Оптимальное решение для текущего состояния канала предполагает выбор наименьшего из всех допустимых значений ЗИ, при котором заданная кодовая конструкция будет иметь достоверность (то есть, вероятность правильно декодировать кодовый блок) не хуже заданной.

Таким образом, задача сводится к оценке достоверности приёма кодового блока (пусть используется блочный код) при использовании различных допустимых значений ЗИ. Достоверность является функцией всего лишь одного параметра: ВОБ в канале связи после демодуляции. Следовательно, необходимо оценить ВОБ при использовании различных допустимых значений ЗИ. Для любой кодовой конструкции заранее можно вычислить необходимый порог (обычно соответствующий 95 % вероятности правильно декодировать кодовый блок) по ВОБ, а затем, имея указанную зависимость от длины ЗИ, выбрать наименьшее значение, при котором ВОБ не превышает порог и соответствующую ей кодовую конструкцию. Это правило принятия решения можно записать в следующем виде:

$$\tau = \min\{t_i\} : P(\tau) \geq P_{\text{порог}}, \quad (2.94)$$

где  $\tau$  — оптимальное значение ЗИ;

$t_i$  — допустимое  $i$  — тое значение ЗИ,

$P(\tau)$  — вероятность правильно декодировать кодовый блок;

$P_{\text{порог}}$  — заранее установленное пороговое значение вероятности правильно декодировать кодовый блок.

Во втором случае, когда ставится задача максимизировать достоверность, оптимальное решение для текущего состояния канала предполагает выбор таких значений ЗИ из всех допустимых, которому соответствует кодовая конструкция (из всех допустимых кодовых конструкций), имеющая максимальную достоверность.

В данном случае увеличение информационной скорости не требуется, поэтому дополнительные получившиеся биты можно использовать для увеличения кодовой избыточности. То есть, для каждого допустимого значения ЗИ необходимо составить заранее свою кодовую конструкцию, которые будут отличаться избыточностью. Затем, заранее необходимо вычислить зависимости вероятности верного декодирования кодового блока от ВОБ в канале. Далее, необходимо оценить ВОБ при использовании различных допустимых значений ЗИ. Наконец, по имеющимся зависимостям для каждого значения ЗИ (а, значит, и для каждой кодовой конструкции) определить вероятность правильного декодирования кодового блока. Максимальная найденная вероятность будет соответствовать оптимальному значению ЗИ. Это правило принятия решения можно записать в следующем виде:

$$\tau = t_k \in \{t_i\} : P(t_k) = \max_i(P(t_i)), \quad (2.95)$$

где  $\tau$  – оптимальное значение ЗИ;

$t_k, t_i$  – допустимые значения ЗИ;

$P(t_k)$  – вероятность правильно декодировать кодовый блок.

Составленные правила принятия решения совершенно строго указывают, как следует осуществлять выбор в двух различных ситуациях. Эти правила, на взгляд автора, являются единственно верными, не использующими никаких приближений и моделей.

При практической реализации предложенных правил выбора, однако, возникает ряд трудностей. Основной трудностью является задача оценивания ВОб при использовании различных допустимых значений ЗИ. Конечно, самый простой в реализации способ – это передать по каналу связи известный тестовый сигнал блоками определённой длины, в каждом из которых будет использоваться ЗИ одного из допустимых значений. Однако, данный способ значительно снижает информационную скорость, особенно, если приходится передавать тесты часто из-за динамического изменения параметров канала. Таким образом, в многопараметрических радиолиниях необходимо использовать подход, при котором информационная скорость была бы не ниже той, которая обеспечивается при классическом способе передачи OFDM сигнала с постоянной длительностью ЗИ.

Одним из возможных способов получения искомым оценок без использования теста может быть следующий новый способ, предложенный автором, совместно с соавтором в [96]. Предположим, что имеется реализация OFDM сигнала с относительной фазовой модуляцией любой позиционности, на которой уместается достаточно большое число элементарных символов. Пусть длительность интервала ортогональности равна  $T$ , а длительность ЗИ равна  $\tau$ . Тогда общая длительность элементарного сигнала равна  $T + \tau$ . Предположим, что при этом используется  $M$  эквидистантных частот. Условно такой сигнал для трёх символов изображён на рисунке 2.20.



Рисунок 2.20 – Условное изображение трех элементарных посылок OFDM сигнала с защитным интервалом

В этом случае на приёмной стороне после установления тактовой синхронизации (определении времени начала элементарной посылки) можно выделить интервалы на соседних

посылках, на которых излучаемый сигнал остаётся ортогональным, на различном расстоянии по времени друг от друга. Условно такие интервалы указаны на рисунке 2.21.

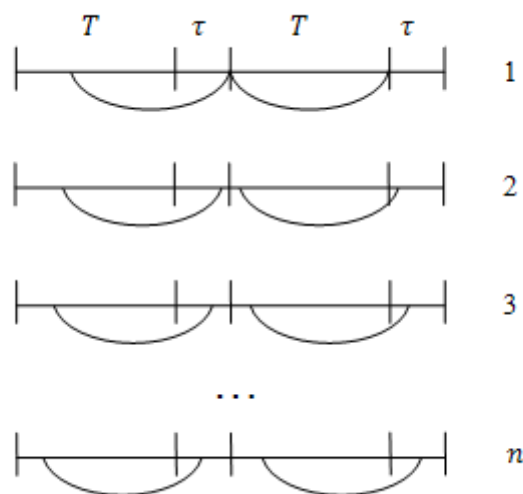


Рисунок 2.21 – Условное расположение различных интервалов ортогональности OFDM сигнала с защитным интервалом

Из рисунка 2.21 видно, что указанным образом можно выделить интервалы, которые будут располагаться на расстоянии от 0 до  $\tau$  с дискретным шагом, соответствующим частоте дискретизации сигнала на приёме. Пусть общее количество различных расположений равно  $n$ .

Следующим шагом необходимо вычислить разницу фаз на каждой используемой частоте для всех  $n$  различных расположений. Самое последнее  $n$ -тое расположение будет соответствовать интервалам, выбираемым при стандартной демодуляции, когда правый край интервала ортогональности соответствует середине ЗИ. Затем, к каждому вычисленному значению разности фаз необходимо добавить число, соответствующее лишнему набегу фаз (образовавшегося за счет заданного временного смещения), так, чтобы для каждой частоты все разницы фаз для различных расположений для заданных двух соседних посылок неискажённого сигнала были равны. Данная добавка равна  $(\tau - 2\pi f \Delta t)$ , где  $f$  – номинал субчастоты,  $\Delta t$  – расстояние между выделенными интервалами.

Таким образом, для каждой допустимой позиции выделенных интервалов для  $K$  элементарных посылок и  $M$  субчастот можно составить массив измеренных разностей фаз  $\{\Delta\varphi\}_N = \{\Delta\varphi_1, \Delta\varphi_2, \dots, \Delta\varphi_N\}$ , где  $N = K \cdot M$ . Общее количество измеренных массивов равно  $n$ .

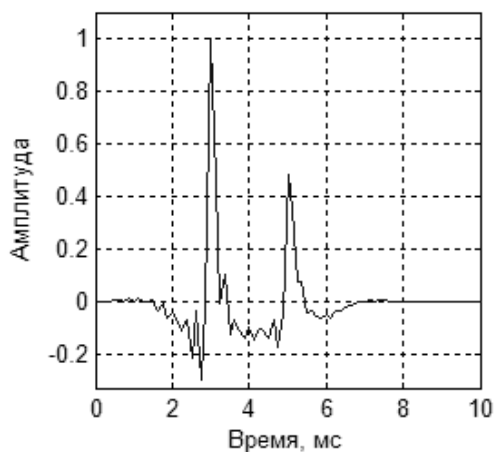
Имея массивы разностей фаз и, зная, какая кодовая конструкция используется, можно воспользоваться любыми способами оценивания ВОБ по анализу информационного сигнала (как для дискретного, так и для непрерывного канала), например, предложенными автором и

описанными в параграфах 2.4, 2.6, 3.1-3.5 или в [21; 23; 24; 104]. Таким образом, указанная трудность бестестового оценивания ВОБ для различных значений ЗИ может быть преодолена.

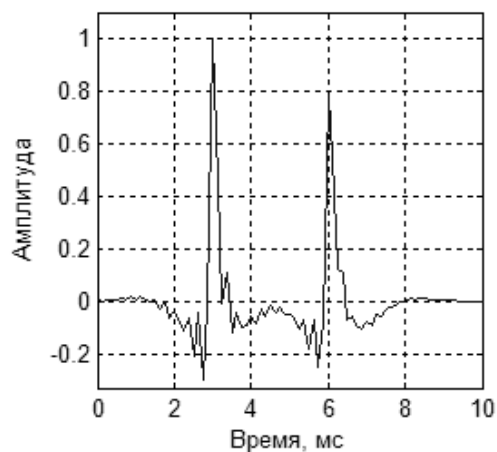
Для наглядности рассмотрим реализацию предложенного способа на следующем примере. Пусть имеется OFDM сигнал с двухпозиционной относительной фазовой модуляцией со следующими параметрами: расстояние между субчастотами  $\Delta f = 62,5$  Гц, количество субчастот  $M = 48$ , номинал первой субчастоты  $f_0 = 375$  Гц, длительность элементарной посылки равна 20 мс, длительность ЗИ  $\tau = 4$  мс, длительность интервала ортогональности  $T = 16$  мс, частота дискретизации = 8 кГц, количество анализируемых посылок  $K = 50$ . Таким образом, данный сигнал занимает полосу стандартного телефонного канала (3,1 кГц), а оценка производится на длительности 1 с.

Допустим, что на длительности интервала оценивания импульсная характеристика канала не меняется. Для моделирования были выбраны две различные ИХК, изображённые на рисунке 2.22 (а), (б), отличающиеся расстоянием между лучами и их амплитудами. ОСП в канале задано и равно 10 дБ для результатов, изображённых на рисунке 2.22 (в), (г), и 15 дБ – на рисунке 2.22 (д), (е). Результаты моделирования на рисунках 2.22 (в), (д) приведены для ИХК вида, изображенной на рисунке 2.22 (а), и соответственно на рисунках 2.22 (г), (е) приведены для ИХК вида, изображенной на рисунке 2.22 (б).

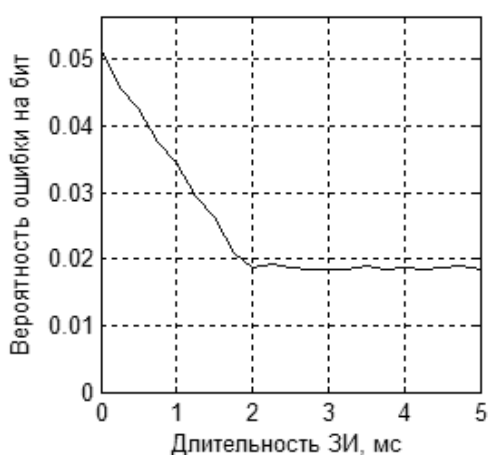
Из полученных результатов моделирования видно, что зависимость ВОБ от длины защитного интервала может меняться значительно в зависимости от условий. Таким образом, получив такую зависимость предложенным способом и зная, какая кодовая конструкция используется, можно легко выбрать такую длину защитного интервала, которая обеспечит вероятность правильно декодировать кодовый блок не ниже заданного порога и, либо максимизирует информационную скорость при заданной достоверности, либо обеспечит максимальную достоверность при заданной информационной скорости.



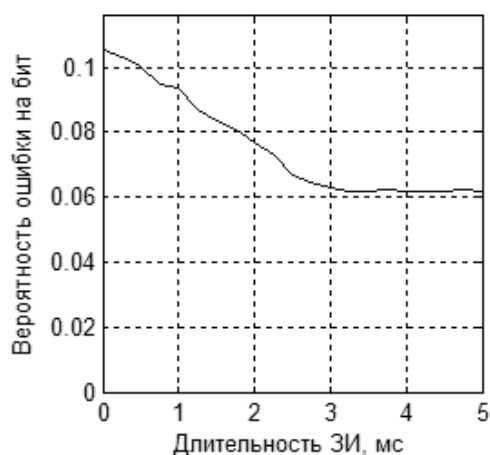
(а) ИХК



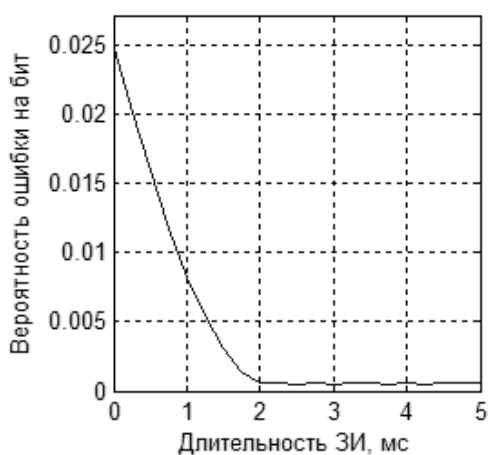
(б) ИХК



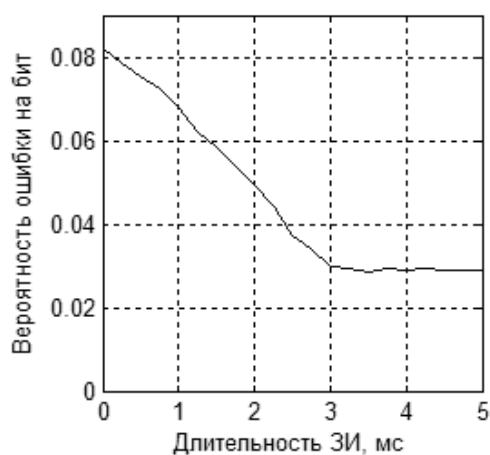
(в) ОСП=10 дБ



(г) ОСП=10 дБ



(д) ОСП=15 дБ



(е) ОСП=15 дБ

Рисунок 2.22 – (а), (б) – Импульсные характеристики канала, используемые при моделировании; (в), (г), (д), (е) – зависимости измеренной ВОБ от длительности ЗИ для ОСП=10 дБ (в, г) и ОСП=15 дБ (д, е)

## 2.8. Выводы

1. Одним из возможных путей повышения эффективности функционирования адаптивных коротковолновых радиолиний является использование бестестовых способов оценки состояния радиоканала, как для текущего вида сигнала, так и для потенциально возможных.
2. Одним из возможных способов получения оценок состояния радиоканала в виде показателей достоверности является использование статистических моделей канала радиосвязи, которые однозначно определяют показатель достоверности.
3. Из наиболее часто используемых моделей, которые оказываются адекватны реальному радиоканалу, можно применить модель канала с постоянными параметрами и аддитивным белым шумом, а также модели с замиранием огибающей сигнала по закону Рэлея, Райса и Накагами.
4. Для получения оценки вероятности ошибки на бит для заданного вида сигнала сначала необходимо выбрать модель канала и определить её неизвестные параметры, а затем использовать известные зависимости.
5. Если в качестве модели использовать модель канала с постоянными параметрами и передаваемый сигнал соответствует некоторому заданному виду, то для получения оценки вероятности ошибки на бит как для текущего вида сигнала, так и для сигнала с другой позиционностью и мощностью можно использовать бестестовые способы, предложенные в параграфах 2.2-2.4.
6. Если в качестве модели использовать модель канала с замираниями и передаваемый сигнал соответствует некоторому заданному виду, то для получения оценки вероятности ошибки на бит можно использовать бестестовые способы, предложенные в параграфах 2.5.
7. Для получения оценки вероятности ошибки на бит для сигналов с ОФМ с повышенной позиционностью модуляции вне зависимости от статистической модели радиоканала можно использовать бестестовый способ, предложенный в параграфе 2.6.
8. Для получения оценки вероятности ошибки на бит для сигналов с ОФМ с различной длительностью ЗИ можно использовать бестестовый способ, предложенный в параграфе 2.7.

### 3. СПОСОБЫ ОЦЕНИВАНИЯ СОСТОЯНИЯ ДИСКРЕТНОГО КАНАЛА РАДИОСВЯЗИ

Известно, что при передаче данных по нестационарному радиоканалу связи неизбежны ошибки в принимаемых символах сообщений. Поэтому для безошибочной передачи или уменьшения их количества до допустимого значения используют помехоустойчивое кодирование. При этом, чаще всего на приемной стороне известна схема, с помощью которой было закодировано исходное передаваемое сообщение.

Известно также, что корректирующая способность помехоустойчивого кода определяется, в общем случае, его избыточностью и структурой. Очевидно, что в нестационарных радиоканалах априорно невозможно задать оптимальные параметры кода, обеспечивающие максимальную информационную скорость при заданной достоверности, так как в различные моменты времени требуется различная исправляющая способность. Поэтому широкое распространение в адаптивных радиолиниях передачи данных получили подходы, при которых параметры кода изменяются в зависимости от состояния канала связи. При этом, исходным параметром для целенаправленного изменения параметров кода является показатель состояния дискретного канала, то есть, ВОБ.

Как отмечалось во введении, ещё одной категорией способов, в соответствии с принятой в данной работе классификацией является совокупность способов оценивания дискретного канала. Данная группа способов значительно отличается от группы способов оценивания непрерывного канала, тем, что предполагает наличие помехоустойчивого кодирования принимаемой информации, и не использует данные о виде применяемого сигнала. То есть, сигнал может быть любого вида, то есть, иметь любой вид модуляции и её позиционность, количество и расположение частот и т.д.

Предлагаемые автором в данной главе способы также являются бестестовыми и опираются на анализ принимаемого информационного потока или последовательности бит, которые получают с выхода демодулятора.

Применение предлагаемых способов является возможным благодаря тому, что передаваемый информационный поток или последовательность бит строго соответствуют определённым моделям, а отклонение от модели в принимаемом потоке происходит только из-за наличия искажений в принимаемом сигнале.

Следует также отметить, что в этом случае, при анализе дискретного канала, существует возможность получения оценки ВОБ только для используемого вида сигнала в текущий момент времени.

При рассмотрении дискретного канала связи необходимо также отметить о таком явлении, как появление пакетов ошибок при передаче данных. На сегодняшний день существует



достаточно много моделей, используемых для описания потока ошибок. Среди наиболее известных моделей необходимо выделить: модель независимых ошибок, модель Гильберта, модель Беннета и Фройлиха, обобщённая гильбертова модель, физико-математическая модель и другие [64]. Однако, как указано в [64], «Все перечисленные модели представляют интерес на этапе разработки и создания новой аппаратуры КВ-радиосвязи и позволяют дать оценку работоспособности системы в среднем на очень большом интервале времени. Однако, с точки зрения оперативного контроля возможности этих моделей довольно ограничены. Использование их для идентификации помеховой обстановки из-за ограниченности выборки и большого числа параметров представляется невозможным, особенно с учетом специфики сеансности радиосвязи. По-видимому, если говорить о задачах контроля верности и оценивать его влияние на качество связи, то можно воспользоваться самой простой моделью канала с независимыми ошибками...». Автор согласен с данным мнением и в данной работе предполагается именно такая модель.

Как указывалось в главе 1, в большинстве существующих на сегодняшний день радиолиний передачи данных оценивание ВОБ осуществляется путём периодической посылки тестовой последовательности, известной на приёмной стороне и подсчете количества искаженных бит. Очевидным недостатком такого подхода является необходимость прерывания информационного потока, что приводит к снижению информационной скорости.

Известные способы оценивания состояния дискретного канала связи, перечисленные в обзоре в параграфе 1.4, также обладают существенными недостатками.

Поэтому актуальной для КВ радиолиний является задача разработки бестестовых способов оценивания ВОБ непосредственно по анализу принятых потока или последовательности закодированных бит, возможно, содержащих ошибки, лишенных указанных недостатков.

### **3.1. Способ оценивания ВОБ при использовании проверочных бит четности**

Как известно, самым простым и часто используемым типом избыточного кодирования для обнаружения ошибок является использование бита контрольной четности [7]. Такой тип кодирования обладает минимальной избыточностью, но при этом позволяет производить процедуру браковки сообщений в высоконадёжных каналах связи. В данном параграфе рассматривается возможность оценивания ВОБ при использовании такого кодирования. Вид кодового слова условно изображен на рисунке 3.1.

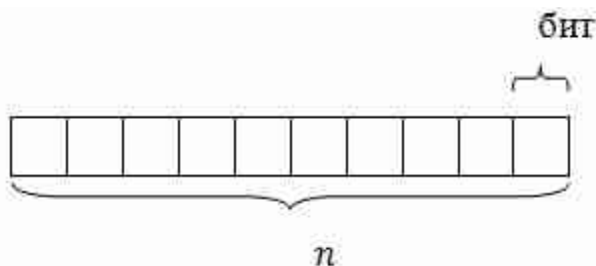


Рисунок 3.1 – Общий вид кодового слова с одним проверочным битом чётности

Данный код является частным случаем линейного блочного кода с параметрами  $(n, k, d)$ , где  $n$  – длина кодового слова,  $(k = n - 1)$  – длина информационной части,  $(d = 2)$  – кодовое расстояние.

Вероятность того, что, в принятом слове длиной  $n$  с одним битом контрольной чётности, код обнаружит ошибку, равна:

$$P_{\text{обн}} = \sum_{i=0}^{\lfloor (n-1)/2 \rfloor} C_n^{2i+1} p^{2i+1} (1-p)^{n-(2i+1)}, \quad (3.1)$$

где  $p$  - искомая ВОБ;

$i$  – индекс суммирования;

$\lfloor \quad \rfloor$  – операция округления в меньшую сторону.

При этом, если из  $N$  принятых слов код обнаружил ошибки в  $m$  словах, то данную вероятность можно оценить соответствующей частотой события:

$$P_{\text{обн}} \approx \hat{P}_{\text{обн}} = \frac{m}{N}. \quad (3.2)$$

Зависимости вероятности обнаружения кодом ошибки для различного количества информационных бит в слове с битом контрольной четности изображены на рисунке 3.2. Из зависимостей видно, что данная вероятность не превышает значения 0,5. Такое поведение объясняется тем, что рассматриваемый код способен обнаружить только нечётное количество ошибок.

Таким образом, приняв  $N$  кодовых слов, в которых могут содержаться ошибки, можно определить общее число слов  $m$ , в которых код обнаружил ошибки, и составить нелинейное уравнение, в котором единственной неизвестной величиной будет являться искомая оценка ВОБ  $\hat{p}$  в канале связи. Данное уравнение имеет вид:

$$\sum_{i=0}^{\lfloor (n-1)/2 \rfloor} C_n^{2i+1} \hat{p}^{2i+1} (1-\hat{p})^{n-(2i+1)} = \frac{m}{N}. \quad (3.3)$$

Данное уравнение остаётся справедливым в независимости от количества ошибок в принятых кодовых словах.

Решить полученное уравнение можно любым численным методом [5]. Однако, при этом необходимо учитывать, что находящаяся в правой части данного уравнения частота событий  $\frac{m}{N}$ , может принимать случайные значения. Таким образом, если происходит событие  $A$ , при котором выполняется условие:

$$\frac{m}{N} > \frac{1}{2}, \quad (3.4)$$

то такое уравнение не будет иметь решений.

Очевидно, что событие  $A$  более вероятно при больших значениях  $p$ . С практической точки зрения максимально точная оценка  $p$  необходима в области малых значений  $p$ . Для области больших значений  $p$  достаточным выводом является то, что  $p$  превысила некоторый порог. Зависимость вероятности, что произошло событие  $A$ , то есть, что, при заданной  $p$ , в блоке, содержащем  $N$  кодовых слов, декодер обнаружил ошибки более чем в  $N/2$  кодовых словах (частота превысила значение 0,5) определяется следующим образом:

$$P(A|p) = 1 - \sum_{i=0}^{N/2} C_N^i P_{\text{обн}}^i (1 - P_{\text{обн}})^{N-i}. \quad (3.5)$$

На рисунке 3.3 изображена зависимость величины  $P(A|p)$  от  $p$  для различной длины информационного слова при длине кодового блока  $N = 100$ .

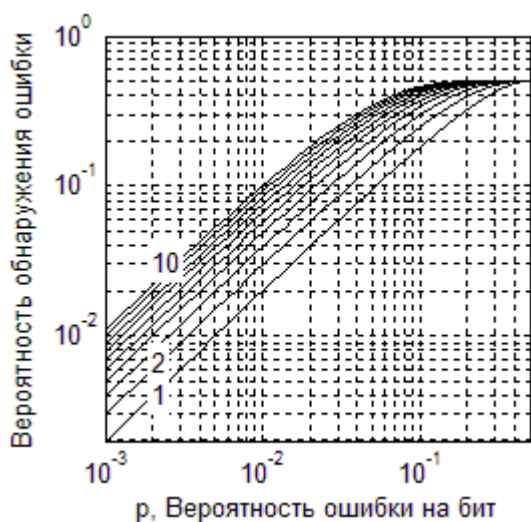


Рисунок 3.2 – Зависимость вероятности обнаружения ошибки от ВОБ для  $k = 1, 2, \dots, 10$

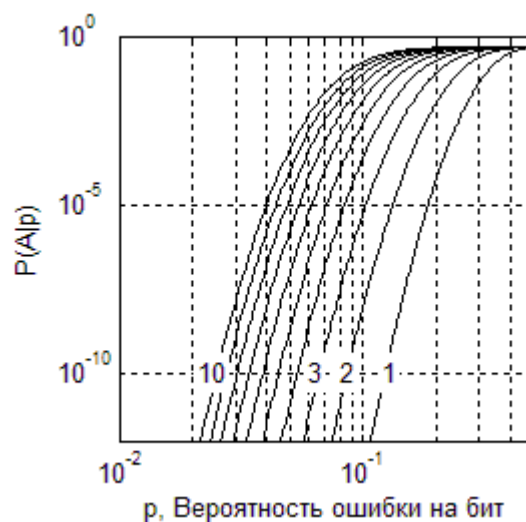


Рисунок 3.3 – Зависимость вероятности  $P(A|p)$  от ВОБ при  $N = 100$  слов для  $k = 1, 2, \dots, 10$

Для сравнения точности предложенного способа со способом использования тестовой последовательности, было проведено численное моделирование при  $N = 100$ , результат которого в виде среднеквадратического отклонения  $\sigma$  показан на рисунке 3.4. При этом,

сравнение происходит в равных условиях по информационной скорости, то есть имеющиеся 100 свободных бит можно использовать полностью для тестовой последовательности или же расположить в них 100 результатов сложения по модулю 2 информационных последовательностей длиной  $k$ . Результат приведён для различных  $k = 1, 2, \dots, 10$  (сплошные линии). Из рисунка видно, что погрешность оценивания ВОБ в достаточно большой области меньше, чем у тестового способа. Так, если к каждому 4 информационным битам прибавлять 1 бит контрольной чётности, то в области  $p < 0.1$  точность оценки ВОБ будет выше, чем при передаче тестовой последовательности длиной 100 бит. Кроме того, по полученным зависимостям можно сделать вывод, что каждому заданному истинному значению ВОБ соответствует некоторая оптимальная схема кодирования (количество информационных бит  $k$ ), обладающая минимальной погрешностью оценки ВОБ. Данная зависимость, полученная путём моделирования, показана на рисунке 3.5.

Здесь и далее среднеквадратическое отклонение  $\sigma$  тестового способа рассчитывается по известной формуле:

$$\sigma(p) = \sqrt{\frac{p(1-p)}{N}}. \quad (3.6)$$

где  $N$  – длина тестовой последовательности,  $p$  – ВОБ.

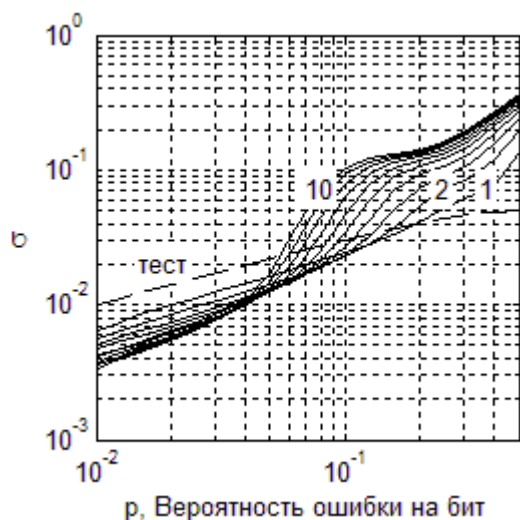


Рисунок 3.4 - Зависимость  $\sigma$  оценки от ВОБ

при  $N = 100$  слов для  $k = 1, 2, \dots, 10$

(сплошные линии – предлагаемый способ,  
пунктирная линия – тестовый способ)

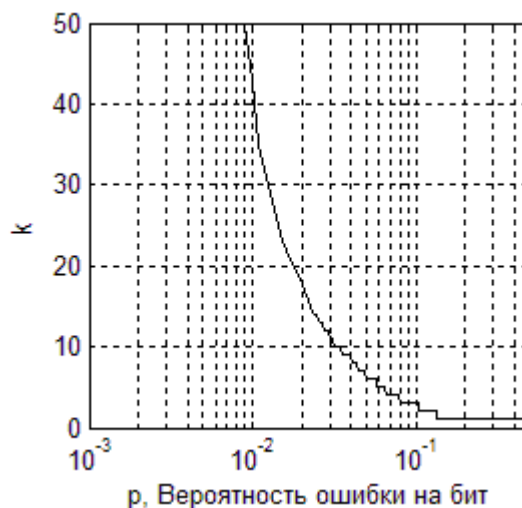


Рисунок 3.5 - Зависимость длины

информационной части  $k$  от ВОБ,

обеспечивающей наибольшую точность оценки  
для заданной ВОБ в канале связи

Выигрыш предложенного способа в точности для значения  $p = 0.05$ , максимален, когда суммируются 5 информационных бит и составляет:

$$\frac{\sigma_1}{\sigma_2} \approx \frac{0,021}{0,012} = 1,75 \text{ раза}, \quad (3.7)$$

где  $\sigma_1$  – погрешность тестового способа;

$\sigma_2$  – погрешность предложенного способа.

Таким образом, разработанный способ оценки в случае применения такого избыточного кодирования, как добавочные контрольные биты чётности, которое позволяет обнаруживать ошибки, позволяет путём дополнительного анализа принимаемых последовательностей бит получить оценку состояния канала связи в виде ВОБ без применения дополнительных тестовых сигналов, известных на приёмной стороне.

На данный способ автором в соавторстве с научным руководителем и коллегами получен патент РФ на полезную модель № 136662 [72].

### 3.2. Способ оценивания ВОБ при использовании линейного блокового кода

Как известно, широко используемым способом помехоустойчивого кодирования является применение линейных блоковых кодов [7; 43; 66]. Процесс кодирования в этом случае можно представить умножением информационного слова длиной  $k$  на порождающую матрицу размером  $k \times n$ . При этом, матрицу можно представить в систематической (канонической) форме. Такое представление позволяет наглядно увидеть, что в кодовом слове присутствуют элементы, которые являются результатом сложения определенных элементов информационного слова по модулю 2, то есть представляют собой, по сути, проверочные биты четности. Рассмотрим более подробно процесс кодирования на примере известного кода Хэмминга (7,4,3).

Получить кодовое слово из информационного, можно следующим образом:

$$(i_1 \ i_2 \ i_3 \ i_4) \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 \end{pmatrix} = (i_1 \ i_2 \ i_3 \ i_4 \ r_1 \ r_2 \ r_3), \quad (3.8)$$

при этом,

$$\begin{aligned} r_1 &= (i_1 \oplus i_2 \oplus i_3), \\ r_2 &= (i_2 \oplus i_3 \oplus i_4), \\ r_3 &= (i_1 \oplus i_2 \oplus i_4), \end{aligned} \quad (3.9)$$

где знак  $\oplus$  обозначает сложение по модулю 2.

Из полученных выражений видно, что в структуре такого кода заложена возможность оценивать состояние канала связи, используя зависимости, полученные для случая кодирования с помощью добавления бита четности, когда длина информационной части кодового слова равна 3.

Таким образом, можно сделать вывод, что если при передаче данных используется кодирование линейным блоковым кодом с параметрами  $(n, k, d)$ , то можно получить оценку ВОБ, способом, описанным в параграфе 3.1. При этом не требуется достоверного декодирования принятой информации.

Стоит отметить, что для оценки требуется, чтобы была известна порождающая матрица, а также все биты принятого и возможно искажённого кодового слова. При этом для получения оценки ВОБ необходимо осуществить прием  $l$  кодовых слов, в каждом из которых можно выделить  $z$  независимых проверочных последовательностей длиной  $q$ , затем вычислить количество несовпадений четности  $m$  и решить уравнение аналогичное уравнению (3.3):

$$\sum_{i=0}^{\lfloor (q-1)/2 \rfloor} C_n^{2i+1} p^{2i+1} (1-p)^{q-(2i+1)} = \frac{m}{l \cdot z}. \quad (3.10)$$

Данный способ характеризуется такой же точностью и тем же выигрышем, что и способ, описанный в параграфе 3.1. Таким образом, если при передаче используется помехоустойчивое кодирование линейным блоковым кодом, то в этом случае всегда можно получить оценку ВОБ путём анализа принимаемых кодовых слов, которые могут содержать ошибки. При этом не требуется проведение процедуры декодирования.

Кроме рассмотренного очевидного подхода к оцениванию искомой вероятности при использовании линейного блокового кода также возможен несколько иной подход, который возможен после проведения процедуры декодирования.

Одним из этапов при проведении процедуры декодирования линейного блокового кода является получение синдрома путём умножения принятого кодового слова (которое может содержать ошибки) на проверочную матрицу заданного кода. В процессе исследования автору удалось разработать способ получения оценки состояния канала связи, используя синдром, получаемый при декодировании, описанный в [23].

Будем считать, что применяется линейный двоичный блоковый код с параметрами  $(n, k, d)$  и для его декодирования используется алгоритм вычисления синдрома, указывающего количество обнаруженных кодом ошибок и, возможно, их позиции. Тогда вероятность события, что при декодировании принятого кодового слова длиной  $n$ , синдром обнаружит  $l$  ошибок определяется выражением:

$$P_l = \sum_{m=0}^n \rho_m \sum_{r=0}^l (C_m^r C_{n-m}^{l-r} p^{m-2r+l} (1-p)^{n-m+2r-l}) \approx \frac{z_l}{N}, \quad (3.11)$$

где  $\rho_m$  — соответствующие веса кода;

$p$  — ВОБ;

$z_l$  — подсчитанное количество произошедших указанных событий.

Данное выражение может быть получено из следующих соображений. Рассмотрим вероятность события состоящего в том, что при декодировании принятого кодового слова длиной  $n$ , код обнаружит одну ошибку. Данное событие произойдет, если в слове произошла действительно 1 ошибка, либо принятое слово находится на расстоянии 1 по Хэммингу от любого другого разрешенного слова. Если принятое слово находится на расстоянии 1 от ложного слова (расстояние между ложным и истинным словом при этом равно  $m$ ), то это значит, что в принятом слове может быть  $(m + 1)$  или  $(m - 1)$  ошибок. Аналогичные выводы можно сделать и для случаев, когда произошло более 1 ошибки.

В общем случае данные вероятности не составляют полную группу событий, поскольку часть принятых кодовых слов могут находиться вне сферы Хэмминга. Поэтому данные зависимости являются справедливыми при выполнении следующего условия:

$$l \leq \left\lfloor \frac{d-1}{2} \right\rfloor. \quad (3.12)$$

Будем считать, что количество принятых кодовых слов  $N$  достаточно велико. В этом случае, имеется возможность определить частоты таких событий  $z_l/N$ , которые будут являться несмещёнными оценками соответствующих вероятностей  $P_l$ . Таким образом, удаётся установить аналитическую связь между искомой ВОБ и доступной для измерения оценкой вероятности соответствующего события.

Для примера рассмотрим код Хэмминга  $(7,4,3)$ , для которого информационное слово из кодового можно получить, вычислив синдром  $S = (S_1 S_2 S_3)$  с помощью проверочной матрицы:

$$(i_1 i_2 i_3 i_4 r_1 r_2 r_3) \begin{pmatrix} 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} = (S_1 S_2 S_3), \quad (3.13)$$

Если  $S = (0 0 0)$ , то декодер не обнаружил ошибку в кодовом слове, если  $S \neq (0 0 0)$ , то в зависимости от того, какой синдром получен, можно определить в каком символе код обнаружил ошибку. Индекс ошибочного бита в кодовом слове в зависимости от полученного синдрома показан в таблице 3.1.

Таблица 3.1 - Синдромы и соответствующие им ошибки кода Хэмминга  $(7,4,3)$

Синдром $S$	(0 0 1)	(0 1 0)	(0 1 1)	(1 0 0)	(1 0 1)	(1 1 0)	(1 1 1)
Индекс ошибочного бита в кодовом слове	7	6	4	5	1	3	2

Рассмотрим вероятность события, что при декодировании принятого кодового слова код не обнаружит ошибку (синдром  $S = (0\ 0\ 0)$ ), если ВОБ в канале связи равна  $p$ . Такое событие может произойти, если в кодовом слове произошли такие ошибки, что оно стало другим разрешенным кодовым словом. Тогда искомая вероятность определяется следующим выражением:

$$P_0 = \sum_{m=0}^7 \rho_m p^m (1-p)^{7-m}, \quad (3.14)$$

где  $\rho_m$  — спектр кода, то есть, число слов с весом  $m$ .

Данный код обладает следующим спектром, отличные от нуля компоненты которого, приведены в таблице 3.2.

Таблица 3.2 - Распределение весов слов кода Хэмминга (7,4,3)

Вес, $m$	0	1	2	3	4	5	6	7
Число слов, $\rho_m$	1	0	0	7	7	0	0	1

Зависимость вероятности обнаружения кодом ошибки от ВОБ в канале связи изображена на рисунке 3.6. Очевидно, что данная зависимость имеет асимптотику  $P_0 = 1/8$  при увеличении  $p$ , так как фактически она равняется вероятности выпадения из случайных чисел вектора  $(0\ 0\ 0)$ , которая равна  $1/2^3 = 1/8$ .



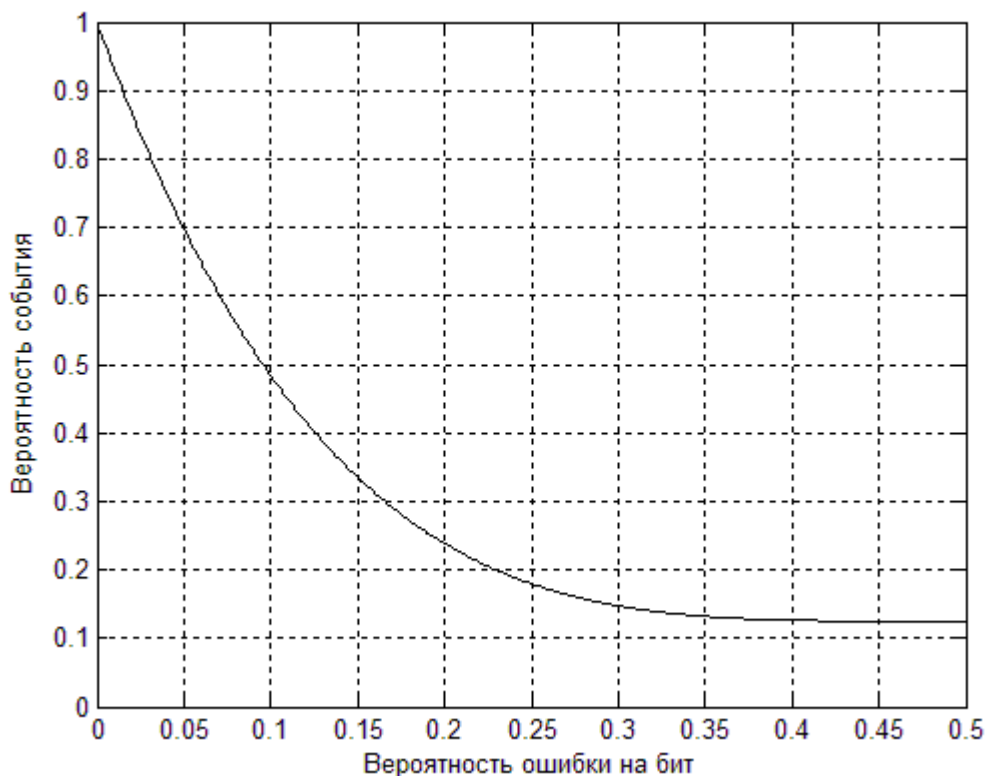


Рисунок 3.6 – Зависимость вероятности обнаружения кодом ошибки от ВОБ в канале связи

При этом, если при декодировании  $N$  принятых кодовых слов получили  $z_0$  нулевых синдромов, то оценкой вероятности  $P_0$  будет являться частота соответствующего события  $P_ч = \frac{z_0}{N}$ . Тогда можно составить следующее уравнение:

$$P_0 = \sum_{m=0}^7 \rho_m p^m (1-p)^{7-m} \approx \frac{z_0}{N}. \quad (3.15)$$

Таким образом, существует возможность составить уравнение, где неизвестной величиной является оценка ВОБ в канале связи.

Для анализа точности предложенного способа методом численного моделирования было получено среднеквадратическое отклонение оценки  $p$  при  $N = 100$  и  $N = 1000$ , изображенное на рисунке 3.7. Для сравнения на рисунке 3.7, также приведена зависимость погрешности оценки  $p$  для случая, если бы весь передаваемый блок данных представлял собой тест, длиной  $100 \cdot 7 = 700$  бит и  $7000$  бит. С другой стороны, интересным представляется также сравнить с точностью способа, в котором количество обнаруженных кодом ошибок принимается за истинное их количество. Оценка, полученная таким способом, априори является смещённой,

однако данный способ достаточно часто используется на практике. Погрешность данного способа также показана на рисунке 3.7.

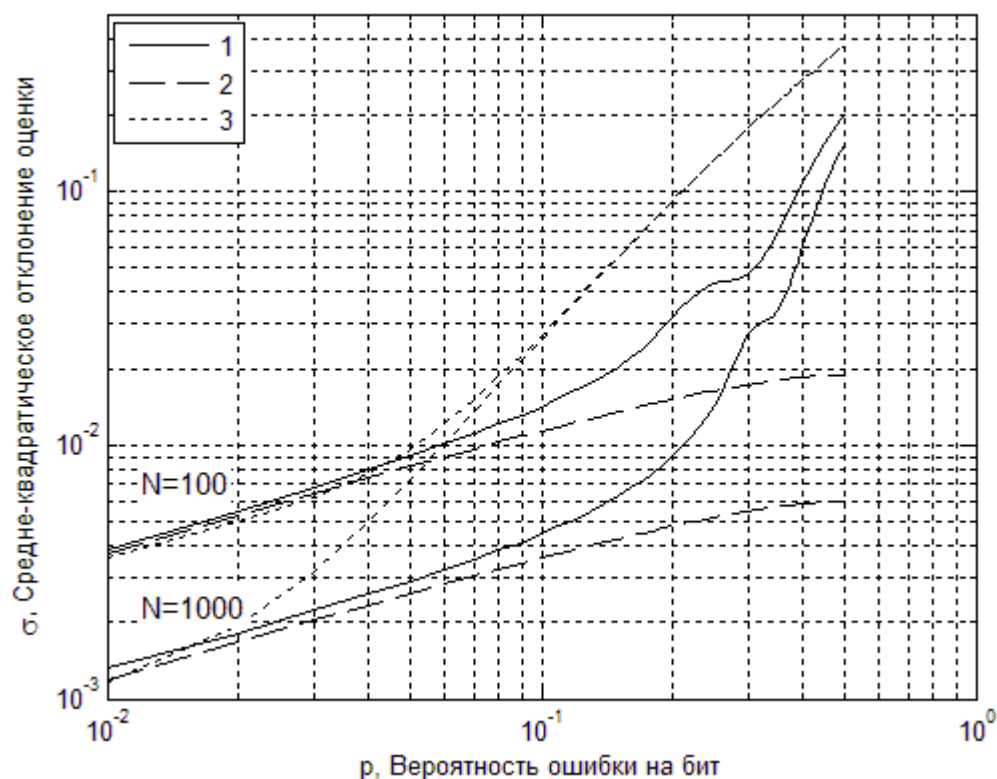


Рисунок 3.7 – Зависимости погрешности оценок от ВОБ при  $N=100$  и  $N=1000$  (1– Погрешность предлагаемого способа, 2 – погрешность тестового способа, 3 – погрешность способа, в котором количество обнаруженных ошибок принимается за истинное количество)

При этом в точности предложенного способа также присутствует выигрыш, если для оценки состояния использовать все принятые искаженные кодовые слова, которые передавались за время  $t$ . Например, если в течение 10 с передается информационный сигнал, а именно 1000 кодовых слов и тест не передается, то по сравнению со способом, когда длительность теста составляет 1 с и он состоит из 100 кодовых слов и посылается через каждые 10 с, выигрыш в точности присутствует в области ВОБ  $p \in (0, 0,25)$ , и для  $p = 0,1$  составляет:

$$\frac{\sigma_1}{\sigma_2} = \frac{0,015}{0,0045} \approx 3,3 \text{ раза}, \quad (3.16)$$

где  $\sigma_1$  – погрешность тестового способа;

$\sigma_2$  – погрешность предложенного способа.

В сравнении со способом, когда количество обнаруженных ошибок принимается за истинное количество, выигрыш для значения  $p = 0.1$ , составляет при  $N=100$ :

$$\frac{\sigma_1}{\sigma_2} = \frac{0,0263}{0,0142} \approx 1,9 \text{ раза,} \quad (3.17)$$

и при  $N=1000$ :

$$\frac{\sigma_1}{\sigma_2} = \frac{0,0263}{0,0044} \approx 6 \text{ раз,} \quad (3.18)$$

где  $\sigma_1$  – погрешность известного способа;

$\sigma_2$  – погрешность предложенного способа.

При декодировании кода Хэмминга возможно получение синдромов двух видов, так как он может исправить только одну ошибку. Однако, гораздо более сложный и интересный случай представляют собой коды, исправляющие более одной ошибки. Одним из таких кодов является расширенный код Голея (24,12,8) [7; 43; 66], который широко используется на практике как единственный код, либо как внутренний код каскадных кодовых конструкций [8; 33].

Для расширенного кода Голея (24,12,8) кодовое слово из информационного можно получить путём перемножения на соответствующий порождающий полином, который для данного кода имеет вид [43]:

$$g(x) = x^{11} + x^{10} + x^6 + x^5 + x^4 + x^2 + x^0. \quad (3.19)$$

Данный код обладает спектром, то есть, распределением слов с заданным весом, отличные от нуля компоненты которого, приведены в таблице 3.3.

Таблица 3.3 - Распределение весов слов расширенного кода Голея (24,12,8)

Вес, $m$	0	8	12	16	24
Число слов, $\rho_m$	1	759	2576	759	1

В этом случае, вероятности событий, что при декодировании принятого кодового слова длиной 24, код обнаружит 0, 1, 2 или 3 ошибки, если ВОб в канале связи равна  $p$ , определяются выражениями:

$$P_l = \sum_{m=0}^{24} \rho_m \sum_{r=0}^l (C_m^r C_{24-m}^{l-r} p^{m-2r+l} (1-p)^{24-m+2r-l}) \approx \frac{Z_l}{N}, l = 0, 1, 2, 3. \quad (3.20)$$

При этом, выражение для  $P_4$  имеет другой вид, так как  $l = 4$  не удовлетворяет условию (3.12):

$$P_4 = \sum_{m=0}^{24} \frac{\rho_m}{6} \sum_{r=0}^4 (C_m^r C_{24-m}^{4-r} p^{m-2r+4} (1-p)^{24-m+2r-4}) \approx \frac{Z_4}{N}. \quad (3.21)$$

В этом случае в данном выражении возникает множитель  $\frac{1}{6}$ , который объясняется особенностью структуры расширенного кода Голя, заключающейся в том, что от любого стёртого символа на расстоянии 4 находятся 6 разрешённых кодовых слов.

Данные вероятности составляют полную группу событий, т.е. выполняются равенства:

$$P_0 + P_1 + P_2 + P_3 + P_4 = 1; \quad (3.22)$$

$$z_0 + z_1 + z_2 + z_3 + z_4 = N. \quad (3.23)$$

На рисунке 3.8 изображены зависимости соответствующих вероятностей  $P_l$ ,  $l = 0,1,2,3,4$  от ВОБ в канале связи, из которого видно, что в интересующей области для многих радиолиний, указанные вероятности значительно меняются.

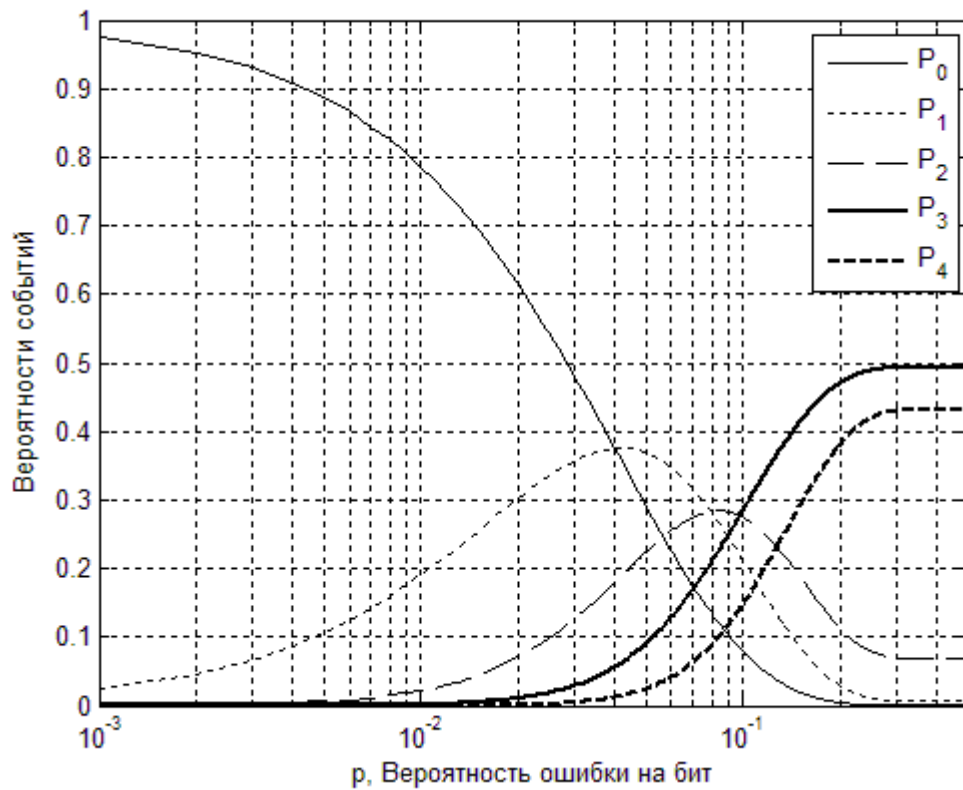


Рисунок 3.8 – Зависимости вероятностей  $P_l$  обнаружения кодом  $l$  ошибок от ВОБ для  $l = 0,1,2,3,4$

Таким образом, приняв кодовый блок из  $N$  кодовых слов, в которых могут содержаться ошибки, после операции декодирования можно вычислить необходимые значения  $z_0, z_1, z_2, z_3, z_4$  и соответствующие частоты, и составить систему нелинейных уравнений, в которой единственной неизвестной величиной будет являться искомая несмещенная оценка ВОБ  $p$  в канале связи. При этом, абсолютно не важно правильно ли произошло декодирование, т.е. в словах может быть более 4 ошибок и после декодирования решение может быть вынесено в пользу неверного информационного слова.

Для решения полученной системы нелинейных уравнений можно использовать подход, который состоит в том, чтобы найти решение каждого уравнения, а затем их совместно статистически обработать, например найти среднее арифметическое или медиану. Стоит отметить, что данная система уравнений является переопределенной. Однако, при этом необходимо учитывать следующую особенность данной системы. В правой части данной системы уравнений находятся частоты событий  $z_l/N$ , которые могут принимать случайные значения. Если в кодовом блоке, содержащем  $N$  кодовых слов вычисленная частота  $z_l/N$  оказалась больше максимально возможной соответствующей вероятности  $P_l$ , то полученное уравнение для данной частоты не будет иметь решения. В этом случае такое уравнение не следует использовать.

Тогда, если искать решения в каждом уравнении отдельно, то перед тем как начинать поиск, нужно отбросить уравнения, не имеющие решения. Получив решения, их необходимо совместно обработать и найти конечную оценку ВОБ. Таким образом, суть данного подхода состоит в том, что искомая оценка является решением данной системы уравнений.

Второй подход, который можно применить является вероятностным. Суть подхода состоит в том, что в каждом конкретном опыте для заданной ВОБ может быть получен вектор частот, являющийся оценкой вектора соответствующих вероятностей. В этом случае можно применить методы, которые используются для определения меры близости плотностей или функций распределения. Тогда искомая оценка ВОБ выбирается из условия минимума расстояния между эмпирическим и теоретическим распределениями, широко используемого в задачах математической статистики [45]. Например, расстояние  $R(p)$  может быть определено следующим образом (расстояние Кульбака-Лейблера):

$$R(p) = \sum_{l=0}^4 P_l(p) \log \left( \frac{P_l(p)N}{z_l} \right). \quad (3.24)$$

Однако, в этом случае результаты могут быть некорректны, если  $z_l$  будет принимать нулевые значения. Более простым и лишенным указанного недостатка подходом может быть следующее расстояние:

$$R(p) = \sqrt{\sum_{l=0}^4 \left( \frac{z_l}{N} - P_l(p) \right)^2}. \quad (3.25)$$

Тогда искомая оценка  $\hat{p}$  равняется такому значению  $p$ , при котором  $R(p)$  достигает минимума:

$$\hat{p} = p_0: R(p_0) = \min_{p \in [0;0,5]} R(p). \quad (3.26)$$

Характерный вид функции  $R(p)$  при заданной ВОБ, равной 0,05 и соответствующих ей смоделированных значениях  $z_0 = 52$ ,  $z_1 = 68$ ,  $z_2 = 34$ ,  $z_3 = 14$ ,  $z_4 = 2$  и  $N = 170$  изображен на рисунке 3.9.

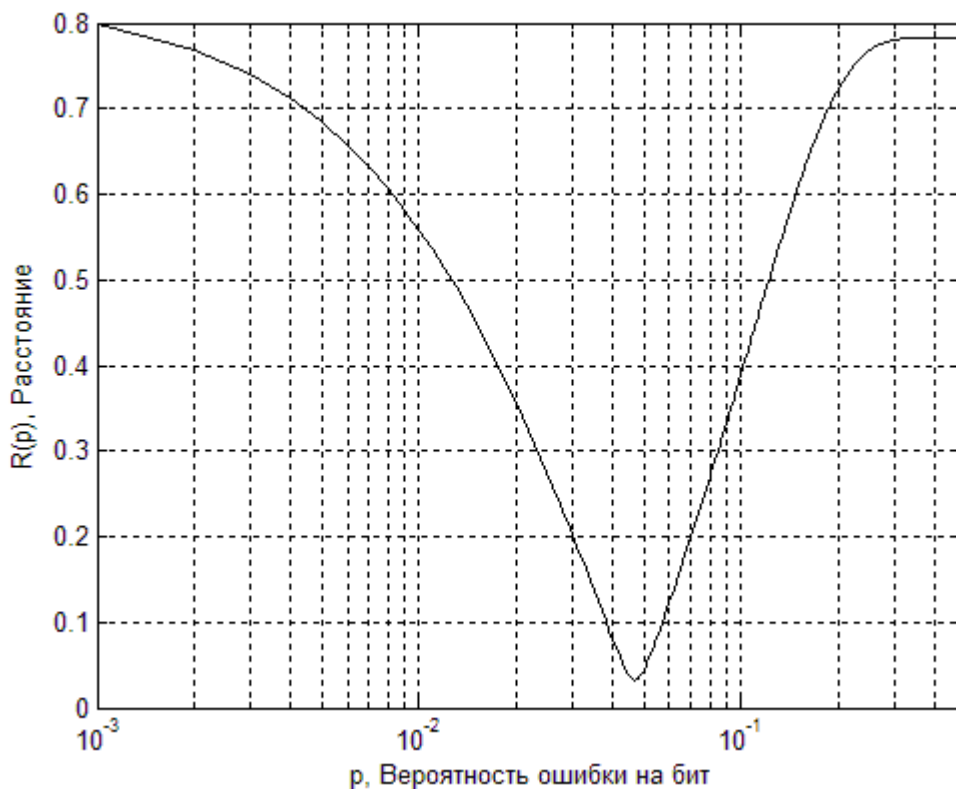


Рисунок 3.9 – Характерный вид функции  $R(p)$

Данная оценка может быть легко найдена в процессе декодирования принятой информации. Предложенный второй подход проще в использовании и всегда имеет единственное решение.

Для более детального анализа точности предложенного способа методом численного моделирования были получены плотности распределения вероятности оценок для различных истинных значений ВОБ  $p$ , важных с точки зрения использования радиолиний, которые изображены на рисунке 3.10.

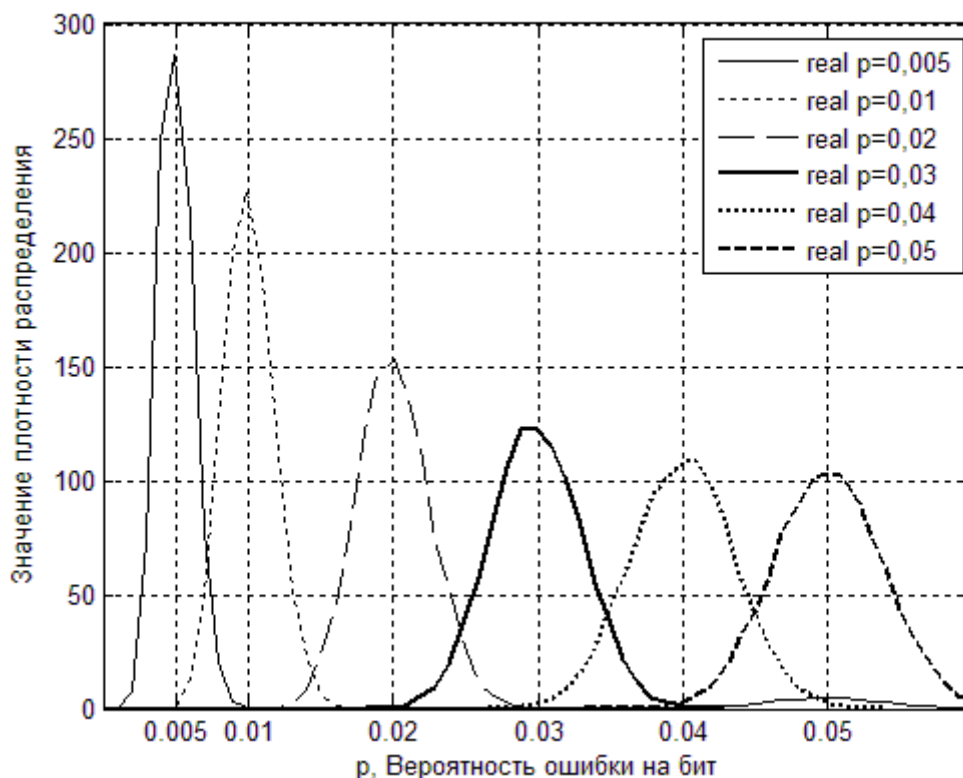


Рисунок 3.10 – Эмпирические плотности распределения ВОБ для истинных заданных значений  $p = \{0,005; 0,01; 0,02; 0,03; 0,04; 0,05\}$

Из приведенных плотностей на рисунке 3.10 видно, что оценки действительно сконцентрированы около истинных значений  $p$ , и при этом являются несмещенными.

Для уменьшения количества операций при использовании в реальных радиоприемниках передачи данных данный способ необходимо использовать для той области ВОБ, где он даёт гораздо более точную оценку. В остальной области, где смещение оценки несущественно, можно использовать метод, основанный на прямом подсчёте количества обнаруженных кодом ошибок и принимать их за истинное количество. Например, для расширенного кода Голя (24,12,8) таким порогом является значение ВОБ, равное примерно 0,06. Таким образом, наиболее эффективно использовать предложенный способ в том случае, если доля обнаруженных декодером ошибок больше данного порога. Такой способ гарантирует минимум вычислительных операций и минимум погрешности оценки (среднеквадратического отклонения), которая показана на рисунке 3.11 (зависимость 2). Также для сравнения на рисунке 3.11 показаны погрешности оценок, если всё сообщение представляет собой тест (зависимость 1), и если количество обнаруженных ошибок принимается за истинное количество (зависимость 3).

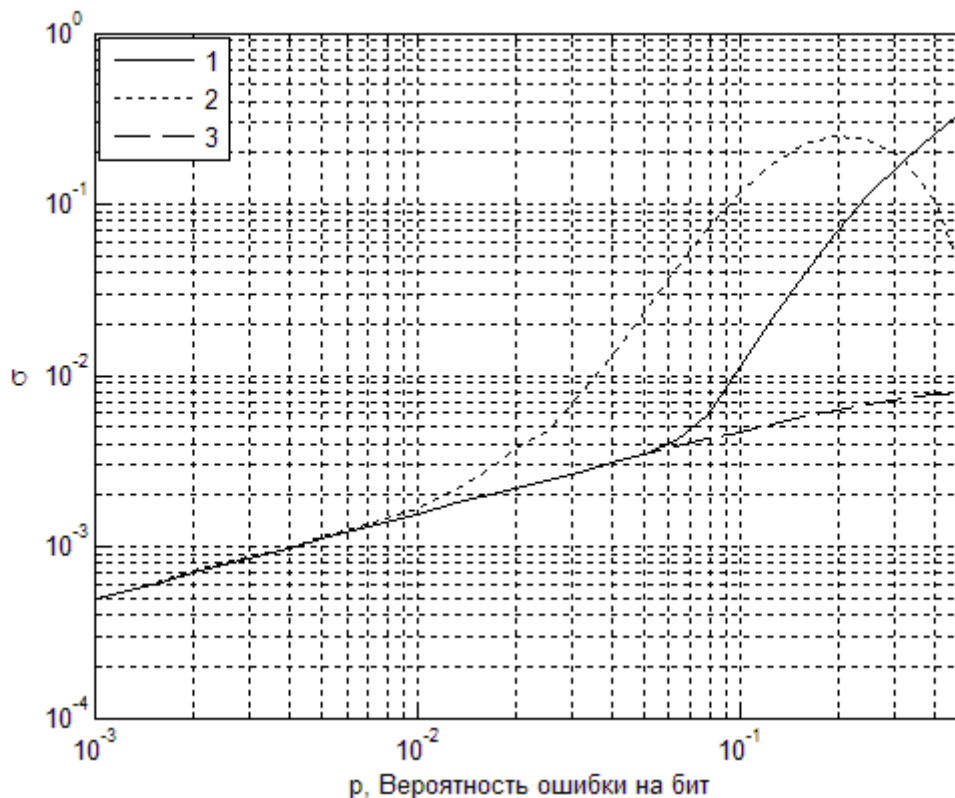


Рисунок 3.11 - Зависимости погрешностей оценок от ВОБ при анализе 170 кодовых слов Голея; (1- Погрешность тестового способа , 2 - погрешность предлагаемого способа, 3 - погрешность способа, если количество обнаруженных ошибок принимается за истинное количество)

В сравнении со способом, когда количество обнаруженных ошибок принимается за истинное количество, выигрыш в точности для  $p=0.1$  составляет:

$$\frac{\sigma_1}{\sigma_2} = \frac{0,0089}{0,0057} \approx 1,56 \text{ раза,} \quad (3.27)$$

где  $\sigma_1$  — погрешность известного;

$\sigma_2$  — погрешность предложенного способа.

Таким образом, можно сделать вывод, что если при передаче данных используется кодирование линейным блоковым кодом с параметрами  $(n, k, d)$ , то имеется возможность оценить ВОБ. При этом не требуется достоверного декодирования принятой информации. Для оценки не требуется также знание самих принятых искаженных кодовых слов, а необходимы лишь данные с выхода декодера о частоте появления синдромов определенного вида и спектре используемого кода, что является существенным преимуществом предлагаемого способа, так как в некоторых реально действующих системах в блоке оценивания нет доступа к принимаемой информации. Также, существенным является тот факт, что искомую оценку можно получить, передавая только полезную закодированную информацию, т.е. без передачи



теста, не прерывая поток полезной информации. Стоит отметить, что в достаточно большой области точность получаемой оценки близка к точности, которая может быть получена, если все сообщение целиком представляет собой тест.

На данный способ автором в соавторстве с научным руководителем и коллегами получен патент РФ на полезную модель № 148377 [75], а также подана заявка на изобретение № 2016122164.

### 3.3. Способ оценивания ВОБ при использовании блочного кода на основе спектра кода

Иногда при функционировании радиолинии передачи данных требуется получить большое количество оценок ВОБ для различных кодовых конструкций за малый промежуток времени. Применение стандартных или описанных выше способов при этом может потребовать увеличения вычислительных ресурсов, что не всегда возможно. Поэтому приходится вводить ограничение на число получаемых оценок. Автору удалось найти одно из возможных решений данной задачи, позволяющее снять или в значительной мере ослабить ограничения. Для этого им был разработан малозатратный способ оценки ВОБ при использовании блочного кода на основе спектра кода, описанный в [101].

Предположим, что передаваемое сообщение закодировано помехоустойчивым линейным блочным кодом с параметрами  $(n, k, d)$ , где  $n$  – длина кодового слова,  $k$  – длина информационного слова,  $d$  – минимальное кодовое расстояние между кодовыми словами. Тогда, при отсутствии ошибок принятое кодовое слово может иметь вес (сумма единиц), равный одному из возможных, в соответствии со спектром используемого кода. В случае присутствия ошибок демодуляции, вес слова может отличаться от разрешённых весов. Тогда, можно найти аналитически вероятность такого события, что вес принятого слова равен одному из возможных разрешённых весов в зависимости от ВОБ в канале связи после демодуляции. Данная вероятность определяется суммой вероятностей всевозможных переходов в разрешённые состояния:

$$P(p) = \sum_{m=0}^n \frac{\rho_m}{2^k} \cdot \sum_{i=0}^n f(\rho_i) \cdot P_{m \rightarrow i}(p), \quad (3.28)$$

где  $f(\rho_i)$  – функция следующего вида:

$$f(\rho_i) = \begin{cases} 1, & \rho_i \neq 0, \\ 0, & \rho_i = 0; \end{cases} \quad (3.29)$$

$P_{m \rightarrow i}(p)$  – вероятность перехода из комбинации, когда в слове содержится  $m$  единиц в комбинацию, когда в слове содержится  $i$  единиц;

$p$  – ВОБ;

$\rho_m$  – спектральные коэффициенты кода, то есть количество кодовых слов с весом  $m$ .

Общие формулы для вероятностей переходов определяются следующими выражениями:

$$P_{0 \rightarrow m} = C_n^m \cdot p^m \cdot (1-p)^{n-m}, \quad (3.30)$$

$$P_{n \rightarrow m} = C_n^{n-m} \cdot p^{n-m} \cdot (1-p)^m, \quad (3.31)$$

$$P_{m \rightarrow 0} = P_{m \rightarrow n} = p^m \cdot (1-p)^{n-m}, \quad (3.32)$$

$$P_{m \rightarrow m} = (1-p)^n + \sum_{j=0}^{\min(m, n-i)} C_m^j \cdot C_{n-m}^j \cdot p^{2j} \cdot (1-p)^{n-2j}, \quad m \in [1; n-1], \quad (3.33)$$

$$P_{m \rightarrow i} = \sum_{j=0}^{\min(m, n-i)} C_m^{j+|m-i|} C_{n-m}^j p^{|m-i|+2j} (1-p)^{n-|m-i|-2j}, \quad (3.34)$$

$$m \in [2; n-1], i \in [1; n-1], m > i,$$

$$P_{m \rightarrow i} = \sum_{j=0}^{\min(m, n-i)} C_m^j C_{n-m}^{j+|m-i|} p^{|m-i|+2j} (1-p)^{n-|m-i|-2j}, \quad (3.35)$$

$$m \in [1; n-1], i \in [2; n-1], m < i.$$

С другой стороны, в процессе приема данных на длительности интервала анализа можно посчитать количество совпадений (равенство веса принятого кодового слова любому из разрешённых) и определить его долю, т.е. вычислить частоту указанного события  $P_q$ . Затем можно составить следующее уравнение:

$$P(p) \approx P_q, \quad (3.36)$$

$$\sum_{m=0}^n \frac{\rho_m}{2^k} \cdot \sum_{i=0}^n f(\rho_i) \cdot P_{m \rightarrow i}(\hat{p}) \approx P_q. \quad (3.37)$$

Решением данного уравнения является искомая оценка ВОБ в канале связи после демодуляции.

Для примера рассмотрим расширенный двоичный код Голя (24,12,8), спектр которого приведён в таблице 3.3. Для того чтобы вес слова при наличии ошибок был равен одному из разрешённых весов, возможны лишь следующие переходы, которые условно изображены в таблице 3.4, где первая цифра обозначает суммарное количество единиц в передаваемом кодовом слове, а вторая – в принятом кодовом слове, в котором могут содержаться ошибки.

Таблица 3.4 – Возможные комбинации переходов

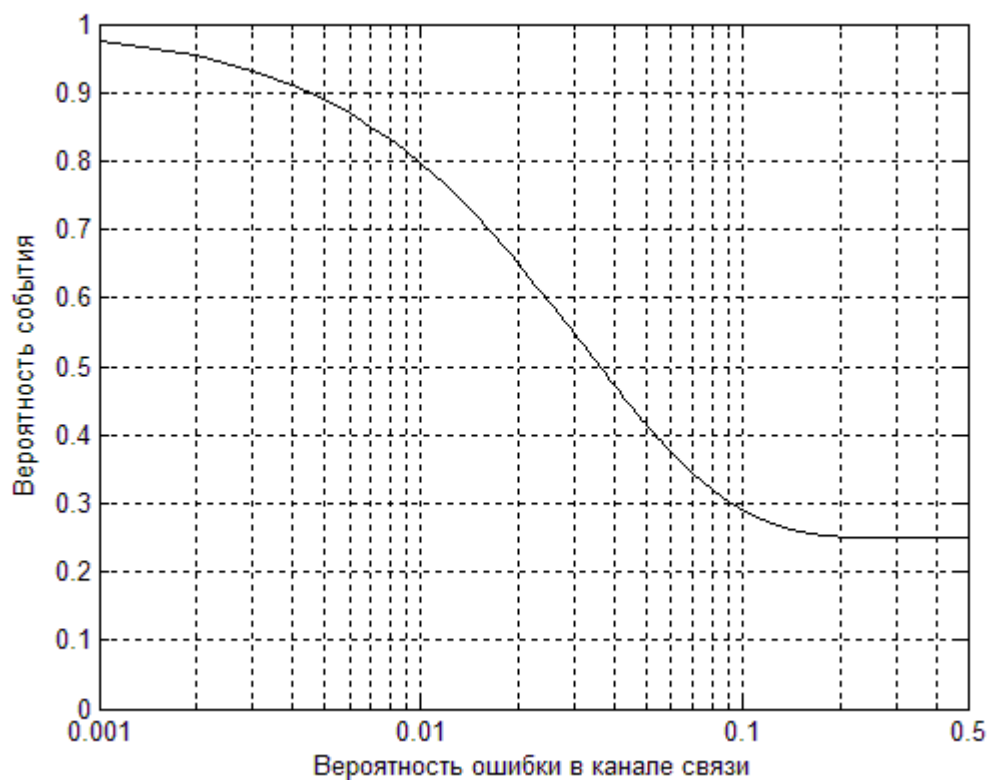
0→0	8→0	12→0	16→0	24→0
0→8	8→8	12→8	16→8	24→8
0→12	8→12	12→12	16→12	24→12
0→16	8→16	12→16	16→16	24→16
0→24	8→24	12→24	16→24	24→24

Определить указанные вероятности можно по приведённым выше формулам (3.30), (3.31), (3.32), (3.33), (3.34), (3.35).

В результате, можно получить аналитические выражения для вероятностей всех возможных разрешенных переходов, следовательно, полная вероятность того, что в принятом кодовом слове, возможно содержащем ошибки, сумма единиц равна одной из нескольких разрешенных величин для указанного кода определяется следующим выражением:

$$P(p) = \sum_{m=0}^{24} \rho_m \cdot \sum_{i=0}^{24} f(\rho_i) \cdot P_{m \rightarrow i}(p). \quad (3.38)$$

Зависимость данной вероятности от ВОБ изображена на рисунке 3.12.

Рисунок 3.12 – Зависимость вероятности  $P(p)$  от ВОБ

Асимптотически данная зависимость приближается к значению  $\approx 0,2489$ , и достигает его при  $p = 0.5$ . Это соответствует вероятности события, что при чисто случайном наборе из 24 бит, сумма единиц равна 0 либо 8 либо 12 либо 16 либо 24. Данная вероятность равна:

$$P_{\text{acc}} = \frac{1 + C_{24}^8 + C_{24}^{12} + C_{24}^{16} + 1}{2^{24}} = \frac{1043775}{2^{22}} \approx 0,2489. \quad (3.39)$$

В процессе приёма кодовых слов можно вычислить, в скольких из них не произошли отличия, и принять полученную частоту события за оценку его вероятности. Затем можно воспользоваться найденной зависимостью, и определить какой ВОБ это соответствует. Для уменьшения вычислительных ресурсов, данную зависимость можно хранить в табличном виде.

Для анализа точности предложенного способа методом численного моделирования было получено среднеквадратическое отклонение  $\sigma$  оценки  $p$  от заданного значения  $p$  при обработки кодовых слов, количеством  $N = 170$ , изображенная на рисунке 3.13 (зависимость 1). С другой стороны, интересным представляется также сравнить с точностью способа, в котором количество обнаруженных кодом ошибок принимается за истинное их количество. Погрешности данного способа соответствует зависимости 2. Также, на этом рисунке представлена погрешность способа, использующего результаты синдромного декодирования, описанного в предыдущем параграфе (зависимость 3). Для сравнения на этом же рисунке, также приведена зависимость погрешности оценки  $p$  для случая, если весь передаваемый блок данных представляет собой тест, длиной  $170 \cdot 24 = 4080$  бит (зависимость 4).

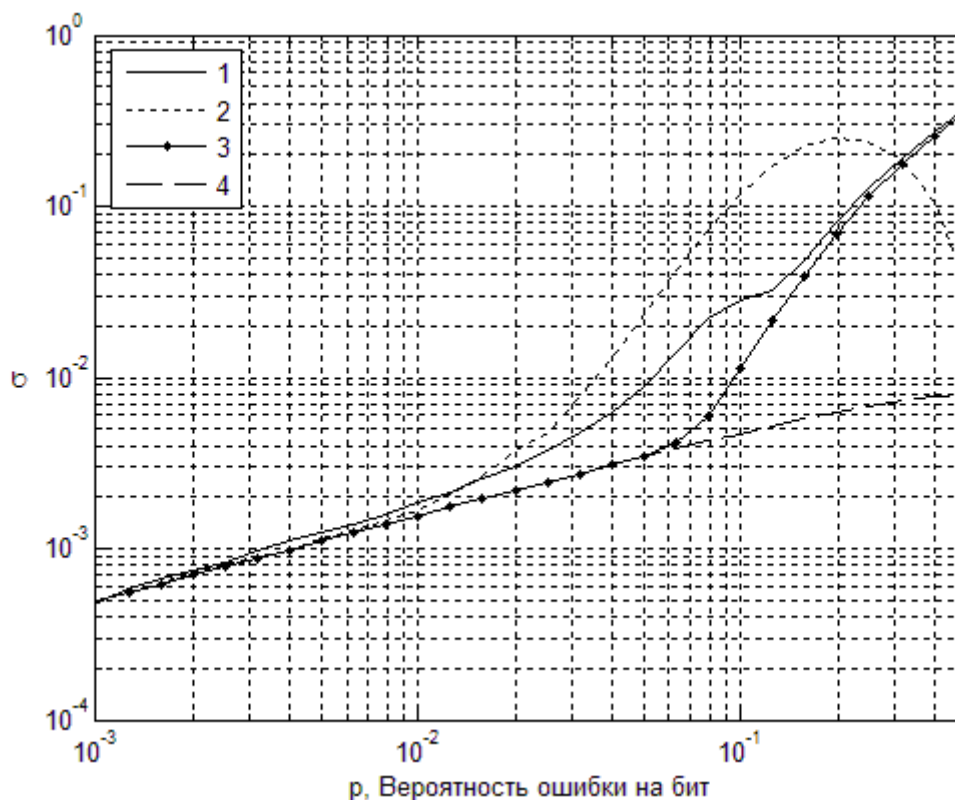


Рисунок 3.13 – Зависимость погрешности оценок от ВОБ при  $N = 170$

(1- Погрешность предлагаемого способа, 2 - погрешность способа, использующего количество обнаруженных ошибок, 3 - погрешность способа оценки, использующего синдромы, 4 - погрешность тестового способа)

В сравнении со способом, когда количество обнаруженных ошибок принимается за истинное количество, выигрыш в точности для значения  $p = 0.1$  при  $N=100$ , составляет:

$$\frac{\sigma_1}{\sigma_2} = \frac{0,12}{0,03} = 4 \text{ раза}, \quad (3.40)$$

где  $\sigma_1$  – погрешность известного способа;

$\sigma_2$  – погрешность предложенного способа.

В сравнении со способом оценки, использующим вероятность появления синдромов, присутствует незначительный проигрыш в точности, однако для вычисления синдрома требуется реализовать  $n \cdot (n - k)$  умножений и  $(n - 1) \cdot (n - k)$  сложений, в то время как предложенный способ требует реализации всего лишь  $(n - 1)$  сложений. Выигрыш в количестве выполняемых операций в этом случае составляет:

$$\frac{n \cdot (n - k) + (n - 1) \cdot (n - k)}{(n - 1)} \text{ раза}. \quad (3.41)$$

Для кода Голя (24,12,8) выигрыш составляет:

$$\frac{24 \cdot (24 - 12) + (24 - 1) \cdot (24 - 12)}{(24 - 1)} = \frac{564}{23} \approx 24,5 \text{ раза.} \quad (3.42)$$

Таким образом, получен бестестовый способ определения ВОБ по информационному потоку бит, кодированных помехоустойчивым линейным блоковым кодом с параметрами  $(n, k, d)$ . Стоит отметить, что реализация данного способа становится возможна на практике только в том случае, если известен спектр применяемого кода, то есть такой характеристики, которая ранее почти не использовалась на практике. Также необходимо обратить внимание, что использование данного способа возможно для таких кодов, спектр которых является разреженным. Основным преимуществом данного способа является отсутствие необходимости проведения процедур декодирования, что значительно сокращает вычислительные затраты и упрощает вычислительные процедуры. Данный факт позволяет также подойти к практической реализации способов поиска сигнала оптимального вида в режиме реального времени по критерию минимума обеспечиваемой ВОБ. Кроме того, если провести процедуру оценки со сдвигом в 1 бит, то ВОБ будет достигать минимума для сдвига соответствующего началу/концу кодового слова, то есть имеется возможность установить цикловую синхронизацию.

На данный способ автором в соавторстве с научным руководителем и коллегами получен патент РФ на полезную модель № 146675 [74].

#### **3.4. Усовершенствованный способ оценивания ВОБ при использовании блокового кода на основе спектра кода**

В предыдущем параграфе (3.3) автором описан предложенный способ оценивания ВОБ, в котором используется спектр помехозащищенного линейного двоичного блокового кода с параметрами  $(n, k, d)$ , где  $n$  — длина кодового слова,  $k$  — длина информационного слова,  $d$  — минимальное кодовое расстояние между кодовыми словами. Отличительной особенностью данного способа является то, что он позволяет получить оценку, при малых вычислительных затратах. В данном параграфе предлагается усовершенствованный вариант этого способа, обладающий большей точностью получаемой оценки, предложенный автором и описанный в [102].

Пусть  $\vec{Q}$  — известный для заданного линейного блокового кода вектор весов разрешённых кодовых слов:

$$\vec{Q} = \{q_1, q_2, \dots, q_l\}. \quad (3.43)$$

Для  $z$ -того принятого кодового слова, в котором могут содержаться ошибки, можно вычислить следующую величину:

$$R_z = \min(|\vec{Q} - r_z|), \quad (3.44)$$

где  $r_z$  — сумма единиц в  $z$ -том кодовом слове.

Тогда, можно найти вероятность того, что  $R_z$  равно какому-то определённом значению:

$$R_z = j, \quad (3.45)$$

где  $j = 0, 1, \dots, n$ .

Очевидно, что при отсутствии ошибок для любого  $z$  значение  $R_z \equiv 0$ , однако, в случае наличия ошибок  $R_s$  является случайной величиной, которая зависит от ВОБ в канале связи.

Определим вероятность такого события, что при ВОБ, отличной от нуля,  $R_z = 0$ . Это событие соответствует тому, что вес принятого кодового слова равен одному из возможных разрешённых весов. Вероятность данного события ( $P_{m \rightarrow i}(p)$ ) определяется суммой вероятностей всевозможных переходов в разрешённые состояния по формуле (3.28), указанной в предыдущем параграфе.

Определим вероятность такого события, что  $R_z = 1$ . Это событие соответствует тому, что вес принятого кодового слова отличается ровно на единицу хотя бы от одного из возможных разрешённых весов. Вероятность данного события определяется суммой вероятностей всевозможных переходов в такие состояния:

$$P_1(p) = \sum_{m=0}^n \frac{\rho_m}{2^k} \cdot \sum_{i=0}^n f_1(\rho_i) \cdot P_{m \rightarrow i}(p), \quad (3.46)$$

где  $\rho_m$  – спектральные коэффициенты кода, то есть количество разрешённых кодовых слов с весом  $m$ ;

$f_1(\rho_i)$  – функция следующего вида:

$$\begin{cases} f_1(\rho_i) = 1, & \text{если } (\rho_i = 0 \text{ и } (\rho_{i-1} \neq 0 \text{ или } \rho_{i+1} \neq 0)), \\ f_1(\rho_i) = 0, & \text{в противном случае.} \end{cases} \quad (3.47)$$

Определим вероятность такого события, что  $R_z = j$ ,  $j = 0, 1, \dots, n$ . Это событие соответствует тому, что вес принятого кодового слова отличается ровно на  $j$  хотя бы от одного из возможных разрешённых весов. Вероятность данного события определяется суммой вероятностей всевозможных переходов в такие состояния:

$$P_j(p) = \sum_{m=0}^n \frac{\rho_m}{2^k} \cdot \sum_{i=0}^n f_j(\rho_i) \cdot P_{m \rightarrow i}(p), \quad (3.48)$$

где  $f_j(\rho_i)$  – функция следующего вида:

$$\begin{cases} f_j(\rho_i) = 1, & \text{если } (\rho_i = 0 \text{ и } (\rho_{i-j} \neq 0 \text{ или } \rho_{i+j} \neq 0)), \\ f_j(\rho_i) = 0, & \text{в противном случае.} \end{cases} \quad (3.49)$$

Очевидно также, что после приема кодового блока, состоящего из  $N$  кодовых слов, в которых могут содержаться ошибки, (то есть, на длительности некоторого интервала анализа) можно вычислить количество таких событий  $a_j$ , что  $R_z = j$  для каждого  $j$  и определить их долю

$a_j/N$ , то есть вычислить частоту указанного события  $P_q(R_z = j)$ . Так как частота является оценкой вероятности, то можно составить следующую систему уравнений:

$$\begin{cases} P_q(R_z = 0) = \frac{a_0}{N} \approx P_0(p) \\ P_q(R_z = 1) = \frac{a_1}{N} \approx P_1(p) \\ \dots \\ P_q(R_z = j) = \frac{a_j}{N} \approx P_j(p) \\ \dots \\ P_q(R_z = n) = \frac{a_n}{N} \approx P_n(p). \end{cases} \quad (3.50)$$

Для любого линейного блочного кода часть уравнений исчезнут, так как часть спектральных коэффициентов равна нулю.

Единственной неизвестной величиной данной системы уравнений будет являться искомая оценка ВОб  $p$  в канале связи после демодуляции. При этом, абсолютно не важно, правильно ли произошло декодирование, т.е. в словах может быть ошибок больше исправляющей способности кода и после декодирования решение может быть вынесено в пользу неверного информационного слова.

Для заданного  $N$  в каждом опыте, скорее всего, решения для каждого уравнения будут не совпадать. Поэтому, для решения полученной переопределённой системы уравнений можно использовать подход, который состоит в том, в каждом конкретном опыте для заданной ВОб может быть получен вектор частот, являющийся оценкой вектора соответствующих вероятностей. В этом случае можно применить методы, которые используются для определения меры близости плотностей или функций распределения. Тогда искомая оценка ВОб выбирается из условия минимума расстояния между эмпирическим и теоретическим распределениями, широко используемого в задачах математической статистики [45]. Например, расстояние  $\tilde{R}(p)$  может быть определено следующим образом:

$$\tilde{R}(p) = \sqrt{\sum_{j=0}^n \left( \frac{a_j}{N} - P_j(p) \right)^2}. \quad (3.51)$$

Искомая оценка  $\hat{p}$  равняется такому значению  $p$ , при котором  $\tilde{R}(p)$  достигает минимума:

$$\hat{p} = p_0: \tilde{R}(p_0) = \min_{p \in [0; 0,5]} \tilde{R}(p). \quad (3.52)$$

Для примера рассмотрим помехоустойчивый двоичный расширенный код Голея (24,12,8). В соответствии с таблицей 3.3 в системе уравнений (3.50) остаётся только 5 уравнений:



$$\begin{cases} P_q(R_z = 0) = \frac{a_0}{N} \approx P_0(p) \\ P_q(R_z = 1) = \frac{a_1}{N} \approx P_1(p) \\ P_q(R_z = 2) = \frac{a_2}{N} \approx P_2(p) \\ P_q(R_z = 3) = \frac{a_3}{N} \approx P_3(p) \\ P_q(R_z = 4) = \frac{a_4}{N} \approx P_4(p). \end{cases} \quad (3.53)$$

Вероятности  $P_0(p), \dots, P_4(p)$  изображены в различных масштабах на рисунках 3.14 и 3.15. Асимптотически при  $p = 0,5$  данные вероятности приближаются к значениям:

$$\begin{aligned} P_0(0,5) &= \frac{1 + C_{24}^8 + C_{24}^{12} + C_{24}^{16} + 1}{2^{24}} = \frac{1043775}{2^{22}} \approx 0,2489, \\ P_1(0,5) &= \frac{C_{24}^1 + C_{24}^7 + C_{24}^9 + C_{24}^{11} + C_{24}^{13} + C_{24}^{15} + C_{24}^{17} + C_{24}^{23}}{2^{24}} = \frac{259361}{2^{19}} \approx 0,4947, \\ P_2(0,5) &= \frac{C_{24}^2 + C_{24}^6 + C_{24}^{10} + C_{24}^{14} + C_{24}^{18} + C_{24}^{22}}{2^{24}} = \frac{2047}{2^{13}} \approx 0,2499, \\ P_3(0,5) &= \frac{C_{24}^3 + C_{24}^5 + C_{24}^{19} + C_{24}^{21}}{2^{24}} = \frac{2783}{2^{19}} \approx 0,0053, \\ P_4(0,5) &= \frac{C_{24}^4 + C_{24}^{20}}{2^{24}} = \frac{5313}{2^{22}} \approx 0,0013. \end{aligned} \quad (3.54)$$

Характерный вид функции  $\tilde{R}(p)$  при заданной  $p = 0,02$  и соответствующих ей случайных значениях  $a_0 = 111$ ,  $a_1 = 52$ ,  $a_2 = 7$ ,  $a_3 = 0$ ,  $a_4 = 0$  и  $N = 170$  изображен на рисунке 3.16.

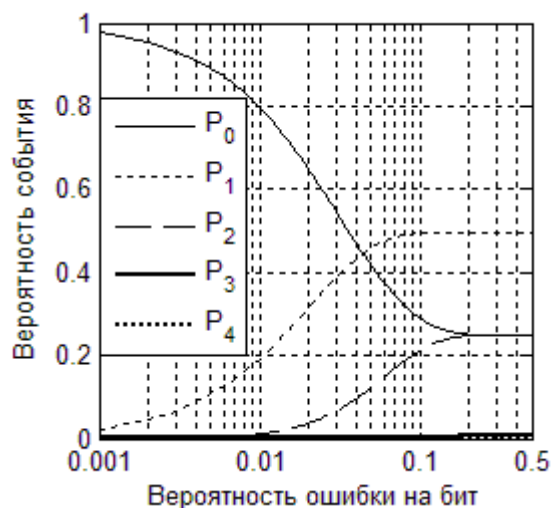


Рисунок 3.14 – Зависимости вероятностей событий от ВОБ в линейном масштабе по оси

у

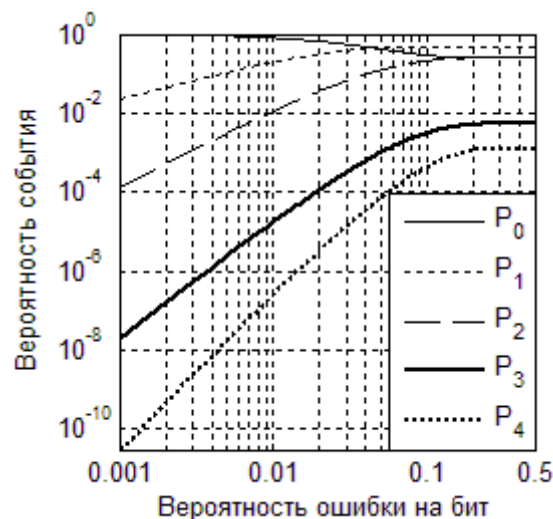


Рисунок 3.15 – Зависимости вероятностей событий от ВОБ в логарифмическом масштабе

по оси у

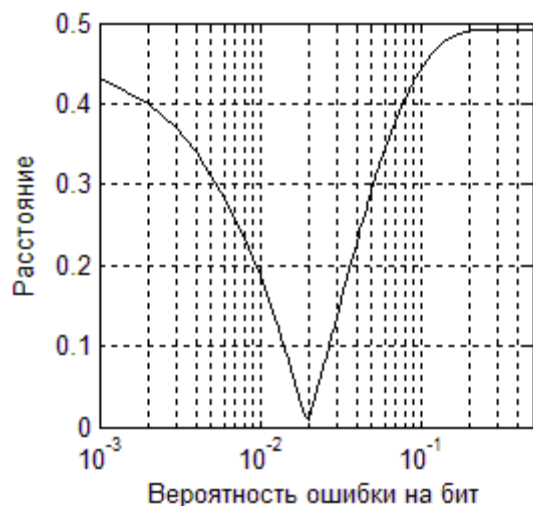


Рисунок 3.16 – Характерный вид функции  $\tilde{R}(p)$

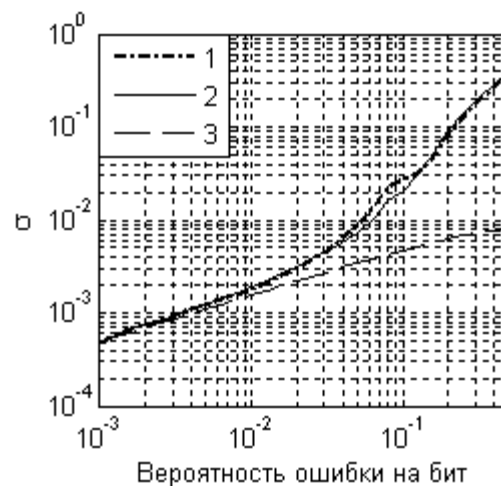


Рисунок 3.17 – Зависимость среднеквадратического отклонения оценки от ВОБ

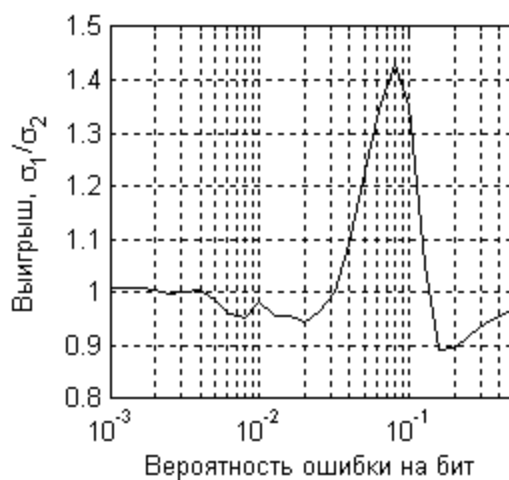


Рисунок 3.18 – Зависимость величины выигрыша в точности от ВОБ

Для анализа точности предложенного способа методом численного моделирования было получено среднеквадратическое отклонение оценки  $\hat{p}$  от заданного значения  $p$  при обработке кодовых слов, количеством  $N = 170$ , изображенная на рисунке 3.17 (зависимость 2). Зависимость 1 соответствует точности способа, предложенного в параграфе 3.3. Для сравнения на рисунке 3.17 также приведена зависимость погрешности оценки  $\hat{p}$  для случая, если бы весь передаваемый блок данных представлял собой тест, длиной  $170 \cdot 24 = 4080$  бит (зависимость 3). Выигрыш в точности получаемой оценки по сравнению со способом, описанным в параграфе 3.3, показан на рисунке 3.18.

В сравнении со способом оценки, использующим вероятности появления определённых синдромов, описанным в параграфе , присутствует проигрыш в точности, однако имеется выигрыш в количестве выполняемых операций, который составляет:

$$\frac{n \cdot (n - k) + (n - 1) \cdot (n - k)}{(n - 1)} \text{ раз,} \quad (3.55)$$

или приближённо  $2 \cdot (n - k)$  раз.

Для кода Голея (24,12,8) выигрыш составляет  $\sim 24,5$  раза.

Интерес также представляет несколько иной подход, в котором может быть использовано значение суммы всех  $R_k$  при анализе  $N$  принятых кодовых слов:

$$S = \sum_{z=1}^N R_z. \quad (3.56)$$

Очевидно, что в случае отсутствия ошибок  $S \equiv 0$ , однако, в случае наличия ошибок  $S$  становится случайной величиной, значение которой зависит от ВОБ в канале связи.

Определим вероятность такого события, что  $S = A$ . Вероятность данного события определяется следующим выражением:

$$\begin{aligned} P(S = A|p) &= \\ &= \sum_{i=0}^{\lfloor \frac{A}{n} \rfloor} P_n^i(p) \sum_{l=0}^{\lfloor \frac{A-ni}{n-1} \rfloor} P_{n-1}^l(p) \cdots \sum_{j=0}^{\lfloor \frac{A-ni-(n-1)l-\dots-4m}{3} \rfloor} P_3^j(p) \sum_{k=0}^{\lfloor \frac{A-ni-(n-1)l-\dots-4m-3j}{2} \rfloor} F(p) \cdot C, \\ F(p) &= P_2^k(p)(P_1(p))^{A-ni-(n-1)l-\dots-4m-3j-2k} (P_0(p))^{N-A+(n-1)i+(n-2)l+\dots+3m+2j+k}, \\ C &= \\ &= \frac{N!}{i! l! m! \dots j! k! (A - ni - (n - 1)l - \dots - 4m - 3j)! (N - A + (n - 1)i + (n - 2)l + \dots + 3m + 2j + k)!}. \end{aligned} \quad (3.57)$$

Очевидно, что данную вероятность можно вычислить заранее для каждого значения  $A$  для заданного кода.

Вероятность  $P(S = A|p)$  можно использовать, чтобы получить оценку ВОБ, как координату наиболее вероятного значения, то есть, максимума  $P(S = A|p)$ :

$$\hat{p} = p_i, P(S = A|p_i) = \max_p (P(S = A|p)). \quad (3.58)$$

Для случая использования кода Голея(24,12,8) выражение (3.57) примет вид:

$$\begin{aligned} P(S = A|p) &= \\ &= \sum_{i=0}^{\lfloor \frac{A}{4} \rfloor} P_4^i(p) \sum_{j=0}^{\lfloor \frac{A-4i}{3} \rfloor} P_3^j(p) \sum_{k=0}^{\lfloor \frac{A-4i-3j}{2} \rfloor} P_2^k(p)(P_1(p))^{A-4i-3j-2k} (P_0(p))^{N-A+3i+2j+k} \times \\ &\quad \times \frac{N!}{i! j! k! (A - 4i - 3j - 2k)! (N - A + 3i + 2j + k)!}. \end{aligned} \quad (3.59)$$

На рисунке 3.19 представлены зависимости  $P(S = A|p)$  для различных  $A = 20, 30, 40, 50, 60, 70, 80$ . На рисунке 3.20 представлена зависимость наиболее вероятного

значения  $S$  от ВОБ. Как видно, данную зависимость можно легко использовать для получения искомой оценки.

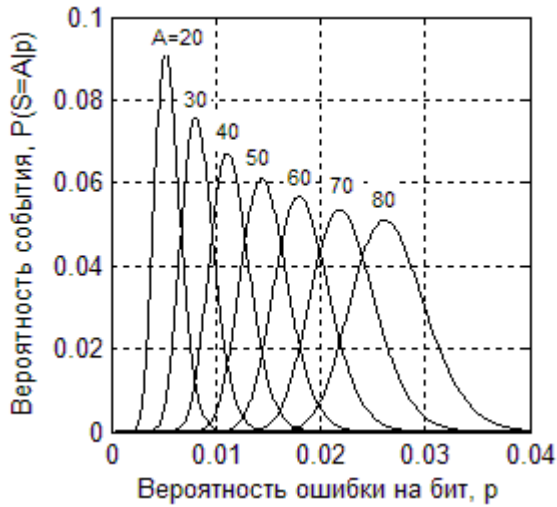


Рисунок 3.19 – Зависимости вероятности  $P(S = A|p)$  от ВОБ для различных  $A=20,30,40,50,60,70,80$

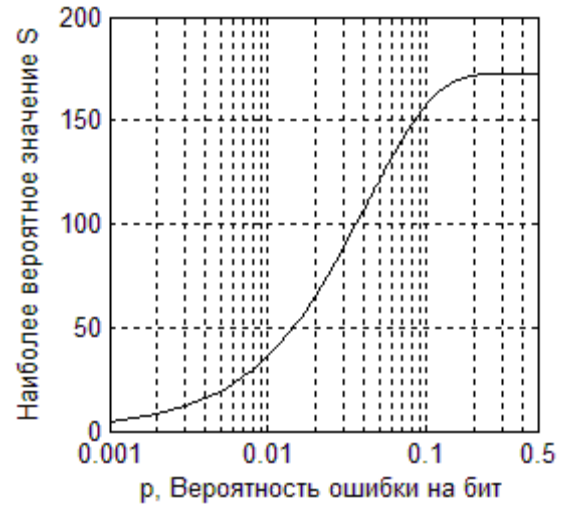


Рисунок 3.20 – Зависимость наиболее вероятного значения  $S$  от ВОБ

Таким образом, с помощью предложенного усовершенствованного способа можно получить оценки ВОБ в канале связи при малых вычислительных затратах.

### 3.5. Способ оценивания ВОБ при использовании сверточного кода

Часто в радиолиниях передачи данных используется свёрточное помехоустойчивое кодирование [7; 43; 66; 126; 141; 153], которое позволяет эффективно кодировать и декодировать поток бит. Такой вид кодирования отличается от использования линейных блочных кодов тем, что позволяет кодировать непрерывно некоторым скользящим окном поток бит неограниченной длины. Применение способов для оценки дискретного канала, предложенных в предыдущих параграфах в таком случае становится невозможным. Поэтому, автором был разработан новый способ оценивания ВОБ для данного вида кодирования, без использования тестовых сигналов, предложенный в [97].

Рассмотрим для примера известный свёрточный код с параметрами (6,3,5) с полиномами  $x^2 + x + 1$  и  $x^2 + 1$  [7]. Графически процесс кодирования изображён на рисунке 3.21.

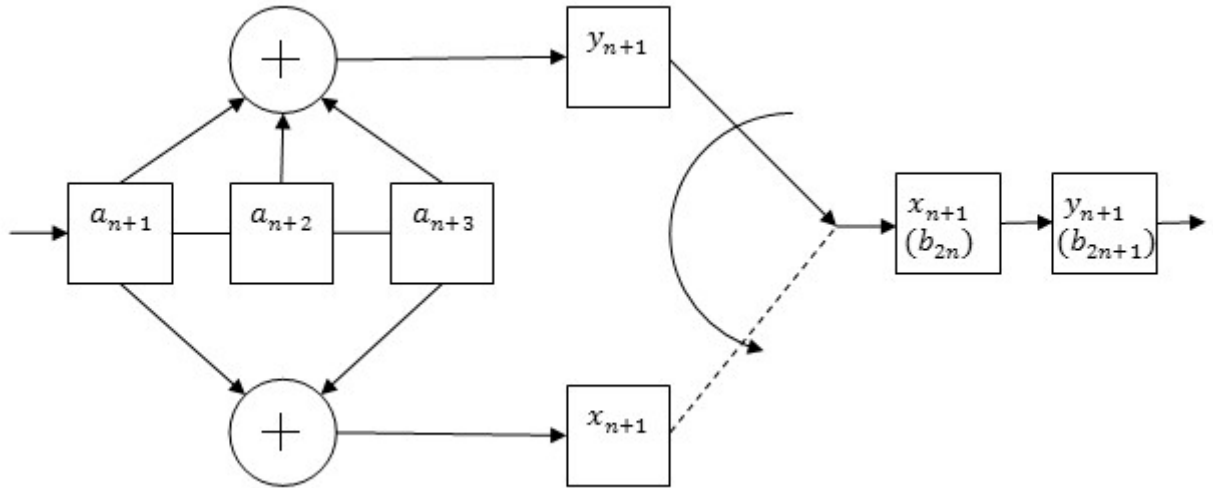


Рисунок 3.21 – Схема кодирования сверточным кодом (6,3,5) с полиномами 111 и 101

Операция суммирования, здесь и далее производится по модулю 2.

Если условно обозначить входную последовательность следующим образом:

$$a_1, a_2, a_3, a_4, a_5, a_6, a_7, \dots,$$

то кодированная последовательность выглядит так:

$$b_1, b_2, b_3, b_4, b_5, b_6, b_7, b_8, b_9, b_{10}, b_{11}, b_{12}, b_{13}, b_{14} \dots$$

или в других обозначениях:

$$x_1, y_1, x_2, y_2, x_3, y_3, x_4, y_4, x_5, y_5, x_6, y_6, x_7, y_7 \dots$$

В этом случае, можно составить следующие уравнения:

$$\begin{cases} x_1 = a_1 \oplus a_3 \\ x_2 = a_2 \oplus a_4 \\ x_3 = a_3 \oplus a_5 \\ y_1 = a_1 \oplus a_2 \oplus a_3 \\ y_2 = a_2 \oplus a_3 \oplus a_4 \\ y_3 = a_3 \oplus a_4 \oplus a_5, \end{cases} \quad (3.60)$$

где знак  $\oplus$  обозначает сложение по модулю 2.

После замены:

$$\begin{cases} y_1 = x_1 \oplus a_2 \\ y_2 = x_2 \oplus a_3 \\ y_3 = x_3 \oplus a_4 \end{cases} \quad (3.61)$$

и суммирования получим:

$$y_1 \oplus y_2 \oplus y_3 = x_1 \oplus x_2 \oplus x_3 \oplus a_2 \oplus a_3 \oplus a_4. \quad (3.62)$$

После очередной замены:

$$y_1 \oplus y_2 \oplus y_3 = x_1 \oplus x_2 \oplus x_3 \oplus y_2. \quad (3.63)$$

и сокращения получим:

$$y_1 \oplus y_3 = x_1 \oplus x_2 \oplus x_3. \quad (3.64)$$

Таким образом, для данного кода удалось составить уравнение, которое описывает прямую функциональную связь между битами в полученной кодированной последовательности на выходе кодера.

Данное выражение также можно представить в следующем виде:

$$y_1 \oplus y_3 \oplus x_1 \oplus x_2 \oplus x_3 = 0. \quad (3.65)$$

В обозначениях выходного кодированного потока бит:

$$b_2 \oplus b_6 \oplus b_1 \oplus b_3 \oplus b_5 = 0. \quad (3.66)$$

Это значит, что вне зависимости от того, что поступает на вход кодера, сумма данных пяти бит по модулю 2 всегда должна быть равна нулю.

Наличие такой установленной функциональной связи позволяет воспользоваться ею для поставленной задачи. Воспользоваться данным фактом удастся, если принять за постулат, что в принимаемой кодированной последовательности, полученной с выхода демодулятора, данное правило также должно соблюдаться, а если оно не соблюдается, то это связано исключительно с наличием ошибок демодуляции.

В рассматриваемом нами случае, нарушение установленного правила будет наблюдаться только в тех случаях, когда в данных пяти битах произошли любые 1, 3 или 5 ошибок. И наоборот, выполнение данного правила будет только тогда, когда произойдет 0, 2 либо 4 любые ошибки. Тогда, вероятность такого события  $P_{\text{вып}}$ , что в заданных битах выполняется установленное правило при ВОБ, равной  $p$ , можно записать в виде:

$$P_{\text{вып}}(p) = (1 - p)^5 + C_5^2 p^2 (1 - p)^3 + C_5^4 p^4 (1 - p). \quad (3.67)$$

Как видно, указанная вероятность  $P_{\text{вып}}$  зависит только от величины ВОБ после демодуляции. Следовательно, если известна вероятность  $P_{\text{вып}}(p)$ , то ВОБ является корнем указанного уравнения. Если произвести анализ достаточно большой части принятой кодированной последовательности, и посчитать скользящим окном количество выполнений указанного правила, то вероятность  $P_{\text{вып}}$  можно заменить соответствующей частотой. Таким образом, можно составить следующее уравнение:

$$\frac{k}{N} = (1 - \hat{p})^5 + 10\hat{p}^2(1 - \hat{p})^3 + 5\hat{p}^4(1 - \hat{p}), \quad (3.68)$$

где  $k$  – количество выполнений указанного правила;

$N$  – общее количество анализируемых групп бит;

$\hat{p}$  – оценка ВОБ.

Найденное уравнение содержит одну неизвестную -  $\hat{p}$ , и его решение может быть найдено любым численным методом. В реально действующей аппаратуре желательно иметь уже готовую таблицу соответствия вычисленного  $k$  оценке ВОБ  $\hat{p}$ . На рисунке 2 представлена

зависимость  $P_{\text{вып}}(p)$   $p \in [0; 0,5]$ , по которой видно, что единственному значению  $P_{\text{вып}}$  соответствует единственное значение  $p$ .

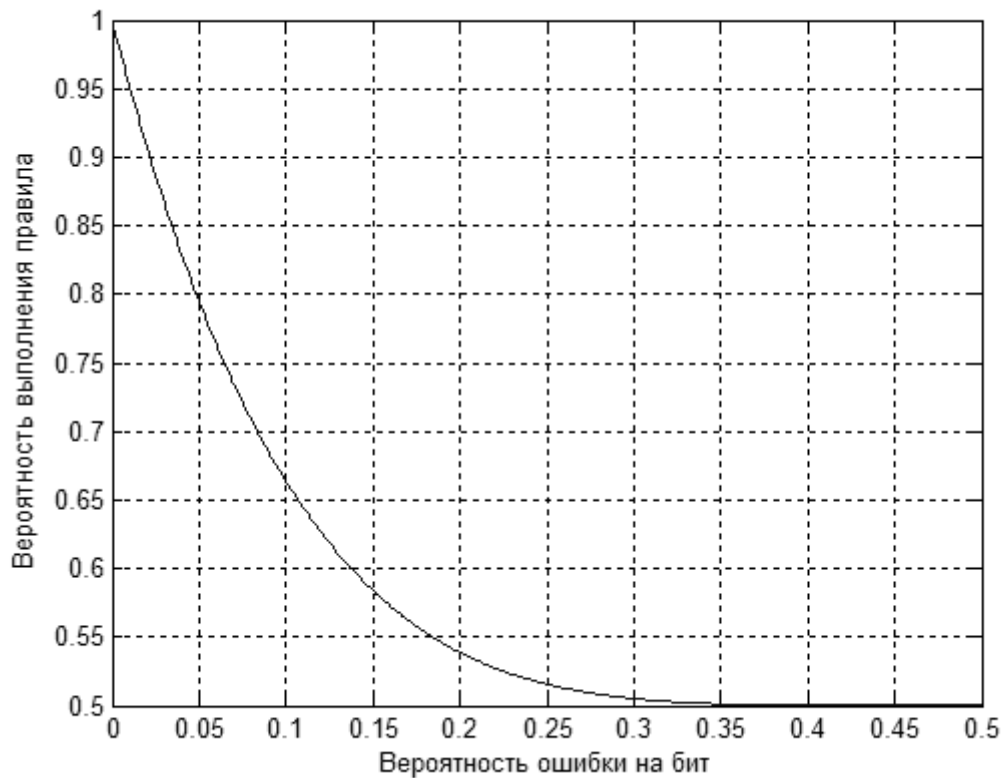


Рисунок 3.22 – Зависимость вероятности  $P_{\text{вып}}(p)$  от ВОБ

В пределе при  $p = \frac{1}{2}$

$$P_{\text{вып}}\left(p = \frac{1}{2}\right) = \frac{1}{2},$$

так как

$$\frac{1 + C_5^2 + C_5^4}{2^5} = \frac{16}{32} = \frac{1}{2}.$$

Аналогичным образом, могут быть получены уравнения и для любых других полиномов, используемых при сверточном кодировании. Решением данных уравнений будет оценка ВОБ  $\hat{p}$ .

Так, например, для сверточного кода с кодовой скоростью  $1/3$ , с параметрами (12,4,10) с тремя полиномами  $x^3 + x^2 + 1$ ,  $x^3 + x + 1$  и  $x^3 + x^2 + x + 1$  [7] имеет место следующее уравнение:

$$b_5 \oplus b_6 \oplus b_7 \oplus b_9 = 0, \quad (3.69)$$

с помощью которого, можно найти уравнение для оценки ВОБ:

$$\frac{k}{N} = (1 - \hat{p})^4 + 6\hat{p}^2(1 - \hat{p})^2. \quad (3.70)$$

В общем виде для любого свёрточного кода, использующего  $L$  полиномов степени  $M$  и, соответственно, имеющего кодовую скорость  $1/L$ , имеет место следующая система уравнений:

$$\left\{ \begin{array}{l} \sum_{k=1}^M d_k^1 \cdot b_{(M-1)*k+2} \oplus \sum_{k=1}^M d_k^2 \cdot b_{(M-1)*k+1} = 0, \\ \sum_{k=1}^M d_k^1 \cdot b_{(M-1)*k+3} \oplus \sum_{k=1}^M d_k^3 \cdot b_{(M-1)*k+1} = 0, \\ \dots \\ \sum_{k=1}^M d_k^2 \cdot b_{(M-1)*k+3} \oplus \sum_{k=1}^M d_k^3 \cdot b_{(M-1)*k+2} = 0, \\ \dots \\ \sum_{k=1}^M d_k^2 \cdot b_{(M-1)*k+4} \oplus \sum_{k=1}^M d_k^4 \cdot b_{(M-1)*k+2} = 0, \\ \dots \\ \sum_{k=1}^M d_k^{L-1} \cdot b_{(M-1)*k+L} \oplus \sum_{k=1}^M d_k^L \cdot b_{(M-1)*k+L-1} = 0, \end{array} \right. \quad (3.71)$$

где  $d_k^i$  – коэффициенты  $i$  –того полинома при  $k$  –той степени.

На основе данной системы уравнений можно также получить одно общее уравнение путём их общего сложения:

$$\sum_{j=1}^{L-1} \left( \sum_{k=1}^M d_k^j \cdot b_{(M-1)*k+j+1} \oplus \sum_{k=1}^M d_k^{j+1} \cdot b_{(M-1)*k+j} \right) = 0. \quad (3.72)$$

На основе данного уравнения далее необходимо составить уравнение для оценки ВОБ:

$$\frac{k}{N} = \sum_{m=0}^{\lfloor (n-1)/2 \rfloor} C_n^{2m} \hat{p}^{2m} (1 - \hat{p})^{n-2m}, \quad (3.73)$$

где  $\lfloor \cdot \rfloor$  – операция округления в меньшую сторону;

$n$  – количество ненулевых членов уравнения (3.72) после приведения подобных членов;

$k$  – количество удовлетворяющих уравнению (3.72) событий;

$M$  – степень полинома;

$N$  – объем выборки.

Таким образом, получен бестестовый алгоритм оценивания ВОБ по информационному потоку бит, кодированных помехоустойчивым сверточным кодом и, возможно, содержащих ошибки демодуляции. При этом, проведение процедуры декодирования не требуется. Также не требуется знания передаваемой информации. Данный способ характеризуется такой же точностью, как и способ, описанный в параграфе 3.1.

На данный способ автором в соавторстве с научным руководителем и коллегами получен патент РФ на полезную модель № 165283 [78].



### 3.6. Выводы

1. Фундаментальной характеристикой оценки состояния канала связи является текущее значение вероятности ошибки на бит. Избыточность, вводимая при кодировании различными способами, а также побочные продукты, получаемые при декодировании информационных сигналов, позволяют кроме основной задачи повышения достоверности решить и задачу оценивания вероятности ошибки на бит. В зависимости от применяемых способов кодирования автором разработаны различные способы решения этой задачи без применения дополнительных тестовых символов.
2. В основе реализации предложенных способов лежит принцип использования дополнительных проверочных бит чётности, который, при передаче данных, позволяет получить искомую оценку вероятности ошибки на бит при анализе достаточного объема данных, предложенный в параграфе 3.1.
3. При использовании линейных блоковых кодов возможно получение оценки вероятности ошибки на бит как при анализе каждого принятого кодового слова, в котором могут содержаться ошибки, выделяя в нём биты четности, так и при анализе статистики распределения синдромов после декодирования на некотором интервале анализа (параграф 3.2).
4. При использовании свёрточного кода также можно получить оценку вероятности ошибки на бит, так как в потоке кодированных бит имеется строго определённая закономерность, вероятность нарушения которой в принятом потоке связано исключительно с имеющимися ошибками (параграф 3.5).
5. Если для некоторого случая необходим способ оценки вероятности ошибки на бит, требующий малого количества вычислительных операций, например при одновременном анализе нескольких кодовых конструкций, то для этой цели можно использовать бестестовые малозатратные способы, основанные на спектре кода, предложенные в параграфах 3.3, 3.4.

#### **4. ПРИМЕНЕНИЕ СПОСОБОВ ОЦЕНИВАНИЯ СОСТОЯНИЯ КАНАЛА РАДИОСВЯЗИ**

Предложенные автором бестестовые способы оценки состояния радиоканала для многопараметрических адаптивных коротковолновых радиопередач данных появились в результате решения различных практических задач при разработке КВ средств радиосвязи.

В данной главе приведены рекомендации выбора среди всех предложенных автором способов, такого способа оценки состояния радиоканала, который может быть использован при разработке перспективной радиопередачи данных с учётом особенностей применяемых при этом сигналов и кодовых конструкций. Наличие большого разнообразия видов сигнально-кодовых конструкций приводит к невозможности существования некоторого одного универсального бестестового способа оценки, и подтверждает необходимость наличия их большого числа для современных адаптивных КВ средств радиосвязи.

Также приведены примеры использования разработанных способов оценки состояния радиоканала для совместного решения таких технологических задач, как установление временной тактовой и цикловой кодовой синхронизации.

Особое внимание уделено решению задачи адаптивного управления. В частности, представлена новая альтернативная классической постановка задачи адаптивного управления параметрами радиопередачи данных и её решение, основанное на информационном подходе. Показано, что такой новый информационный подход позволяет повысить эффективность адаптивных радиопередач, а именно, достичь максимально возможных информационных скоростей передачи данных для заданного состояния радиоканала при использовании заданных разрешённых видов СКК.

##### **4.1. Условия, ограничения и рекомендации использования предлагаемых способов**

В таблице 4.1 приведены для каждого предлагаемого способа такие условия его использования, как занятость субчастот в выделенном канале, позиционность фазовой модуляции, текущая кодовая конструкция. Кроме того, указан вид сигнала, для которого может быть произведена оценка ВОБ данным способом.

Таблица 4.1 - Условия, ограничения и рекомендации использования предлагаемых способов

Текущий вид сигнала		Текущая кодовая конструкция	Вид сигнала, для которого может быть произведена оценка ВОБ	№ параграфа (способ оценки)
Занятость субчастот в выделенном канале	Позиционность модуляции			
Используется только одна субчастота	Любая ФМ или ОФМ	Любая	Текущий	2.2
Часть субчастот свободны	Любая ФМ или ОФМ	Любая	Текущий; с другой позиционностью; с другим количеством или распределением мощности по субчастотам	2.5
Любая (Все субчастоты могут быть заняты)	ФМ2 или ОФМ2	Любая	Текущий; с другой позиционностью; с другим количеством или распределением мощности по субчастотам	2.3, 2.5
Любая	Любая ОФМ	Любая	Текущий; с другой позиционностью; с другим количеством или распределением мощности по субчастотам	2.4
Любая	Любая ФМ или ОФМ	Любая	Повышенная позиционность	2.6
Любая	Любая ФМ или ОФМ	Любая	С меньшей длительностью защитного интервала	2.7
Любая	Любая	Проверочные биты четности	Текущий	3.1
Любая	Любая	Линейный блочный код	Текущий	3.2, 3.3, 3.4
Любая	Любая	Свёрточный код	Текущий	3.5

По сравнению с использованием тестового способа, присутствует очевидный выигрыш в информационной скорости передачи данных, составляющий:

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{\left(\frac{M}{t}\right)}{\left(\frac{M}{t+t_0}\right)} = \frac{t+t_0}{t} = 1 + \frac{t_0}{t}, \quad (4.1)$$

где  $V_1$  – информационная скорость при использовании предложенного способа оценки состояния канала радиосвязи;

$V_2$  – информационная скорость при использовании тестового способа;

$M$  – количество информационных бит;

$t$  – время передачи информационного сигнала;

$t_0$  – время передачи тестового сигнала.

Например, если длительность теста составляет 1 с, а информационного сигнала 10 с, (то есть, будет иметься возможность оперативного реагирования на изменение состояния канала), то выигрыш составит  $\frac{11}{10}$  раза или 10%.

#### **4.2. Применение способов оценивания ОСП для установления тактовой синхронизации**

Одной из важнейших задач, возникающих во время работы радиолиний передачи данных, является задача установления временной синхронизации. Данная задача возникает из-за того, что используемые тактовые генераторы на приемной и передающей концах линии связи, исполняющие роль часов, имеют различную точность (из-за своих физических свойств, а также воздействий окружающей среды), а, следовательно, расходятся через какое-то время, даже если предварительно были настроены одинаково. Данная задача важна также потому, что только после установленной синхронизации можно производить оценку состояния канала связи.

Задача установления и поддержания тактовой синхронизации состоит в том, что для процедуры демодуляции необходимо определить время начала/конца элементарной посылки сигнала. Если демодуляцию осуществлять со случайного момента времени без предварительной синхронизации, то поток данных с демодулятора может обладать низкой достоверностью, близкой к 0.5 вне зависимости от уровня шума в канале связи (даже при отсутствии шума). Зависимости помехоустойчивости для различных видов модуляции от возможных фазовых и временных рассогласований можно найти, например, в [88].

Для решения данной задачи также часто применяют специальные тестовые сигналы [93; 119]. Однако, как следствие, при этом неизбежны прерывания в передаче полезной информации и снижение информационной скорости. Поэтому, для устранения указанных недостатков желательно пользоваться бестестовыми способами установления и поддержания тактовой синхронизации. Только такой подход позволит максимально эффективно использовать имеющиеся каналы связи. Бестестовые способы можно создать, только если учитывать свойства информационных сигналов (сигнальных конструкций).

Таким образом, для формирования корректной оценки состояния канала связи необходимо установить первичную синхронизацию приемной и передающей стороны, при этом, чтобы достоверность не ухудшалась из-за имеющегося расхождения тактовых генераторов, необходимо постоянно осуществлять соответствующую подстройку. При этом, желательно, чтобы данная процедура не снижала качество самой радиолинии передачи данных

и не накладывала дополнительных ограничений. Поэтому разработка новых способов установления и поддержания синхронизации для различных сигналов, удовлетворяющих данным требованиям, является актуальной задачей.

В процессе исследований автором был разработан ряд бестестовых способов установления и поддержания тактовой синхронизации [30; 31; 94; 95; 98].

В этой связи, необходимо отдельно выделить способ, позволяющий получить оценку состояния радиоканала, предложенный автором совместно с соавтором в [25]. При дальнейшем развитии подхода, предложенного в указанной работе, оказалось, что его можно применить также к задаче установления тактовой синхронизации, то есть определению времени начала/окончания элементарной посылки сигнала. Разработанный автором способ установления синхронизации описан в [95]. Отличительной особенностью указанного способа является то, что в процессе обработки принимаемого сигнала скользящим окном можно получить некоторую функцию, координата экстремума которой будет соответствовать оценке времени начала посылки, а значение функции в этой точке будет однозначно связано с оценкой состояния радиоканала. Таким образом, возможно одновременное совместное решение двух задач в процессе установления или поддержания синхронизации.

При разработке данного способа был частично использован вывод, приведенный в параграфе 2.3.

Если для передачи данных используется многочастотный сигнал с двухпозиционной абсолютной или относительной фазовой модуляцией, то, как описано в параграфе 2.3, возможно оценить значение ОСП.

Таким образом, при демодуляции ФМ сигналов такими действиями всегда можно получить две СВ. При этом, в среднем выполняется равенство:  $\beta_k > \alpha_k$ . Однако, если вычислять  $\hat{s}_k$  и  $\hat{s}_{k+1}$ , со случайного момента времени, не соответствующего времени начала элементарной посылке, то данное неравенство в среднем не будет выполняться. Данным фактом можно воспользоваться для установления времени начала посылки. Для этого необходимо вычислять спектральные составляющие на всех используемых частотах, и просуммировать отдельно большие и меньшие значения из каждой пары  $\beta_k$  и  $\alpha_k$  на каждой частоте, а затем вычислить их отношение скользящим окном со сдвигом в один отсчёт:

$$H_i = \frac{s_{1,i}}{2 \cdot s_{2,i}}. \quad (4.2)$$

где  $s_{1,i}$  — сумма больших компонент:

$$s_{1,i} = \sum_{k=1}^{N/2} \max(\alpha_k, \beta_k), \quad (4.3)$$

$s_{2,i}$  – сумма меньших компонент:

$$s_{2,i} = \sum_{k=1}^{N/2} \min(\alpha_k, \beta_k), \quad (4.4)$$

$i$  – номер отсчета,  $N$  – количество используемых субчастот.

В случае, когда номер отсчета  $i$  будет соответствовать времени начала посылки,  $H_i$  будет иметь максимум, так как сумма  $s_{1,i}$  будет максимальна, а сумма  $s_{2,i}$  – минимальна. Таким образом, определяя положение максимума  $H_i$  на длительности элементарной посылки, можно найти её начало.

На рисунке 4.1 изображена зависимость  $H$  от положения скользящего окна анализа длиной 20 мс при заданном ОСП = 5, 10, 15 и 20 дБ. Параметры сигнала, используемого для моделирования: 48 поднесущих частот в полосе (300-3400Гц), длительность элементарной посылки 20 мс, длительность защитного интервала 4 мс, частота дискретизации 16 кГц. Канал с постоянными параметрами, без замираний и без многолучевости, шум – гауссовский. Для увеличения помехоустойчивости способа можно использовать накопление результатов анализа на нескольких элементарных посылках сигнала.

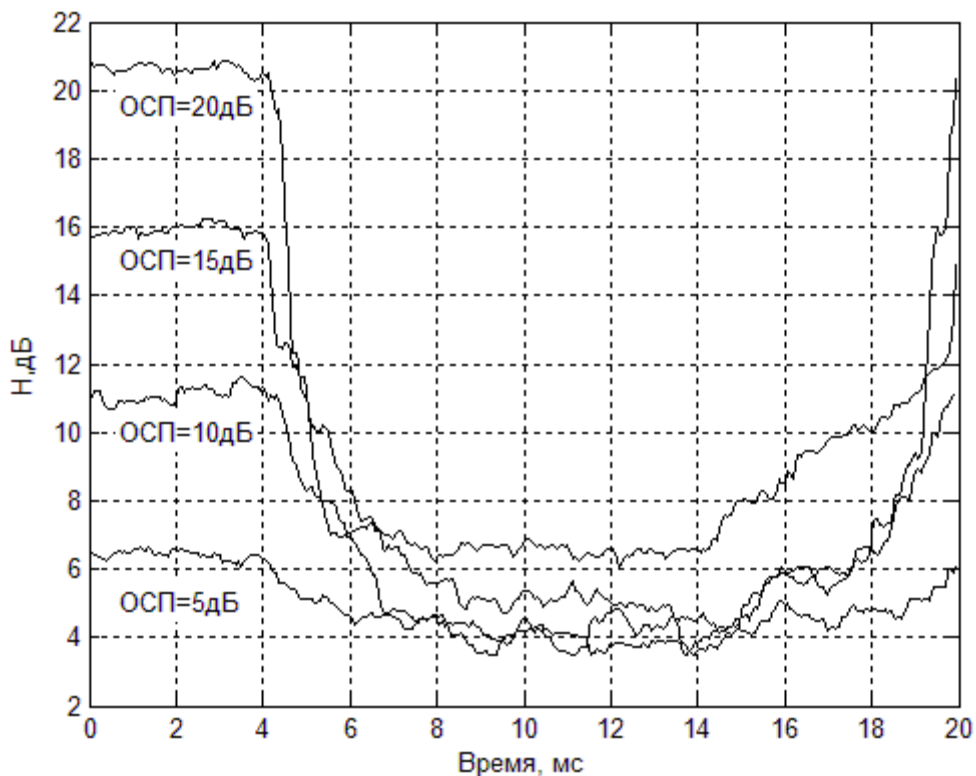


Рисунок 4.1 – Зависимость значения  $H$  в от координаты скользящего окна при заданном значении ОСП = 5, 10, 15 и 20 дБ

Для анализа устойчивости предложенного способа и сравнения его с известными способами было проведено численное моделирование процесса установления тактовой синхронизации.

Для случая, когда в информационном сигнале присутствуют частоты, свободные от передачи, сравнение производилось с известным способом, предложенным в [32], который состоит в том, чтобы вычислять скользящим окном отношение суммы мощностей на спектральных составляющих, на которых передавался сигнал, к сумме мощностей на тех составляющих, на которых не передавался сигнал. В качестве информационного сигнала использовался сигнал со следующими параметрами: длительность элементарной посылки 20 мс (16 мс – интервал ортогональности, 4 мс – защитный интервал), 24 поднесущих частот с шагом 125 Гц, полоса частот 300-3400 Гц, используемая модуляция – двухпозиционная ОФМ. При этом, каждая нечетная субчастота используется для передачи, а каждая четная субчастота свободна от передачи (на них присутствует только шум). Такой сигнал обеспечивает получение технической скорости в данном канале 1200 бит/с. Для вычисления  $N$  использовался сигнал на восьми соседних посылках, т.е. время установления синхронизации (время накопления) в этом случае равнялось  $8 \cdot 20 \text{ мс} = 160 \text{ мс}$ . Результат моделирования представлен на рисунке 4.2.

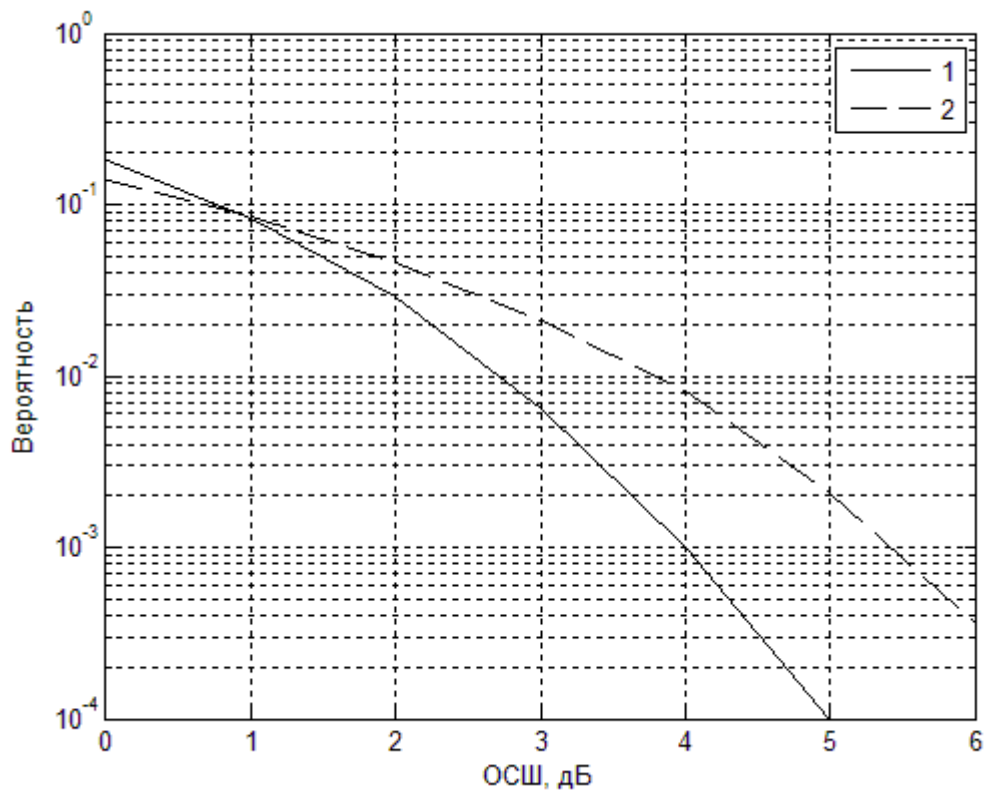


Рисунок 4.2 – Зависимость вероятности события, что оценка положения тактовой выйдет за пределы защитного интервала при наличии свободных частот от ОСП; 1 – для нового предложенного способа, 2 – для известного способа.

Из результатов моделирования видно, что в данном случае, при ОСП = 4 дБ положение тактовой синхронизации с вероятностью не более 0,001 выйдет за пределы защитного интервала и при этом указанная вероятность более чем на порядок ниже, чем у аналогичного известного способа.

Для случая, когда информационный сигнал полностью занимает выделенную полосу частот, т.е. в сигнале отсутствуют частоты, свободные от передачи, сравнение производилось с известным способом, предложенным в [31]. В качестве информационного сигнала использовался сигнал со следующими параметрами: длительность элементарной посылки 20 мс (16 мс – интервал ортогональности, 4 мс – защитный интервал), 48 поднесущих частот с шагом 62,5 Гц, полоса частот 300-3400 Гц, используемая модуляция – двухпозиционная ОФМ. Такой сигнал обеспечивает получение технической скорости в данном канале 2400 бит/с. Для вычисления  $H$  также использовался сигнал на восьми соседних посылках, т.е. время установления синхронизации (время накопления) в этом случае равнялось  $8 \cdot 20 \text{ мс} = 160 \text{ мс}$ . Результат моделирования представлен на рисунке 4.3.

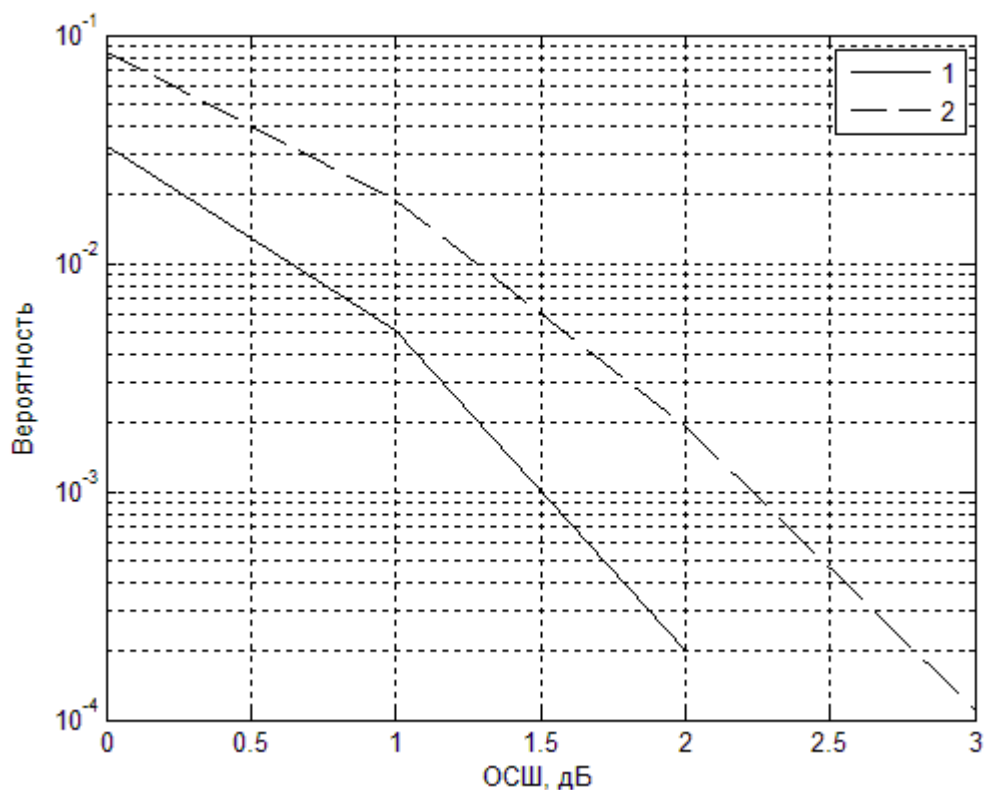


Рисунок 4.3 – Зависимость вероятности события, что оценка положения тактовой выйдет за пределы защитного интервала при полностью занятой выделенной частотной полосе от ОСП;

1 – для нового предложенного способа, 2 – для известного способа



Из результатов моделирования видно, что в данном случае, при  $ОСП = 2$  дБ положение тактовой синхронизации с вероятностью не более 0,0002 выйдет за пределы защитного интервала и при этом указанная вероятность более чем на порядок ниже, чем у аналогичного известного способа.

На данный способ автором в соавторстве с научным руководителем и коллегами получен патент РФ на полезную модель № 141811 [73].

#### **4.3. Применение способов оценивания ВОБ для установления цикловой кодовой синхронизации**

Одной из важных задач, решаемых в процессе функционирования линий передачи данных, является установление цикловой синхронизации, то есть определение в потоке бит позиций, соответствующих началу/концу кодового слова. Отсутствие знания данных позиций приводит к тому, что достоверность декодированных бит данных стремится к значению 0,5 даже при отсутствии ошибок демодуляции. Поэтому процесс установления цикловой синхронизации является необходимым для получения данных из массива закодированных бит. В случае передачи данных по физическому каналу связи, в демодулированных битах неизбежно будут присутствовать ошибки, связанные с воздействием шума и помех на информационный сигнал. Поэтому задача установления цикловой синхронизации по потоку кодированных бит, содержащих ошибки также является актуальной. Автору удалось найти одно из возможных решений данной задачи, для случая использования блоковых помехоустойчивых кодов, которое описано в [94]. Отличительной особенностью этого способа является то, что в процессе установления цикловой синхронизации возможно также получение оценки ВОБ, способом, описанным в параграфе 3.4.

Классически для решения данной задачи используются несколько способов:

1. Использование тестовой бинарной последовательности. В этом случае в информационный поток бит делают вставку достаточно длинной тестовой последовательности и осуществляют её постоянный поиск в принятом потоке бит методом согласованной фильтрации. Такой подход, однако, приводит к уменьшению информационной скорости.
2. Использование тестового сигнала на этапе установления связи. В этом случае в вызывном сигнале присутствует сигнал с четко выраженным максимумом и низкими боковыми лепестками автокорреляционной функции. Определив координаты максимума и, зная через какое время после вызывного сигнала начинается информационный, определяется позиция, с которой необходимо начинать демодуляцию и декодирование. Таким образом, эту задачу совмещают с задачей установления тактовой синхронизации. Такой способ

может быть применен, только если имеется процедура вхождения в связь и она не была пропущена.

3. Декодирование потока бит скользящим окном с шагом 1 бит. В этом случае, зная способ кодирования, осуществляется декодирование массива следующих друг за другом кодовых слов для каждого сдвига и определяется общее количество ошибок, соответствующее данному сдвигу. Данный способ требует достаточно большого числа операций, которые в системах реального времени всегда ограничены.

Чтобы избавиться от указанных недостатков, может быть использован предлагаемый алгоритм.

Важной характеристикой двоичного помехоустойчивого кода является его спектр, то есть распределение количества кодовых слов в соответствии с их весом (количеством единиц в кодовом слове). Если в спектре кода присутствуют нули, то это значит, что невозможно появление кодовых слов с определенным весом. Это значит, что в безошибочном потоке бит, представляющих собой последовательность кодовых слов данного кода, всегда будет иметься, по крайней мере, один сдвиг, при котором, осуществив нарезку потока на  $N$  кодовых слов, и посчитав вес каждого, не появится ни одного веса, отличного от разрешенных весов спектра соответствующего кода. При этом, при любом другом сдвиге, в зависимости от конкретных кодовых слов, вошедших в анализируемый массив, возможно появление весов, отличных от разрешенных.

Пусть  $\vec{Q}$  – известный для заданного линейного блокового кода вектор разрешённых весов:

$$\vec{Q} = \{q_1, q_2, \dots, q_l\}. \quad (4.5)$$

Для  $k$ -той последовательности бит, длиной равной длине принятого кодового слова, можно вычислить следующую величину:

$$R_k = \min(|\vec{Q} - r_k|), \quad (4.6)$$

где  $r_k$  – сумма единиц в  $k$ -той последовательности.

Таким образом, для каждого  $j$ -того сдвига можно вычислить сумму:

$$S_j = \sum_{k=1}^N R_k, \quad (4.7)$$

где  $j = 1, 2, \dots, n$  – индекс сдвига;

$N$  – интервал анализа.

В отсутствие ошибок, если индекс сдвига  $j$  соответствует началу кодового слова, то  $S_j = 0$ . Обратное верно не всегда, так как иногда могут встречаться такие сочетания кодовых слов, что для некоторых сдвигов  $S_j$  также равна нулю. Данный факт приводит к тому, что

можно использовать следующее правило: Если из всех сдвигов только для одного  $S_j = 0$ , то этот сдвиг можно считать за начало кодового слова (цикловая синхронизация установлена), а если есть хотя бы ещё один сдвиг, для которого  $S_j = 0$ , то установить синхронизацию точно невозможно (отказ от синхронизации). Правило можно записать в следующем виде:

$$\left[ \begin{array}{l} \supset S_m = 0, m \in (1, n) \cup \forall j \in (1, n), j \neq m, S_j \neq 0, \Rightarrow \text{синхронизация установлена;} \\ \supset S_m = 0, m \in (1, n) \cup S_j = 0, j \in (1, n), j \neq m, \Rightarrow \text{отказ от синхронизации.} \end{array} \right. \quad (4.8)$$

Для расчета вероятности установления синхронизации необходимо задаться условием, что поступающая информация на вход кодера случайна, и поток единиц и нулей равновероятен. Тогда вероятности появления каждого кодового слова равны, а вероятности появления слов заданного веса строго определяются спектром кода. Примем следующие обозначения:  $P_{\text{уст}}$  — вероятность установления синхронизации,  $P_{\text{отказ}}$  — вероятность отказа от установления. В этом случае  $P_{\text{уст}} = 1 - P_{\text{отказ}}$ .

Отказ от синхронизации можно получить только в том случае, если для какого-то сочетания кодовых слов будет иметься такой сдвиг, что вес вновь полученных слов либо не изменится, либо станет одним, из других разрешенных. Очевидно, что для любого кода при сдвиге на 1 бит от истинного положения начала кодового слова  $S_j = 0$  в том случае, если все слова в анализируемом массиве начинаются на «0» или все слова начинаются на «1». При сдвиге на 2 бита в том случае, если все слова начинаются на «01» или «10», «00» и «11» соответственно. Таким образом, для любого кода  $S_j = 0$ , если все слова начинаются на комбинации бит, длиной  $j$  бит, в которых количество единиц одинаково. Кроме этого,  $S_j = 0$  также в тех случаях, когда при сдвиге вес полученного слова становится равным одному из возможных разрешенных весов в соответствии со спектром конкретного кода. Для каждого конкретного кода можно получить аналитические выражения для искомой вероятности  $P_{\text{уст}}$ .

Если в последовательности бит содержатся ошибки, возникшие в результате демодуляции принимаемого сигнала, то  $S_j$  может отличаться от нуля для сдвига, равного началу кодового слова. В этом случае, можно использовать следующее правило: если из всех сдвигов только один имеет минимальное значение, то этот сдвиг можно считать за начало кодового слова (цикловая синхронизация установлена), а если есть хотя бы ещё один сдвиг, для которого  $S_j$  имеет такое же значение, то установить синхронизацию точно невозможно (отказ от синхронизации). Правило можно записать в следующем виде:



На рисунке 4.5 приведены значения решающей функции  $S$  для примера, при  $N=100$  слов в зависимости от сдвига при ВОБ равной 0,05.

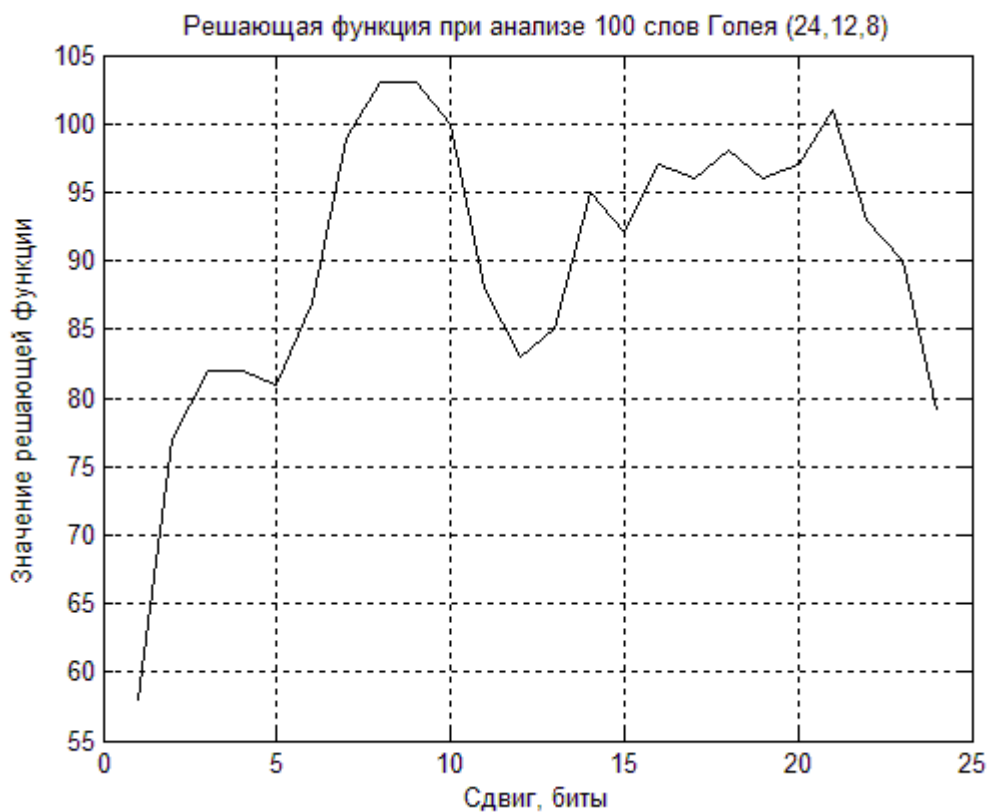


Рисунок 4.5 – Вид решающей функции  $S$  при наличии ошибок (ВОБ равна 0.05)

Методом численного моделирования были получены вероятности установления ложной синхронизации в зависимости от ВОБ для различного количества анализируемых кодовых слов расширенного кода Голея, изображенные на рисунке 4.6.

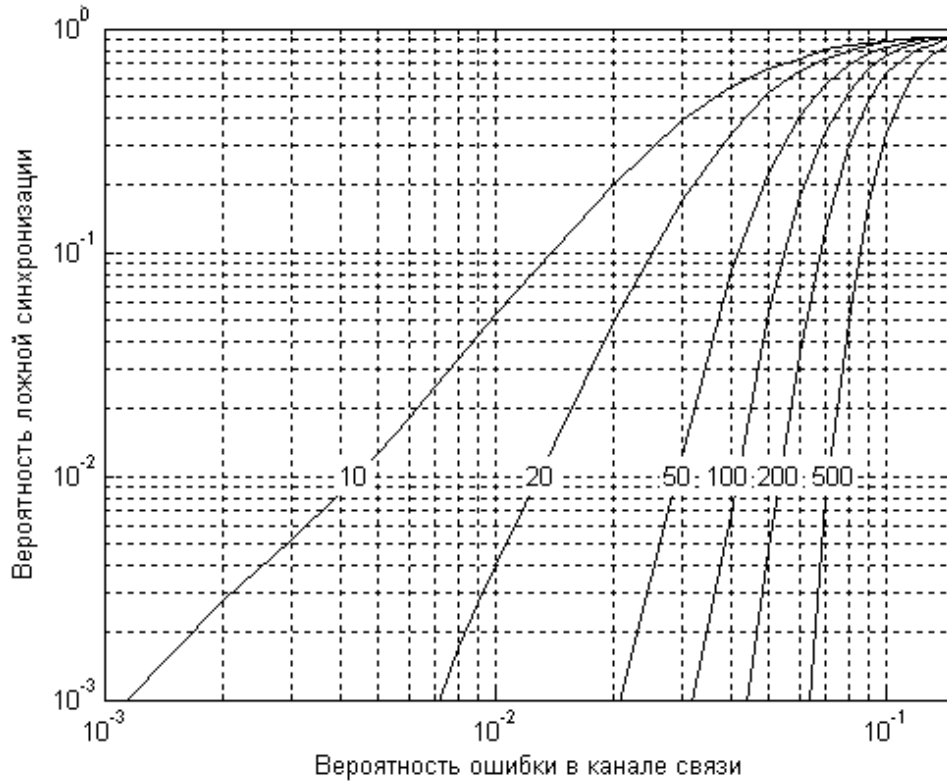


Рисунок 4.6 – Зависимость вероятности установления ложной синхронизации при анализе 10, 20, 50, 100, 200 и 500 слов с ошибками от ВОБ

В сравнении со способом установления синхронизации, использующим декодирование скользящим окном, присутствует выигрыш в количестве выполняемых операций, так как для декодирования требуется произвести умножение принятого кодового слова длиной  $n$  на проверочную матрицу размерностью  $(n, n - k)$ , то есть реализовать  $n \cdot (n - k)$  умножений и  $(n - 1) \cdot (n - k)$  сложений, в то время как предложенный способ требует реализации всего лишь  $(n - 1)$  сложений и  $t$  вычитаний, где  $n$  – длина кодового слова,  $k$  – длина информационного слова,  $t$  – количество ненулевых спектральных коэффициентов. Выигрыш в количестве выполняемых операций в этом случае составляет (в раз):

$$\frac{n \cdot (n - k) + (n - 1) \cdot (n - k)}{(n - 1) + t}. \quad (4.10)$$

Для кода Голя (24,12,8) выигрыш составляет:

$$\frac{24 \cdot (24 - 12) + (24 - 1) \cdot (24 - 12)}{(24 - 1) + 5} = \frac{564}{28} \approx 20,14. \quad (4.11)$$

Таким образом, получен бестестовый алгоритм установления цикловой синхронизации по информационному потоку бит, кодированных помехоустойчивым линейным блоковым кодом с параметрами  $(n, k, d)$  и, возможно, содержащих ошибки демодуляции, использующий его

спектр. Стоит отметить, что реализация данного способа становится возможна на практике только в том случае, если известен спектр применяемого кода, и он является разряженным, то есть присутствуют нулевые спектральные коэффициенты. Основным преимуществом данного способа является отсутствие необходимости проведения процедур декодирования, что значительно сокращает вычислительные затраты и упрощает вычислительные процедуры.

После того, как на приемной стороне принимается решение об установлении цикловой синхронизации, то есть фиксируется координата  $j$  минимума решающей функции  $S$ , то при использовании самого значения  $S_j$  становится возможным получение оценки ВОБ.

На данный способ автором в соавторстве с научным руководителем и коллегами получен патент РФ на полезную модель № 162225 [77].

#### **4.4. Выбор наиболее эффективных сигнально-кодовых конструкций в процессе управления на основе оценок состояния канала радиосвязи**

Как упоминалось выше, адаптивные радиопередачи данных обладают способностью изменять параметры информационного сигнала и приёмно-передающего оборудования в зависимости от условий распространения (состояния радиоканала), помеховой обстановки и решаемой задачи.

Под выбором параметров информационного сигнала подразумевается выбор конкретной СКК из всех потенциально возможных для заданной радиопередачи (заложенных заранее в программное обеспечение). Стоит отметить, что критерий, на основе которого осуществляется выбор СКК, зависит от решаемой задачи автоматизированной системы.

Рассмотрим файловую передачу данных. Эффективное решение такой задачи состоит в том, чтобы передать заданное количество информационных бит за минимальное время. Соответственно, самой эффективной радиопередачей из всех возможных при одинаковых условиях будет та, которая способна обеспечить максимальную информационную скорость. Поскольку объём сообщения в общем случае может быть любым, то наиболее подходящим критерием для выбора вида СКК будет информационная скорость. То есть, выбор должен осуществляться в пользу того, что обеспечивает наибольшую информационную скорость передачи данных. Поэтому, при решении задачи выбора необходимо оценить информационные скорости передачи данных для всех возможных видов СКК и выбрать тот, который обеспечит максимальную информационную скорость.

В первых адаптивных системах передачи данных в силу сложности реализации и слабого развития теории кодирования применялось малое число возможных видов СКК. Выбор, при этом, осуществлялся на основе оценки количества ошибок, полученных путём передачи по

радиоканалу тестового сигнала, известного на приёмной стороне и подсчёта битовых ошибок в нём. После этого происходило сравнение полученного числа ошибок с заранее заданным порогом и принималось решение о пригодности такой СКК.

На сегодняшний день в силу развития вычислительной техники, теории кодирования и уменьшения трудоёмкости процесса реализации алгоритмов обработки сигналов, существенно увеличилось количество рабочих СКК, используемых в системах передачи данных. Наличие такого выбора позволяет более гибко менять параметры системы, адаптируя её к изменяющимся условиям. С другой стороны, в этом случае неизбежно возникает задача выбора рабочей СКК среди всех доступных. От правильности решения данной задачи напрямую зависит эффективность работы системы передачи данных в целом.

В общем случае, в соответствии с принятым определением, СКК полностью описывается параметрами информационного сигнала и способом кодирования. Так, например, сигнал может:

- Иметь различный вид модуляции и её позиционность;
- быть одно- или многочастотным;
- заполнять всю выделенную частотную полосу или только какую-то её часть;
- иметь различную длительность элементарной посылки;
- иметь различную длительность защитного интервала или его полное отсутствие;
- иметь различное распределение мощности по поднесущим частотам внутри выделенной полосы.

При этом передаваемые данные могут быть закодированы одним или несколькими из многочисленных известных кодов, каждый из которых характеризуется своей длиной (для блоковых кодов), избыточностью и исправляющей способностью.

Такое количество параметров приводит к тому, что можно создать огромное число вариантов различных СКК. При этом, для осуществления оптимального выбора требуется оценка достоверности принимаемых данных для каждого возможного вида СКК. Иногда для группы различных СКК можно применить один подход, однако, чаще всего различным СКК соответствуют различные способы оценки, так как способы учитывают особенности каждой СКК. Этим и обуславливается потребность в таком большом количестве способов, представленных автором в данной работе.

К сожалению, ограничиться лишь получением указанных оценок достоверности любым из способов нельзя. Далее необходимо сопоставить полученные оценки и параметры СКК. В этом как раз и состоит поставленная задача выбора. Чаще всего в этом случае назначается некоторый порог, с которым сравнивается исправляющая способность кода в каждой СКК и оптимальной



выбирается та СКК, которая удовлетворяет этому порогу и обладает максимальной кодовой скоростью.

Такое решение является простым в реализации, однако, далеко не самым лучшим, так как обосновать значение порога часто является проблематично.

Именно поэтому автором предлагается метод выбора оптимальной СКК (или уменьшения числа СКК, пригодных для текущей сигнально-помеховой обстановки), который не требует введения заранее заданного порога, предложенный в [103].

Предлагается при решении задачи выбора оценить теоретически потенциально достижимые информационные скорости передачи данных для всех возможных заранее известных видов сигнала заданной радиолинии и выбрать тот, который обеспечит максимальную информационную скорость. Затем, к этому виду сигнала выбрать такие кандидаты кодовых конструкций, кодовые скорости которых не выше полученной величины, и из оставшихся кодовых конструкций выбрать ту, которая при реализации характеризуется минимальным числом вычислительных операций.

Как известно [120], информационная скорость в шенноновском смысле равна количеству извлеченной информации из сообщения, отнесенному ко времени передачи сообщения ( $T$ ). Среднее количество принятой полезной информации характеризуется разностью энтропии источника сообщений и условной энтропии:

$$\begin{aligned} I &= H(A) - H(A|A') = n - n \cdot (-p \cdot \log_2(p) - (1-p) \cdot \log_2(1-p)) = \\ &= n \cdot (1 + p \cdot \log_2(p) + (1-p) \cdot \log_2(1-p)), \end{aligned} \quad (4.12)$$

где  $n$  – количество бит в сообщении;

$H(A)$  – информационная энтропия источника сообщений  $A$ ;

$H(A|A')$  – условная энтропия источника  $A$  после приёма очередного символа искаженного помехами сообщения  $A'$ ;

$p$  – ВОБ.

Очевидно, что для передачи сообщения можно использовать различные виды модуляции или при одном виде – различные позиционности. При этом, при увеличении позиционности модуляции увеличивается информационная скорость, но снижается ВОБ при неизменных значениях энергии сигнала и параметров радиолинии. Тогда для сравнения различных режимов можно использовать указанную величину принятой полезной информации. Примеры зависимостей потенциально достижимых скоростей передачи данных для различных видов модуляции могут быть найдены, например, в [34]. Такие зависимости можно использовать при построении оптимальной схемы адаптивного управления по критерию информационной скорости.

Пояснить это можно более подробно на следующих примерах.

Предположим, что имеется одночастотный сигнал  $s(t)$  с ОФМ2 и переменной длительностью символа (элементарной посылки)  $T_s$ , так, что он может занимать полосу частот не более, чем  $\Delta F$ . Необходимо в процессе управления при изменяющемся состоянии канала связи выбирать такую длительность посылки, которая обеспечит максимальную информационную скорость. В этом случае количество принятой полезной информации за время  $T$  определяется выражением:

$$I = \frac{T}{T_s} \cdot (1 + p \cdot \log_2(p) + (1 - p) \cdot \log_2(1 - p)). \quad (4.13)$$

Информационная скорость передачи  $V$  для заданной длительности посылки  $T_s$ , для случая, когда отсутствуют замирания, а помеха представляет собой белый шум с дисперсией  $\sigma^2$ , определяется выражением:

$$V = \frac{I}{T} = \frac{1}{T_s} \cdot (1 + p \cdot \log_2(p) + (1 - p) \cdot \log_2(1 - p)), \quad (4.14)$$

$$p = \frac{1}{2} \exp(h^2), \quad h^2 = \frac{E}{2\sigma^2}, \quad E = \int_0^{T_s} s^2(t) dt. \quad (4.15)$$

Так как полоса частот ограничена, то существует некоторая минимальная длительность посылки  $T_{min}$ , для которой значение ОСП равно  $h_{min}^2$ . Тогда:

$$T_{min} = \frac{1}{2\Delta F}, \quad T_s = T_{min} + t, \quad (4.16)$$

$$h^2 = h_{min}^2 \left(1 + \frac{t}{T_{min}}\right). \quad (4.17)$$

Тогда выражение (4.14) примет вид:

$$V(t) = \frac{(1 + p \cdot \log_2(p) + (1 - p) \cdot \log_2(1 - p))}{T_{min} + t}, \quad (4.18)$$

$$P = \frac{1}{2} \exp\left(h_{min}^2 \left(1 + \frac{t}{T_{min}}\right)\right). \quad (4.19)$$

Предельная информационная скорость для различных значений  $h_{min}^2$  при  $T_{min} = 0,5$  мс показана на рисунке 4.7.

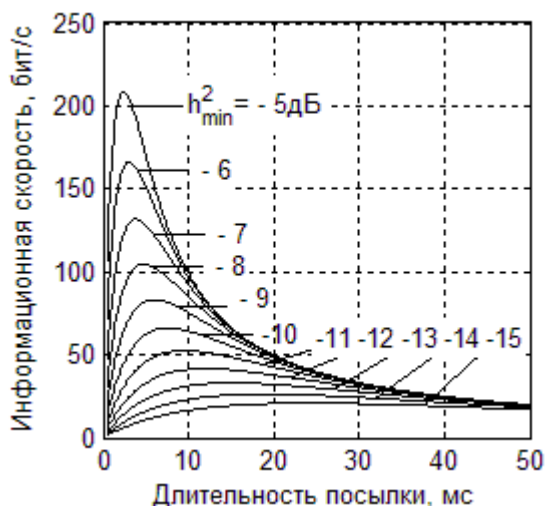


Рисунок 4.7 – Предельная информационная скорость в зависимости от длительности посылки при ОФМ2 и  $T_{min} = 0,5$  мс для различных значений  $h_{min}^2$

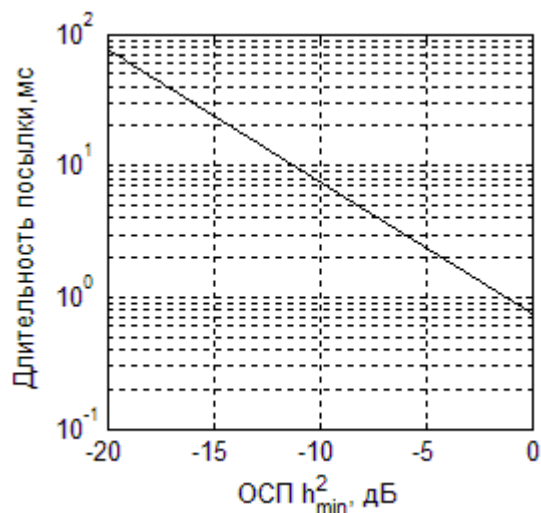


Рисунок 4.8 – Зависимость оптимальной длительности элементарной посылки при ОФМ2 для различных значений  $h_{min}^2$

Из приведённых зависимостей на рисунке 4.7 видно, что информационная скорость  $V(t)$  имеет единственный максимум. На рисунке 4.8 приведена зависимость, которая показывает, что каждому конкретному значению  $h_{min}^2$  соответствует некоторое одно значение длительности посылки, обеспечивающее максимум информационной скорости. Таким образом, наличие оценки  $h_{min}^2$  позволяет весьма эффективно управлять параметрами радиолинии.

Рассмотрим другой пример. Предположим, что используется также одночастотный сигнал, однако, с заданной длительностью посылки, и  $N$  – количество элементарных символов, переданных за время  $T$ ,  $M$  – количество бит, переносимых одним символом, то количество принятой полезной информации за время  $T$  определяется выражением:

$$I = N \cdot M \cdot (1 + p \cdot \log_2(p) + (1 - p) \cdot \log_2(1 - p)). \quad (4.20)$$

Предположим, что для передачи данных можно использовать следующие позиционности относительной фазовой модуляции: ОФМ2, ОФМ4, ОФМ8 и ОФМ16. Соответствующие этим позиционностям значения ВОБ обозначим как  $p_1, p_2, p_3$  и  $p_4$ . Для заданного состояния радиоканала необходимо выбрать ту позиционность, которая обеспечит максимум информационной скорости. Для указанных позиционностей модуляции выражение (4.20) принимает вид:

$$I = N \cdot 1 \cdot (1 + p_1 \cdot \log_2(p_1) + (1 - p_1) \cdot \log_2(1 - p_1)) \quad (\text{для ОФМ2}), \quad (4.21)$$

$$I = N \cdot 2 \cdot (1 + p_2 \cdot \log_2(p_2) + (1 - p_2) \cdot \log_2(1 - p_2)) \quad (\text{для ОФМ4}), \quad (4.22)$$

$$I = N \cdot 3 \cdot (1 + p_3 \cdot \log_2(p_3) + (1 - p_3) \cdot \log_2(1 - p_3)) \quad (\text{для ОФМ8}), \quad (4.23)$$

$$I = N \cdot 4 \cdot (1 + p_4 \cdot \log_2(p_4) + (1 - p_4) \cdot \log_2(1 - p_4)) \text{ (для ОФМ16).} \quad (4.24)$$

Если предположить, что передача данных осуществляется по каналу связи с постоянными параметрами и помехой типа белого шума, тогда можно воспользоваться известными зависимостями ВОБ от ОСП [49] для различных позиционностей, при условии использования кода Грея, и построить однозначные функциональные зависимости количества принятой полезной информации, отнесенной к общему числу элементарных символов  $I/N$  от значения ОСП (рисунок 4.9).

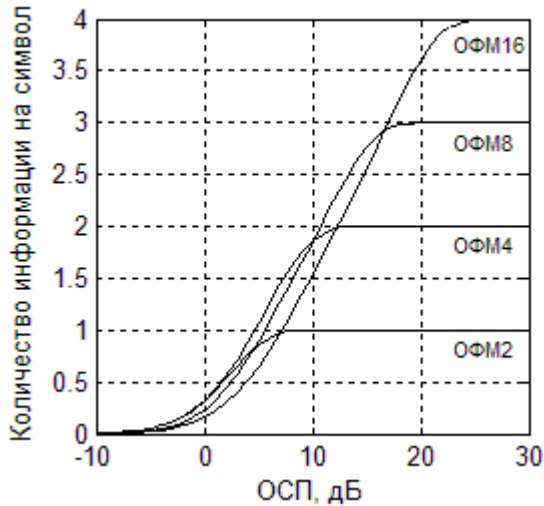


Рисунок 4.9 – Зависимость количества принятой информации в единицу времени, отнесенной к общему числу элементарных символов от ОСП для различных позиционностей ОФМ

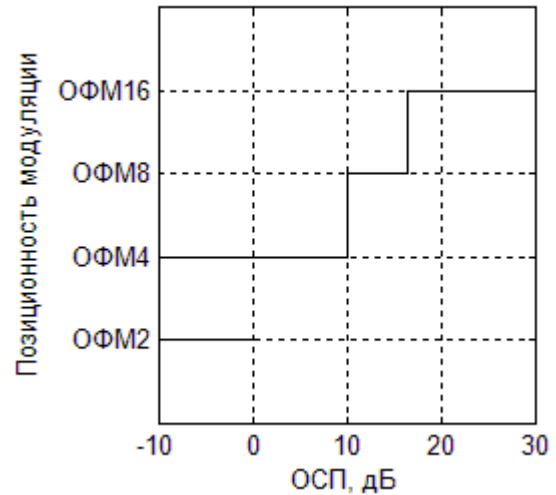


Рисунок 4.10 – Зависимость оптимальной позиционности модуляции для различных значений ОСП

Из приведенных зависимостей на рисунке 4.9 видно, что различным значениям ОСП в канале связи соответствуют различные оптимальные позиционности модуляции, позволяющие принять максимальное количество информации. Примечательно то, что в области  $\text{ОСП} < 0$  дБ информационные скорости для ОФМ2 и ОФМ4 практически совпадают. На рисунке 4.10 представлена зависимость, позволяющая выбрать оптимальную позиционность модуляции, обеспечивающую максимальную информационную скорость для различных значений ОСП.

Для того, чтобы определить максимально достижимую информационную скорость, для определенного значения ОСП, необходимо умножить количество информации, приведенное к символу на количество символов и поделить на общее время передачи. Так, для телефонного канала связи при использовании одночастотного гармонического сигнала при  $\text{ОСП}=13$  дБ и символьной скорости манипуляции 1200 символов/с можно получить следующие максимально достижимые информационные скорости передачи  $V_i$  для  $i$  – той позиционности:

$$V_1 = 1 \cdot 1200 = 1200 \text{ бит/с при использовании ОФМ2}; \quad (4.25)$$

$$V_2 = 2 \cdot 1200 = 2400 \text{ бит/с при использовании ОФМ4}; \quad (4.26)$$

$$V_3 = 2.5 \cdot 1200 = 3000 \text{ бит/с при использовании ОФМ8}; \quad (4.27)$$

$$V_4 = 2.2 \cdot 1200 = 2640 \text{ бит/с при использовании ОФМ16}. \quad (4.28)$$

Очевидно, что модуляция ОФМ8 в этом случае обеспечивает максимальную информационную скорость, равную 3000 бит/с. При этом техническая скорость передачи равна 3600 бит/с. Дальнейшее увеличение позиционности модуляции приводит к снижению информационной скорости. Таким образом, в соответствии с данным подходом, вид сигнала можно выбрать однозначно.

В случае наличия замираний в радиоканале также возможно осуществлять эффективное управление. На рисунке 4.11 приведены зависимости количества информации, приходящийся на символ для различных позиционностей ОФМ от среднего значения ОСП при замираниях по закону Релея. Для случая замираний по законам Накагами или Райса также могут быть получены такие зависимости, однако, они уже будут зависеть от двух параметров.

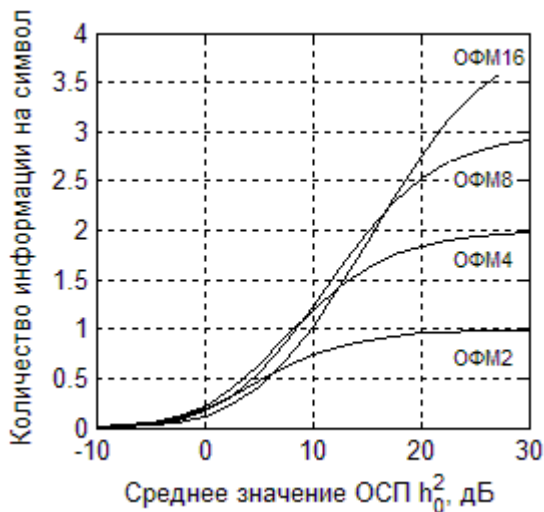


Рисунок 4.11 – Зависимость количества принятой информации в единицу времени, отнесенной к общему числу элементарных символов от среднего значения ОСП для канала с релейскими замираниями

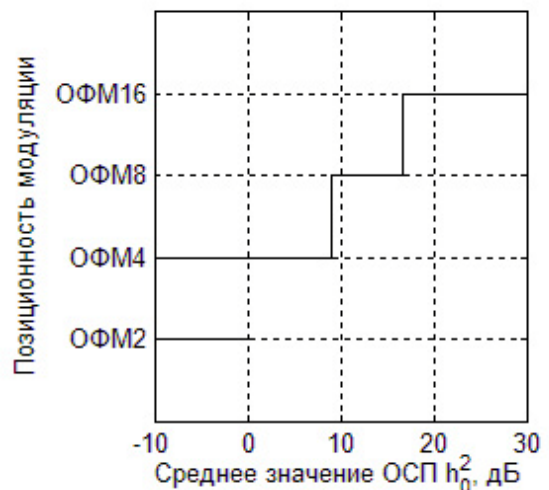


Рисунок 4.12 – Зависимость оптимальной позиционности модуляции для различных средних значений ОСП при релейских замираниях

Для более общего случая, когда общее количество бит  $n$ , длительности символа ( $T_c$ ) и защитного интервала ( $T_{зи}$ ), количество бит, переносимых одним символом ( $M$ ), а также количество используемых частот ( $K$ ) в выделенной полосе частот ( $\Delta F$ ) могут быть переменными параметрами, то потенциально достижимая скорость для  $i$  – той позиционности модуляции вычисляется по следующей формуле:  $T_c$

$$V_i = \frac{I_i}{T} = \frac{I_i}{N(T_c + T_{зи})} = \frac{I_i MK}{n(T_c + T_{зи})}. \quad (4.29)$$

Для случая использования многочастотного OFDM сигнала с полностью занятой полосой частот, выражение примет вид:

$$V_i = \frac{I_i M \lfloor \Delta F \cdot T_c \rfloor}{n(T_c + T_{зи})} = \frac{M \lfloor \Delta F \cdot T_c \rfloor}{(T_c + T_{зи})} (1 + P_i \cdot \log_2(P_i) + (1 - P_i) \cdot \log_2(1 - P_i)), \quad (4.30)$$

где  $\lfloor \cdot \rfloor$  – операция округления в меньшую сторону;

$P_i$  – ВОБ для  $i$  – той комбинации параметров СКК.

Далее, при решении задачи управления, в качестве оптимальных можно выбрать такие СКК, которые обеспечивают максимум данной величины  $V_i$ .

Как видно из выражения (4.30), для вычисления  $V_i$  требуется значение оценок  $P_i$ . Способам получения этих оценок как раз посвящены главы 2 и 3 диссертации.

Таким образом, в соответствии с данным подходом, оптимальный вид сигнала можно выбрать однозначно. На следующем шаге необходимо выбрать такую кодовую конструкцию, которая обладает максимальной исправляющей способностью для оцененной ВОБ и имеет кодовую скорость не выше, чем  $I/n$ .

Таким образом, используя предлагаемый подход, можно в процессе адаптивного управления параметрами радиолинии в зависимости от состояния радиоканала, осуществлять выбор таких значений переменных параметров, при которых будет достигаться максимальная информационная скорость. При этом постоянно требуется обязательное наличие указанных оценок текущего состояния, так как нестационарные радиоканалы являются изменчивыми. Особое значение, данный результат имеет для систем передачи данных по коротковолновым каналам связи, где ширина полосы выделенных каналов невелика и любые методы повышения средней информационной скорости передачи данных являются крайне востребованными.

#### 4.5. Результаты трассовых испытаний

Предлагаемые автором способы оценивания состояния канала связи были реализованы в аппаратуре адаптивного коротковолнового комплекса связи «Пирс» производства ПАО «РИМР» (г. Санкт-Петербург) и их работоспособность подтверждается результатами, полученными как на многочисленных трассовых испытаниях, так и в процессе эксплуатации серийных образцов изделий на различных объектах заказчика.

В качестве примера ниже приведены результаты длительных испытаний на трассе г. Санкт-Петербург – г. Североморск с октября 2016 г. по ноябрь 2017 г. В процессе испытаний осуществлялась файловая передача данных объемом 5-400 кБ поочередно в одну и другую

сторону с подтверждением принятых пакетов по обратному каналу связи. Для передачи было выделено несколько частот в диапазоне 1.5-30 МГц, с шириной полосы каждого канала 3.1 кГц, при этом передача осуществлялась на одной частоте. Постоянно производилась оценка состояния текущей частоты и периодически других выделенных частот. И если другая частота оказывалась по производимой оценке лучше, то осуществлялась смена частоты. За указанный период было проведено порядка 120 сеансов передачи данных. Гистограмма распределения средней информационной скорости, полученной в каждом сеансе показана на рисунке 4.13.

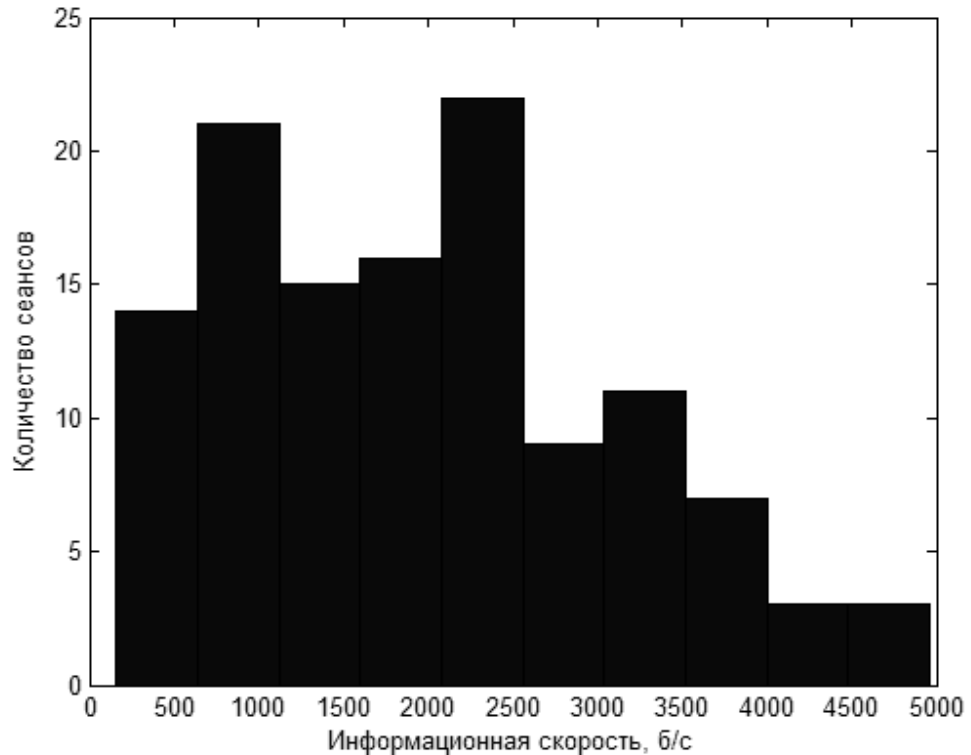


Рисунок 4.13 – Гистограмма распределения средней информационной скорости за всё время наблюдения

При этом, данная трасса характеризуется ярко выраженной нестационарностью и сложной сигнально-помеховой обстановкой. Так, на рисунке 4.14 показаны значения ОСП, измеренные для OFDM сигнала в среднем на всех субчастотах на длительности 16 мс на десяти различных частотах. На трёх частотах измерения провести не удалось, из-за невозможности установления синхронизации. Измерения производились с периодичностью 5 с. При этом, достигнутая средняя информационная скорость на каждой частоте показана на рисунке 4.15. Некоторые частоты, на которых удалось провести измерение оказались непригодны для передачи данных (не обеспечивали требуемую величину вероятности ошибки на бит).

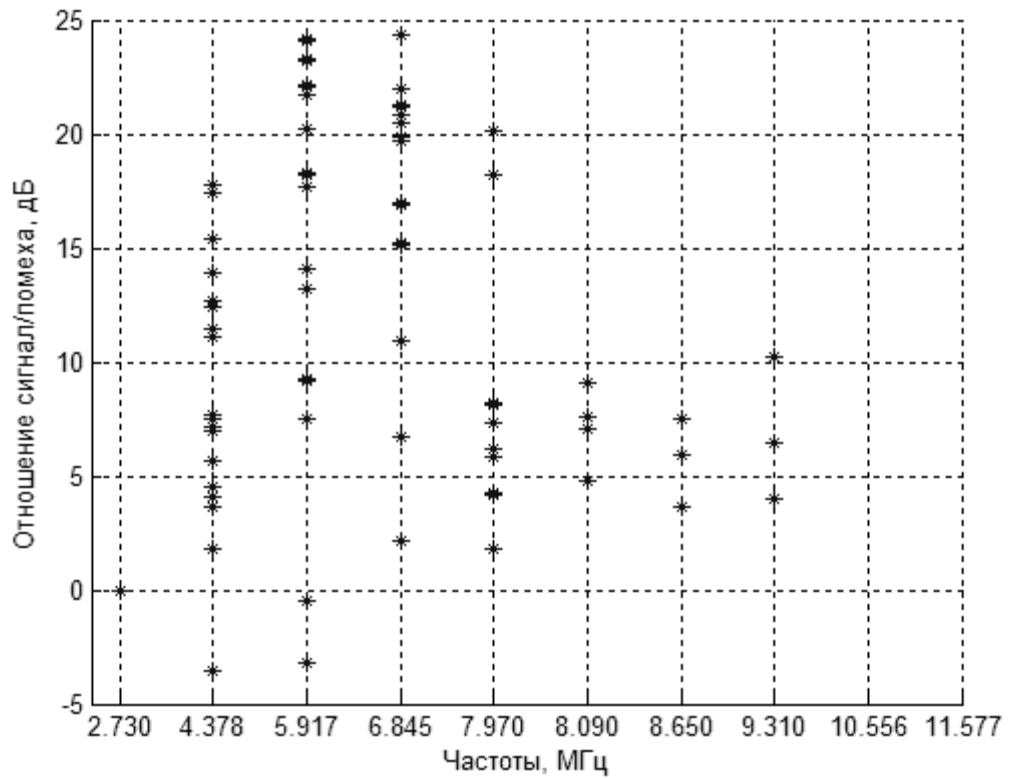


Рисунок 4.14 – Измеренные значения ОСП во время сеанса 25.10.2016

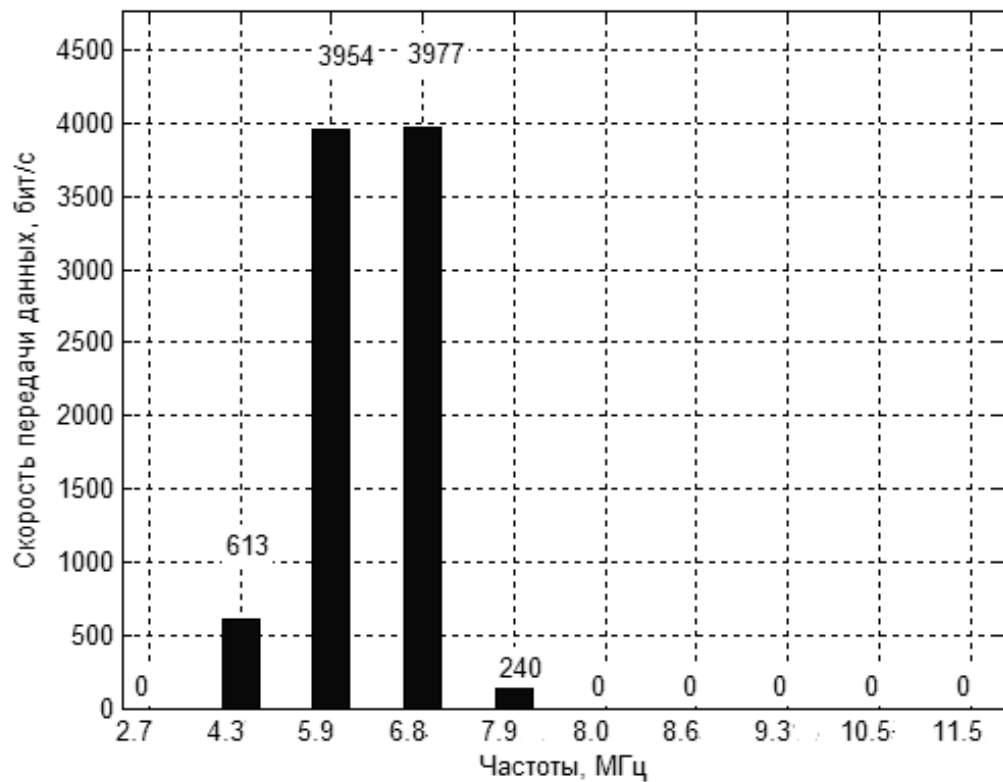


Рисунок 4.15 – Измеренные средние значения информационной скорости передачи данных на используемых частотах во время сеанса 25.10.2016



#### 4.6. Выводы

1. При разработке адаптивных радиолиний можно заранее заложить большое количество различных СКК, однако, для эффективного управления необходимо для каждой СКК иметь возможность при приёме такого сигнала оценивать состояние радиоканала и значение вероятности ошибки на бит при использовании любого другого СКК из заданного множества. В ряде случаев это, наряду с ограниченным быстродействием ограничивает количество доступных СКК. Каждая СКК характеризуется целым набором параметров, которые могут быть изменены при синтезе сигнала, именно поэтому для всех разработанных бестестовых способов указаны условия, ограничения и рекомендации использования. Учёт этих особенностей однозначно укажет на способ или совокупность способов, пригодных для конкретных условий и дающих максимальное приращение основного показателя эффективности.
2. Получение некоторых оценок вероятности ошибки на бит или ОСП возможно, совместно при решении других технологических задач, например, таких, как установление и поддержание временной тактовой и цикловой кодовой синхронизаций.
3. Для эффективного адаптивного управления можно использовать информационный подход, известный из теории информации, который позволяет на основе полученных оценок вероятности ошибки на бит выбрать вид сигнала и кодовую конструкцию из заданного множества, то есть одну из доступных СКК, для рассматриваемой радиолинии, которая обеспечит максимум передаваемого количества информации, определяемого разностью энтропии источника сообщений и условной энтропии, или другими словами, обеспечит максимальное значение информационной скорости для заданного состояния радиоканала с учётом возможных потерь.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Основные результаты исследований, полученные в данной диссертационной работе, заключаются в следующем:

1. Показано, что оценивание состояния радиоканала является одной из важных задач, без решения которой невозможно осуществлять эффективное управление параметрами многопараметрических адаптивных коротковолновых радиолиний передачи данных;
2. Показано, что среди всех существующих способов оценивания радиоканала особое место занимают бестестовые способы, так как позволяют значительно повысить информационную скорость передачи данных – один из главных показателей эффективности радиолиний передачи данных без увеличения выделенной частотной полосы и мощности сигнала. Следовательно, такие способы являются востребованными, а радиолинии передачи данных, построенные с их использованием – перспективными.
3. Показано, что сложность разработки бестестовых способов заключается в необходимости создания большого количества конструктивных способов, чтобы при приёме любого сигнала из некоторого множества СКК для заданной радиолинии была возможность получить оценку для любой другой СКК из этого множества. При этом должны быть учтены все особенности и ограничения каждой СКК.
4. Предложена совокупность бестестовых способов оценки состояния непрерывного радиоканала.
5. Предложена совокупность бестестовых способов оценки состояния дискретного радиоканала.
6. Предложены способы совместного решения таких технологических задач, как установление и поддержание временной тактовой и цикловой кодовой синхронизаций и оценки состояния радиоканала.
7. Разработанные способы позволяют получить оценки для сигналов с текущими параметрами, либо отличающихся от текущих позиционностью модуляции, количеством задействованных субчастот, распределением мощности по субчастотам, длительностью защитного интервала. При этом они требуют ограниченного количества вычислительных операций и могут быть использованы в системах реального времени;
8. Предложен информационный подход, позволяющий эффективно решить задачу адаптивного управления параметрами радиолинии на основе полученных оценок вероятностей ошибки на бит, то есть выбрать вид сигнала и кодовую конструкцию из заданного множества, которые обеспечат максимальное значение информационной скорости для заданного состояния радиоканала.

9. Полученные новые способы являются решением поставленной научной задачи разработки бестестовых способов оценки состояния коротковолнового радиоканала. Для каждого способа даны практические рекомендации по его использованию в зависимости от вида СКК. На основе полученных оценок выбирается оптимальная СКК, являющаяся наиболее эффективной в данный момент времени, то есть, позволяющая достигнуть максимума информационной скорости.
10. Таким образом, цель работы, состоящая в повышении эффективности многопараметрических адаптивных коротковолновых радиолиний передачи данных за счет использования бестестовых способов оценивания состояния радиоканала, достигнута. Полученные результаты позволяют в значительной мере отказаться от использования тестовых сигналов, и предоставляют возможность использовать частотную полосу и время полностью для передачи полезного информационного сигнала, таким образом, позволяют увеличить информационную скорость передачи, являющуюся одним из показателей эффективности радиолиний.
11. Полученные способы измерения ВОб частично внедрены в программное обеспечение комплекса радиосвязи «Пирс», разработки ПАО «РИМР» и дают приращение информационной скорости порядка 3-15% по сравнению с использованием тестовых способов в стандарте MIL-STD-188-110B App B в зависимости от условий. В перспективе полученные результаты можно использовать при разработке новых коротковолновых радиолиний передачи данных.

## СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ

Сокращение (русский)	Сокращение (английский)	Расшифровка на русском языке	Расшифровка на английском языке
АРУ	AGC	Автоматическая регулировка усиления	Automatic Gain Control
АТ		Амплитудная телеграфия	
ВОБ	BER	Вероятность ошибки на бит	Bit Error Rate
КАМ	QAM	Квадратурная амплитудная модуляция	Quadrature Amplitude Modulation
КВ	HF	Короткие волны, коротковолновый	High Frequency
ОСП	SNR	Отношение сигнал/помеха	Signal-to-Noise Ratio
ОФМ	DPSK	Относительная фазовая модуляция	Differential Phase Shift Keying
ОФМ2	DBPSK	Двухпозиционная ОФМ	Differential Binary Phase Shift Keying
ОФМ4	DQPSK	Четырехпозиционная ОФМ	Differential Quadrature Phase Shift Keying
ОФМ8	DPSK8	Восьмипозиционная ОФМ	Differential Phase Shift Keying 8
ОФМ16	DPSK16	Шестнадцатипозиционная ОФМ	Differential Phase Shift Keying 16
СВ		Случайная величина	
СКК		Сигнально-кодовая конструкция	
ФМ		Фазовая модуляция	
ЧТ		Частотная телеграфия	
	CRC	Циклический избыточный код	Cyclic Redundancy Check
	OFDM	Ортогональное частотное разделение субканалов	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
	RS	Код Рида-Соломона	Reed-Solomon Code

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Абиссов, Ю. А. Способ оценки состояния канала связи / Ю. А. Абиссов, П. И. Трекущенко // Техника средств связи. сер. ТПС. – 1978. – № 2 (23). – С. 49-53.
2. Альперт, Я. Л. Распространение электромагнитных волн в ионосфере / Я. Л. Альперт. – 2-е изд., перераб и доп. – М. : Наука, 1972. – 563 с.
3. Анализатор интерфейсных сигналов телекоммуникаций АИСТ [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.supertel.ru/aist>.
4. Антошевский, В. С. Обнаружение ошибок при передаче данных с помощью контроля параметров линейного сигнала : автореф. дис. ... канд.техн. наук : – ЛЭИС Л., 1984.
5. Бахвалов, Н. С. Численные методы / Н. С. Бахвалов. – М. : Наука, 1973. – 632 с.
6. Березовский, В. А. Современная декаметровая связь : оборудование, системы и комплексы / В. А. Березовский, И. В. Дулькейт, О. К. Савицкий. – М. : Радиотехника, 2011. – 444 с.
7. Блейхут, Р. Теория и практика кодов, контролирующих ошибки / Р. Блейхут. – М. : Мир, 1986. – 576 с.
8. Блох, Э. Л. Линейные каскадные коды / Э. Л. Блох, В. В. Зяблов. – М. : Наука, 1982. – 229 с.
9. Бобровский А. В. Анализ методов оценки качества канала с использованием результатов декодирования : дис. ... канд.техн. наук : 05.12.02. — Одесса, 1984, 167 с.
10. Борисов, Б. Е. Помехозащищённость систем радиосвязи с расширением спектра сигналов методом псевдослучайной перестройки рабочей частоты / Б.Е. Борисов [и др.]. – М. : Радио и связь, 2000. – 550 с.
11. Брюнелли, Б. Е. Физика ионосферы / Б. Е. Брюнелли, А. А. Намгаладзе. – М. : Наука, 1988. – 526 с.
12. Бухвинер, В.Е. Оценка качества радиосвязи / В.Е. Бухвинер. – М. : Связь, 1974. – 225 с.
13. Гарсков Г. Х. Исследование помехоустойчивости систем прерывистой связи при различных способах контроля и синхронизации сигналов : автореф. дис. ... канд.техн. наук – Одесса, 1971, 23 с.
14. Гаскаров, Д. В. Малая выборка / Д. В. Гаскаров, В. И. Шаповалов. – М.: Статистика, 1978. – 248 с.
15. Головин, О. В. Системы и устройства коротковолновой радиосвязи / О. В. Головин, С. П. Простов; под ред. проф. О. В. Головина. – М. : Горячая линия-Телеком, 2006. – 598 с.
16. ГОСТ 26783-85 Измерители коэффициента ошибок в системах передачи с временным разделением каналов. Типы и основные параметры. – М. : Издательство стандартов, 1986. – 6 с.

17. Губин, Н. М. Качество связи. Теория и практика / Н. М. Губин, Г. М. Матлин. – М. : Радио и связь, 1986. – 271 с.
18. Дэвис, К. Радиоволны в ионосфере / К. Дэвис; пер. с англ. И.В. Ковалевского и А.П. Кропоткина; под. Ред. А.А. Корчака. – М. : Мир, 1973. – 502 с.
19. Дружинин, Г. В. Качество информации / Г. В. Дружинин, И. В. Сергеева. – М. : Радио и связь, 1990. – 170 с.
20. Дядюнов, А. Н. Адаптивные системы сбора и передачи аналоговой информации / А. Н. Дядюнов, Ю. А. Онищенко, А. И. Сенин. – М. : Машиностроение, 1988. – 286 с.
21. Егоров, В. В. Оценка параметров нестационарного канала связи по информационным сигналам / В. В. Егоров, К. В. Зайченко, В. Ф. Михайлов, М. С. Смаль // Датчики и системы. – 2015. – № 2 (189). – С. 57-60.
22. Егоров, В. В. Выбор оптимальной кратности фазовой модуляции по информационным сигналам / В. В. Егоров, М. С. Смаль // Телекоммуникации. – 2013. – № 11. – С. 16-19.
23. Егоров, В. В. Оценка вероятности ошибки на бит по результатам декодирования кодовых слов [Электронный ресурс] / В. В. Егоров, М. С. Смаль // Журнал радиоэлектроники: электронный журнал. – 2014. – № 4. – Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/apr14/4/text.pdf>.
24. Егоров, В. В. Оценка вероятности ошибки на бит по флуктуациям фазы информационных сигналов / В. В. Егоров, М. С. Смаль // Телекоммуникации. – 2012. – № 8. – С. 2-5.
25. Егоров, В. В. Оценка отношения сигнал/шум при использовании сигналов с фазовой модуляцией / В. В. Егоров, М. С. Смаль // Телекоммуникации. – 2013. – №5. – С. 29-34.
26. Егоров, В. В. Оценка параметров распределения Накагами по рабочим сигналам / В. В. Егоров, М. С. Смаль // Электросвязь. – 2011. – №11. – С. 35-36.
27. Егоров, В. В. Измерение отношения сигнал/помеха на длительности отрезка гармонического колебания / В. В. Егоров, М. С. Смаль // Сборник докладов 14-й международной конференции «Цифровая обработка сигналов и её применение» (DSPA 2012). – Москва, 2012. – Т. 1. — С. 461-463.
28. Егоров, В. В. Прогнозирование достоверности приема ОФМ сигналов для потенциально возможных режимов работы [Электронный ресурс] / В. В. Егоров, М. С. Смаль // Журнал радиоэлектроники: электронный журнал. – 2014. – № 4. – Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/apr14/5/text.pdf>.
29. Егоров, В. В. Статистическое оценивание фазы по информационным сигналам с относительной фазовой модуляцией / В. В. Егоров, М. С. Смаль // Доклады X Всероссийской научно-технической конференции «Радиолокация и радиосвязь», 21-23 ноября 2016 г. – Москва, 2016. – С. 272-274.

30. Егоров, В. В. Установление тактовой синхронизации по информационным OFDM сигналам с фазовой модуляцией / В. В. Егоров, М. С. Смаль // Сборник докладов 15-й международной конференции «Цифровая обработка сигналов и её применение» (DSPA 2013). – Москва, 2013. – Т. I. – С. 268-271.
31. Егоров, В. В. Алгоритм установления тактовой синхронизации для OFDM сигналов с фазовой модуляцией / В. В. Егоров, М. С. Смаль, А. Е. Тимофеев // Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов. – 2013. – Т.4. – № 2. – С. 97-100.
32. Егоров, В. В. Установление частотно-временной синхронизации в многочастотных КВ-системах передачи данных / В. В. Егоров, А. Е. Тимофеев // Электросвязь. – 2013. – № 7. – С. 41-44.
33. Зюко, А. Г. Теория электрической связи: Учебник для вузов / А. Г. Зюко, Д. Д. Кловский, В. И. Коржик, М. В. Назаров; под ред. проф. Д. Д. Кловского. – М. : Радио и связь, 1998. – 432 с.
34. Зяблов, В. В. Высокоскоростная передача сообщений в реальных каналах / В. В. Зяблов, Д. Л. Коробков, С. Л. Портной. – М. : Радио и связь, 1991. – 288 с.
35. Иванкин, П. А. Об оценке параметра  $m$  распределения вероятностей Накагами / П. А. Иванкин, Е. В. Лебединский // Радиотехника и электроника. – 1978. – № 4. – С. 847-850.
36. ИЯЛТ.464521.004 ТУ Автоматизированный адаптивный комплекс технических средств радиосвязи "Пирс" 83т326-01.
37. Калашников, И. Д. Адаптивные системы сбора и передачи информации / И. Д. Калашников, В. С Степанов., А. В. Чуркин. – М. : Энергия, 1975. – 239 с.
38. Каплан, С. А. Элементарная радиоастрономия / С. А. Каплан. – М. : Наука, 1966.
39. Каталог продукции АО «НИИ АСикС «Нептун» [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.niineptun.ru/images/Catalog/Catalog2016.pdf>.
40. Каталог продукции. Средства связи. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [http://sozvezdie.su/catalog/sredstva\\_svyazi](http://sozvezdie.su/catalog/sredstva_svyazi).
41. Кашлева, Л. В. Атмосферное электричество : учебное пособие / Л. В. Кашлева. – СПб. : РГГМУ, 2008. – 114 с.
42. Кильдишева, О. Э. Методология и технология обоснования программ создания и развития систем и техники связи ВМФ / О. Э. Кильдишева, С. А. Лобов, В. П. Чемиренко. – СПб. : ВУНЦ ВМФ “Военно-морская академия им. Н.Г. Кузнецова”, 2012. – 447 с.
43. Кларк, Дж. мл. Кодирование с исправлением ошибок в системах цифровой связи / Дж. Кларк мл., Дж. Кейн. – М : Радио и связь, 1987. – 391 с.

44. Коваленко, А. А. Теория вероятностей и математическая статистика / А. А. Коваленко, И. Н. Филиппова. – М. : Высшая школа, 1973. – 368 с.
45. Кокс, Д. Теоретическая статистика / Д. Кокс, Д. Хинкли. – М. : Мир, 1978. – с.
46. Колесников А. В. Исследование и разработка алгоритмов оценивания параметров канала и демодуляции в системах связи с ортогональным частотным мультиплексированием : автореф. дис. ... канд.техн. наук :. — МТУСИ, М, 2011.
47. Комарович, В. Ф. Случайные радиопомехи и надёжность КВ связи / В. Ф. Комарович, В. Н. Сосунов. – М. : Связь, 1977. – 135 с.
48. Комплекс технических средств автоматизированной адаптивной радиосвязи в диапазоне ДКМВ КТС ААРС [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [http://soniir.ru/?page\\_id=193#n1](http://soniir.ru/?page_id=193#n1).
49. Коржик, В. И. Расчет помехоустойчивости систем передачи дискретных сообщений : справочник / В. И. Коржик, Л. М. Финк, К. Н. Щелкунов. – М. : Радио и связь, 1981. – 231 с.
50. Коричнев, Л. П. Статистический контроль каналов связи / Л. П. Коричнев, В. Д. Королев. – М.: Радио и связь, 1989. – 239 с.
51. Косарев, Е. Л. Важнейшие характеристики радиоизлучения молний в дециметровом диапазоне волн / Е. Л. Косарев // Техническая физика.–1971. – вып. 41.– С. 79-86.
52. Котельников, В. А. Теория потенциальной помехоустойчивости / В. А. Котельников. – М. : Радио и связь, 1998. – 150 с.
53. Котлова, Т. В. Исследование процедуры совместного обнаружения сигнала, оценивания дисперсии шума и тактовой синхронизации в многолучевом канале / Т. В. Котлова, Халилов Р. Р.// Инфокоммуникационные технологии. – 2010. – Том 8. – № 2.– С. 11-14.
54. Крамер, Х. Математические методы статистики / Х. Крамер; пер. с англ. 2-е изд. – М. : Мир, 1975. – 648 с.
55. Куллдорф, Г. Введение в теорию оценивания по группированным и частично группированным выборкам / Г. Куллдорф. — М. : Наука, 1966. – 176 с.
56. Кравцов, Ю. А. Геометрическая оптика неоднородных сред / Ю. А. Кравцов, Ю. И. Орлов. – М.: Наука, 1980. – 304 с.
57. Крянев, А. В. Математические методы обработки неопределенных данных / А. В. Крянев, Г. В. Лукин. – М.: Физматлит, 2003. – 213 с.
58. Левин, Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники / Б. Р. Левин. – М. : Радио и связь, 1989. – 653 с.



59. Лузан, Ю. С. Адаптивная радиосвязь в ДКМ диапазоне частот. Современное состояние и тенденции развития / Ю. С. Лузан, Н. П. Хмырова // Техника радиосвязи. – 2008. – вып. 13. – С.3-24.
60. Манелис, В. Б. Адаптация пилот структуры и длины защитного интервала ofdm сигнала к изменяющимся канальным условиям / В. Б. Манелис, И. В. Каюков // Цифровая обработка сигналов. – 2011. – 4. – С. 59-64.
61. Мардиа, К. Статистический анализ угловых наблюдений / К. Мардиа. – М. : Наука, 1978. – 239 с.
62. Мартынов, Ю. В. Оценка качества передачи дискретной информации по статистическим характеристикам каналов связи : автореф. дис. ... канд.техн. наук : ЛЭИС — Л., 1971, 15 с.
63. Минина, Е. А. Исследование вероятностных характеристик систем передачи данных с оптимизацией длины блока по результатам оценки качества канала : автореф. дис. ... канд.техн. наук : 05.12.13 / Сиб. гос. ун-т телекоммуникаций и информатики. — Новосибирск., 2004, 19 с.
64. Митряев, Е. В. Контроль верности информации в морской радиосвязи / Е. В. Митряев, Ю. Г. Ростовцев, Ю. П. Рышков. — Л. : Судостроение, 1979. – 163 с.
65. Модернизированный комплекс технических средств – 1. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.oniir.ru/produkcia>.
66. Морелос-Сарагоса, Р. Искусство помехоустойчивого кодирования : методы, алгоритмы, применение / Р. Морелос-сарагоса. – М. : Техносфера, 2005. – 319 с.
67. Мудров, В. И. Методы обработки измерений: Квазиправдоподобные оценки / В. И. Мудров, В. Л. Кушко; изд. 2-е, перераб. и доп. – М. : Радио и связь, 1983. – 304 с.
68. Нехорошев, Г. В. Использование оценивания глубины замираний сигналов при оценке качества КВ радиоканалов, синтез и анализ алгоритма оценки / Г. В. Нехорошев, В. И. Сичулин, Е. И. Картавцева, Г. Н. Разинкина // Научно-техническая конференция «Направления развития систем и средств радиосвязи», 23-25 апреля 1996 г., Т 1. – С.47-55.
69. Окунев, Ю. Б. Цифровая передача информации фазомодулированными сигналами / Ю. Б. Окунев. – М. : Радио и связь, 1991. – 295 с.
70. Останин, С. А. Метод измерения малых значений дисперсии белого шума в смеси с гармоническим сигналом / С. А. Останин // Известия Алтайского государственного университета. – 2011. – Том 69. – вып. 1-1. – С. 174-175.
71. Пат. 136661 Российская Федерация, МПК H04L 1/00. Устройство оценки вероятности ошибки на бит для сигналов с четырехпозиционной фазовой модуляцией по двухпозиционным сигналам / Егоров В.В., Катанович А.А., Лобов С.А., Маслаков М.Л., Мингалев А.Н., Смаль М.С., Тимофеев А.Е. ; опубл. 10.01.2014, Бюл. № 1. – 2 с.

72. Пат. 136662 Российская Федерация, МПК H04L 1/00. Устройство оценки вероятности ошибки на бит при кодировании с помощью бита четности / Егоров В.В., Катанович А.А., Лобов С.А., Маслаков М.Л., Мингалев А.Н., Смаль М.С., Тимофеев А.Е. ; опубл. 10.01.2014, Бюл. № 1. – 2 с.
73. Пат. 141811 Российская Федерация, МПК H04L 7/02. Устройство установления тактовой синхронизации по информационному сигналу с двухпозиционной фазовой модуляцией / Егоров В.В., Катанович А.А., Лобов С.А., Маслаков М.Л., Мингалев А.Н., Смаль М.С., Тимофеев А.Е. ; опубл. 20.06.2014, Бюл. № 17. – 2 с.
74. Пат. 146675 Российская Федерация, МПК H03M 13/19. Устройство оценки вероятности ошибки на бит по анализу искаженных кодовых слов на основе спектра кода / Егоров В.В., Катанович А.А., Лобов С.А., Маслаков М.Л., Мингалев А.Н., Смаль М.С., Тимофеев А.Е. ; опубл. 20.10.2014, Бюл. № 29. – 2 с.
75. Пат. 148377 Российская Федерация, МПК H03M 13/19. Устройство оценки вероятности ошибки на бит по результатам анализа искаженных кодовых слов / Егоров В.В., Катанович А.А., Лобов С.А., Маслаков М.Л., Мингалев А.Н., Смаль М.С., Тимофеев А.Е. ; опубл. 10.12.2014, Бюл. № 34. – 2 с.
76. Пат. 155554 Российская Федерация, МПК H04L 1/00. Устройство оценки вероятности ошибки на бит для сигналов с восьмипозиционной фазовой модуляцией по двухпозиционным сигналам / Егоров В.В., Катанович А.А., Лобов С.А., Маслаков М.Л., Мингалев А.Н., Смаль М.С., Тимофеев А.Е. ; опубл. 10.10.2015, Бюл. № 28. – 2 с.
77. Пат. 162225 Российская Федерация, МПК H04L 7/08. Устройство установления цикловой синхронизации по искаженным кодовым словам на основе спектра кода / Егоров В.В., Катанович А.А., Лобов С.А., Маслаков М.Л., Мингалев А.Н., Смаль М.С., Тимофеев А.Е. ; опубл. 27.05.2016, Бюл. № 15. – 2 с.
78. Пат. 165283 Российская Федерация, МПК H03M 13/23. Устройство оценки вероятности ошибки на бит в потоке бит, кодированных свёрточным кодом / Егоров В.В., Катанович А.А., Лобов С.А., Маслаков М.Л., Мингалев А.Н., Смаль М.С., Тимофеев А.Е. ; опубл. 10.10.2016, Бюл. № 28. – 2 с.
79. Пат. 167430 Российская Федерация, МПК H04L 1/00. Устройство оценки вероятности ошибки на бит для сигналов с восьмипозиционной фазовой модуляцией по четырехпозиционным сигналам / Егоров В.В., Катанович А.А., Лобов С.А., Маслаков М.Л., Мингалев А.Н., Смаль М.С., Тимофеев А.Е. ; опубл. 10.01.2017, Бюл. № 1. – 2 с.
80. Пат. 2371860 Российская Федерация, МПК H04J 11/00. Способ адаптации пилот структуры и длины защитного интервала в многочастотных системах радиосвязи / В. Б. Манелис, И. В. Каюков ; опубл. 27.10.2009, Бюл. № 30. – 14 с.

81. Пат. 2502077 Российская Федерация, МПК G01R 29/00. Способ оценивания отношения сигнал/помеха на длительности отрезка гармонического колебания / Егоров В.В., Катанович А.А., Лобов С.А., Маслаков М.Л., Мингалев А.Н., Смаль М.С., Тимофеев А.Е. ; опубл. 20.12.2013, Бюл. № 35. – 7 с.
82. Пат. 2526283 Российская Федерация, МПК H04L 1/20 H04B 17/00. Способ определения вероятности ошибки на бит по флуктуациям фазы информационных сигналов / Егоров В.В., Катанович А.А., Лобов С.А., Маслаков М.Л., Мингалев А.Н., Смаль М.С., Тимофеев А.Е. ; опубл. 20.08.2014, Бюл. № 23. – 8 с.
83. Пат. 2548032 Российская Федерация, МПК H04L 27/22. Способ оценивания отношения сигнал/шум при использовании сигналов с фазовой модуляцией / Егоров В.В., Катанович А.А., Лобов С.А., Маслаков М.Л., Мингалев А.Н., Смаль М.С., Тимофеев А.Е. ; опубл. 10.04.2015, Бюл. № 10. – 10 с.
84. Пат. 2559734 Российская Федерация, МПК<sup>7</sup> H04L 1/00. Способ определения параметров модели замирания радиоканала по закону райса по информационному многочастотному сигналу / Егоров В.В., Катанович А.А., Лобов С.А., Маслаков М.Л., Мингалев А.Н., Смаль М.С., Тимофеев А.Е. ; опубл. 10.08.2015, Бюл. № 22. – 9 с.
85. Пат. 2608363 Российская Федерация, МПК H04L 1/00. Способ оценки параметров модели замирания огибающей сигнала по закону Накагами по информационному многочастотному сигналу / Егоров В.В., Катанович А.А., Лобов С.А., Маслаков М.Л., Мингалев А.Н., Смаль М.С., Тимофеев А.Е. ; опубл. 18.01.2017, Бюл. № 2. – 2 с.
86. Патюков, В. Г. Оценка отношения сигнал/шум на основе фазовых флуктуаций сигнала [Электронный ресурс] / В. Г. Патюков, Е. В. Патюков, А. А. Силантьев // Журнал радиоэлектроники: электронный журнал. – 2013. – № 4. – Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/apr13/1/text.pdf>.
87. Персичкин, А. А. Измерение отношения сигнал/шум смеси гармонического сигнала и узкополосного шума / А. А. Персичкин, А. А. Шпилевой // Вестник Балтийского федерального университета им. И.Канта. – 2012. – вып. 10. – С.126-130.
88. Помехоустойчивость приема дискретных сигналов. Монография / Под ред. Ю. И. Савватеева, О. В. Назарова. – М. : Радиотехника, 2015. – 581 с.
89. Попов, В. Ф. Два способа оценки параметра  $m$  распределения Накагами и их точность / В. Ф. Попов // Техника средств связи, сер. Техника радиосвязи. – 1991. – № 10.
90. Ришбет, Г. Введение в физику ионосферы / Г. Ришбет, О. К. Гарриот. – Л. : Гидрометеиздат, 1975. – 304 с.
91. Рожков, И. Т. Синтез измерителей отношения сигнал/помеха принимаемых радиосигналов / И. Т. Рожков. – Саратов : Изд-во Сарат. Ун-та, 1990. – 166 с.

92. Рытов, С.М. Введение в статистическую радиофизику. Часть 2. Случайные поля / С. М. Рытов, Ю. А. Кравцов, В. И. Татарский. – М. : Наука, 1978. – 464 с.
93. Сердюков, П. Н. Защищенные системы цифровой передачи информации / Сердюков П. Н. [и др.]. – М. : АСТ, 2006. – 403 с.
94. Смаль, М. С. Алгоритм установления цикловой синхронизации по спектру помехоустойчивого кода / М. С. Смаль // 17-я Международная конференция «Цифровая обработка сигналов и её применение – DSPA 2015», Москва, доклады. – Т. 1.– С. 270-273.
95. Смаль, М. С. Бестестовая тактовая синхронизация для сигналов с двухпозиционной фазовой модуляцией / М. С. Смаль // 16-я Международная конференция «Цифровая обработка сигналов и её применение – DSPA 2014», Москва, доклады. – Т. 1. – С. 261-264.
96. Смаль, М. С. Бестестовое адаптивное управление длительностью защитного интервала OFDM сигнала / М. С. Смаль, В. В. Егоров // Доклады IX Всероссийской научно-технической конференции «Радиолокация и радиосвязь», 23-25 ноября 2015 г., Москва. – С. 187-192.
97. Смаль, М. С. Бестестовое оценивание вероятности ошибки на бит по потоку бит, кодированных свёрточным помехоустойчивым кодом / М. С. Смаль // 18-я Международная конференция «Цифровая обработка сигналов и её применение – DSPA 2016», Москва, доклады. – Т. 1. – С. 368-371.
98. Смаль, М. С. Бестестовые способы установления синхронизации систем радиосвязи / М. С. Смаль // Девятнадцатая Санкт-Петербургская Ассамблея молодых ученых и специалистов. – СПб. – 2014. – С. 142-143.
99. Смаль, М. С. Оценка вероятности ошибки на бит по рабочим сигналам в условиях наличия замираний сигнала по закону Райса / М. С. Смаль // Сборник докладов 19-й международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь». – Воронеж, 2013. – Т. 1. – С. 11-15.
100. Смаль, М. С. Оценка качества нестационарного радиоканала по информационным сигналам / М. С. Смаль // Итоги диссертационных исследований. Т. 1. – Материалы V Всероссийского конкурса молодых ученых. – М.: РАН, 2013. – С. 41-49.
101. Смаль, М. С. Способ малозатратной бестестовой оценки качества дискретного канала связи / М. С. Смаль // Доклады VIII Всероссийской научно-технической конференции «Радиолокация и радиосвязь», 24-26 ноября 2014 г., Москва. – С. 179-183.
102. Смаль, М. С. Усовершенствованный малозатратный Способ бестестовой оценки качества дискретного канала связи / М. С. Смаль // 19-я Международная конференция «Цифровая обработка сигналов и её применение – DSPA 2017», Москва, доклады. – Т. 1.– С. 293-298.

103. Смаль, М. С. Эффективный выбор сигнально-кодовых конструкций в адаптивной коротковолновой системе передачи данных / М. С. Смаль, В. В. Егоров // Доклады X Всероссийской научно-технической конференции «Радиолокация и радиосвязь», 21-23 ноября 2016 г., Москва. – С. 275-279.
104. Смаль, М. С. Определение вероятности ошибки на бит по рабочим сигналам / М. С. Смаль, А. Н. Мингалев // Вестник академии военных наук. – 2009. – № 3 (28). – С. 70-74.
105. Смит, Джон М. Математическое и цифровое моделирование для инженеров и исследователей / Джон М. Смит. – М. : Машиностроение, 1980. – 271 с.
106. Советов, Б. Я. Построение адаптивных систем передачи информации для автоматизированного управления / Б. Я. Советов, В. М. Стах – Л. : Энергоиздат, 1982. – 120 с.
107. Сучилин, В. И. Оценка глубины замираний радиосигнала на фоне гауссовского шума по отсчетам огибающей их суммы как параметра  $m$  распределения Накагами / В. И. Сучилин // Теория и техника радиосвязи. – 1994. – № 2. – С. 88-93.
108. Тестер цифровых каналов связи. Прибор А365 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://кргз.рф/device-a365.html>
109. Тестер СМ-Е1 СМ2.135.000 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://simos.ru/tester>.
110. Тихонов, В. И. Статистическая радиотехника / В. И. Тихонов. – М. : Советское радио, 1966. – 678 с.
111. Трекущенко П.И. Исследование методов контроля занятых каналов связи : автореф. дис. ... канд.техн. наук – Новосибирск, 1983.
112. Устройство контроля ошибок линии УКОЛ-15 ЯЕАК 468212.002 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://tehnodals.ru/ukol-15>.
113. Федоров, В. В. Теория оптимального эксперимента / В. В. Федоров. – М. : Наука, 1971. – 312 с.
114. Филипп, Н. Д. Современные методы исследования динамических процессов в ионосфере / Н. Д. Филипп [и др.]. – Кишинёв : Штиинца, 1991. – 286 с.
115. Финк, Л. М. Теория передачи дискретных сообщений / Л. М. Финк. – М. : Советское радио, 1970. – 728 с.
116. Фомин, В. Н. Адаптивное управление динамическими объектами / В. Н. Фомин, А. Л. Фрадков, В. А. Якубович. – М. : Наука, 1981. – 447 с.
117. Хворостенко, Н. П. Статистическая теория демодуляции дискретных сигналов / Н. П. Хворостенко. – М. : Связь, 1968. – 335 с.

118. Шалыгин, А. С. Прикладные методы статистического моделирования / А. С. Шалыгин, Ю. И. Палагин. – Л. : Машиностроение, 1986. – 319 с.
119. Шахтарин, Б. И. Синхронизация в радиосвязи и радионавигации / Б. И. Шахтарин [и др.]. – М. : Горячая линия–Телеком, 2011. – 278 с.
120. Шеннон, К. Работы по теории информации и кибернетике / К. Шеннон. – М. : Издательство иностранной литературы, 1963. – 832 с.
121. Шеховцов, О.И. Передача информации по нестационарным каналам связи : учеб. пособие / О. И. Шеховцов, С. Г. Горохов. – Л : Изд-во Ленингр. ун-та, 1985. – 172 с.
122. Шувалов, В.П. Косвенные методы обнаружения ошибок в системах передачи дискретной информации / В. П. Шувалов. – М. : Связь, 1972. – 81 с.
123. Шувалов, В.П. Прием сигналов с оценкой их качества / В. П. Шувалов. – М. : Связь, 1979. – 240 с.
124. Элементы теории передачи дискретной информации / Под ред. Л.П. Пуртова. – М. : Связь, 1972. – 232 с.
125. Abdi, A. Performance comparison of three different estimators for the Nakagami  $m$  parameter using Monte Carlo simulation / A. Abdi, M. Kahev // IEEE Commun. Lett. – 2000. – V. 4. №. 4. – P. 119.
126. Abdi, A. On the estimation of the parameter for the Rice fading distribution / A. Abdi, C. Tepedelenlioglu, G. B. Giannakis // IEEE Commun. Lett. – 2001. – V. 5. №. 3. – P. 92.
127. Annamalai, A. Analysis and Optimization of Adaptive Multicopy Transmission ARQ Protocols for Time-Varying Channels / A. Annamalai, V. K. Bhargava // IEEE Trans, on Comm. –1998. – Vol.46, №10. – P. 1356-1368.
128. ARINC 635-4. – Aeronautical Radio, Inc., 2003.
129. Baumgartner, S. A Blind ML-SNR Estimation Method for OFDM Systems in Dispersive Fading Channels / S. Baumgartner, G. Hirtz // IEEE ICCE-Berlin. – 2014. – P. 475-479.
130. Beaulieu, N. C. Comparison of four SNR estimators for QPSK modulations / N. C. Beaulieu, A. S. Toms, D. R. Pauluzzi // IEEE Commun. Lett. – 2000. – V. 4 № 2. – P. 43–45.
131. Chen, Y. Estimation of Ricean  $K$  parameter and local average SNR from noisy correlated channel samples / Y. Chen, N. C. Beaulieu // IEEE Trans. on Wireless Commun. – 2002. – V. 6. №. 2. – P. 640.
132. Cheng, J. Generalized moment estimators for the Nakagami fading parameter / J. Cheng, N. C. Beaulieu // IEEE Commun Lett. – 2002. – V. 6. №. 4. – P. 144.
133. Cheng, J. Maximum-likelihood based estimation of the Nakagami  $m$  parameter / J. Cheng, N. C. Beaulieu // IEEE Commun. Lett. – 2001. – V. 5. №. 3. – P. 101.

134. Christian, H.J. Global frequency and distribution of lightning as observed from space by the Optical Transient Detector / H. J. Christian [et al.] // Journal of Geophysical Research: Atmospheres. – 2003. – V. 108, Iss. D1. – p. ACL 4-1.
135. Cheng, J. Maximum-likelihood based estimation of the Nakagami  $m$  parameter / J. Cheng, N. C. Beaulieu // IEEE Commun. Lett. – 2001. – V. 5. №. 3. – P. 101.
136. Cho, S. Adaptive Error Control Scheme for Multimedia Applications in Integrated Terrestrial-Satellite Wireless Networks / S. Cho // 2000 Wireless Comm. and Networking Conf. – Chicago (IL), USA. – Conf. Record Chicago (IL). – 23-28 Sept. 2000, V.2. – P.629-633.
137. Cui, T. Power Delay Profile and Noise Variance Estimation for OFDM / T. Cui, C. Tellambura // IEEE Commun. Lett. – 2006. – V. 10. №. 1. – P. 25-27.
138. Egorov, Vladimir V. PDF Ricean Fading Model Parameters Estimation via Real OFDM Signal Analysis for Receivers with AGC. / Vladimir V. Egorov, Mikhail S. Smal // Proceedings of the IEEE Russia. North West Section. – 2014. – V. 6. – P. 28-30.
139. Le Vine, D.M. Review of Measurements of the RF Spectrum of Radiation from Lightning / D. M. Le Vine Goddard Space Flight Center ; NASA Technical Memorandum 87788. – Greenbelt, 1986.
140. Liu, S. Novel ML Estimation of  $m$  Parameter of the Noisy Nakagami- $m$  Channel / S. Liu, P. Fan, K. Xiong, S. Yi, G. Wang // International workshop on high mobility wireless Communications. – 2014. – P. 188-193.
141. MIL-STD-188-110C. Interoperability and performance Standards for data modems. – United States Department of Defense Interface Standard, 2011.
142. MIL-STD-188-141C. Interoperability and performance Standards for medium and high frequency radio equipment. – United States Department of Defense Interface Standard, 2011.
143. MIL-STD-188-190. Methods for communications systems measurements. – United States Department of Defense Interface Standard, 1990.
144. Nakagami, M. The  $m$ -distribution, a general formula of intensity distribution of rapid fading / M. Nakagami // Statistical Method of Radio Propagation. – 1960. – P. 3-36.
145. Pauluzzi, D. R. A comparison of SNR estimation techniques for the AWGN channel / D. R. Pauluzzi, N. C. Beaulieu // IEEE Trans. Commun. – 2000. – V. 48, № 10. – P. 1681–1691.
146. Pat. USA № 7684445 Method and related circuit of guard interval length detection for OFDM signals. / Hung-Hsiang Wang.
147. Pat. USA № 8254477 OFDM communication device and guard interval length determining method. / Sahara Toru
148. Rayleigh, Lord. On the resultant of a large number of vibrations of the same pitch and of arbitrary phase / Lord Rayleigh // Philosophical magazine. – 1880. – S.5., Vol.10. – P. 73-78.

149. Rice, M. A Sequential Scheme for Adaptive Error Control over Slowly Varying Channels / M. Rice, S. B. Wicker // IEEE Trans. Commun. – 1994. – P. 1533-1643.
150. Rice, S.O. Mathematical analysis of random noise / S. O. Rice // The Bell System Technical Journal. – 1945. – V. 24, Iss. 1. –P.46-156.
151. Socheleau, F-X. Non Data-Aided SNR Estimation of OFDM Signals / F-X. Socheleau, A. Aissa-El-Bey, S. Houcke // IEEE Commun. Lett. – 2008. – V. 12. №. 11. – P. 813-815.
152. STANAG 4538 Technical standards for an automatic radio control system (ARCS) for HF communication link. – North Atlantic Treaty Organization, 2009.
153. STANAG 4539 Technical standards for non-hopping HF communications waveforms. – North Atlantic Treaty Organization, 2003.
154. Summer, D. How many hams? / D. Summer // QST. American Radio Relay League. – August 2011. — P. 9.
155. Talukdar, K.K. Estimation of the parameters of the Rice distribution / K. K. Talukdar, W.D. Lawing // J. Acoust. Soc. Amer. – 1991. V. 89. – P. 1193.
156. Yacoub, M. D. The a-n-k-m Fading model / M. D. Yacoub // IEEE Trans. on Anten. and Prop. – 2016. – V. 64. №. 8. – P. 3597-3610.
157. Zhang, Zhao-Yang A Novel OFDM Transmission Scheme With Length-Adaptive Cyclic Prefix / Zhao-Yang Zhang // Journal of Zhejiang University. Science. – 2003. – V. 5, № 11. – P. 1336-1342.
158. Zhang, Q. T. A note on the estimation of Nakagami- $m$  fading parameter / Q. T. Zhang // IEEE Commun. Lett. – 2002. – V. 6. №. 6. – P. 237.



## ПРИЛОЖЕНИЕ А. АКТ О РЕАЛИЗАЦИИ НАУЧНЫХ РЕЗУЛЬТАТОВ

УТВЕРЖДАЮ

Генеральный директор  
ПАО «Российский институт  
мощного радиостроения»



Д. М. Ибрагимов

«20» 09 2017 г.

АКТ


о реализации научных результатов кандидатской диссертации научного сотрудника Смаля Михаила Сергеевича на тему «Бестестовые способы оценивания состояния коротковолнового радиоканала в адаптивных радиоприемниках» по специальности 05.12.13 – «Системы, сети и устройства телекоммуникаций», в комплексах 83т326-01, 83т326-02, 83т326-03.

Комиссия в составе: председатель - начальник НТЛ-00210 Романов Д.А., члены комиссии - ведущий научный сотрудник НТО-00200, кандидат технических наук, старший научный сотрудник Щеглова Е.Ф.; старший научный сотрудник НТЛ-00210, кандидат технических наук Мингалев А.Н., свидетельствует о том, что в разработанных в ПАО «РИИР» комплексах 83т326-01, -02, -03 (автоматизированный адаптивный комплекс технических средств радиосвязи «Пирс»), принятых на снабжение в ВС РФ в соответствии с приказом Министра обороны РФ №994 от 31.12.2014, были реализованы следующие научные результаты диссертации, полученные научным сотрудником Смалем М.С.:


- способ оценивания вероятности ошибки на бит при использовании линейного блокового кода;
- способ оценивания вероятности ошибки на бит для повышенной позиционности модуляции;
- способ оценивания отношения сигнал/помеха по восстановленной модели плотности распределения разницы фаз;
- способ оценивания параметров адаптивно выбираемой статистической модели канала.

Реализация указанных выше способов, не использующих тестовые и вспомогательные сигналы, позволила повысить среднюю информационную скорость передачи данных по коротковолновому радиоканалу и вероятность доведения сообщений за время, не превышающее заданное, с использованием комплексов 83т326-01, -02, -03 и устойчивость функционирования комплексов в условиях сложной сигнально-помеховой обстановки.

Председатель комиссии:

 Романов Д.А.

Члены комиссии:

 Щеглова Е.Ф.

 Мингалев А.Н.

---

## ПРИЛОЖЕНИЕ Б. АКТ О РЕАЛИЗАЦИИ НАУЧНЫХ РЕЗУЛЬТАТОВ



УТВЕРЖДАЮ

Генеральный директор  
ПАО «Российский институт  
мощного радиостроения»

Д. М. Ибрагимов

«20» 09 2017 г.


АКТ

о реализации научных результатов кандидатской диссертации научного сотрудника Смаля Михаила Сергеевича на тему «Бестестовые способы оценивания состояния коротковолнового радиоканала в адаптивных радиоприемах» по специальности 05.12.13 – «Системы, сети и устройства телекоммуникаций», в ОКР «Арго-РИМР».


Комиссия в составе: председатель - начальник НТЛ-00210 Романов Д.А., члены комиссии - ведущий научный сотрудник НТО-00200, кандидат технических наук, старший научный сотрудник Щеглова Е.Ф.; старший научный сотрудник НТЛ-00210, кандидат технических наук Тимофеев А.Е., свидетельствует о том, что в адаптивном радиотехническом комплексе наземного базирования (АРТК-Н), разработанном в рамках ОКР «Арго-РИМР» и предназначенном для обеспечения решения задач опознавания воздушных судов и повышения точностных характеристик радиолокационных станций загоризонтного обнаружения (РЛС ЗГО типа «Контейнер»), был реализован следующий научный результат диссертации, полученный научным сотрудником Смалем М.С.: способ оценивания вероятности ошибки на бит при использовании сверточного кода.

Реализация указанного выше способа позволила повысить среднюю информационную скорость передачи данных в КВ радиоканалах для двусторонней связи с самолетами в комплексе АРТК-Н, использование которого в РЛС ЗГО «Контейнер» позволило повысить точность определения координат объектов.

Председатель комиссии:

 Романов Д.А.

Члены комиссии:

 Щеглова Е.Ф.

 Тимофеев А.Е.