

Акционерное общество «Российский институт мощного радиостроения»

На правах рукописи



Маслаков Михаил Леонидович

АДАПТИВНАЯ КОРРЕКЦИЯ СИГНАЛОВ ДЛЯ КОРОТКОВОЛНОВЫХ  
РАДИОЛИНИЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОЙ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ

Специальность: 05.12.13

«Системы, сети и устройства телекоммуникаций»

Диссертация на соискание ученой степени  
кандидата технических наук

Научный руководитель  
Доктор технических наук,  
старший научный сотрудник  
Егоров Владимир Викторович

Санкт-Петербург – 2019 г.

## ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	4
1. ОСОБЕННОСТИ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ В КОРОТКОВОЛНОВОМ ДИАПАЗОНЕ. МЕТОДЫ И АЛГОРИТМЫ АДАПТИВНОЙ КОРРЕКЦИИ СИГНАЛОВ .....	10
1.1. Особенности и модели коротковолнового канала.....	10
1.2. Системы передачи данных в коротковолновом диапазоне .....	16
1.3. Принципы адаптивной коррекции сигналов.....	20
1.4. Методы и алгоритмы адаптивной фильтрации .....	26
1.5. Постановка задачи исследования.....	33
2. ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ РАСЧЕТА ИМПУЛЬСНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ КОРРЕКТИРУЮЩЕГО ФИЛЬТРА .....	34
2.1. Способ нахождения импульсной характеристики корректирующего фильтра .....	34
2.2. Физическая реализуемость корректирующего фильтра .....	38
2.3. Решение интегрального уравнения типа свертки в базисе Хартли .....	43
2.4. Применение двухпараметрических стабилизирующих функций.....	48
2.5. Метод адаптивного выбора параметра алгоритма коррекции .....	53
2.6. Метод адаптивного выбора параметра регуляризации на основе отклонения значений фаз символов .....	62
2.7. Выводы .....	68
3. МЕТОДЫ АДАПТИВНОЙ КОРРЕКЦИИ СИГНАЛОВ, ИСПОЛЬЗУЮЩИЕ ТЕСТОВЫЕ СИГНАЛЫ .....	70
3.1. Использование защитных интервалов.....	70
3.2. Обратная связь по решению .....	79
3.3. Способы квазикогерентного сложения тестовых сигналов .....	85
3.4. Применение адаптивной коррекции при передаче служебных сообщений .....	93
3.5. Применение методов адаптивной коррекции в параллельных модемах .....	97
3.6. Выводы .....	101
4. СПОСОБ БЕСТЕСТОВОЙ АДАПТИВНОЙ КОРРЕКЦИИ СИГНАЛОВ.....	102
4.1. Способ совместной передачи тестовых и информационных сигналов.....	102

4.2. Способ бестестовой адаптивной коррекции по информационным сигналам .....	107
4.3. Способ бестестовой адаптивной коррекции по результатам декодирования сверточного кода .....	115
4.4. Обратная связь по решению в бестестовых способах адаптивной коррекции.....	119
4.5. Выводы .....	123
ЗАКЛЮЧЕНИЕ .....	125
СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ .....	127
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	128
ПРИЛОЖЕНИЕ А. РЕЗУЛЬТАТЫ ТРАССОВЫХ ИСПЫТАНИЙ МАКЕТА ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО МОДЕМА .....	140
ПРИЛОЖЕНИЕ Б. РЕЗУЛЬТАТЫ ТРАССОВЫХ ИСПЫТАНИЙ МАКЕТА ДЛЯ ПРИЕМА СИГНАЛОВ СТАНДАРТА ARINC 635 .....	142
ПРИЛОЖЕНИЕ В. АКТЫ О РЕАЛИЗАЦИИ НАУЧНЫХ РЕЗУЛЬТАТОВ.....	144

## ВВЕДЕНИЕ

**Актуальность темы исследования.** Коротковолновый (КВ) канал позволяет обеспечить передачу информации на значительные расстояния (до нескольких тысяч километров), в том числе, за пределы прямой видимости при относительно малой мощности передатчиков и без промежуточных ретрансляционных станций. Относительная дешевизна, независимость от различных экономических и политических факторов, наряду с высокой мобильностью и простотой развертывания КВ радиосредств, в отличие от спутниковой связи, определяют большой интерес различных ведомств к КВ связи при организации и проведении, например, спасательных работ и координации действий различных организаций и служб в районах стихийных бедствий [7]. По мере развития авиационной отрасли и роста требований к управлению воздушного движения (УВД) и воздушному оперативному управлению в океанических районах экономичным и надежным способом, роль и потребность КВ радиолиний последовательной передачи данных также возрастает. Кроме того, в 2008 году Президентом РФ утверждена «Стратегия развития Арктической зоны Российской Федерации и обеспечения национальной безопасности на период до 2020 года» [112], где в качестве одной из ключевых задач стоит создание и внедрение современных информационно-телекоммуникационных технологий и систем связи, радиовещания, управления движением судов и полетами и другие [64], что добавляет дополнительный интерес к развитию надежной высокоскоростной КВ радиосвязи [46].

Тенденции развития современных систем передачи данных (в том числе и КВ радиолиний) характеризуются повышающимися требованиями к максимально эффективному использованию выделенного частотно-временного ресурса радиоканала. При этом современное развитие вычислительно-элементной базы позволяет реализовывать более сложные, но, в тоже время, более эффективные методы и алгоритмы.

Таким образом, задача разработки новых и усовершенствование известных способов и алгоритмов адаптивной коррекции сигналов для КВ радиолиний последовательной передачи данных с целью повышения помехоустойчивости и информационной скорости передачи данных, иными словами повышение вероятностно-временных характеристик радиолинии, является актуальной.

**Степень разработанности темы исследования.** Принцип функционирования последовательной (или одночастотной) радиолинии передачи данных с адаптивной коррекцией сигналов в каналах замираниями и наличием межсимвольной интерференции (МСИ) впервые был предложен Д.Д. Кловским, а системы, построенные по такому принципу, назвали системами с испытательным импульсом и предсказанием (СИИП) [56]. Сущность адаптивной

коррекции заключается в построении корректирующего фильтра (КФ) или эквалайзера, компенсирующего искажения сигнала, внесённые радиоканалом. Для настройки коэффициентов импульсной характеристики (ИХ) КФ в последовательность информационных символов осуществляют периодические вставки тестовых (зондирующих) сигналов.

Хорошо известны работы в данном направлении Б.И. Николаева [54; 87], В.А. Сойфера [55], В.Г. Карташевского [49; 50], О.В. Горячкина [22] и других. Кроме того, проблемам передачи данных с адаптивной коррекцией на приемной стороне посвящены работы Я.З. Цыпкина [119], С.А. Курицына [59], Н.Е. Кириллова [51], В.В. Шахгильдяна и М.С. Лохвицкого [120], А.А. Парамонова [89], Ш.У.Х. Куреши [58], Г. Унгербоека [149], М.Е. Остина [124] и других.

Проблемы реализации непосредственно алгоритмов адаптивной фильтрации, используемых для расчета ИХ канала и ИХ КФ, изложены в монографиях А.Н. Тихонова [113], В.И. Джигана [24], Б. Уидроу [116], С. Хайкина [133], Л. Льюнга [63] и других.

В настоящее время за рубежом приняты и продолжают развиваться несколько стандартов (ARINC 635 [122], MIL-STD-188-110с [141], STANAG 4285 [145], STANAG 4539 [147]), определяющих сигналы и функционирование последовательных КВ модемов передачи данных, различного назначения. Последовательные модемы, работающие по данным стандартам, производят различные фирмы, такие как Rohde & Schwarz (Германия), Harris Corp. (США), Codan Ltd. (Австралия), Rockwell Collins (США), Rapid Mobile (ЮАР).

Среди отечественных производителей систем и комплексов авиационной радиосвязи, в составе которых используется модем передачи данных, можно выделить АО «НПП «Полет» (г. Нижний Новгород), ООО «НПП «Прима» (г. Нижний Новгород), АО «ВНИИРА» (г. Санкт-Петербург), ОАО «ЦНПО «Ленинец» (г. Санкт-Петербург) и другие. Данные предприятия выпускают продукцию, устанавливаемую на вертолеты и самолеты, для обеспечения УВД, ближней навигации и ряда других задач организации воздушного движения (ОВД). Для обеспечения дальней авиационной радиосвязи в АО «НПП «Полет» разработаны бортовая радиостанция ДКМВ диапазона ЯГУТ-324 и ЯГУТ-К-ДКМВ [47], обеспечивающие КВ двухстороннюю радиолинию «борт-земля» в соответствии со стандартом ARINC 635. В ООО «НПП «Прима» разработаны бортовой комплекс средств связи БКСС [48], позволяющий реализовать КВ радиолинию передачи данных со скоростью до 300 бит/с, а также радиостанция «Прима-КВ» [48] с модемом, обеспечивающим скорость передачи данных до 2400 бит/с.

К сожалению, модернизация указанных комплексов с целью улучшения их вероятностно-временных показателей эффективности, а также для решения новых современных задач часто невозможна, т.к. используемые КВ модемы реализованы в соответствии с указанными выше стандартами и не могут быть изменены. В России на данный момент не существует

общепринятого стандарта, который бы описывал физический уровень последовательного одночастотного КВ модема передачи данных [62]. Кроме того, несмотря на значительный объем отечественных публикаций и различных НИОКР, посвященных методам адаптивной коррекции и последовательной передаче данных, в настоящее время отсутствует современный серийно выпускаемый последовательный КВ модем отечественного производства. Поэтому разработка и модификация методов и алгоритмов адаптивной коррекции сигналов, а также их аппаратная реализация и испытания на реальной трассе является актуальной задачей.

**Цели и задачи исследования.** Целью настоящей работы является повышение достоверности и скорости передачи сообщений в коротковолновой радиолинии последовательной передачи данных.

Основной научной задачей является разработка новых и усовершенствование известных способов и алгоритмов адаптивной коррекции сигналов и их практическая реализация.

Достижение этой цели требует решения следующих частных задач:

1. Разработка методов для выбора параметров алгоритмов расчета ИХ канала и коэффициентов КФ с учетом специфики задачи адаптивной коррекции сигналов.
2. Разработка алгоритма решения интегрального уравнения типа свертки в базисе Хартли.
3. Разработка способа адаптивной коррекции с обратной связью по решению (ОСР).
4. Разработка способов квазикогерентного сложения тестовых сигналов.
5. Разработка способа бестестовой адаптивной коррекции сигналов.
6. Модификация алгоритма ОСР для способа бестестовой адаптивной коррекции сигналов.
7. Исследование помехоустойчивости коротковолновой радиолинии последовательной передачи данных при использовании разработанных способов.

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

- разработан способ нахождения импульсной характеристики корректирующего фильтра на основе решения задачи идентификации канала;
- разработан алгоритм решения интегрального уравнения типа свертки с неточно заданной правой частью в базисе Хартли;
- разработаны методы выбора оптимальных параметров алгоритмов расчета ИХ канала и коэффициентов КФ;
- разработаны способы повышения эффективности методов адаптивной коррекции при использовании тестовых сигналов;
- разработан способ бестестовой адаптивной коррекции сигналов;

На большинство методов получены патенты РФ на изобретения или полезные модели.

**Теоретическая значимость** состоит в разработке способа бестестовой адаптивной коррекции, позволяющего определять надежно принятые сегменты сигнала, обладающие хорошими автокорреляционными и спектральными свойствами, и вычислять на их основе коэффициенты КФ. Это позволяет осуществлять адаптивную коррекцию сигналов на основе обработки информационных сигналов. Также в работе получено новое решение интегрального уравнения типа свертки, относящегося к классу некорректных задач, с использованием преобразования Хартли. Кроме того разработаны способы для выбора параметров методов и алгоритмов расчета ИХ канала и КФ с учетом специфики задачи адаптивной коррекции сигналов.

**Практическая значимость** состоит в том, что применение разработанных способов в коротковолновых радиоприемниках последовательной передачи данных позволяет существенно повысить скорость передачи данных, увеличить точность расчета импульсной характеристики канала связи и корректирующего фильтра, повысить помехоустойчивость радиоприемника и, как следствие, вероятность доведения сообщений.

Часть предложенных в диссертационной работе способов использована в ОКР «Арго» и в автоматизированном адаптивном комплексе технических средств радиосвязи «Пирс», что подтверждается соответствующими актами о реализации научных результатов. Эффективность всех разработанных способов подтверждается трассовыми испытаниями макетов последовательных КВ модемов, а также их практическим использованием в постоянно действующих коротковолновых радиоприемниках последовательной передачи данных.

Предложенные способы могут найти применение в перспективных разрабатываемых коротковолновых радиоприемниках с высокими вероятностно-временными требованиями к доведению сообщений. Многие из разработанных способов могут быть использованы в уже существующих радиоприемниках последовательной передачи данных без внесения изменений в аппаратную часть и сигнальные конструкции путем их программной реализации.

**Методология и методы исследования.** При решении поставленных задач в работе использовались методы теории цифровой обработки сигналов, теории решения некорректных задач, теории помехоустойчивого кодирования, теории передачи дискретных сообщений. Для практической реализации осуществлялось предварительное компьютерное моделирование с использованием пакета MATLAB, и имитационное моделирование программного макета одночастотного КВ радиомодема, реализованного на языке программирования C++, с использованием имитатора КВ радиоканала, а также трассовые испытания данного макета.

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

1. Способы повышения эффективности методов и алгоритмов расчета импульсной характеристики корректирующего фильтра.

2. Способы повышения эффективности адаптивной коррекции сигналов при использовании тестовых сигналов.

3. Способ бестестовой адаптивной коррекции сигналов.

**Степень достоверности полученных результатов** обусловлена корректностью постановки решаемой задачи и принятых допущений и ограничений, использованием математического аппарата, соответствующего решаемой задаче, и подтверждена результатами имитационного моделирования, а также результатами стендовых и трассовых испытаний.

**Личный вклад автора.** Автором лично выполнен основной объем исследований: постановка задач исследования, разработка и реализация предложенных способов в программной среде, проведение вычислительных экспериментов и участие в натурных испытаниях, анализ и обобщение полученных результатов, сформулированы основные положения диссертации, составляющие её новизну и практическую значимость.

**Апробация результатов.** Основные положения и результаты диссертационной работы докладывались и обсуждались на следующих международных и всероссийских, научных конференциях и семинарах:

- XXXIX неделя науки СПбГПУ, г. Санкт-Петербург, 2010 г.;
- Ежегодные конференции молодых специалистов АО «РИМР», г. Санкт-Петербург (2011, 2014 – 2016 гг.);
- 13 – 17 и 20 Международные конференции «Цифровая обработка сигналов и ее применение» (DSPA), г. Москва (2011 – 2015, 2018 гг.);
- XVII Международная научно-техническая конференция «Радиолокация, навигация и связь», г. Воронеж, 2011 г.;
- Научно-технический семинар «Актуальные проблемы теории связи, передачи и обработки информации и подготовки научных кадров», г. Санкт-Петербург, 2012 г.;
- VI – XI Всероссийские научно-технические конференции «Радиолокация и радиосвязь», г. Москва (2012 – 2017 гг.);
- V, IX Всероссийские конкурсы молодых ученых «Итоги диссертационных исследований» (Миасс, Россия, 2013, 2017 гг.);
- Научная сессия ГУАП, г. Санкт-Петербург, 2017 г.;
- 9-й Всероссийский межотраслевой молодежный конкурс научно-технических работ и проектов «Молодежь и будущее авиации и космонавтики», г. Москва, 2017 г.;
- VI международная научно-техническая конференция, посвященная дню образования войск связи «Современное состояние и перспективы развития систем связи и радиотехнического обеспечения в управлении авиацией», г. Воронеж, 2017 г.;



- IV Международная научно-техническая конференция «Радиотехника, электроника и связь», г. Омск, 2017 г.

**Публикации.** Основные научные результаты отражены в 49 публикациях: 9 статей в журналах из перечня, рекомендованного ВАК РФ для публикации результатов диссертационных работ, 1 статья в издании, входящем в международную базу данных Scopus, 19 текстов докладов в сборниках по итогам международных и всероссийских конференций, 15 патентов РФ на изобретения и полезные модели, 5 работ в других изданиях.

**Объем и структура диссертации.** Диссертационная работа состоит из введения, 4 глав, заключения, списка литературы, включающего 153 наименования, списка сокращений и условных обозначений и 3 приложений. Общий объем диссертации составляет 149 страниц, включая 69 рисунков и 8 таблиц.

# 1. ОСОБЕННОСТИ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ В КОРОТКОВОЛНОВОМ ДИАПАЗОНЕ. МЕТОДЫ И АЛГОРИТМЫ АДАПТИВНОЙ КОРРЕКЦИИ СИГНАЛОВ

## 1.1. Особенности и модели коротковолнового канала

Распространение радиоволн в КВ канале происходит за счет отражения от поверхности земли и от ионосферы, соответственно, земные и ионосферные радиоволны. Причем иногда сигнал может переотражаться несколько раз по пути от передатчика к приемнику. Земные волны быстро поглощаются землей, поэтому используются для ближней связи (до 70 км) [109]. Для дальней связи, а также для ближней связи в условиях гористой местности, используются ионосферные волны, что обеспечивает возможность загоризонтной радиосвязи. Распространение ионосферных волн зависит от частоты, времени дня и года, атмосферных условий, солнечной активности и ряда других факторов [108; 131; 135].

Недостатками данного диапазона являются ярко выраженная многолучёвость и нестационарность характеристик радиоканала. Проявлением распространения радиоволн по нескольким путям и сложение их в точке приёма со своими независимыми амплитудами и фазами являются частотно-селективные замирания [135]. К недостаткам КВ канала также относится наличие «зон молчания» в полярных областях, а также в прибрежных районах на границе «море-суша». Эти факторы ограничивают коэффициент исправного действия канала связи величиной 60-95%, а при определенных условиях делают связь эпизодической [7].

Выбор наилучших частот для ведения связи на конкретной трассе в определенное время в первую очередь зависит от состояния ионосферы, которая, как считается [108; 135], расположена между 70 и 600 км над уровнем земли, и имеет значительную плотность свободных электронов, изменяющуюся с высотой. Различают несколько слоев ионосферы: D, E, F1 и F2.

D слой (70 – 90 км) имеет сравнительно низкую плотность электронов при высоком давлении нейтрального газа и является самым «сильным» в дневное время, способствуя поглощению сигналов нижней части КВ диапазона. После захода солнца слой D практически исчезает.

E слой (90 – 120 км) имеет более высокую плотность электронов и низкое давление нейтрального газа, чем у слоя D. Этот слой в значительной степени формируется за счет солнечной ионизации молекулярного кислорода. В осенне-зимний период слой E, также как и слой D, слабо ионизирован, благодаря чему сигналы меньше ослабевают и отражаются на большие расстояния от верхних слоев ионосферы [7].

F слой (200 – 600 км) имеет самую высокую плотность электронов и низкое давление нейтральной газа, поэтому слой F является основным отражателем при дальнем распространении радиоволн верхней части КВ диапазона [108]. В течение дня интенсивное солнечное излучение создает двухслойную структуру в F области. Слой F1 присутствует только в дневное время, а слой F2 сохраняется в течение ночи, хотя частично теряя свою ионизацию [131].

Концентрация свободных электронов в ионизированной области влияет на фазовую скорость электромагнитных волн, а поскольку плотность электронов меняется с высотой, электромагнитные волны будут преломляться, проходя через области с различными значениями ионизации [135]. Каждый слой характеризуется своей критической частотой. Область, имеющая плотность свободных электронов  $N_e$  (выражено в электронах / м<sup>3</sup>) будет эффективно отражать волны ниже критической частоты  $f_{кр}$  [108; 131]

$$f_{кр} = 9 \cdot \sqrt{N_e}. \quad (1.1)$$

Данное выражение применимо к волнам, падающим вертикально на ионосферный слой с плотностью электронов  $N_e$ . При этом часть энергии падающей волны поглощается в ионизированной области, а не преломляется. С увеличением частоты затухание за счет поглощения уменьшается, а волны на частотах выше  $f_{кр}$  преломляются меньше, чем на 180°, и не возвращаются к источнику при вертикальном падении, но могут быть получены в удаленных местах при распространении радиоволны под углом  $\phi$ , что демонстрируется на Рисунке 1.1.

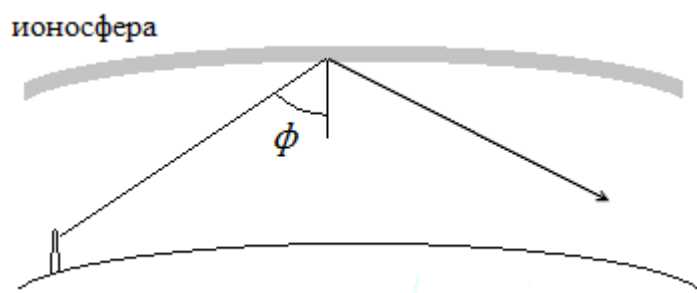


Рисунок 1.1 – Наклонное отражение

Наклонную критическую частоту в этом случае можно вычислить по формуле [135]

$$f_{max}(\phi) = f_{кр} \cdot \sec(\phi). \quad (1.2)$$

Кроме того в дополнение к медленным изменениям, связанных с суточными и сезонными явлениями, существуют различные особенности ионосферного распространения, связанные, в частности, с изменением структуры и высоты слоев, возникновения и рассасывания имеющих

неоднородностей [108], солнечной активности, которые приводят к более быстрым изменениям и замираниям [131].

Отклик на моночастотный сигнал характеризуется смещением средней частоты спектра, связанным с изменением высоты слоев, т.е. абсолютным доплеровским сдвигом и шириной зоны доплеровского рассеяния  $B_d$ , которое грубо характеризуется временной когерентностью [51; 106]. Обычно величина доплеровского рассеяния  $B_d$  составляет величину порядка 1 – 2 Гц, однако для полярных трасс доходит до 10 Гц [51].

Распространение радиоволн может происходить разными путями, например, часть энергии волны отразится, а часть может пройти через нижний слой и отразиться от более высокого, в результате в точке приема будет наблюдаться суперпозиция двух «копий» сигнала с различающимися амплитудами, фазами и временем прихода. Задержка между двумя и более лучами называется интервалом многолучевости  $\Delta t_i$  и обычно составляет 2 – 4 мс, хотя иногда наблюдаются задержки до 12 мс, что характерно для многоскачковых трасс [51; 108].

Для моделирования влияния замираний, помех и искажений, возникающих при передаче сигналов по КВ радиоканалу, при разработке и сравнении различных КВ модемов передачи данных предназначены различные модели и имитаторы. Существуют различные разновидности математических моделей с общими, частотно-селективными, временными селективными, частотными и временными селективными замираниями [51; 59; 106]. Выбор подходящей модели может быть обусловлен характеристиками используемых сигналов.

Так, при передаче цифровой информации модулированными элементарными импульсами или символами  $s_0(t)$  длительностью  $T_{\text{симв}}$  с соответствующим спектром  $S_0(f)$  по изменяющемуся во времени каналу с передаточной характеристикой  $H_k(f, t)$  на приеме будем иметь сигнал, определяемый выражением

$$u_0(t) = \int_{-\infty}^{\infty} H_k(f, t) \cdot S_0(f) \cdot e^{j2\pi ft} df. \quad (1.3)$$

Если сигнал  $s_0(t)$  имеет полосу  $\Delta F$  большую, чем полоса когерентности канала  $(\Delta f)_c$ , то  $S_0(f)$  подвержен различным ослаблениям и фазовым сдвигам по полосе, связанными с многолучевостью, а канал называют частотно-селективным [106]. Зависимость от времени  $H_k(f, t)$  проявляется как изменение интенсивности принимаемого сигнала, т.е. замирания.

В случае если  $T_0 \ll \Delta t_i$ , а соответственно  $\Delta F \ll 1/\Delta t_i \approx (\Delta f)_c$ , т.е. уровнем межсимвольной интерференции (МСИ) в канале можно пренебречь, то (1.3) сводится к [51; 106]

$$u_0(t) = H_k(0, t) \cdot \int_{-\infty}^{\infty} S_0(f) \cdot e^{j2\pi ft} df = H_k(0, t) \cdot s_0(t). \quad (1.4)$$

Таким образом, имеет место канал с временными селективными замираниями, передаточная функция которого имеет вид

$$H_K(0, t) = a(t) \cdot e^{j\varphi(t)}, \quad (1.5)$$

где  $a(t)$  – огибающая эквивалентного низкочастотного канала;

$\varphi(t)$  – фаза эквивалентного низкочастотного канала.

Замирания, вызванные многолучевым распространением, обычно [106; 135; 152] считают релейевскими. Это значит, что  $H_K(0, t)$  комплексный гауссовский процесс с нулевым средним,  $a(t)$  имеет распределение по закону Релея, а  $\varphi(t)$  имеет равномерное распределение на интервале  $(-\pi, \pi)$ . Однако, в случаях, когда наблюдаются ионосферная и земная волны, более правдоподобно замирания описываются распределением Райса [106; 135]. Также замирания иногда описывают  $m$ -распределением Накагами [106; 115].

Хорошо известна и широко используется для тестирования модемов модель Ваттерсона [152], предложенная в 1969 году. Входной сигнал подается на вход идеальной линии задержки с регулируемыми значениями задержек, как показано на Рисунке 1.2. Каждый задержанный сигнал модулируется по амплитуде и фазе с помощью функций  $G_i(t), i = 1 \dots n$ , где  $n$  – число лучей, после чего модулированные сигналы суммируются, в результате чего получают выходной сигнал. Функции  $G_i(t)$  аналогичны (1.5), независимы и дают релейевские замирания.

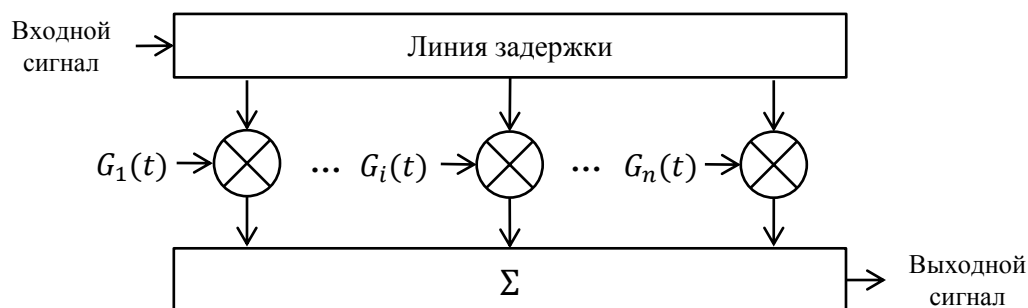


Рисунок 1.2 – Структура имитатора Ваттерсона

На практике данную модель упрощают до обработки сигнала, прошедшего по двум путям (двухлучевая модель) с фиксированной задержкой между лучами, а к сигналу на выходе имитатора добавляют аддитивный белый гауссовский шум (АБГШ), что соответствует рекомендациям ITU-R F.520 [143].

В [140] отмечается, что хотя имитаторы, реализующие эту модель, далеки от поведения реального канала, характеристики модемов (в частности помехоустойчивость), полученные на модели Ваттерсона, близки к характеристикам, полученным в реальных каналах, поэтому

данный имитатор используется по настоящее время для тестирования современных КВ модемов.

Однако модель Ваттерсона обладает двумя существенными ограничениями, которые необходимо учитывать при тестировании модемов: во-первых она была разработана и протестирована для полосы канала не более 12 кГц; во-вторых, модель предполагается стационарной, что может иметь место для периода времени не более 10 минут.

Последнее ограничение снимается в модели предложенной Э. Джонсоном [134], представляющей собой некое обобщение модели Ваттерсона. Так, согласно [131], замирания в КВ канале имеют логнормальную статистику на интервале нескольких часов и релейское распределение для коротких интервалов (несколько минут). Таким образом, предложенная модель сочетает краткосрочные эффекты, как в модели Ваттерсона, среднесрочные эффекты, характеризующиеся логнормальным распределением с постоянной времени порядка 10 секунд, и долгосрочными эффектами, полученными с помощью программ прогнозирования. Эта модель используется в программах моделирования КВ сетей [134].

К настоящему времени предложены еще несколько моделей, отличающихся широкополосностью и большей реалистичностью к реальному каналу – это модель Воглера-Хофмейера [150; 151] и псевдо-детерминированная модель [137].

Широкополосная модель Воглера-Хофмейера основана на функции рассеяния канала (CSF – channel scattering function)

$$CSF(\tau, f) = \int_{-\infty}^{\infty} R(\tau, \Delta t) e^{-j2\pi f \Delta t} d\Delta t, \quad (1.6)$$

где  $R(\tau, \Delta t)$  – автокорреляционная функция (АКФ), определяемая выражением

$$R(\tau, \Delta t) = \int_{-\infty}^{\infty} h_k^*(\tau, t) \cdot h_k(\tau, t + \Delta t) dt, \quad (1.7)$$

где  $h_k(\tau, t)$  – изменяющаяся во времени импульсная характеристика (ИХ) канала;

\* – комплексное сопряжение.

В [150; 151] функцию  $R(\tau, \Delta t)$  представляют как

$$R(\tau, \Delta t) = T(\tau)C(\Delta t)e^{j\phi(\tau, f_s, \Delta t)}, \quad (1.8)$$

где  $T(\tau)$  – функция задержки;

$C(t)$  – коэффициент корреляции, определяющий форму и степень доплеровского рассеяния;

$\phi(\tau, f_s, \Delta t)$  – фазовая составляющая комплексного сигнала;

$f_s$  – доплеровское смещение.

Параметры модели могут быть сгенерированы из физической модели, либо взяты из записанных функций рассеяния [151]. Имитатор, реализующий модель Воглера-Хофмейера, отличается от модели Ваттерсона добавлением частотных компонент для каждого отвода линии задержки, как показано на Рисунке 1.3.

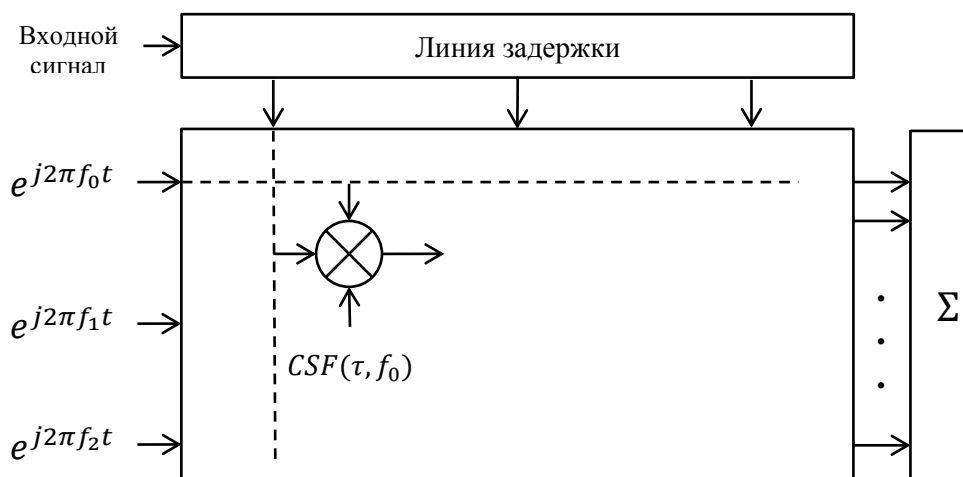


Рисунок 1.3 – Структура имитатора Воглера-Хофмейера

Псевдо-детерминированная модель использует значительно большее число параметров и соответствует измеренному каналу. Передаточная функция представляется как сумма детерминированной и случайной компонент

$$H(t, f) = \sum_{i=1}^n A_i \cdot e^{j2\pi\phi_i(t, f)} + \sum_{i=1}^n H_{r,i}(t, f), \quad (1.9)$$

где  $n$  – число лучей;

$A_i$  – измеренная амплитуда  $i$ -го луча;

$\phi_i(t, f)$  – фаза  $i$ -го луча;

$H_{r,i}(t, f)$  – случайная компонента, имеющая двумерное гауссово распределение.

Имитатор, реализующий псевдо-детерминированную модель, может быть реализован в виде фильтра с конечной ИХ, которую легко получить с помощью обратного преобразования Фурье передаточной функции (1.9).

Отдельного внимания заслуживает вопрос об отношении сигнал/шум (ОСШ) в многолучевом замирающем канале. В используемых в настоящее время моделях и имитаторах дисперсия аддитивного белого гауссовского шума (АБГШ) зависит от мощности входного неискаженного сигнала. При этом сама шумовая составляющая добавляется к сигналу на выходе имитатора ионосферного канала, т.е. после внесения искажений. Необходимо отметить, что наличие многолучевости и замираний не позволяет задать точное значение ОСШ, т.к. мощность полезного сигнала все время изменяется, а уровень шумовой составляющей остается

постоянным. В этом случае можно говорить лишь о «среднем» значении ОСШ за определенный период времени (обычно на длительности элементарной посылки или символа).

Рассмотренные модель Воглера-Хофмейера и псевдо-детерминированная модель в настоящее время не нашли широкого применения на практике. Поэтому в настоящей диссертационной работе при моделировании будет использована модель Ваттерсона, параметры которой задаются в соответствии с рекомендациями [143], что позволит сравнить характеристики радиолинии при использовании разработанных способов с известными.

## **1.2. Системы передачи данных в коротковолновом диапазоне**

На сегодняшний день существует большое количество систем и комплексов КВ радиосвязи, предназначенных для передачи данных, т.е. ведения цифровой связи, среди которых можно выделить низкоскоростные системы с повышенной помехозащищенностью и высокоскоростные системы. К первому типу можно отнести, например, системы передачи данных с использованием широкополосных сигналов и сигналов с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты [9]. Такие системы используют для решения специфических задач, для обеспечения высоконадежной доставки сообщений небольшого объема в сложных помеховых условиях.

Гораздо больший интерес представляют высокоскоростные системы передачи данных, использующие полосу телефонного канала (0,3 – 3,4 кГц) [7; 62]. Такие системы используются для решения огромного числа различных задач от передачи формализованных команд управления до передачи файлов. В настоящее время существует два основных подхода к построению высокоскоростной системы передачи данных в КВ диапазоне: последовательные (одночастотные) и параллельные (многочастотные). Параллельные системы, созданные по технологии OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing – мультиплексирование с ортогональным частотным разделением каналов) [5], обеспечивают высокую скорость передачи за счёт эффективного использования спектра, однако обладают рядом недостатков, таких как значительный пик-фактор информационного сигнала, что снижает энергетические характеристики радиолинии, а также наличие побочных излучений из-за нелинейности выходных трактов передатчика. Для снижения влияния МСИ в параллельных модемах между символами используют защитные интервалы (ЗИ).

Для систем радиосвязи, функционирующих в условиях сложной электромагнитной обстановки и невысокого энергетического потенциала, например, в системах связи на борту самолета или корабля, значительный интерес представляет использование последовательной передачи данных. В известных системах такого типа применяют принципы адаптивной



коррекции сигналов на приемной стороне [7; 122; 141], заключающейся в построении корректирующего фильтра (КФ), компенсирующего искажения сигнала, внесённые радиоканалом, для чего в последовательность информационных сигналов осуществляют периодические вставки тестовых (зондирующих) сигналов известной формы.

В дальнейшем, говоря о последовательной или параллельной системе передачи данных, будем подразумевать соответствующий модем. Сравнительный анализ помехоустойчивости параллельного и последовательного модемов приведен в [54] при условии обеспечения равной информационной скорости, где показаны эффективность и обеспечиваемый выигрыш последовательного модема в различных условиях. Однако, как отмечается в [20], такое сравнение является не совсем корректным, т.к. не учитывает различие по ширине занимаемой полосы частот. Поэтому в работе [20] предлагается сравнение модемов при одинаковой полосе и скорости источника передаваемой информации, а образующую избыточность в скорости параллельного модема использовать для повышения помехоустойчивости. В итоге в двухлучевом канале с релейскими замираниями помехоустойчивость параллельного модема оказалась близкой к нижней границе вероятности ошибки на бит для последовательного модема, реализующего оптимальный при наличии МСИ алгоритм Витерби, а использование субоптимальных реализаций, описываемых в [54; 56; 87], уступает по помехоустойчивости параллельным модемам. В результате, определив «границу предпочтительности» модемов предпочтение отдается параллельным модемам как более устойчивым к многолучевости.

Однако такое сравнение автор также считает недостаточным, т.к. в этих модемах используются различные виды модуляции и кодирования, что будет влиять на сравнение: не учтено, например, влияние доплеровского сдвига частоты, характерного для связи между подвижными объектами, при котором ортогональность субчастот параллельного модема нарушится, а вероятность ошибки значительно возрастет, в то время как в последовательном модеме сдвиг частоты может быть компенсирован без существенной потери в помехоустойчивости.

Таким образом, выбор конкретного модема должен основываться на специфике его использования и особенностях радиотрасс. Подобный подход предлагается в [127]. Так, при работе на коротких трассах до 50-70 км связь осуществляется, как правило, одной земной волной, а канал можно полагать каналом с АБГШ: в таких условиях параллельный модем будет предпочтительнее. На средних трассах до 500 км обычно наблюдается многолучевость с преобладанием одного луча: в этих условиях помехоустойчивость модемов будет сопоставима, с незначительным выигрышем параллельного модема. Однако на дальних трассах от 1000 км и более, а также в каналах с высокой скоростью и селективностью замираний, обусловленными

большой возмущенностью ионосферы, в наибольшей степени проявляются преимущества последовательных модемов [87] (выигрыш составляет от 3 до 10 дБ [127]).

Основываясь на этих и некоторых дополнительных утверждениях из [7; 127] можно сделать следующий вывод: помехоустойчивость параллельного и последовательного модемов в целом сопоставима с незначительным преимуществом (порядка 1 дБ) параллельного модема, однако, в определенных условиях, упомянутых выше, одночастотный последовательный модем значительно превосходит параллельный. Этот вывод объясняет тот факт, что зарубежные производители отдают предпочтение последовательным КВ модемам, несмотря на определенные вычислительные сложности при его реализации, связанные с применением методов адаптивной коррекции.

В настоящее время за рубежом приняты и продолжают развиваться несколько стандартов, определяющих сигналы и функционирование последовательных модемов, используемых для различного назначения. Международный авиационный стандарт ARINC 635 [122] предполагает передачу данных со скоростями 300, 600, 1200 и 1800 бит/с при символьной скорости 1800 симв/с для обеспечения передачи пакетов (блоков данных) объемом от 540 до 7560 бит. В начале каждого передаваемого пакета передается ключевая информация и преамбула общей длительностью 544 мс. Преамбула необходима для установления тактовой синхронизации, определения и компенсации доплеровского сдвига частоты (до  $\pm 75$  Гц), передачи служебной информации о скорости и параметрах перемежителя, а также для первичной настройки КФ. Информация передается в течение 1,8 или 4,2 с, при этом каждые 30 информационных символов с двух-, четырех- или восьмипозиционной фазовой манипуляцией (ФМ-2, ФМ-4, ФМ-8, соответственно BPSK, QPSK, PSK-8) разделены 15 тестовыми ФМ-2 символами, необходимыми для настройки КФ.

Стандарт STANAG 4285 [145], широко используемый в настоящее время в странах НАТО, описывает одночастотный модем передачи данных с информационными скоростями от 75 до 2400 бит/с. Этот стандарт предполагает передачу небольшими кадрами общей длительностью 106,66 мс, включающими 80 символов преамбулы и 4 информационных сегмента по 32 ФМ-2, ФМ-4 или ФМ-8 символа, разделенных тестовыми сигналами по 16 ФМ-2 символа. Особенностью данного стандарта является возможность достаточно легко и надежно идентифицировать модем благодаря частой передаче характерной преамбулы. Также модем позволяет работать при ошибке несущей частоты, связанной с доплеровским смещением до  $\pm 75$  Гц при скорости изменения частоты до 3,5 Гц/с.

Более известный стандарт MIL-STD-188-110C [141] и во многом повторяющий его STANAG 4539 [147] также базируются на построении КФ с использованием тестовых сигналов. Структура сигнала на скоростях до 1200 бит/с представляет 20 тестовых и 20 информационных

ФМ-2 и ФМ-4 символов, на более высоких скоростях (2400 – 9600 бит/с) – 16 тестовых и 32 информационных с применением ФМ-8 и квадратурной амплитудной модуляции (КАМ, QAM) различной кратности.

Кроме того, стандартами MIL-STD-188-141C [142], STANAG 4538 [146] и ARINC 753 [123] определены алгоритмы автоматического составления канала связи, адаптивного ведения связи и организации сетевого режима.

Модемы, работающие по указанным выше стандартам, производят ряд зарубежных компаний, такие как Rohde & Schwarz (Германия), Harris Corp. (США), Codan Ltd. (Австралия), Rockwell Collins (США), Rapid Mobile (ЮАР).

Среди отечественных производителей систем и комплексов авиационной радиосвязи, в составе которых используется последовательный модем передачи данных, можно выделить АО «НПП «Полет» (г. Нижний Новгород), ООО НПП «Прима» (г. Нижний Новгород), АО «ВНИИРА» (г. Санкт-Петербург), ОАО «ЦНПО «Ленинец» (г. Санкт-Петербург) и другие. Данные предприятия выпускают продукцию, устанавливаемую на вертолеты и самолеты, для обеспечения УВД, ближней навигации и ряда других задач организации воздушного движения (ОВД). Для обеспечения дальней авиационной радиосвязи в АО «НПП «Полет» разработаны бортовые радиостанции ДКМВ диапазона ЯГУТ-324 и ЯГУТ-К-ДКМВ [47], обеспечивающие двухстороннюю КВ радиолинию «борт-земля» в соответствии со стандартом ARINC 635. В ООО НПП «Прима» разработаны бортовой комплекс средств связи БКСС [48], позволяющий реализовать КВ радиолинию передачи данных со скоростью до 300 бит/с, а также радиостанция «Прима-КВ» [48] с модемом, обеспечивающим информационную скорость передачи данных до 2400 бит/с.

К сожалению, модернизация указанных комплексов с целью повышения их эффективности, а также для решения новых современных задач часто невозможна, т.к. используемые КВ модемы реализованы в соответствии с указанными выше стандартами и не могут быть изменены. В России на данный момент не существует общепринятого стандарта, который бы описывал физический уровень последовательного или параллельного КВ модема передачи данных [62]. Кроме того, несмотря на значительный объем отечественных публикаций и различных НИОКР, посвященных методам адаптивной коррекции и последовательной передаче данных, в настоящее время отсутствует современный серийно выпускаемый последовательный КВ модем отечественного производства. Поэтому разработка и модификация методов и алгоритмов адаптивной коррекции сигналов, а также их аппаратная реализация и испытания на реальной трассе является актуальной задачей.

### 1.3. Принципы адаптивной коррекции сигналов

Отличительной особенностью адаптивных систем является изменяющееся во времени функционирование с саморегуляцией, иными словами процесс адаптации подразумевает приспособление некоторой системы, ее характеристик и даже структуры, к изменяющимся внешним условиям [21] в соответствии с заданной целевой функцией [39].

Под коррекцией понимают такую обработку сигнала, при которой принимаемый искаженный в канале связи сигнал по форме стремится к неискаженному полезному сигналу. Устройство, осуществляющее такую обработку, называют эквалайзером [24; 106; 110], выравнивателем канала [24; 89], корректором [42], корректирующим фильтром (КФ) [23], компенсатором [58], а по своей сути является фильтром. При этом ИХ канала связи  $h_k(t)$  и ИХ КФ  $h_{\text{КФ}}(t)$  в идеале связаны соотношением

$$\int_{-\infty}^{\infty} h_k(\tau) \cdot h_{\text{КФ}}(t - \tau) d\tau = \delta(t). \quad (1.10)$$

Таким образом, под адаптивной коррекцией сигналов надо понимать построение КФ, т.е. расчет коэффициентов ИХ КФ, и последующую обработку сигнала, прошедшего через канал связи с изменяющейся во времени ИХ, при этом ИХ КФ также изменяется (рассчитывается) во времени. Частота расчета ИХ КФ определяется скоростью изменения характеристик канала связи, иначе говоря, скоростью замираний и интервалом корреляции канала [13] или интервалом квазистационарности канала, т.е. длительности, на которой канал предполагается стационарным или изменение ИХ канала незначительны. При этом отдельно можно выделить задачу идентификации, т.е. определение ИХ канала связи по отклику на известный тестовый сигнал, и, собственно, коррекции, т.е. обработки сигнала с целью компенсировать искажения, внесенные каналом. Алгоритмы расчета ИХ канала связи и соответствующей ИХ КФ будут рассмотрены в параграфе 1.4. В этом параграфе рассмотрим суть и принципы адаптивной коррекции.

Расположение КФ может быть на передающей стороне и на приемной стороне (Рисунок 1.4). В первом случае говорят о так называемой предварительной коррекции или предискажении и корректировании сигналов [67; 68]. Предварительная коррекция предполагает установку КФ после модулятора перед переносом спектра на частоту несущей. Такой подход позволяет избежать нежелательного усиления шума благодаря обработке сигнала до воздействия аддитивной помехи. Потенциально может существовать возможность предварительного расчета ИХ КФ или предискажающего фильтра в условиях близких к идеальным, т.е. при незначительном уровне аддитивного шума. Например, на этапе

изготовления передатчика могут быть учтены нелинейности усилительного тракта, для компенсации которых осуществляется предискажение сигнала.

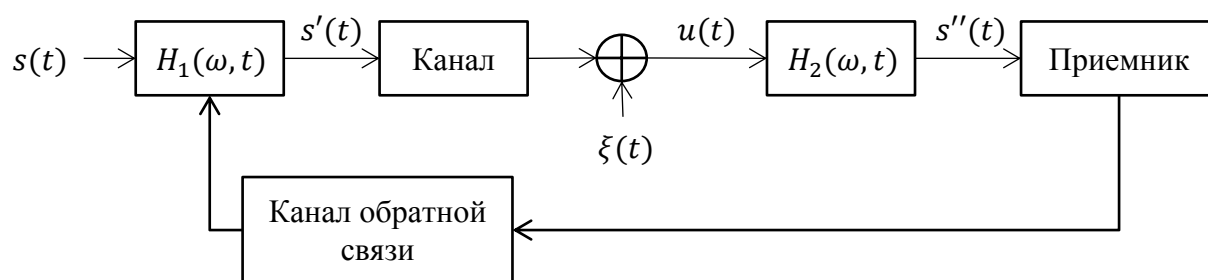


Рисунок 1.4 – Функциональная схема системы передачи информации с предискажением и корректированием

В [67] рассмотрены вопросы линейного предискажения и корректирования сигналов в каналах с переменными параметрами, т.е. с замираниями, а также в каналах с многолучевым распространением. Корректирование канала выполняет предискажающее устройство с коэффициентом передачи  $H_1(\omega, t)$ , изменяющимся в соответствии с характером замираний. При этом данные о характере замираний предполагается передавать на передающую часть системы по специальному каналу обратной связи, как показано на Рисунке 1.4.

Так, при некогерентном приеме сигналов частотной телеграфии (ЧТ) при выборе характеристик регулируемого или адаптивного предискажающего фильтра, близких к оптимальным, можно примерно в 6–8 раз уменьшить величину среднеквадратичной ошибки по сравнению с отсутствием предискажения [67], а применение адаптивного предискажения и корректирования для компенсации межсимвольных помех при передаче сигналов с относительной фазовой манипуляцией (ОФМ) позволяет уменьшить вероятность ошибки в 2–4 раза [68].

Однако такой подход обладает существенными недостатками: во-первых, при применении адаптивного предискажающего фильтра требуется обеспечить надежный обратный канал, что далеко не всегда может быть возможно; во-вторых, высокая эффективность применения предискажения наблюдается лишь в каналах с медленными замираниями.

В каналах с быстрыми замираниями лучший эффект дает подход, заключающийся в адаптивной коррекции сигналов на приемной стороне. В этом случае не предъявляется требований к наличию обратного канала, а для расчета ИХ КФ в информационный поток осуществляется периодическая вставка известных тестовых символов или тестовых сигналов. Структура такого сигнала показана на Рисунке 1.5.

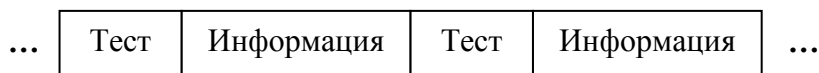


Рисунок 1.5 – Структура передаваемого сигнала

Такой подход впервые был предложен Д.Д. Кловским, а системы, построенные по такому принципу, назвали системами с испытательным импульсом и предсказанием (СИИП) [56]. Хорошо известны работы в данном направлении его учеников Б.И. Николаева [54; 87], В.А. Сойфера [55], В.Г. Карташевского [49; 50], О.В. Горячкина [22] и других. Кроме того, проблемам передачи данных с адаптивной коррекцией на приемной стороне посвящены работы Я.З. Цыпкина [119], С.А. Курицына [59], Н.Е. Кириллова [51], В.В. Шахгильдяна и М.С. Лохвицкого [120], А.А. Парамонова [89], Ш.У.Х. Куреши [58], Г. Унгербоека [149], М.Е. Остина [124] и других.

Модем СИИП в своем первоначальном виде предусматривал передачу испытательных импульсов длительностью равной длине элементарной посылки с периодом  $T$ , полагая, что в течение этого промежутка времени параметры канала (с большой достоверностью) остаются почти неизменным [56]. При этом система связи предполагала использование сигналов амплитудной телеграфии, а испытательный импульс отделялся от информационных защитным интервалом (ЗИ), в результате чего в сигнале появлялся дополнительный уровень, что вносило определенные сложности. При анализе реакции канала на этот импульс в месте приема можно определить или предсказать возможные реализации принимаемого сигнала при передаче любой цепочки информационных символов.

В дальнейшем СИИП был развит совместно Д.Д. Кловским и Б.И. Николаевым как алгоритм приема в целом с поэлементным принятием решения, известный также как алгоритм Кловского-Николаева (АКН) [54; 57; 87]. Этот алгоритм включает: расчет ИХ канала связи  $\hat{h}_k(t)$ , по отклику на испытательный импульс; формирование ожидаемых опорных сигналов  $s_p(t)$  с использованием ИХ, соответствующих  $m^{Q+1}$  комбинациям элементов сообщения, где  $Q$  – интервал анализа, определяемый количеством символов, причем  $Q \geq L$  ( $L$  – память канала),  $m$  – количество возможных вариантов каждого символа; вычитание сигнала МСИ от предшествовавших символов

$$\hat{u}(t) = u(t) - \hat{u}_{\text{МСИ}}(t), \quad (1.11)$$

где  $u(t)$  – принимаемый сигнал на интервале  $[-QT_{\text{симв}}; (Q+1)T_{\text{симв}}]$  ( $T_{\text{симв}}$  – длительность символа);

$\hat{u}_{\text{МСИ}}(t)$  – сигнал МСИ, иначе говоря, последствие от предыдущих символов, получаемое в форме

$$\hat{u}_{\text{МСИ}}(t) = \int \hat{s}_{\text{МСИ}}(\tau) \hat{h}_{\text{к}}(t - \tau) d\tau, \quad (1.12)$$

где  $\hat{s}_{\text{МСИ}}(t)$  – модулированный сигнал соответствующий предыдущим  $Q$  символам.

Далее осуществляется сравнение разностного сигнала  $\hat{u}(t)$  с вариантами ожидаемого опорного сигнала  $s_p(t)$ , соответствующим всевозможным комбинациям на интервале  $Q + 1$  и выбор комбинации  $\{a_k, \dots, a_{k+Q}\}$ , ближайшей к разностному сигналу, в соответствии с правилом максимального правдоподобия [87]

$$\min_{p=1 \dots m^{Q+1}} \int_0^{(Q+1)T_{\text{симв}}} (\hat{u}(t) - s_p(t))^2 dt. \quad (1.13)$$

После нахождения минимума (1.13) на выходе демодулятора получают первый символ наиболее правдоподобной комбинации.

Алгоритм Кловского-Николаева (АКН) является одним из первых эквалайзеров с так называемой обратной связью по решению (ОСР). Разработке и анализу таких эквалайзеров посвящено большое количество работ, в частности [6; 57; 58; 124]. Основная идея ОСР состоит в том, что если величины уже обнаруженных символов известны (при этом они предполагаются верными), то создаваемая этими символами МСИ может быть полностью подавлена путем вычитания с одновременным взвешиванием значений прошлых символов [58].

Существенный недостаток такого метода проявляется в том, что возникшая ошибка демодуляции распространяется через цепь обратной связи, что приводит к появлению пачки ошибок, а помехоустойчивость значительно снижается. Это явление называют размножением или распространением ошибок [6]. В [87] показано, что вероятность ошибки на бит в реальных условиях, т.е. при возможных ошибках в цепи обратной связи, по сравнению с безошибочной (идеальной) ОСР больше на порядок, а система становится неустойчивой.

В работе [124] проведен анализ эквалайзеров с ОСР и показана их эффективность при больших значениях ОСШ, по сравнению с эквалайзерами без ОСР, в то время как при низких значениях ОСШ более эффективным является применение линейных эквалайзеров без ОСР. Там же отмечается разница между выравниванием канала и выравниванием МСИ, при этом целью ОСР является выравнивание (компенсация) МСИ. Кроме того, анализируя результаты, представленные в [6], можно сделать вывод, что применение ОСР снижает ОСШ. Так, считая ОСР идеальной в смысле отсутствия ошибок в символах и неидеальной в смысле ошибки оценки коэффициентов взвешивания этих символов (соответствующих отсчетов), ОСШ падает примерно на 3-6 дБ.

В противовес АКН для демодуляции сигналов в каналах с МСИ, как правило, ставят модифицированный алгоритм Витерби [130; 132], иногда называемый эквалайзер Витерби

[110]. Впервые использование алгоритма Витерби для демодуляции в каналах с памятью (т.е. каналах с МСИ) было предложено в работе [130]. Дальнейшее развитие привело к разработке известного алгоритма Витерби с мягким выходом (SOVA – Soft-Output Viterbi Algorithm), описанного в [132]. Способ получения мягких решений в алгоритме SOVA напрямую следует из принципов, лежащих в основе традиционного декодера Витерби, приписывая каждому переходу из состояния в состояние соответствующую метрику. При каждом определении метрик классического алгоритма дополнительно вычисляют разности метрик между выжившими и конкурирующими путями, тем самым определяя надежность выносимого решения [50].

Известны также другие модификации алгоритма Витерби, в частности, алгоритм максимума апостериорной вероятности [50], в котором минимизируется вероятность ошибки в отдельных символах, а также эквалайзер Витерби [110], используемый в системе GSM (Global System for Mobile), в котором для вычисления метрик формируют опорные сигналы, согласованные с каналом.

При сравнении этих двух подходов отмечается [87], что алгоритм Витерби требует значительных вычислительных затрат, в то время как АКН при анализе на том же временном интервале, определяемом памятью канала, обеспечивает примерно такую же помехоустойчивость при меньших вычислительных затратах.

Несмотря на значимость рассмотренных выше работ и заложенные в них основные принципы приема в каналах с МСИ, их сложно в полной мере отнести к адаптивным КФ, так как и АКН, и алгоритм Витерби в некотором роде представляют собой демодулятор-декодер.

Одной из первых работ, в которой описано построение адаптивного КФ (или эквалайзера) для канала с МСИ, является статья Р.В. Лаки [138], где показан трансверсальный фильтр с автоматической регулировкой усиления отводов линии задержки, разнесенных на интервал, равный длительности символа  $T_{\text{симв}}$ . Для настройки фильтра производилась пробная передача известной последовательности с многоуровневой амплитудно-импульсной модуляцией. Такой КФ выравнивал ИХ канала путем минимизации абсолютных значений взаимных помех между символами в каждом отводе [105], а результатом применения КФ стала возможность повышения кратности модуляции с 2 до 8 [138].

Рядом преимуществ по сравнению с трансверсальным КФ обладает дробно-интервальный компенсатор [58]. Отводы линии задержки такого компенсатора разнесены на интервал  $\tau_d$ , составляющий долю длительности символа  $T_{\text{симв}}$ , при этом  $\tau_d$  выбирается так, чтобы полоса, занимаемая сигналом, удовлетворяла условию  $\Delta f < \frac{1}{2\tau_d}$ . Обычно выбирают



$$\tau_d = \frac{K \cdot T_{\text{симв}}}{M}, \quad (1.14)$$

где  $K$  и  $M$  – целые числа, причем  $M > K$ .

По сравнению с трансверсальным (или Т-интервальным) дробно-интервальный компенсатор обеспечивает эффективную компенсацию более сильных искажений характеристики задержки и в меньшей степени повышает уровень шума при коррекции амплитудных искажений [58].

Отметим, что и трансверсальный, и дробно-интервальный КФ представляют собой фильтр с конечной импульсной характеристикой (КИХ), достоинством которого является его гарантированная устойчивость. Известна также структура адаптивного КИХ фильтра с решетчатой структурой [23], применяемая в линейных предсказывающих устройствах для обработки речи.

Фильтры с бесконечной импульсной характеристикой (БИХ) или рекурсивные фильтры также используются в качестве адаптивных КФ с учетом определенных ограничений, связанных с их устойчивостью [23; 136]. Рекурсивный фильтр позволяет уменьшить общее количество коэффициентов по сравнению с КИХ фильтром и, теоретически, полностью компенсировать искажения, внесенные каналом, однако для расчета коэффициентов такого фильтра применяются более сложные алгоритмы, для которых свойственна проблема многоэкстремальности (т.е. неунимодальности) целевой функции [24] и анализа нелинейных систем высокого порядка [136], а при обратном моделировании системы желательно точно знать порядок этой системы [1; 27; 35]. На сегодняшний день адаптивные БИХ фильтры не нашли широкого применения на практике.

В [23; 49; 148] также отдельно выделяют адаптивные фильтры, основанные на спектральном преобразовании сигнала. Обработка сигнала в таких фильтрах ведется, как правило, в частотной области, а применение алгоритмов быстрого преобразования Фурье (БПФ) для осуществления быстрой свертки позволяет значительно сократить количество выполняемых операций. Однако в этом случае по своей сути имеют место КИХ фильтры, в которых необходимо учесть, что свертка становится циклической.

Таким образом, в задачах адаптивной фильтрации (идентификации и коррекции) обычно применяют КИХ фильтры, а для расчета соответствующих ИХ осуществляют периодическую передачу известного тестового сигнала. Адаптивная коррекция сигналов на приемной стороне обеспечивает высокую помехоустойчивость в замирающих каналах с МСИ, таких как КВ радиоканал, достаточно проста в реализации, надежна (устойчива) и обладает, пожалуй, единственным недостатком – снижением информационной скорости передачи, из-за необходимости в частой передаче тестового сигнала (теста). Так, в известных зарубежных

стандартах [122; 141; 145; 147] для последовательного КВ модема на тест приходится третья часть всего временного ресурса. Однако, работоспособность последовательных КВ модемов передачи данных без адаптивной коррекции невозможна.

#### 1.4. Методы и алгоритмы адаптивной фильтрации

Адаптивная фильтрация сигналов включает в себя такие задачи, как радиолокация и коррекция сигналов, одной из главных задач которых является расчет ИХ канала связи и соответствующей ИХ КФ. Эту задачу также называют идентификацией неизвестной системы [24]. Также говорят об оценке параметров канала связи, однако это другая задача, подразумевающая оценку параметров, характеризующих качество канала связи, таких как отношение сигнал/помеха и вероятность ошибки на бит.

В случае адаптивной коррекции сигналов рассматривают задачу передачи некоторого сигнала  $s(t)$  через систему, задаваемую ИХ  $h(t)$ , на выходе которой получают сигнал  $u(t)$ , определяемый выражением

$$s(t) * h(t) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t - \tau)h(\tau)d\tau = u(t), t \in (-\infty, \infty). \quad (1.15)$$

На практике сигналы являются конечными, при этом известны передаваемый и принимаемый сигналы  $s(t)$  и  $u(t)$  соответственно, а ИХ некоторой системы (канала связи)  $h(t)$  неизвестна. Таким образом, задача определения ИХ канала связи сводится к решению уравнения вида

$$\int_{T_1}^{T_2} s(t - \tau)h(\tau)d\tau = u(t), T_3 < t < T_4. \quad (1.16)$$

Приведённое уравнение (1.16) относится к линейному интегральному уравнению типа свертки первого рода [19] или уравнению Фредгольма первого рода [65], в котором одна из подынтегральных функций, в данном случае  $h(t)$ , является неизвестной. Промежуток интегрирования  $[T_1; T_2]$  на практике является конечным, поскольку тестовый или зондирующий сигнал всегда имеет конечную длительность. Отрезок  $[T_3; T_4]$  – конечный, поскольку вычисленная ИХ сохраняет свою ценность в течение конечного времени. Функция  $s(t)$ , называемая ядром уравнения [15; 65; 113], является непрерывной и гладкой в замкнутой области  $\{T_1 \leq \tau \leq T_2; T_3 \leq t \leq T_4\}$ . Правая часть уравнения представляет собой результаты измерений и в общем случае  $u(t) = \bar{u}(t) + \xi(t)$ , где  $\bar{u}(t)$  – точное значение,  $\xi(t)$  – случайная функция (аддитивный шум).

Хорошо известно множество методов (алгоритмов) расчета ИХ канала связи, т.е. решения уравнения (1.16), которые можно разделить на две группы: методы расчета во временной области и методы расчета в частотной области. Первая большая группа включает в себя такие методы как метод наименьших квадратов (МНК) [116] или алгоритм LMS [24; 144], рекурсивный метод наименьших квадратов или алгоритм RLS [24; 128; 133], а также различные модификации этих алгоритмов [24; 133; 144], алгоритм Левинсона-Дурбина [63] и алгоритм Калмана [111; 121; 133]. Вторая группа включает методы, основанные на переходе в частотную область, такие как метод регуляризации Тихонова [113], метод регуляризации Лаврентьева [15; 65], алгоритм наименьших квадратов в частотной области [23; 49] и другие [15; 59; 133; 148].

Одним из наиболее популярных алгоритмов, используемых в задачах адаптивной фильтрации, является МНК. Так, уравнение (1.16) можно записать в операторной или матричной форме следующим образом:

$$A_s h = u, \quad (1.17)$$

где  $h$  – вектор столбец ИХ канала размерностью  $N_h \times 1$ ,

$u$  – вектор столбец отсчетов принимаемого сигнала размерностью  $N_u \times 1$ ,

$A_s$  – оператор свертки, в общем случае представляющий собой матрицу размерности  $N_u \times N_h$  вида

$$A_s = \begin{bmatrix} s(0) & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ s(1) & s(0) & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ s(N_u - N_h) & s(N_u - N_h - 1) & \cdots & s(N_s - N_h + 1) & s(N_s - N_h) \\ 0 & s(N_u - N_h) & \cdots & s(N_s - N_h + 2) & s(N_s - N_h + 1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & s(N_u - N_h) & s(N_u - N_h - 1) \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & s(N_u - N_h) \end{bmatrix}. \quad (1.18)$$

Решение уравнения (1.17) легко получить из выражения

$$h = A_s^{-1} u, \quad (1.19)$$

однако матрица  $A_s$  не обязательно является квадратной, так как на практике часто имеют дело с переопределенными системами. В этом случае вычисляют обратную матрицу Мура-Пенроуза или псевдообратную матрицу [2]

$$A_s^+ = (A_s^T A_s)^{-1} A_s^T, \quad (1.20)$$

где  $T$  – обозначает операцию транспонирования.

Подставив (1.20) в (1.19) получим решение уравнения (1.17) по МНК в форме

$$h = A_s^+ u. \quad (1.21)$$

Решение в виде (1.21) также называют обобщенным МНК [24].

Данный алгоритм был несколько изменен Б. Уидроу и Т. Хоффом [153] и получил название алгоритм LMS (Least Mean Square – метод наименьших средних квадратов). Вычислительная процедура алгоритма LMS выглядит следующим образом:

$$\begin{aligned}\varepsilon(k) &= u(k) - A_s h_*(k-1), \\ h_*(k) &= h_*(k-1) + \mu A_s \varepsilon(k),\end{aligned}\tag{1.22}$$

где индексом  $k$  обозначен номер шага (итерации);

$\varepsilon(k)$  – вектор ошибки фильтрации на  $k$  шаге;

$h_*(k)$  – получаемый вектор коэффициентов на  $k$  шаге;

$\mu$  – параметр определяющий скорость и устойчивость процесса адаптации.

Анализ сходимости алгоритма (1.22) рассматривается в ряде работ, в частности приводится в [24; 116], где показано, что сходимость возможна при условии

$$0 < \mu < \frac{1}{\sum_{n=0}^{N_s-1} s(n)^2}.\tag{1.23}$$

С помощью выражений (1.21) и (1.22) решается задача нахождения неизвестной ИХ канала, т.е. задача идентификации. Для того чтобы найти ИХ КФ требуется несколько изменить постановку задачи (1.17) и привести к форме

$$A_u h_{\text{КФ}} = s,\tag{1.24}$$

где  $A_u$  – матрица, аналогичная (1.18), но вместо элементов вектора  $S$  нужно подставить элементы вектора  $u$ ;

$h_{\text{КФ}}$  – искомый вектор столбец отсчетов ИХ КФ.

Однако в этом случае возникает проблема выбора параметра  $\mu$ , так как в знаменателе в условии (1.23) появится меняющаяся со временем компонента  $\sum_{n=0}^{N_u-1} u(n)^2$ . Для решения данной проблемы может быть использован нормализованный LMS алгоритм (Normalized LMS, NLMS), являющийся одной из разновидностей LMS алгоритма [128]. Алгоритм NLMS рассматривают как LMS алгоритм с переменным параметром  $\mu(k)$ , выбираемый из условия минимизации квадрата ошибки  $\varepsilon(k)^2$ . В [128] поступают следующим образом:

$$\mu(k) = \frac{\mu_n}{\gamma + \sum_{n=0}^{N_u-1} u(n)^2},\tag{1.25}$$

где  $0 < \mu_n \leq 1$ ;

$\gamma$  – параметр регуляризации (в [24]  $\gamma \geq 0.01\sigma_u^2$ , где  $\sigma_u^2$  – дисперсия (средняя мощность) входного сигнала адаптивного фильтра).

Кроме NLMS алгоритма существуют и другие разновидности LMS алгоритма, в частности неплотный LMS алгоритм (Leaky LMS algorithm), метод наименьших средних смешанных норм (least mean mixed norm, LMMN) и другие, описание которых можно найти в [49; 128; 144].

Также на практике часто используют рекурсивный алгоритм наименьших квадратов, известный как алгоритм RLS (Recursive Least Square) [24; 128; 133]. Вывод этого алгоритма можно осуществить следующим образом. Будем минимизировать сумму квадратов ошибки фильтрации, т.е.

$$\sum_{n=1}^{N_u} |\varepsilon(k, n)|^2 \rightarrow \min. \quad (1.26)$$

Тогда для некоторого шага  $k = K_0$  в матричной форме можно записать

$$\begin{aligned} \varepsilon^T \varepsilon &= (u - A_s h_*)^T (u - A_s h_*) = \\ &= u^T u - u^T A_s h_* - h_*^T A_s^T u + h_*^T A_s^T A_s h_* \rightarrow \min. \end{aligned} \quad (1.27)$$

Для нахождения минимума данного функционала необходимо вычислить градиент и приравнять его нулю

$$-2A_s u + 2A_s^T A_s h_* = 0, \quad (1.28)$$

в результате при вычислении  $h_*$  вновь приходим к выражению (1.21).

Для того чтобы на каждом шаге не вычислять обратную матрицу  $P = (A_s^T A_s)^{-1}$  в алгоритме RLS осуществляется рекурсивное вычисление данной матрицы. Подробные выкладки достаточно громоздки и приведены в [24; 133]. Запишем окончательные выражения для вычислительной процедуры алгоритма RLS

$$\begin{aligned} K(k) &= \frac{P(k-1)A_s(k)}{\lambda + A_s^T(k)P(k-1)A_s(k)}, \\ P(k) &= \frac{1}{\lambda} (P(k-1) - K(k)A_s^T(k)P(k-1)), \\ \varepsilon(k) &= u(k) - A_s(k)h_*(k-1), \\ h_*(k) &= h_*(k-1) + K(k)\varepsilon(k), \end{aligned} \quad (1.29)$$

где  $K(k)$  – вектор коэффициентов усиления;

$P(k)$  – рекурсивно вычисляемая обратная корреляционная матрица;

$\lambda$  – коэффициент взвешивания [133] или параметр экспоненциального забывания [24], уменьшающий влияние начальных значений матрицы  $P$ , а также «прошлых» значений сигнала ошибки.

В качестве начального значения обратной корреляционной матрицы удобно взять  $P(0) = \delta^2 E$ , где параметр регуляризации  $\delta^2 > 0.01\sigma_u^2$  [24], а  $E$  – единичная матрица.

Значение параметра экспоненциального взвешивания составляет  $0 < \lambda \leq 1$  [133] при этом выражение (1.26) будет иметь вид

$$\sum_{n=1}^{N_u} \lambda^{N_u-n} |\varepsilon(k, n)|^2 \rightarrow \min. \quad (1.30)$$

В [24; 49; 133] также приведены некоторые другие разновидности RLS алгоритма, несколько отличающиеся вычислительными процедурами, и, соответственно, числом арифметических операций. Известны также быстрые LS алгоритмы, базирующиеся на априорной ошибке и предсказании ошибки [125].

Достаточно эффективным методом к построению КФ является алгоритм Левинсона-Дурбина, используемый, например, в модеме по стандарту STANAG 4285 [145]. Применяемый эквалайзер предполагает гибридную структуру трансверсального фильтра с 32 коэффициентами и рекурсивной части из 8 коэффициентов. Очевидно, что такая структура далеко не всегда является оптимальной, а применение автокорреляционных и ковариационных методов не всегда целесообразно из-за сложности оценки порядка модели. Большинство методов для оценки порядка дают заниженное значение [27], что может привести к сглаживанию спектра, что впрочем, предпочтительнее, т.к. слишком высокий порядок может привести к появлению ложных максимумов и неустойчивости [1].

В методах второй группы предполагается использование интегральных преобразований Фурье, Лапласа, Меллина и т.п. для перехода в частотную область. С учетом специфики решаемой задачи обычно используется дискретное преобразование Фурье (ДПФ). Многообразие алгоритмов (БПФ) [17; 88] делает методы второй группы наиболее привлекательными в задачах адаптивной коррекции при определении ИХ канала связи и коррекции сигналов. Вторым преимуществом адаптивных алгоритмов в частотной области по сравнению с градиентными алгоритмами является улучшенные свойства сходимости адаптивного процесса [49].

Особенностью адаптивных алгоритмов в частотной области является блочная обработка и использование циклической свертки. Ряд алгоритмов описанных в [23; 49] представляет собой комплексный МНК использующих секционированную или циклическую свертку или скользящее ДПФ.

Особо стоит выделить алгоритмы, основанные на теории решения некорректных обратных задач [129]. Рассмотрим методы численного решения интегрального уравнения типа свертки в частотной области на примере метода регуляризации Тихонова. Запишем уравнение (1.16) в дискретном виде

$$\sum_{l=0}^n s(n-l) \cdot h(l) = u(n), n = 0 \dots N-1, \quad (1.31)$$

при этом функции входящие в это уравнение имеют вид:

$$s(n) = \begin{cases} s_d(n), n = 0 \dots N_s - 1 \\ 0, n = N_s \dots N - 1 \end{cases},$$

$$h(n) = \begin{cases} h_d(n), n = 0 \dots N_h - 1 \\ 0, n = N_h \dots N - 1 \end{cases},$$

$$u(n) = \begin{cases} u_d(n), n = 0 \dots N_u - 1 \\ 0, n = N_u \dots N - 1 \end{cases},$$

где векторы  $s_d$ ,  $h_d$ ,  $u_d$  – дискретные отсчеты соответствующих сигналов  $s(t)$ ,  $h(t)$ ,  $u(t)$ , входящих в уравнение (1.16), причем  $N_s, N_h \leq N/2$ ,  $N_u = N_s + N_h - 1$ .

Дополнение нулями до  $(N - 1)$ -го элемента делает линейную свертку эквивалентной циклической, что в дальнейшем позволяет осуществить переход в частотную область.

Для точной правой части  $u = \bar{u}$  уравнение (1.31) имеет единственное решение  $\bar{h}$ . Однако, как говорилось выше, на практике вместо  $\bar{u}$  доступным для измерения является  $u = \bar{u} + \xi$ , где добавка  $\xi$  представляет собой шум. В этом случае ищут приближённое решение уравнения (1.31). Однако в силу случайности отсчетов шумового вектора  $\xi$  отклонение решения в метрике  $C$  может быть сколь угодно большим. Это означает, что в качестве решения уравнения (1.31) нельзя брать точное решение этого уравнения, так как оно становится неустойчивым к малым отклонениям правой части, а задачу решения такого уравнения называют некорректно поставленной [15; 61; 113].

Приведем выражения для прямого и обратного дискретного преобразования Фурье (ДПФ) для вектора отсчетов  $s$ , записав их с помощью следующих обозначений

$$\begin{aligned} S &= \Phi[s], \\ s &= \Phi^{-1}[S], \end{aligned} \tag{1.32}$$

где  $\Phi$ ,  $\Phi^{-1}$  – соответственно, матрицы прямого и обратного ДПФ, причем

$$\begin{aligned} \Phi_{n,k} &= \frac{1}{\sqrt{N}} \cdot \exp\left(-i \frac{nk}{N}\right), \\ \Phi^{-1}_{n,k} &= \frac{1}{\sqrt{N}} \cdot \exp\left(i \frac{nk}{N}\right), \end{aligned} \tag{1.33}$$

$$n, k = 0 \dots N - 1.$$

Тогда применив преобразование Фурье к уравнению, получим

$$FS \cdot FH = FU, \tag{1.34}$$

где  $FS$ ,  $FH$ ,  $FU$  – диагональные матрицы с элементами соответствующих спектров векторов  $S$ ,  $H$  и  $U$ , т.е.  $FS = \text{diag}(S)$ .

Выражение (1.34) также можно было записать в виде:  $FS \cdot H = U$ .

Решением уравнения (1.31) является обратное преобразование Фурье от вектора отсчетов

$$FH = FS^{-1} \cdot FU = FS^{-1} \cdot (\overline{FU} + FV), \tag{1.35}$$

где  $FV$  – диагональная матрица с элементами спектра шумовой составляющей  $\xi$ .

Однако решение в таком виде может не существовать, так как вектор  $FS^{-1} \cdot FV$  может не иметь обратного преобразования Фурье за счёт влияния высоких частот случайной составляющей спектра шумовой составляющей, либо отклонение вектора  $\Phi^{-1}[FS^{-1} \cdot FV \cdot E^{(1)}]$  от нуля в метрике  $C$  или в  $L_2$  может быть сколь угодно большим. Здесь  $E^{(1)}$  – вектор состоящий из единиц, необходимый для преобразования элементов диагональной матрицы в вектор. Таким образом, решение уравнения (1.31) в виде (1.35) не обладает свойством устойчивости к малым отклонениям правой части.

Для того чтобы обеспечить свойство устойчивости, вектор отсчетов (1.35) поэлементно умножают на диагональную матрицу  $G_\alpha$ , состоящую из элементов  $g(k, \alpha), k = 0 \dots N - 1$ . Функцию  $g(k, \alpha)$ , удовлетворяющую условиям, описанным в [113], называют стабилизирующей функцией или стабилизатором. В результате получаем регуляризованное решение уравнения (1.31) в спектральной области

$$FH_\alpha = FS^{-1} \cdot (G_\alpha \cdot FU), \quad (1.36)$$

и соответствующий вектор решения во временной области, задаваемый выражением

$$h_{\alpha, \Phi} = \Phi^{-1}[FH_\alpha \cdot E^{(1)}]. \quad (1.37)$$

Описанным алгоритмом может быть найдена ИХ канала связи, т.е. решена задача идентификации системы, а из соотношения (1.10) можно легко найти и ИХ КФ.

Другим хорошо проработанным методом решения уравнения (1.16) является метод регуляризации Лаврентьева [15; 65], заключающийся в переходе от уравнения в форме (1.16) к решению уравнения второго рода

$$\alpha h_\alpha(t) + \int_{T_1}^{T_2} s(t - \tau) h_\alpha(\tau) d\tau = u(t), T_3 < t < T_4. \quad (1.38)$$

Подставив найденное решение  $h_\alpha(t)$  в интеграл (1.16) получим  $u_\alpha(t)$ . Если

$$\|u_\alpha(t) - u(t)\| \leq \delta, \quad (1.39)$$

где  $\delta$  – допустимая погрешность, то  $h_\alpha(t)$  считается достаточно хорошим приближенным решением уравнения (1.16).

В [15] также приведены ряд других алгоритмов регуляризации, и их различные модификации, в том числе итеративные алгоритмы.

В диссертационной работе при моделировании в качестве основного алгоритма (если это не оговорено отдельно) автором будет использован метод регуляризации Тихонова. Выбор в пользу этого метода обусловлен следующим: метод является вычислительно эффективным, т.к. предполагает применение алгоритмов БПФ для перехода в частотную область; достаточно просто обеспечить его устойчивость; отсутствует проблема выбора порядка фильтра. Тем не



менее, отметим, что подавляющее большинство разработанных автором и представленных в данной работе методов инвариантно к выбору конкретного алгоритма адаптивной фильтрации.

### **1.5. Постановка задачи исследования**

Целью настоящей работы является повышение достоверности и скорости передачи сообщений в коротковолновой радиолинии последовательной передачи данных.

Основной научной задачей является разработка новых и усовершенствование известных способов и алгоритмов адаптивной коррекции сигналов и их практическая реализация.

Достижение этой цели требует решения следующих частных задач:

1. Разработка методов выбора параметров алгоритмов расчета ИХ канала и КФ с учетом специфики задачи адаптивной коррекции сигналов.
2. Разработка алгоритма решения интегрального уравнения типа свертки в базисе Хартли.
3. Разработка алгоритма адаптивной коррекции с ОСР.
4. Разработка способов квазикогерентного сложения тестовых сигналов.
5. Разработка способа бестестовой адаптивной коррекции сигналов.
6. Модификация алгоритма ОСР для способа бестестовой адаптивной коррекции сигналов.
7. Исследование помехоустойчивости коротковолновой радиолинии последовательной передачи данных при использовании разработанных способов.

## 2. ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ РАСЧЕТА ИМПУЛЬСНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ КОРРЕКТИРУЮЩЕГО ФИЛЬТРА

### 2.1. Способ нахождения импульсной характеристики корректирующего фильтра

Систему связи с адаптивной коррекцией сигналов на приемной стороне можно представить в виде следующей модели, описываемой выражениями

$$\int_0^{\infty} s(t - \tau) h_{\kappa}(\tau) d\tau = \bar{u}(t), \quad (2.1)$$

$$u(t) = \bar{u}(t) + \xi(t), \quad (2.2)$$

$$\int_0^{\infty} u(t - \tau) h_{\text{КФ}}(\tau) d\tau = \hat{s}(t), \quad (2.3)$$

$$\hat{s}(t) \rightarrow s(t), \quad (2.4)$$

где  $s(t)$  – входной передаваемый сигнал;

$h_{\kappa}(t)$  – ИХ канала связи;

$\bar{u}(t)$  – искаженный сигнал;

$u(t)$  – искаженный зашумленный сигнал – сигнал на входе КФ;

$\xi(t)$  – аддитивный белый шум;

$h_{\text{КФ}}(t)$  – ИХ КФ;

$\hat{s}(t)$  – откорректированный сигнал.

Функциональная схема данной модели приведена на Рисунке 2.1.

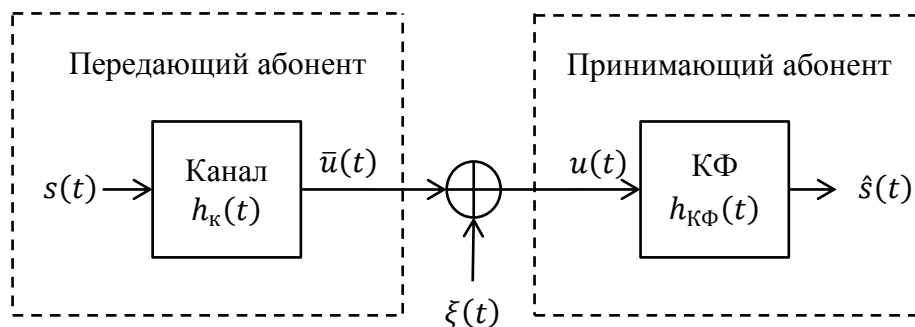


Рисунок 2.1 – Функциональная схема системы с адаптивной коррекцией

Для синтеза и расчета коэффициентов КФ могут быть использованы различные алгоритмы, применяемые в задачах адаптивной фильтрации и рассмотренные в параграфе 1.4. При этом достаточно решить интегральное уравнение, аналогичное (2.3), соответствующее принимающему абоненту (Рисунок 2.1), где в качестве  $u(t)$  подставить принимаемый тестовый

сигнал, а в качестве  $\hat{s}(t)$  использовать неискаженный тестовый сигнал, в результате получив ИХ КФ  $h_{\text{КФ}}(t)$ , обеспечивающую выполнение (2.4). Обычно [24] (2.4) предполагает минимизацию среднего квадрата ошибки (или уклонения)  $\rho L_2(s(t), \hat{s}(t))$ . Впрочем, на практике также используют и другие метрики, например, наименьший квадрат ошибок, метрика  $C$  и другие [24; 113; 144].

В такой постановке данную задачу можно рассматривать как задачу идентификации, а особенности ее решения с использованием МНК с выбором порядка адаптивного КФ рассмотрены автором в [82]. Однако при таком способе прямого расчета ИХ КФ одна из подынтегральных функций содержит шумовую составляющую, что значительно снижает точность решения интегрального уравнения [15; 113], в отличие от классической постановки задачи идентификации системы [24; 25; 144] соответствующей передающему абоненту (Рисунок 2.1) и уравнению (2.1) с неточно заданной правой частью в форме (2.2).

Автором предлагается способ определения ИХ КФ на основе решения задачи идентификации канала, включающий расчет ИХ канала связи из уравнения (2.1) с правой частью в форме (2.2) и коррекции (фильтрации) информационного сигнала, т.е. решению уравнения

$$\int_0^{\infty} s(t - \tau) \hat{h}_{\text{к}}(\tau) d\tau = u(t), \quad (2.5)$$

где  $\hat{h}_{\text{к}}(t)$  – рассчитанная некоторым алгоритмом ИХ канала связи.

Ясно, что первый этап предполагает использование передаваемого и принимаемого тестовых сигналов в качестве  $s(t)$  и  $u(t)$  для расчета ИХ канала. На втором этапе при коррекции информационного сигнала в качестве правой части уравнения (2.5) будет выступать принимаемый информационный сигнал. Кроме того, на втором этапе вместо решения уравнения (2.5) ИХ КФ можно получить из (1.10), подставив рассчитанную ИХ канала, т.е.

$$\int_0^{\infty} \hat{h}_{\text{к}}(t - \tau) h_{\text{КФ}}(\tau) d\tau = \delta(t), \quad (2.6)$$

после чего подставить ИХ КФ –  $\hat{h}_{\text{КФ}}(t)$ , найденную из этого уравнения, в (2.3).

Рассмотрим более детально получаемые при расчете ИХ КФ и коррекции сигнала решения на основе метода регуляризации Тихонова.

Для дальнейших рассуждений примем следующие обозначения:  $s_0(t)$  – передаваемый тестовый сигнал;  $s_m(t)$  – передаваемый информационный сигнал;  $u_0(t)$  – принимаемый тестовый сигнал;  $u_m(t)$  – принимаемый информационный сигнал. При этом принимаемые информационный и тестовый сигналы есть  $u_0(t) = \bar{u}_0(t) + \xi_0(t)$ ,  $u_m(t) = \bar{u}_m(t) + \xi_m(t)$ , где  $\bar{u}_0(t)$ ,  $\bar{u}_m(t)$  – точные значения искаженных тестового и информационного сигналов;

$\xi_0(t)$ ,  $\xi_m(t)$  – независимые реализации белого шума. Для определенности дисперсии шумовых составляющих одинаковы. Спектры этих сигналов будут обозначены соответствующими заглавными буквами и индексами как функции от  $\omega$ .

Тогда ИХ КФ, найденная путем решения уравнения (2.3) методом регуляризации Тихонова с классическим тихоновским стабилизатором [113], будет определяться выражением

$$h_{\text{КФ}}(t, \alpha) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} H_{\text{КФ}}(\omega, \alpha) e^{j\omega t} d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{S_0(\omega) U_0^*(\omega) e^{j\omega t}}{U_0(\omega) U_0^*(\omega) + \alpha M(\omega)} d\omega, \quad (2.7)$$

где  $*$  – обозначена операция комплексного сопряжения.

При этом отметим, что и числитель, и знаменатель в (2.7) содержат шумовую составляющую  $\xi_0(t)$ .

Спектр корректируемого информационного сигнала будет определяться выражением

$$\hat{S}_m(\omega, \alpha) = \frac{U_m(\omega) S_0(\omega) U_0^*(\omega)}{U_0(\omega) U_0^*(\omega) + \alpha M(\omega)}. \quad (2.8)$$

Рассмотрим способ определения ИХ КФ на основе решения задачи идентификации канала. На первом этапе ИХ канала связи будет определяться выражением

$$h_{\text{к}}(t, \alpha) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{U_0(\omega) S_0^*(\omega) e^{j\omega t}}{S_0(\omega) S_0^*(\omega) + \alpha M(\omega)} d\omega. \quad (2.9)$$

Второй этап заключается в решении уравнения (2.5), где в качестве  $\hat{h}_{\text{к}}(t)$  нужно подставить  $h_{\text{к}}(t, \alpha)$ . При этом возможны два варианта осуществления коррекции методом регуляризации. Для того чтобы получить спектр корректируемого информационного сигнала необходимо

$$\hat{S}_m(\omega, \alpha) = \frac{U_m(\omega)}{H_{\text{к}}(\omega, \alpha)}. \quad (2.10)$$

С учетом (2.9) перепишем это выражение следующим образом:

$$\hat{S}_m(\omega, \alpha) = \frac{U_m(\omega) \cdot (S_0(\omega) S_0^*(\omega) + \alpha M(\omega))}{U_0(\omega) S_0^*(\omega)}. \quad (2.11)$$

Так как знаменатель в (2.11) может принимать значения близкие к нулю, а также содержит шумовую составляющую, то в соответствии с методом регуляризации Тихонова введем стабилизирующий множитель. Тогда

$$\hat{S}_m(\omega, \alpha) = \frac{U_m(\omega) S_0(\omega) U_0^*(\omega) \cdot (S_0(\omega) S_0^*(\omega) + \alpha M(\omega))}{S_0(\omega) S_0^*(\omega) U_0(\omega) U_0^*(\omega) + \alpha M(\omega)}. \quad (2.12)$$

С другой стороны, введя стабилизирующий множитель непосредственно в выражении (2.10) получим

$$\hat{S}_m(\omega, \alpha) = \frac{U_m(\omega)H_k^*(\omega, \alpha)}{H_k(\omega, \alpha)H_k^*(\omega, \alpha) + \alpha M(\omega)}. \quad (2.13)$$

Аналогично, с учетом (2.9) перепишем это выражение следующим образом:

$$\begin{aligned} \hat{S}_m(\omega, \alpha) &= \frac{U_m(\omega) \cdot \frac{S_0(\omega)U_0^*(\omega)}{S_0(\omega)S_0^*(\omega) + \alpha M(\omega)}}{\frac{S_0(\omega)S_0^*(\omega)U_0(\omega)U_0^*(\omega)}{(S_0(\omega)S_0^*(\omega) + \alpha M(\omega))^2} + \alpha M(\omega)} = \\ &= \frac{U_m(\omega)S_0(\omega)U_0^*(\omega) \cdot (S_0(\omega)S_0^*(\omega) + \alpha M(\omega))}{S_0(\omega)S_0^*(\omega)U_0(\omega)U_0^*(\omega) + \alpha M(\omega) \cdot (S_0(\omega)S_0^*(\omega) + \alpha M(\omega))^2}. \end{aligned} \quad (2.14)$$

При этом отметим, что полагая значения  $\alpha M(\omega)$  малыми в пределах полосы пропускания, выражения (2.12) и (2.14) отличаются незначительно. Среднее квадратичное уклонение информационного сигнала от точного, определяемого этими выражениями, также близки (разница менее 1%).

На Рисунке 2.2 приведены зависимости от параметра регуляризации  $\alpha$  среднего квадратичного уклонения корректируемого информационного сигнала от точного при использовании рассмотренных подходов. Численный эксперимент проводился для двухлучевой модели канала с задержкой между лучами 2 мс и ОСШ 10 дБ.

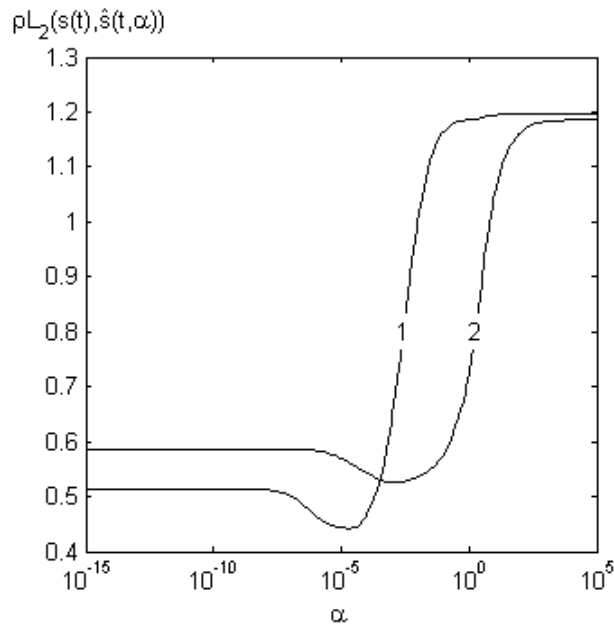


Рисунок 2.2 – Уклонение откорректированного сигнала от точного: 1 – предлагаемый способ; 2 – способ прямого расчета ИХ КФ

Как видно из приведенных зависимостей, предлагаемый автором способ обеспечивает меньшее уклонение корректируемого сигнала. Это объясняется тем, что найденная на первом этапе ИХ канала является, вообще говоря, устойчивым приближенным решением, которая используется на втором этапе при решении уравнения (2.5) или (2.6), в то время как при прямом

расчете ИХ КФ, т.е. решении уравнения (2.3), одна из подынтегральных функций содержит шумовую составляющую.

Кроме того, в работах [27; 35] автором и руководителем рассмотрены способы построения адаптивного КФ в рекурсивной форме и оценки его порядка при определении ИХ КФ предложенным способом.

Также отметим, что также возможен способ определения ИХ КФ на основе решения задачи идентификации канала, первый этап которого заключается в оценке некоторых параметров заранее определенной модели канала и определении ИХ КФ на втором этапе с последующей коррекцией [25]. Сложность такого подхода заключается в выборе этой модели, обеспечивающей минимум ошибки, связанной с погрешностью оценок параметров модели. Потенциально данный подход может быть более эффективен при относительно небольших значениях ОСШ в канале, т.е. давать меньшее отклонение откорректированного сигнала.

Важным вопросом, который будет рассмотрен далее, является физическая реализуемость корректирующего фильтра, обеспечивающего оптимальную фильтрацию.

## 2.2. Физическая реализуемость корректирующего фильтра

Синтез оптимальной системы (или фильтра) обычно сводят к решению задачи Винеровской фильтрации, заключающейся в поиске системы, в которой достигается минимум среднего квадрата ошибки. Однако полученное решение уравнения оптимальной Винеровской фильтрации может быть физически нереализуемо. Исследование данной проблемы в классической постановке задачи, т.е. при заданных характеристиках входного сигнала и помехи приведено, например, в [12; 107; 117].

Однако физическая реализуемость корректирующего фильтра или эквалайзера, обеспечивающего выполнение (2.6) (в общем случае (1.10)), при заданной ИХ канала связи обычно не рассматривается. Данная задача представляет собой синтез оптимального фильтра с ИХ обратной ИХ канала связи.

Рассмотрим следующую упрощенную модель двухлучевого канала

$$h_k(t) = \delta(t) + A\delta(t - \Delta t), \quad (2.15)$$

где  $\delta(t)$  – дельта-функция;

$A$  – коэффициент амплитуды второго луча;

$\Delta t$  – задержка между лучами.

Комплексная частотная характеристика такого канала есть

$$H_k(\omega) = 1 + Ae^{-j\omega\Delta t}, \quad (2.16)$$

а соответствующая амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) определяется выражением

$$|H_k(\omega)| = \sqrt{1 + A^2 + 2A \cdot \cos(\omega\Delta t)}. \quad (2.17)$$

Вид АЧХ при  $A = 0.5$  и  $\Delta t = 2$  мс приведен на Рисунке 2.3.

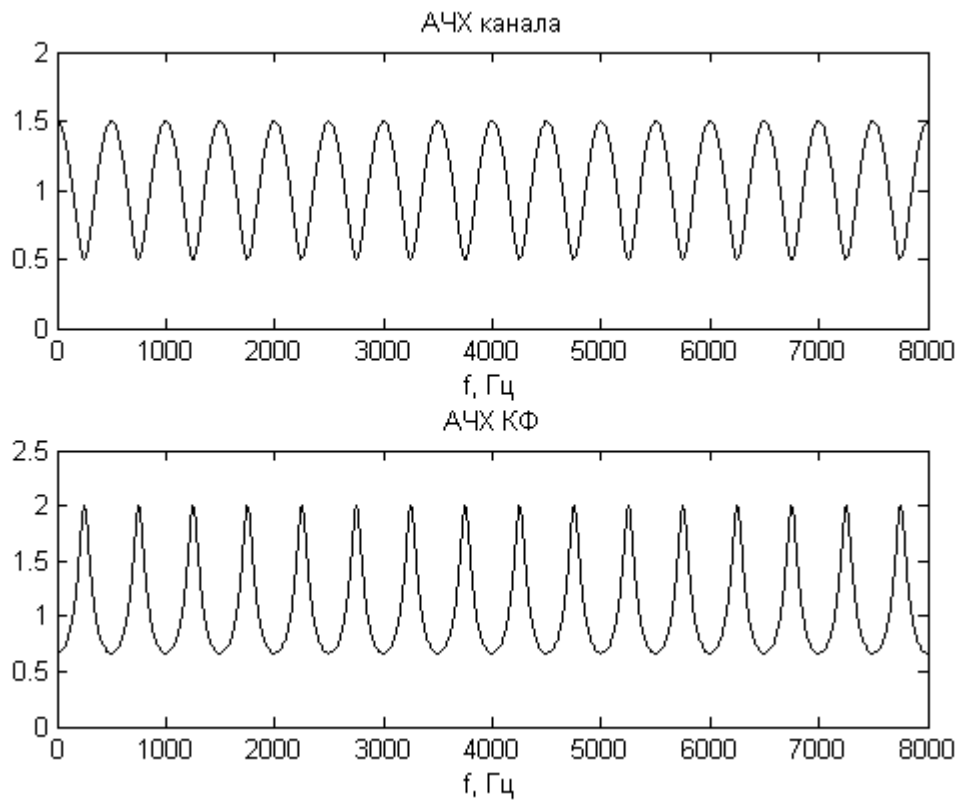


Рисунок 2.3 – АЧХ модели двухлучевого канала и АЧХ соответствующего КФ при  $A = 0.5$  и  $\Delta t = 2$  мс

Из (1.10) следует, что комплексная частотная характеристика КФ будет определяться выражением

$$H_{\text{КФ}}(\omega) = \frac{1}{H_k(\omega)} = \frac{1 + Ae^{j\omega\Delta t}}{1 + A^2 + 2A \cdot \cos(\omega\Delta t)}, \quad (2.18)$$

АЧХ которой имеет вид

$$|H_{\text{КФ}}(\omega)| = \frac{1}{1 + A^2 + 2A \cdot \cos(\omega\Delta t)} \quad (2.19)$$

и показана на Рисунке 2.3.

Очевидно, что физическая реализуемость КФ обеспечивается, если  $H_k(\omega)$  не принимает значения нуль или бесконечность во всей полосе частот (или хотя бы на конечном отрезке частот). По сути это означает выполнение критерия Пэли-Винера [117]. Отсюда следует, что КФ реализуем при  $A \neq 1$ . В тоже время, использование, например, метода регуляризации позволяет получить устойчивое приближенное решение физически реализуемого фильтра при любых значениях  $A$ .

Рассмотрим случай  $A > 1$ . Мощность второго луча преобладает, а значит, положение тактовой синхронизации с большой вероятностью будет соответствовать положению второго луча. При этом различение лучей, например, путем анализа взаимной корреляционной функции искаженного сигнала и образца может быть затруднительно, особенно при значении задержки между лучами меньше длительности элементарного символа.

В результате при передаче некоторого сигнала  $s(t), t \in [0; \infty)$  получим, что на интервале времени  $t' \in [-\Delta t; 0)$  будем иметь  $u(t') = s(t), t \in [0, \Delta t)$ . Другими словами канал связи оказался физически нереализуемой системой.

Рассмотрим получаемые решения при нахождении ИХ канала методом регуляризации для многолучевого канала, определяемого моделью (2.15) при  $A = 2, \Delta t = 2$  мс.

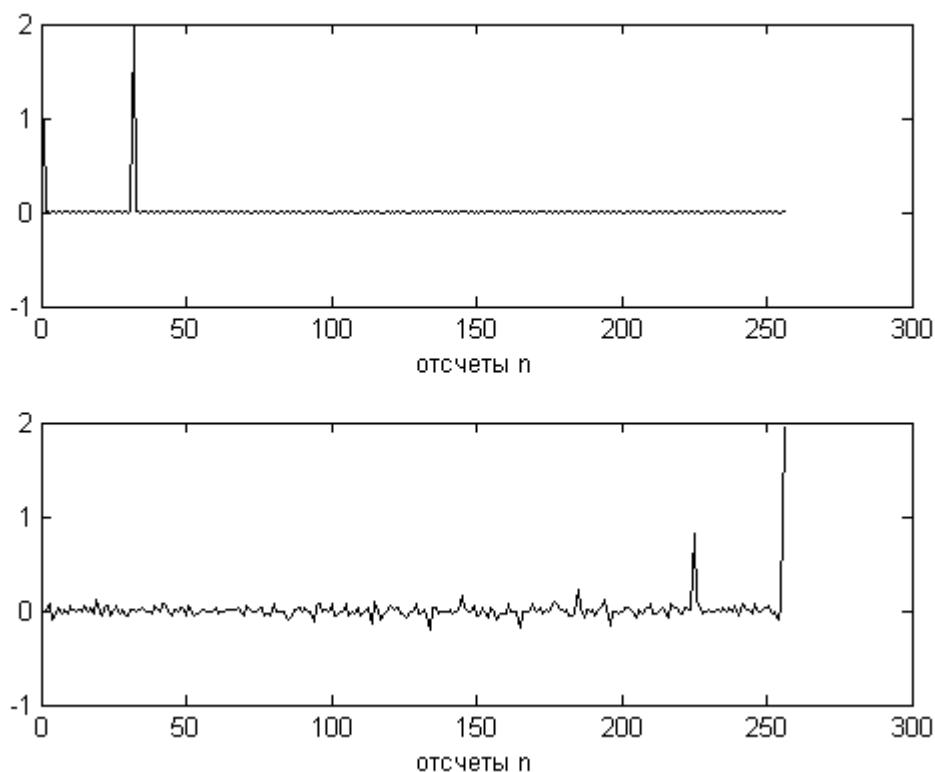


Рисунок 2.4 – Рассчитанная ИХ канала при синхронизации по первому лучу (сверху) и при синхронизации по второму лучу (снизу)

На Рисунке 2.4 приведены рассчитанные ИХ канала при синхронизации, т.е. определении положения  $t = 0$ , по первому лучу (сверху) и при синхронизации по второму лучу (снизу). Очевидно, что при использовании метода регуляризации и вычислении обратного ДПФ получим отсчеты соответствующие «отрицательному» времени, по аналогии с тем как при вычислении прямого ДПФ получаем «отрицательные» частоты. Таким образом, ИХ канала запишем в следующей форме:



$$h_k(n, \alpha) = \begin{cases} h_k\left(n + \frac{N}{2}, \alpha\right), n = 0 \dots \frac{N}{2} - 2, \\ h_k\left(n - \frac{N}{2} + 1, \alpha\right), n = \frac{N}{2} - 1 \dots N - 1. \end{cases} \quad (2.20)$$

В результате после перестановки ИХ канала примет вид, который показан ниже на Рисунке 2.5.

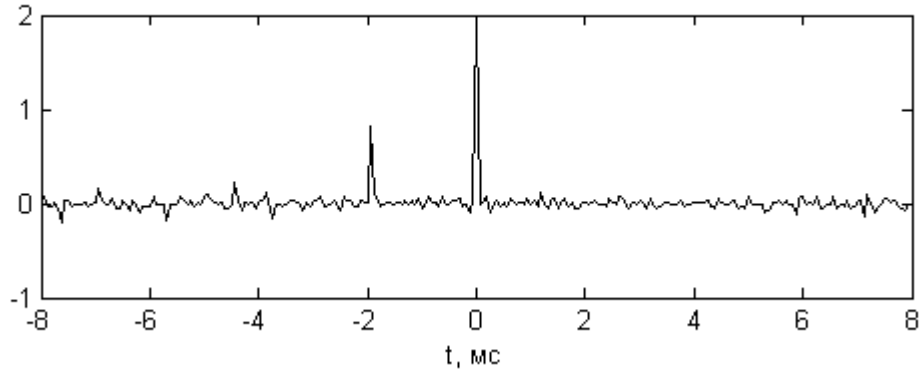


Рисунок 2.5 – Рассчитанная ИХ канала при втором луче, соответствующем  $t = 0$

Отметим, что появившаяся ошибка (погрешность) расчета связана с «отбрасыванием хвоста» принятого сигнала, соответствующего интервалу  $[-\Delta t; 0)$ . Аналогичная ошибка также возникнет и при  $t = 0$ , соответствующему первому лучу, если при численном расчете ИХ канала взять принимаемый тест (правую часть) на интервале  $[0; T_{\text{тест}}]$ , тем самым «отбросив хвост» в конце, соответствующего интервалу  $(T_{\text{тест}}; \Delta t]$ .

Заметим, что указанная проблема отчасти решается при применении, например, ЗИ [81] или ОС по решению [78] за счет возможности использования большего интервала анализа при расчете ИХ, что будет показано в главе 3.

Рассмотрим подробнее ИХ КФ, частотная характеристика которого определяется выражением (2.18). Соответствующая ИХ оптимального КФ для модели канала (2.15) есть трансверсальный фильтр, определяемый выражением

$$h(t) = \sum_{n=0}^N (-A)^n \cdot \delta(t - n\Delta t), \quad (2.21)$$

где  $N$  – число коэффициентов КФ, в общем случае  $N \rightarrow \infty$ .

Очевидно, что (2.21) можно свести к форме

$$H(z) = \frac{1}{1 + Az^{-1}}. \quad (2.22)$$

Полюс передаточной функции (2.22) расположен в точке  $1/A$ , и при  $|A| < 1$  находится вне единичной окружности в плоскости  $z^{-1}$ . Таким образом, такой КФ является устойчивым и физически реализуемым.

Допустим, что  $|A| > 1$ , тогда полюс будет расположен внутри единичной окружности в плоскости  $z^{-1}$  и фильтр будет неустойчивым. Это также следует из (2.21), т.к. коэффициенты  $(-A)^n$  растут с ростом  $n$ , а, как известно, ряд вида

$$\sum_{n=0}^{\infty} (-A)^n \quad (2.23)$$

является расходящимся при  $|A| > 1$ . Отсюда также следует, что оптимальный КФ, определяемый выражением (2.21), при  $|A| > 1$  является физически нереализуемым.

Рассматриваемая модель канала (2.15) имеет существенное ограничение – начальная фаза сигналов, прошедших по различным путям, остается неизменной. Допустим, что амплитуды первого и второго лучей соответственно равны 1 и  $|A| < 1$ , однако начальная фаза сигнала прошедшего по пути, соответствующему второму лучу, повернута на  $\varphi$ . Тогда ИХ канала можно представить в форме

$$\dot{h}_k(t) = \delta(t) + A(\delta(t - \Delta t) + j\delta(t - \Delta t))e^{j\varphi}, \quad (2.24)$$

где  $\delta(t - \Delta t)$  – преобразование Гильберта.

Очевидно, что  $\dot{h}_k(t)$  является физически нереализуемой системой, т.к.  $\delta(t - \Delta t) \neq 0$  при  $t \in (-\infty; \infty)$  [107].

Представим передаваемый сигнал как аналитический сигнал, т.е.  $\dot{s}(t) = s(t) + j\acute{s}(t)$ , где  $\acute{s}(t)$  – сигнал, сопряженный по Гильберту к  $s(t)$ . ИХ канала в этом случае запишем в форме

$$\dot{h}_k(t) = \delta(t) + A\delta(t - \Delta t)e^{j\varphi}. \quad (2.25)$$

Сигнал, прошедший через такой канал, будет определяться выражением

$$u(t) = \text{Re}\{\dot{s}(t) * \dot{h}_k(t)\}. \quad (2.26)$$

Ясно, что в более общем случае начальная фаза сигнала, прошедшего по пути, соответствующему первому лучу, также может быть отличной нуля. Оптимальная ИХ КФ для модели канала (2.25) будет также комплексной и определяться выражением

$$\dot{h}_{\text{КФ}}(t) = \sum_{n=0}^N (-A)^n e^{jn\varphi} \cdot \delta(t - n\Delta t). \quad (2.27)$$

Как и для (2.21) в общем случае  $N \rightarrow \infty$ . Выводы относительно физической реализуемости и устойчивости  $\dot{h}_{\text{КФ}}(t)$  в форме (2.27) аналогичны приведенным выше для модели (2.21).

Однако отметим следующее: коррекция для рассмотренной модели канала и КФ в формах (2.25) и (2.27) предполагает представления принятого информационного сигнала в

форме аналитического. На практике осуществление такой коррекции затруднительно при наличии аддитивного шума. Кроме того, оптимальный фильтр, осуществляющий преобразование Гильберта, вообще говоря, является физически нереализуемым, следовательно использование приближенного фильтра для преобразования Гильберта даст приближенное решение корректируемого сигнала, сопряженного по Гильберту. В результате коррекцию нельзя назвать оптимальной.

Кроме того, рассмотренные модели каналов являются достаточно упрощенными. Использование, например, модели с тремя и более лучами приведет к появлению комбинаторных компонент в коэффициентах КФ, а учет узкополосности цепей к появлению задержек и переходных процессов.

Таким образом, применение алгоритмов, рассмотренных в параграфе 1.4, позволяет получать устойчивые, физически реализуемые приближенные решения для коэффициентов ИХ КФ, в том числе при решении задач Винеровской фильтрации.

### 2.3. Решение интегрального уравнения типа свертки в базисе Хартли

Решение интегрального уравнения типа свертки в частотной области позволяет значительно сократить количество операций сложения и умножения, в том числе и за счет использования БПФ. Однако при использовании преобразования Фурье приходится иметь дело с комплексными числами, что несколько усложняет проводимые вычисления. В свою очередь, известно преобразование Хартли [10], которое является аналогом преобразования Фурье с тем отличием, что позволяет обойтись без комплексного спектрального представления. Несмотря на данное обстоятельство, преобразование Хартли редко используется на практике.

Отметим, что использование дискретного преобразования Хартли (ДПХ) для решения системы линейных алгебраических уравнений показано в [40], однако там не рассматривались особенности применения методов регуляризации решения. В работе [34] автором совместно с руководителем выведены выражения для численного решения интегрального уравнения (1.31) в базисе Хартли, а также приведен сравнительный анализ с решением в базисе Фурье.

Для начала рассмотрим особенности применения преобразования Хартли, для чего запишем выражения для ДПХ

$$\begin{aligned} S_{\mathcal{H}} &= \mathcal{H}[s], \\ s &= \mathcal{H}[S_{\mathcal{H}}], \end{aligned} \tag{2.28}$$

где  $\mathcal{H}$  – матричный оператор преобразования Хартли, задаваемый коэффициентами

$$\mathcal{H}_{n,k} = \frac{1}{\sqrt{N}} \cdot \left( \cos\left(\frac{nk}{N}\right) + \sin\left(\frac{nk}{N}\right) \right), n, k = 0 \dots N - 1.$$

Между спектрами Фурье и Хартли существует взаимосвязь, которая базируется на свойстве симметрии. Приведем формулы связи ДПФ и ДПХ [10]

$$\begin{aligned} \operatorname{Re}(S) &= (S_{\mathcal{H}} + S_{\mathcal{H}}(-))/2, \\ \operatorname{Im}(S) &= -(S_{\mathcal{H}} - S_{\mathcal{H}}(-))/2, \\ S_{\mathcal{H}} &= \operatorname{Re}(S) - \operatorname{Im}(S), \end{aligned} \quad (2.29)$$

где  $S_{\mathcal{H}}(-)$  – зеркальное отображение вектора  $S_{\mathcal{H}}$ , т.е.  $S_{\mathcal{H}}(-k) = S_{\mathcal{H}}(N - k)$ ,  $k = 1 \dots N - 1$ . При этом при  $k = 0$ :  $S_{\mathcal{H}}(-0) = S_{\mathcal{H}}(N - 0) = S_{\mathcal{H}}(0)$ .

Подобно тому, как операция свёртки определена в базисе Фурье, её можно записать и в базисе Хартли. Тогда, применив преобразование Хартли к уравнению (1.31), получим выражение

$$1/2 A \cdot S_{\mathcal{H}} = U_{\mathcal{H}}, \quad (2.30)$$

где

$$A = \begin{bmatrix} 2A_{0,0} & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & A_{1,1} & 0 & \dots & 0 & A_{1,N-1} \\ 0 & 0 & A_{2,2} & \dots & A_{2,N-2} & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & A_{N-2,2} & \dots & A_{N-2,N-2} & 0 \\ 0 & A_{N-1,1} & 0 & \dots & 0 & A_{N-1,N-1} \end{bmatrix},$$

$$A_{k,k} = H_{\mathcal{H}} + H_{\mathcal{H}}(-), \quad A_{N-k,k} = H_{\mathcal{H}} - H_{\mathcal{H}}(-).$$

Отметим, что в вычислительном плане выражение (2.30) для операции свертки в базисе Хартли не является более сложным по сравнению с (1.34), так как умножение спектров Фурье предполагает умножение комплексных чисел.

Искомой функцией уравнения (2.30) является спектр Хартли вектора отсчетов ИХ канала  $H_{\mathcal{H}}$ . Выражение для нахождения этого вектора можно получить из выражения (1.34), воспользовавшись формулами (2.29), в результате чего получим

$$H_{\mathcal{H}} = (\operatorname{diag}(C))^{-1} \cdot (B \cdot S_{\mathcal{H}}), \quad (2.31)$$

где

$$B = \begin{bmatrix} B_{0,0} & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & B_{1,1} & 0 & \dots & 0 & B_{1,N-1} \\ 0 & 0 & B_{2,2} & \dots & B_{2,N-2} & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & B_{N-2,2} & \dots & B_{N-2,N-2} & 0 \\ 0 & B_{N-1,1} & 0 & \dots & 0 & B_{N-1,N-1} \end{bmatrix},$$

$$B_{k,k} = U_{\mathcal{H}} - U_{\mathcal{H}}(-), \quad B_{N-k,k} = U_{\mathcal{H}} + U_{\mathcal{H}}(-),$$

$$C = \operatorname{diag}(S_{\mathcal{H}}) \cdot S_{\mathcal{H}} + \operatorname{diag}(S_{\mathcal{H}}(-)) \cdot S_{\mathcal{H}}(-).$$

Однако решение в таком виде не обладает свойством устойчивости, так как в  $U_{\mathcal{H}}$  присутствует случайная (шумовая) составляющая. Для достижения свойства устойчивости

аналогично тому, как описывалось в параграфе 1.4, введем стабилизирующий функционал  $G_\alpha$ . В результате получим регуляризованное решение исходного уравнения (1.31) в базисе Хартли в форме

$$H_{\mathcal{H},\alpha} = (\text{diag}(C))^{-1} \cdot (G_\alpha \cdot B \cdot S_{\mathcal{H}}), \quad (2.32)$$

и окончательно искомый вектор отсчетов во временной области, определяемый выражением

$$h_{\alpha,\mathcal{H}} = \mathcal{H}[H_{\mathcal{H},\alpha}]. \quad (2.33)$$

Ввиду определенных различий между ДПФ и ДПХ могут возникнуть определенные отличия в получаемых решения при наличии шумовой составляющей. Проведем вычислительный эксперимент и рассмотрим задачу расчета ИХ многолучевого канала в зависимости от мощности шума принимаемого сигнала, т.е. решение задачи идентификации. В качестве тестового сигнала возьмем фазоманипулированный сигнал на основе псевдослучайной последовательности (ПСП) длины  $M = 15$ , порождаемой полиномом  $x^4 + x + 1$  [3], задаваемый выражением

$$s(t) = \sum_{m=0}^{M-1} \sin(\omega_0(t - mT_{\text{симв}}) + \pi b(m))p(t - mT_{\text{симв}}), \quad (2.34)$$

где  $\omega_0$  – несущая частота;

$T_{\text{симв}}$  – длительность элементарного символа;

$b(m)$  – ПСП, состоящая из элементов  $[0; 1]$ ;

$p(t)$  – импульсная функция вида

$$p(t) = \begin{cases} 1, & t \in [0; T_{\text{симв}}) \\ 0, & t \notin [0; T_{\text{симв}}) \end{cases}. \quad (2.35)$$

В качестве функции стабилизации возьмем функцию, предложенную в [113], называемую далее Тихоновской стабилизирующей функцией (или Тихоновским стабилизатором), и имеющей вид

$$G(\omega, \alpha) = \frac{S(\omega)S^*(\omega)}{S(\omega)S^*(\omega) + \alpha M(\omega)}, \quad (2.36)$$

где  $*$  – комплексное сопряжение;

$\alpha$  – параметр регуляризации;

$M(\omega)$  – заданная функция удовлетворяющая условиям, описанным в [113].

С учетом принятых обозначений запишем функцию (2.36) в базисе Фурье

$$G_\alpha = (\text{diag}(FS \cdot S^* + \alpha M))^{-1} \cdot FS \cdot FS^* \quad (2.37)$$

и в базисе Хартли

$$G_\alpha = (\text{diag}(C + \alpha M))^{-1} \cdot \text{diag}(C). \quad (2.38)$$

В качестве функции  $M$  возьмем функцию вида [34]

$$M(k) = \begin{cases} 1, & k = 0; \\ k^p, & k = 1 \dots \frac{N}{2}; \\ (N - k)^p, & k = \frac{N}{2} + 1 \dots N - 1; \end{cases} \quad (2.39)$$

где  $p = 0, 1, 2, 3 \dots$  – порядок регуляризации.

Уклонение получаемого численного решения будем оценивать в метрике  $C$  [16; 114]

$$\rho_C(\bar{h}, h_\alpha) = \max_{n \in [0; N-1]} |h_\alpha(n) - \bar{h}(n)|, \quad (2.40)$$

где  $h_\alpha$  – регуляризованное решение или вектор рассчитанной ИХ канала связи в базисе Фурье или Хартли (соответственно  $h_{\alpha, \Phi}$  или  $h_{\alpha, \mathcal{H}}$ );

$\bar{h}$  – вектор точных (заданных) значений ИХ.

На Рисунке 2.6 приведены зависимости уклонения решения  $h_\alpha$  от параметра регуляризации  $\alpha$  в метрике  $C$  усредненного по 1000 экспериментам при  $p = 1$  и  $\sigma_{\text{ш}} = 0.25$ , что соответствует значению ОСШ 9.5 дБ.

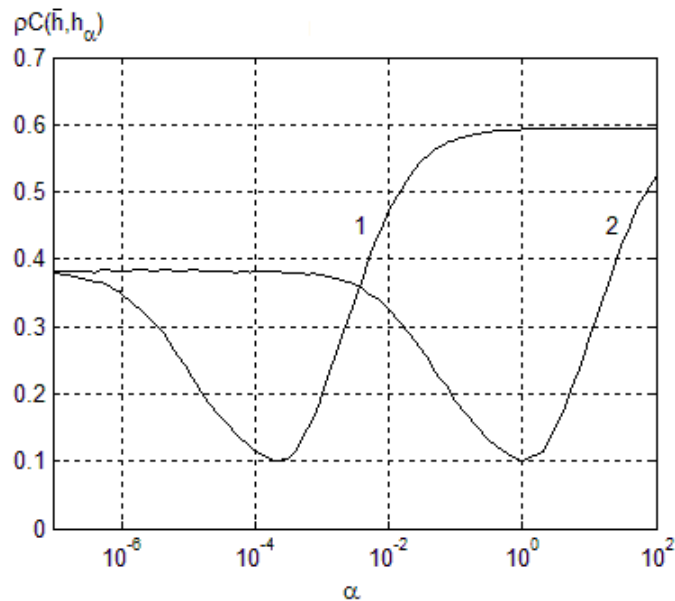


Рисунок 2.6 – Зависимость уклонения решения от параметра регуляризации: 1 – решение в базисе Хартли; 2 – решение в базисе Фурье

Как видно, величина уклонения решения с использованием ДПХ при достижении оптимального значения параметра регуляризации  $\alpha_{\text{опт}}$  точно такое же, как и для решения с использованием ДПФ, что неудивительно ввиду четкой связи между этими преобразованиями. В [34] автором приведен более подробный сравнительный анализ получаемых решений.

Сравним вычислительную эффективность численного решения интегрального уравнения (1.31) в базисах Фурье и Хартли. Для начала приведем вычислительную эффективность

алгоритмов БПФ и БПХ. Известно, что для вычисления ДПФ последовательности из  $N$  элементов требуется выполнить  $N^2$  операций с комплексными числами. Однако число операций для алгоритма БПФ часто [10] оценивают как  $N \log_2 N$  операций с комплексными числами. Аналогично для вычисления ДПХ требуется выполнить  $N^2$  операций с вещественными числами, или  $N \log_2 N$  операций для алгоритма БПХ [10]. Однако это является лишь приблизительной оценкой, так как существует множество разнообразных алгоритмов БПФ и БПХ, поэтому в данном анализе ограничимся оценками числа операций для алгоритмов с  $N = 2^p$ , являющихся наиболее часто используемыми на практике.

Так, в хорошо известном алгоритме БПФ с прореживанием по времени [88] вычисление ДПФ последовательности из  $N$  элементов приводит к  $p = \log_2 N$  шагам, на каждом из которых требуется  $N$  сложений и  $N/2$  умножений. Так как комплексное умножение реализуется четырьмя вещественными умножениями и двумя сложениями, а комплексное сложение – двумя вещественными, то общее число вещественных умножений –  $M$  и сложений –  $A$  составляет

$$\begin{aligned} M &= 2N \log_2 N, \\ A &= 4N \log_2 N. \end{aligned} \quad (2.41)$$

Однако если учесть, что умножения на  $\pm 1 \pm i$  тривиальны, получаем [17]

$$\begin{aligned} M &= \frac{3N}{2} (\log_2 N - 1) + 6, \\ A &= \frac{N}{2} (7 \log_2 N - 9) + 6. \end{aligned} \quad (2.42)$$

Для ДПХ существуют подобные алгоритмы с прореживанием по времени или по частоте, вычислительная эффективность которых одинакова и определяется следующими выражениями [17]

$$\begin{aligned} M &= N(\log_2 N - 3) + 4, \\ A &= \frac{N}{2} (\log_2 N - 1) + 2. \end{aligned} \quad (2.43)$$

Вычислительные затраты (число операций сложения  $A$ , умножения  $M$  и деления  $D$ ), необходимые для решения уравнения (1.31) в базисе Фурье, согласно формуле (1.36), составляют

$$\begin{cases} M = 8N, \\ A = 3N, \\ D = 2N. \end{cases} \quad (2.44)$$

В свою очередь число операций в базисе Хартли, согласно формуле (2.32), составит

$$\begin{cases} M = 5N, \\ A = 4N, \\ D = 1N. \end{cases} \quad (2.45)$$

В итоге общее число вычислений в базисе Фурье складывается из двух операций БПФ, одного обратного БПФ и решения уравнения, что определяется формулами (2.42) и (2.44). Аналогично, число операций в базисе Хартли – три БПХ и решение уравнения – определяется формулами (2.43) и (2.45). Получаемый выигрыш числа операций приведен на Рисунке 2.7.

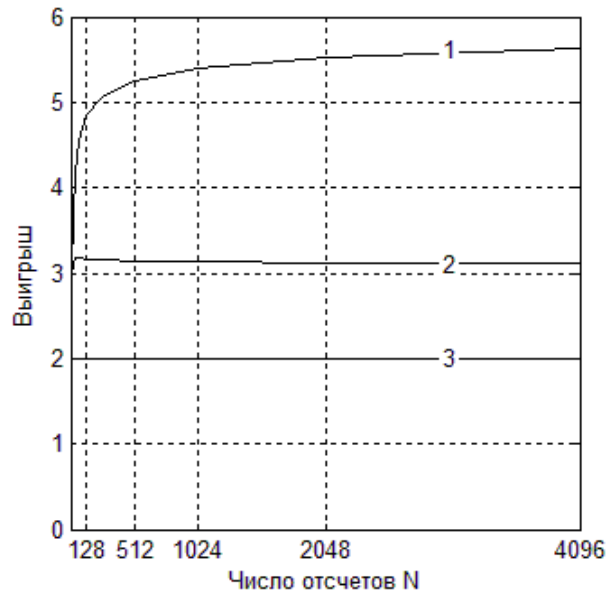


Рисунок 2.7 – Выигрыш числа операций при решении интегрального уравнения типа свертки в базисе Хартли: 1 – сложений  $A$ ; 2 – умножений  $M$ ; 3 – делений  $D$

Таким образом, решение уравнения (1.31) в базисе Хартли с использованием алгоритмов БПХ обеспечивает точно такую же точность получаемого решения, что и решение в базисе Фурье, но требует значительно меньших вычислительных затрат, а все операции вещественны, т.е. нет необходимости отдельно хранить реальную и мнимую части спектров сигналов и ИХ.

## 2.4. Применение двухпараметрических стабилизирующих функций

Рассмотрим задачу расчета ИХ канала связи методом регуляризации Тихонова. Для удобства рассуждений будем рассматривать уравнение свертки в интегральной форме (1.16), для решения которого воспользуемся преобразованием Фурье. Решением уравнения (1.16) является

$$h_{\alpha}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\Omega}^{\Omega} G(\omega, \alpha) \frac{U(\omega)}{S(\omega)} \exp(i\omega t) d\omega, \quad (2.46)$$

где  $\Omega$  – полоса анализа, а функция стабилизации  $G(\omega, \alpha)$  вида (2.36) содержит четную функцию  $M(\omega)$ , удовлетворяющую следующим условиям [113]:

1<sup>0</sup>.  $M(\omega)$  – кусочно-непрерывна на любом конечном отрезке;



2<sup>0</sup>.  $M(0) \geq 0$  и  $M(\omega) > 0$  при  $\omega \neq 0$ ;

3<sup>0</sup>. для достаточно больших  $|\omega|$ :  $M(\omega) \geq C_0 > 0$ .

В качестве такой функции часто [15; 113] используют

$$M(\omega) = |\omega|^p, \quad (2.47)$$

где  $p$  – порядок регуляризации.

Будем рассматривать уклонение решения в метрике  $C$ , определяемое (2.40), а также в метрике  $L_2$ , определяемой следующим образом:

$$\rho_{L_2}(\bar{h}, h_\alpha) = \sqrt{\frac{1}{T_{ИХ}} \int_0^{T_{ИХ}} (h_\alpha(t) - \bar{h}(t))^2 dt}, \quad (2.48)$$

где  $T_{ИХ}$  – длительность ИХ.

На Рисунке 2.8 показаны зависимости уклонения решения уравнения (1.16) от  $\alpha$  в метриках  $C$  и  $L_2$  для различных значений порядка регуляризации  $p$  при значении  $\sigma_{ш} = 0.25$ , что эквивалентно ОСШ 9,5 дБ.

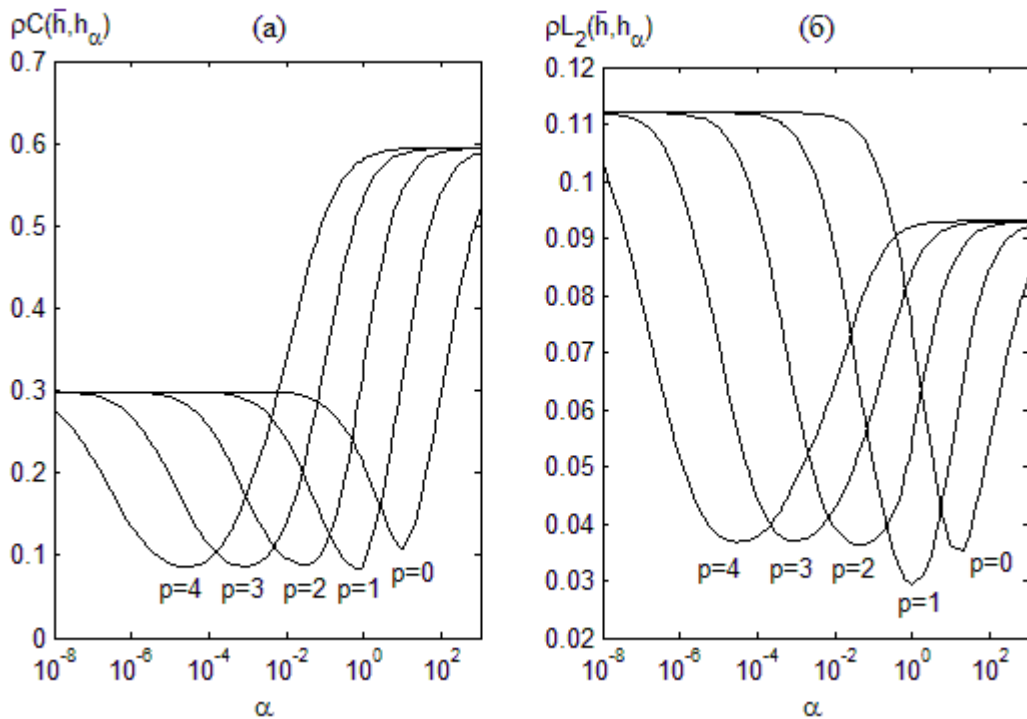


Рисунок 2.8 – Зависимости уклонения решения уравнения (1.16) от  $\alpha$  для различных значений порядка регуляризации  $p$  при  $\sigma_{ш} = 0.25$  (а) – в метрике  $C$ ; (б) – в метрике  $L_2$

При  $p_1 < p_2$  оптимальное значение параметра регуляризации  $\alpha_{\text{опт}}(p_1) > \alpha_{\text{опт}}(p_2)$ , однако минимальное значение уклонения регуляризованного решения от точного практически не зависит от значения  $p$ , а определяется только параметром регуляризации  $\alpha$ , т.е.  $\rho_C(\bar{h}, h(\alpha_{\text{опт}}(p_1))) \cong \rho_C(\bar{h}, h(\alpha_{\text{опт}}(p_2)))$ . Иначе говоря, увеличение  $p$  приводит к увеличению

скорости роста функции  $|\omega|^p$ , что компенсируется уменьшением  $\alpha$ . Отметим, что при  $p = 0$  уклонение регуляризованного решения от точного немного больше, чем при  $p \geq 1$ , т.к. в этом случае функция  $M(\omega)$  не растет с увеличением  $\omega$ . При  $p = 1$  в метрике  $L_2$  значение уклонения регуляризованного решения получилось минимальным, что объясняется линейным ростом функции  $M(\omega)$  в полосе частот тестового сигнала  $s(t)$  (ядра уравнения).

На основе приведенного анализа в [80; 139] автором введены дополнительные требования, предъявляемые к функции  $M(\omega)$ , удовлетворяющей свойствам  $1^a - 3^a$ :

1<sup>a</sup>. Пусть  $[\omega_1, \omega_2]$  – полоса частот, занимаемая тестовым сигналом  $s(t)$ .  $\forall \omega \in [\omega_1, \omega_2]$   $M(\omega) \leq \omega$ ;

2<sup>a</sup>.  $M(\omega)$  – быстрорастущая функция, возможно имеющая порядок  $p$ , такая, что  $\forall p < \infty$

$$\lim_{\omega \rightarrow \infty} \frac{M(\omega)}{|\omega|^p} = \infty \quad (2.49)$$

или

$$\lim_{\omega \rightarrow \Omega_0} \frac{M(\omega)}{|\omega|^p} = \infty, \quad (2.50)$$

где  $\Omega_0 > \Omega$ .

Таким образом,  $M(\omega)$  – быстрорастущая функция, однако скорость ее роста должна проявляться при  $\omega_2 < \omega < \Omega$ , а в полосе  $[\omega_1, \omega_2]$  вести себя как линейная функция. При этом в стабилизирующей функции вида (2.36) параметр регуляризации  $\alpha$  является компромиссом между регулированием роста функции  $M(\omega)$ , т.е. выполнения  $1^a - 2^a$ , и степени ее влияния.

Введем функцию  $M(\omega, \beta)$ , где параметр  $\beta > 0$  отвечает за рост функции в полосе анализа  $[-\Omega, \Omega]$  в соответствии с  $1^a - 2^a$ . Получаемые в этом случае стабилизирующие функции вида

$$G(\omega, \alpha, \beta) = \frac{S(\omega)S^*(\omega)}{S(\omega)S^*(\omega) + \alpha M(\omega, \beta)} \quad (2.51)$$

будем называть *двухпараметрическими стабилизирующими функциями*.

Рассмотрим следующую функцию

$$M(\omega, \beta) = A^{\beta|\omega|^p}, \quad (2.52)$$

где  $p$  – порядок регуляризации ( $p = 1, 2, 3 \dots$ ),  $A > 1$ . В частности, приняв  $A = \exp$ , получим

$$M(\omega, \beta) = \exp(\beta|\omega|^p). \quad (2.53)$$

Требование 1<sup>a</sup> выполняется путем выбора соответствующего значения параметра  $\beta$ . Требование 2<sup>a</sup> также выполняется, даже если порядок регуляризации функции (2.53)  $p = 1$

$$\lim_{\omega \rightarrow \infty} \frac{\exp(\beta|\omega|)}{|\omega|^p} = \infty. \quad (2.54)$$

На Рисунке 2.9 показаны зависимости уклонения решения уравнения (1.16) от  $\alpha$  в метриках  $C$  и  $L_2$ , полученные при применении двухпараметрической функции вида (2.51)

с (2.53) для нескольких значений параметра  $\beta$  и величине порядка регуляризации  $p = 2$  при значении  $\sigma_{\text{ш}} = 0.25$ . Для сравнения здесь же показано уклонение решения при применении Тихоновского стабилизатора (2.36) с (2.47) при  $p = 1$ .

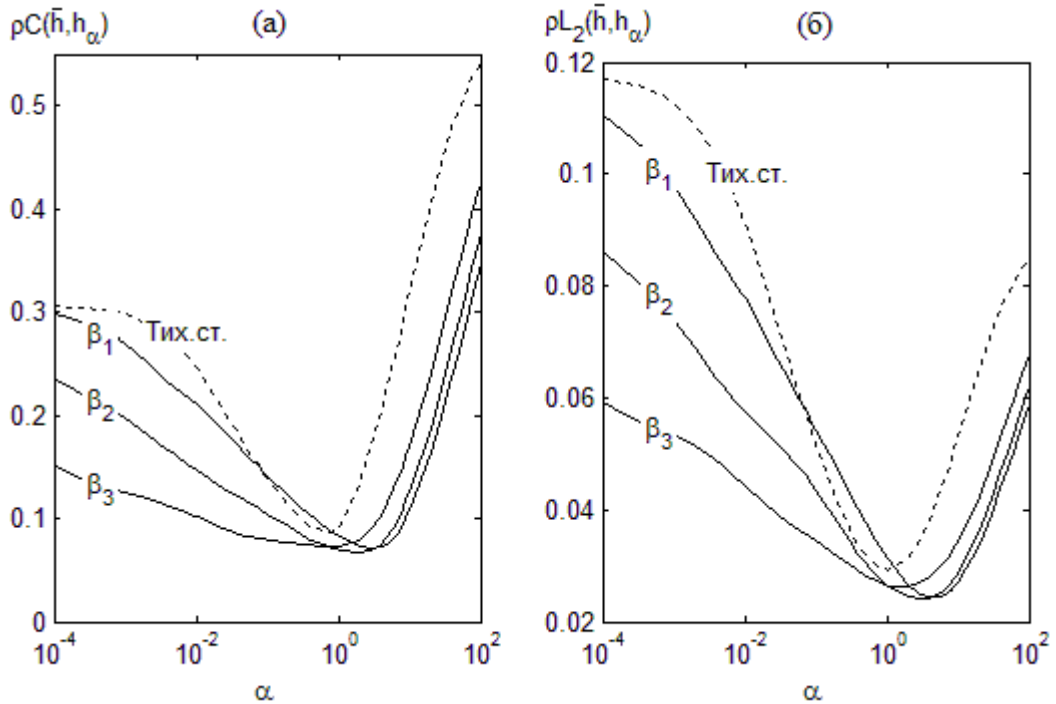


Рисунок 2.9 – Зависимости уклонения решения уравнения (1.16) от  $\alpha$  для различных значений параметра  $\beta$  ( $\beta_1 = 1.5 \cdot 10^{-3}$ ,  $\beta_2 = 2.5 \cdot 10^{-3}$ ,  $\beta_3 = 4.5 \cdot 10^{-3}$ ) при  $\sigma_{\text{ш}} = 0.25$  (а) – в метрике  $C$ ; (б) – в метрике  $L_2$

Отметим, что в [113] в качестве функции  $M(\omega)$  также рассматривалась функция порядка  $p$ , определяемая выражением

$$M(\omega) = \sum_{m=0}^p q_m \omega^{2m}. \quad (2.55)$$

Заменив  $\omega^{2m}$  на  $|\omega|^m$ , выбрав коэффициенты  $q_m = \frac{1}{m!}$  и устремив  $p \rightarrow \infty$ , получим разложение экспоненциальной функции в ряд Тейлора. Таким образом, можно полагать, что (2.53) является функцией (2.55) бесконечного порядка.

Рассмотрим следующую функцию вида

$$M(\omega, \beta) = \frac{1}{\left(1 + \beta - \frac{|\omega|}{\Omega}\right)^p}. \quad (2.56)$$

Как и ранее для (2.53) выполнение требования 1<sup>а</sup> достигается путем выбора соответствующего значения параметра  $\beta$ . Требование 2<sup>а</sup> также выполнено, так как для любого  $\beta > 0$  существует  $\Omega_0 > \Omega$  такое, что

$$\lim_{\omega \rightarrow \Omega_0} \frac{1}{\left(1 + \beta - \frac{|\omega|}{\Omega}\right)^p} = \infty. \quad (2.57)$$

На Рисунке 2.10 показаны зависимости уклонения решения уравнения (1.16) от  $\alpha$  в метриках  $C$  и  $L_2$ , полученные при применении двухпараметрической функции вида (2.51) с (2.56) для различных значений параметра  $\beta$  и порядка регуляризации  $p$ . Значение  $\sigma_{\text{ш}} = 0.25$ . Для сравнения здесь же показано уклонение решения при применении Тихоновского стабилизатора (2.36) с (2.47) при  $p = 1$ .

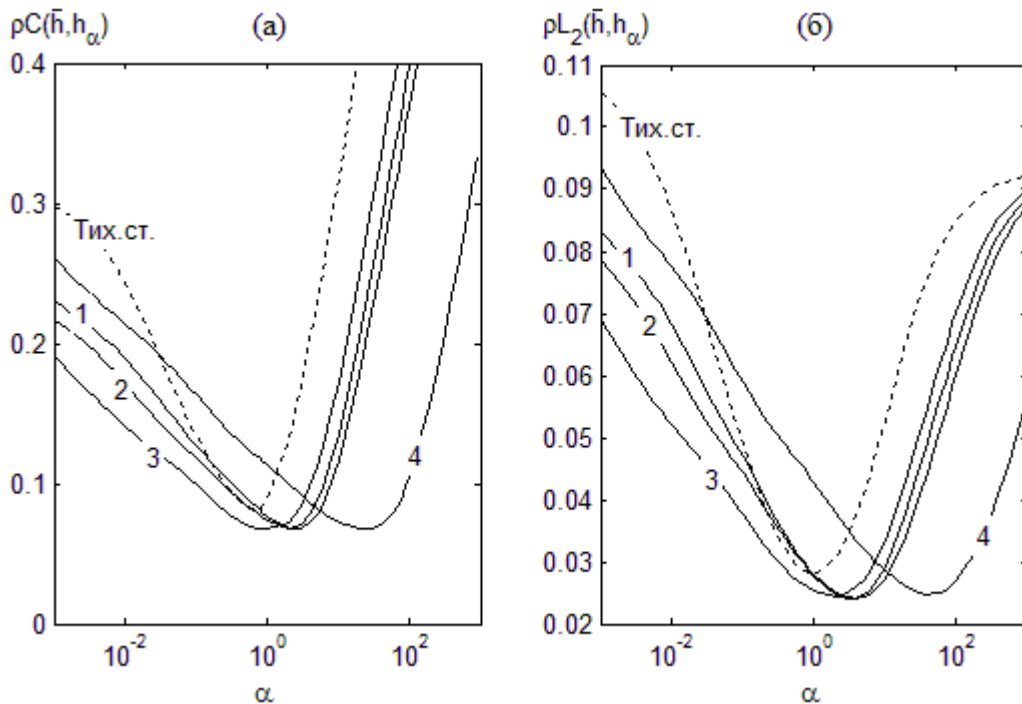


Рисунок 2.10 – Зависимости уклонения решения уравнения (1.16) от  $\alpha$  для различных значений параметра  $\beta$  и порядке регуляризации (1 –  $\beta = 0.01$ ,  $p = 4$ ; 2 –  $\beta = 0.1$ ,  $p = 6$ ; 3 –  $\beta = 0.01$ ,  $p = 6$ ; 4 –  $\beta = 0.4$ ,  $p = 10$ ) при  $\sigma_{\text{ш}} = 0.25$  (а) – в метрике  $C$ ; (б) – в метрике  $L_2$

Для наглядности условий  $1^a - 2^a$  на Рисунке 2.11 в логарифмическом масштабе показаны спектр тестового сигнала  $S(\omega)$  и соответствующие функции  $M(\omega)$  при  $p = 1$  для Тихоновского стабилизатора вида (2.47) и  $M(\omega, \beta)$  вида (2.56) для различных значений параметра  $\beta$  и порядка регуляризации  $p$ .

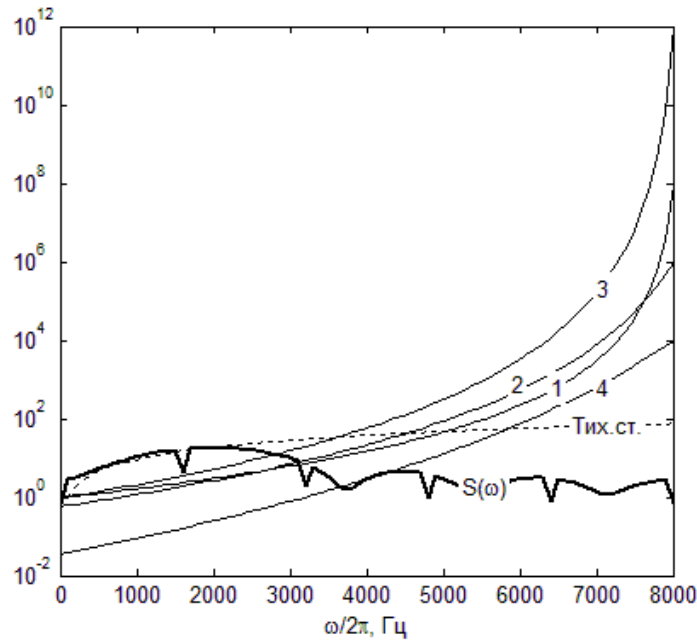


Рисунок 2.11 – Спектр сигнала (ядра уравнения) (1.16); функция  $M(\omega)$  при  $p = 1$  для Тихоновского стабилизатора; функции  $M(\omega, \beta)$  при 1 –  $\beta = 0.01, p = 4$ ; 2 –  $\beta = 0.1, p = 6$ ; 3 –  $\beta = 0.01, p = 6$ ; 4 –  $\beta = 0.4, p = 10$

Заметим, что расширить класс стабилизирующих функций можно также путем задания функции  $M(\omega, \beta)$  в рекурсивной форме, что может быть удобно при численной реализации решения уравнения (1.16) в дискретной форме (1.31) и переходе от  $\omega$  к  $k$

$$M(k, \beta) = M(k - 1, \beta) + \beta M(k - 2, \beta). \quad (2.58)$$

Таким образом, применение двухпараметрических стабилизирующих функций позволяет повысить точность расчета методом регуляризации Тихонова ИХ канала связи и соответствующей ИХ КФ, и, как следствие, повысить помехоустойчивость.

## 2.5. Метод адаптивного выбора параметра алгоритма коррекции

Параметр регуляризации  $\alpha$  влияет не только на устойчивость решения, но и на точность расчета ИХ канала и ИХ КФ, и, как следствие, вероятность ошибки на бит после демодуляции откорректированного информационного сигнала, т.е. помехоустойчивость, что было продемонстрировано выше, а также показано в работах [32; 34]. Выбор параметра регуляризации, т.е. определение такого  $\alpha = \alpha_{\text{опт}}$ , при котором минимизируется отклонение решения уравнения (1.16)  $h(t, \alpha)$  от точного  $h(t)$  в метрике  $L_2, C$  или другой, является наиболее важным и сложным этапом в методе регуляризации Тихонова.

Кроме того, в рассмотренных в параграфе 1.4 методах и алгоритмах расчета ИХ также присутствует некоторый параметр, влияющий на точность и устойчивость получаемого решения. При применении, например, МНК может возникнуть вопрос о выборе порядка КФ [82].

Рассмотрим решение задачи выбора оптимального параметра алгоритма коррекции с учетом постановки задачи, приведенной автором в параграфе 2.1, на примере метода регуляризации Тихонова для способа нахождения ИХ КФ на основе решения задачи идентификации канала и для МНК при прямом расчете ИХ КФ.

Как известно [16], значение  $\alpha_{\text{опт}}$  в методе регуляризации Тихонова зависит от мощности шумовой составляющей правой части, вида стабилизирующей функции и базиса, в котором ищется решение, однако в любом случае можно добиться минимизации уклонения решения в некоторой метрике путем выбора  $\alpha = \alpha_{\text{опт}}$ .

Часто для определения  $\alpha_{\text{опт}}$  используют принцип невязки [61; 114], заключающийся в минимизации

$$\min_{\alpha} | \|s(t) * h_{\kappa}(t, \alpha) - u(t)\| - \sigma_{\text{ш}}^2 |, \quad (2.59)$$

где  $\sigma_{\text{ш}}^2$  – дисперсия шумовой составляющей правой части (принимаемого сигнала) уравнения (2.1).

Этот метод является одним из наиболее проработанных и эффективных, однако на практике значение  $\sigma_{\text{ш}}^2$ , как правило, известно со значительной погрешностью, либо может быть не известно вовсе, что потребует значительных усилий при определении оценки  $\sigma_{\text{ш}}^2$ . Отметим, что в [15; 16; 114] показаны и другие методы выбора параметра регуляризации, однако все эти методы направлены на минимизацию решения, получаемой ИХ канала.

В работе [32] автором рассматривается задача получения наилучшего результата коррекции неизвестного информационного сигнала, а конечной целью является минимизация вероятности ошибки на бит, т.е.  $\min_{\alpha} P$ .

Введем индекс  $j = 0 \dots J$ , которым обозначим измерения в различные моменты времени. Приняв те же обозначения для тестового и информационных сигналов, как в параграфе 2.1, с учетом введенных индексов адаптивная коррекция информационного сигнала представляет собой последовательное решение двух уравнений

$$s_0(t) * h_{\kappa,j}(t) = u_{0,j}(t) \quad (2.60)$$

и

$$s_{m,j}(t) * h_{\kappa,j}(t) = u_{m,j}(t), \quad (2.61)$$

где  $s_0(t)$  – неискаженный тестовый сигнал;

$u_{0,j}(t)$  – тестовый сигнал, прошедший через канал связи;

$s_{m,j}(t)$  – неискаженный информационный сигнал;

$u_{m,j}(t)$  – информационный сигнал, прошедший через канал связи;

$h_{к,j}(t)$  – ИХ канала связи.

При этом  $u_{0,j}(t)$  и  $u_{m,j}(t)$  содержат шумовые составляющие  $\xi_{0,j}(t)$  и  $\xi_{m,j}(t)$ , представляющие собой независимые случайные процессы, дисперсия которых одинакова. Кроме того, полагаем, что сигналы  $s_0(t)$ ,  $u_{0,j}(t)$ ,  $s_{m,j}(t)$ ,  $u_{m,j}(t)$ , а также ИХ канала  $h_{к,j}(t)$  определены на конечном интервале.

Решение уравнения (2.60) методом регуляризации Тихонова определяется выражением (2.46) (в векторном виде выражениями (1.37) или (2.33)) и зависит от параметра регуляризации, который обозначим как  $\alpha_0$ . Тогда решение уравнения (2.60) с учетом (2.36) имеет вид

$$\begin{aligned} h_{к,j}(t, \alpha_0) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\Omega}^{\Omega} G_0(\omega, \alpha_0) \frac{U_{0,j}(\omega)}{S_0(\omega)} \exp(i\omega t) d\omega = \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\Omega}^{\Omega} \frac{U_{0,j}(\omega) S_0^*(\omega)}{S_0(\omega) S_0^*(\omega) + \alpha_0 M(\omega)} \exp(i\omega t) d\omega. \end{aligned} \quad (2.62)$$

Отметим, что для случая двухпараметрических функций  $G_0(\omega, \alpha_0, \beta_0)$  в выражении (2.62) вместо  $M(\omega)$  необходимо подставить  $M(\omega, \beta_0)$ , а решением уравнения (2.60) будет являться  $h_{к,j}(t, \alpha_0, \beta_0)$ .

На Рисунке 2.12 показана зависимость  $\rho C(h_{к}, h_{к\alpha})$  от  $\alpha$  при использовании Тихоновского стабилизатора (2.36) порядка  $p = 1$  при различных значениях  $\sigma_{ш}$ .

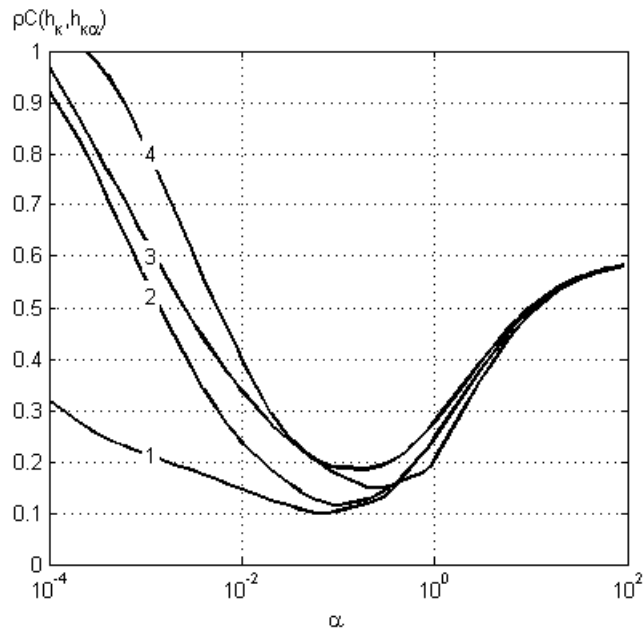


Рисунок 2.12 – Зависимость  $\rho C(\bar{h}, h_\alpha)$  от  $\alpha$  при: 1 –  $\sigma_{ш} = 0,1$ ; 2 –  $\sigma_{ш} = 0,2$ ; 3 –  $\sigma_{ш} = 0,3$ ;  
4 –  $\sigma_{ш} = 0,4$

Найденную ИХ канала  $h_k(t, \alpha_0)$  необходимо подставить в (2.61) вместо  $h_k(t)$ , окончательное решение которого определяется выражением

$$\begin{aligned} s_{m,j}(t, \alpha_0, \alpha_1) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\Omega}^{\Omega} G_m(\omega, \alpha_1) \frac{U_{m,j}(\omega)(S_0(\omega)S_0^*(\omega) + \alpha_0 M(\omega))}{U_{0,j}(\omega)S_0^*(\omega)} \exp(i\omega t) d\omega = \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\Omega}^{\Omega} \frac{U_{m,j}(\omega)(S_0(\omega)S_0^*(\omega) + \alpha_0 M(\omega))U_{0,j}^*(\omega)S_0(\omega)}{U_{0,j}(\omega)S_0^*(\omega)U_{0,j}^*(\omega)S_0(\omega) + \alpha_1 M(\omega)} \exp(i\omega t) d\omega. \end{aligned} \quad (2.63)$$

В общем случае при применении двухпараметрических стабилизирующих функций выражение (2.63) преобразуется к виду

$$\begin{aligned} s_{m,j}(t, \alpha_0, \alpha_1, \beta_0, \beta_1) &= \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\Omega}^{\Omega} \frac{U_{m,j}(\omega)(S_0(\omega)S_0^*(\omega) + \alpha_0 M(\omega, \beta_0))U_{0,j}^*(\omega)S_0(\omega)}{U_{0,j}(\omega)S_0^*(\omega)U_{0,j}^*(\omega)S_0(\omega) + \alpha_1 M(\omega, \beta_1)} \exp(i\omega t) d\omega. \end{aligned} \quad (2.64)$$

С учетом равной полосы, занимаемой тестовым и информационным сигналами  $s_0(t)$  и  $s_{m,j}(t)$ , функции  $M(\omega, \beta_0)$  и  $M(\omega, \beta_1)$ , входящие в соответствующие стабилизирующие функции  $G_0(\omega, \alpha_0, \beta_0)$  и  $G_m(\omega, \alpha_1, \beta_1)$ , будут одинаковы, и, следовательно,  $\beta_0 = \beta_1 = \beta$ .

Проведем следующий вычислительный эксперимент. Считая  $h_{k,j}(t)$  известным, определим оптимальное значение  $\alpha_0 = \alpha_{0,опт}$ , вычислим  $h_{k,j}(t, \alpha_{0,опт})$  из уравнения (2.60) и подставим в уравнение (2.61). Также полагая известным  $s_{m,j}(t)$ , определим  $\alpha_1 = \alpha_{1,опт}$  и вычислим  $s_{m,j}(t, \alpha_{0,опт}, \alpha_{1,опт})$ . Зависимость  $y_C = \rho C(s_{m,j}(t), s_{m,j}(t, \alpha_{0,опт}, \alpha_{1,опт}))$  от  $\sigma_{ш}$  показана на Рисунке 2.13.

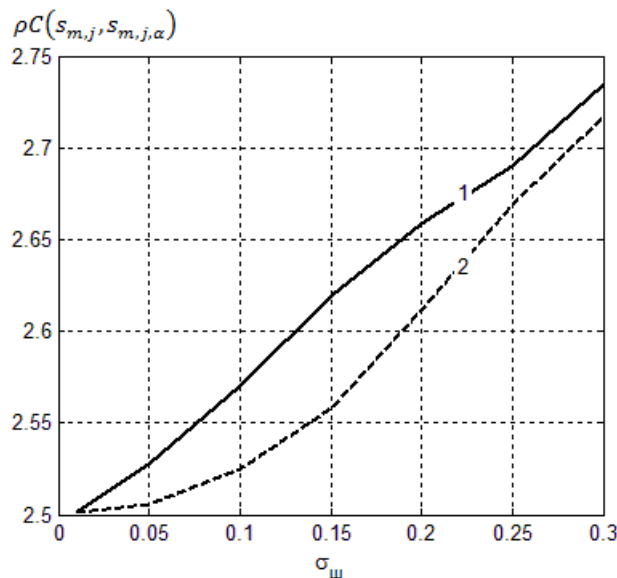


Рисунок 2.13 – Зависимости  $\rho C(s_{m,j}, s_{m,j, \alpha})$  от  $\sigma_{ш}$  при: 1 –  $\alpha_0 = \alpha_{0,опт}$ ,  $\alpha_1 = \alpha_{1,опт}$ ; 2 –  $\alpha_0 = \alpha_1 = \alpha_{опт}$



Здесь же приведена зависимость  $\rho C(s_{m,j}(t), s_{m,j}(t, \alpha_{\text{опт}}))$ , т.е. для случая  $\alpha_0 = \alpha_1 = \alpha_{\text{опт}}$ .

Как видно из зависимостей, приведенных на Рисунке 2.13, использование одного общего  $\alpha_{\text{опт}}$  обеспечивает меньшее уклонения результата коррекции. При этом такой подход может быть реализован на практике значительно проще, так как  $h_{k,j}(t)$  является неизвестной. Отметим, что при применении, например, метода невязки потребуются знание значения  $\sigma_{\text{ш}}$ , которое также неизвестно, а использование оценки  $\hat{\sigma}_{\text{ш}}$  внесет определенную погрешность уже на этапе определения  $\alpha_{0,\text{опт}}$ .

Таким образом, полагая

$$\alpha_0 = \alpha_1 = \alpha_{\text{опт}} \quad (2.65)$$

результат коррекции, в общем случае определяется из выражения

$$s_{m,j}(t, \alpha, \beta) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\Omega}^{\Omega} \frac{U_{m,j}(\omega)(S_0(\omega)S_0^*(\omega) + \alpha M(\omega, \beta))U_{0,j}^*(\omega)S_0(\omega)}{U_{0,j}(\omega)S_0^*(\omega)U_{0,j}^*(\omega)S_0(\omega) + \alpha M(\omega, \beta)} \exp(i\omega t) d\omega. \quad (2.66)$$

При этом необходимо минимизировать

$$\min_{\alpha, \beta} \|s_{m,j}(t, \alpha, \beta) - s_{m,j}(t)\| \quad (2.67)$$

в некоторой метрике.

Однако информационные сигналы  $s_{m,j}(t)$  также являются неизвестными. Для решения данной проблемы автором предлагается следующий подход: известным является тестовый сигнал  $s_0(t)$ , а для небольших значений  $z = 1, 2, \dots, Z$  можно полагать

$$h_{k,j}(t) \cong h_{k,j \pm z}(t). \quad (2.68)$$

Пусть  $j = 0$ , получим  $h_0(t, \alpha)$  или  $h_0(t, \alpha, \beta)$  и подставим в уравнения

$$\begin{cases} s_0(t) * h_{k,1}(t) = u_{0,1}(t), \\ \vdots \\ s_0(t) * h_{k,Z}(t) = u_{0,Z}(t), \end{cases} \quad (2.69)$$

считая  $s_0(t)$  неизвестным и полагая точные значения принимаемых тестовых сигналов (без шума) равными, т.е.  $\overline{u_{0,0}}(t) = \overline{u_{0,1}}(t) = \dots = \overline{u_{0,Z}}(t)$ . Тогда для некоторого  $z \neq 0$  можно записать

$$\begin{aligned} s_{0,z}(t, \alpha_z, \beta_z) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\Omega}^{\Omega} \frac{U_{0,z}(\omega)(S_0(\omega)S_0^*(\omega) + \alpha_z M(\omega, \beta_z))U_{0,0}^*(\omega)S_0(\omega)}{U_{0,0}(\omega)S_0^*(\omega)U_{0,0}^*(\omega)S_0(\omega) + \alpha_z M(\omega, \beta_z)} \exp(i\omega t) d\omega = \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\Omega}^{\Omega} \frac{(\overline{U_{0,z}}(\omega) + \xi_{0,z}(\omega))(S_0(\omega)S_0^*(\omega) + \alpha_z M(\omega, \beta_z))(\overline{U_{0,0}}^*(\omega) + \xi_{0,0}^*(\omega))S_0(\omega)}{(\overline{U_{0,0}}(\omega) + \xi_{0,0}(\omega))S_0^*(\omega)(\overline{U_{0,0}}^*(\omega) + \xi_{0,0}^*(\omega))S_0(\omega) + \alpha_z M(\omega, \beta_z)} \exp(i\omega t) d\omega. \end{aligned} \quad (2.70)$$

Оптимальные значения параметров  $\alpha_z$  и  $\beta_z$  получим, минимизировав

$$\min_{\alpha_z, \beta_z} \|s_{0,z}(t, \alpha_z, \beta_z) - s_0(t)\|. \quad (2.71)$$

Из набора  $\alpha_z$  и  $\beta_z$   $z = 1, 2, \dots, Z$  необходимо взять медианные значения и подставить их в выражение (2.66) в качестве оптимальных значений  $\alpha_{\text{опт}}$  и  $\beta_{\text{опт}}$ .

Из (2.70) также следует, что при коррекции того же тестового сигнала  $U_{0,0}(\omega)$  определить оптимальные значения  $\alpha_{\text{опт}}$  и  $\beta_{\text{опт}}$  невозможно, так как в этом случае для любых значений  $\alpha, \beta$   $s_{0,0}(t, \alpha, \beta) = s_0(t)$ .

Определение значений  $\alpha_{\text{опт}}$  и  $\beta_{\text{опт}}$  необходимо проводить в процессе коррекции сигнала, так как даже при одинаковых значениях  $\sigma_{\text{ш}}$  оптимальные значения  $\alpha_{\text{опт}}$  и  $\beta_{\text{опт}}$  могут быть различны, что иллюстрируется распределением оптимального значения  $\alpha_{\text{опт}}$  на Рисунке 2.14 для Тихоновского стабилизатора при  $p = 1, 2$  и  $\sigma_{\text{ш}} = 0,25$ .

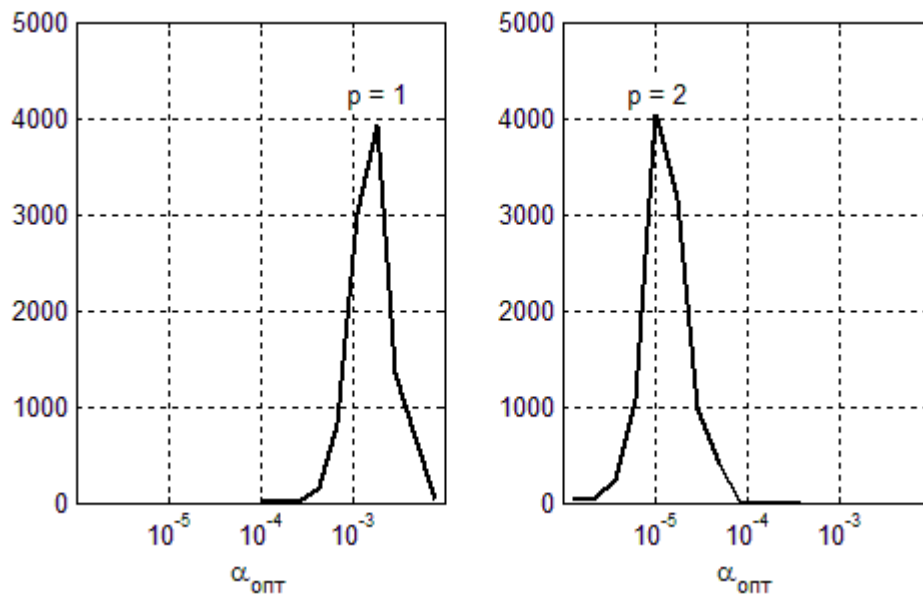


Рисунок 2.14 – Распределение  $\alpha_{\text{опт}}$  при  $\sigma_{\text{ш}} = 0,25$

На Рисунке 2.15 показаны результаты моделирования помехоустойчивости последовательной системы передачи данных в двухлучевом канале с Релеевскими замираниями для метода адаптивного определения параметра регуляризации и наиболее вероятного значения  $\alpha_{\text{опт}}$  полученного из результатов моделирования, приведенных на Рисунке 2.14.

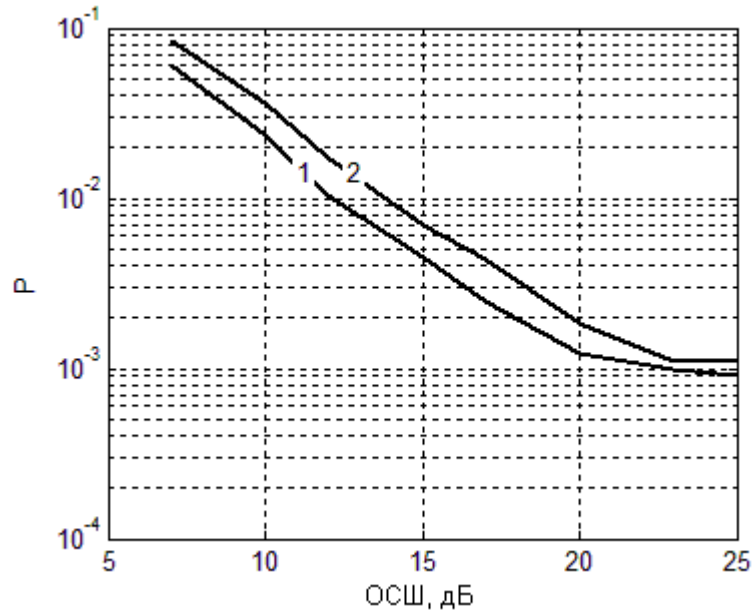


Рисунок 2.15 – Зависимость вероятности ошибки на бит от ОСШ при: 1 – адаптивном определении  $\alpha_{\text{опт}}$  ( $Z = 1$ ); 2 – при наиболее вероятном значении  $\alpha_{\text{опт}}$  ( $p = 2$ ,  $\alpha_{\text{опт}} = 10^{-5}$ )

Представленный метод предполагает определение оптимальных значений параметров регуляризации для каждого значения  $j$  в пределах окна, определяемого величиной  $Z$ , поэтому назван *метод адаптивного выбора параметров регуляризации* [104]. Размер окна определяется интервалом квазистационарности канала. Так, для КВ канала  $Z$  достаточно ограничить величиной от 1 до 3.

Проведенное моделирование показало, что предложенный метод позволяет повысить помехоустойчивость системы передачи данных. Так, при заданной величине вероятности ошибки на бит энергетический выигрыш составляет 1 дБ. С другой стороны, при малых значения ОСШ (7-10 дБ) выигрыш помехоустойчивости составляет около 2%, что является весьма существенным.

Рассмотрим адаптацию данного метода на примере выбора порядка адаптивного КФ при расчете его коэффициентов с помощью МНК [82]. Перепишем уравнение (1.24) с учетом принятых обозначений, тогда

$$u_{0,j} * h_{\text{КФ},j} = s_0, \quad (2.72)$$

где  $u_{0,j}$  – вектора отсчетов принятого тестового сигнала,

$h_{\text{КФ},j}$  – вектор отсчетов ИХ КФ,

$s_0$  – вектора отсчетов передаваемого тестового сигнала.

По аналогии с (1.21) вектор отсчетов КФ можно получить из выражения

$$h_{\text{КФ},j} = (A_j^T A_j)^{-1} A_j^T s_0, \quad (2.73)$$

где  $A_j$  – матрица размерностью  $N \times n$  [24], состоящая из элементов вектора отсчетов принятого тестового сигнала  $u_{0,j}$ .

При этом  $N$  – длина вектора отсчетов тестового сигнала  $s_0$ ,  $n$  – порядок КФ.

Результат коррекции информационного сигнала есть вектор отсчетов  $\hat{s}_{m,j}$ , вычисляемый из выражения

$$\hat{s}_{m,j} = u_{m,j} * h_{\text{КФ},j}, \quad (2.74)$$

где  $u_{m,j}$  – вектора отсчетов принятого информационного сигнала.

Уклонение вектора  $\hat{s}_{m,j}$  от точного будем оценивать как

$$y = \rho L_2(s_{m,j}, \hat{s}_{m,j}) = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} (s_{m,j}(i) - \hat{s}_{m,j}(i))^2}. \quad (2.75)$$

На Рисунках 2.16 – 2.18 приведены характерные зависимости уклонения  $y$  от порядка эквалайзера  $n$  и нормированное распределение оптимального значения порядка эквалайзера  $W(n_{\text{опт}})$ , соответствующего минимуму уклонения  $y$ . Отметим, что  $W(n_{\text{опт}})$  получено экспериментально. Моделирование проводилось для двухлучевого канала с различными значениями задержки между лучами и ОСШ. Усреднение проводилось по 1000 экспериментов.

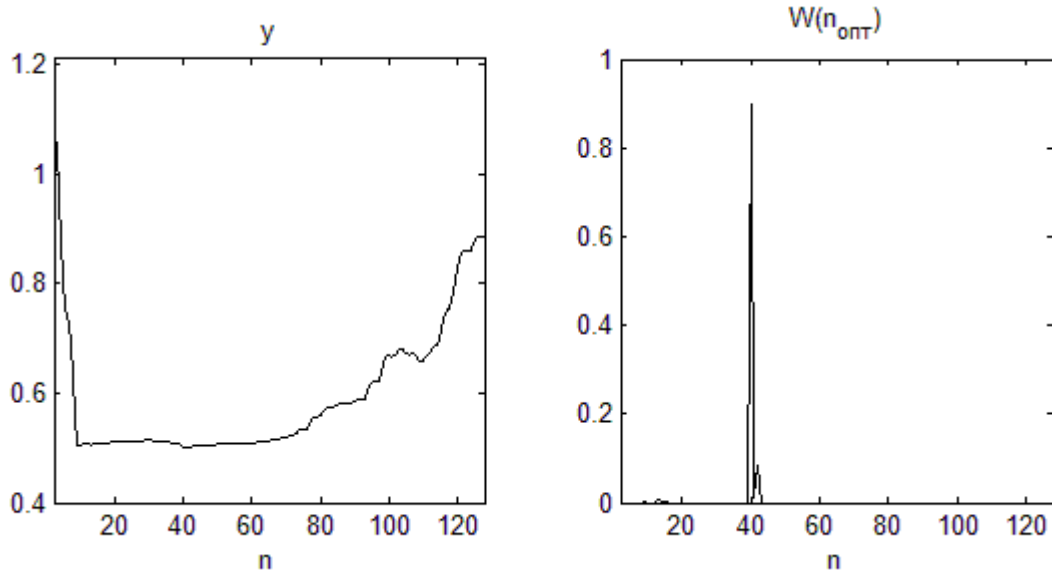


Рисунок 2.16 – Зависимость уклонения  $y$  от порядка эквалайзера  $n$  (слева); нормированное распределение оптимального значения порядка эквалайзера  $W(n_{\text{опт}})$  (справа) – при задержке между лучами 2 мс, ОСШ = 20 дБ

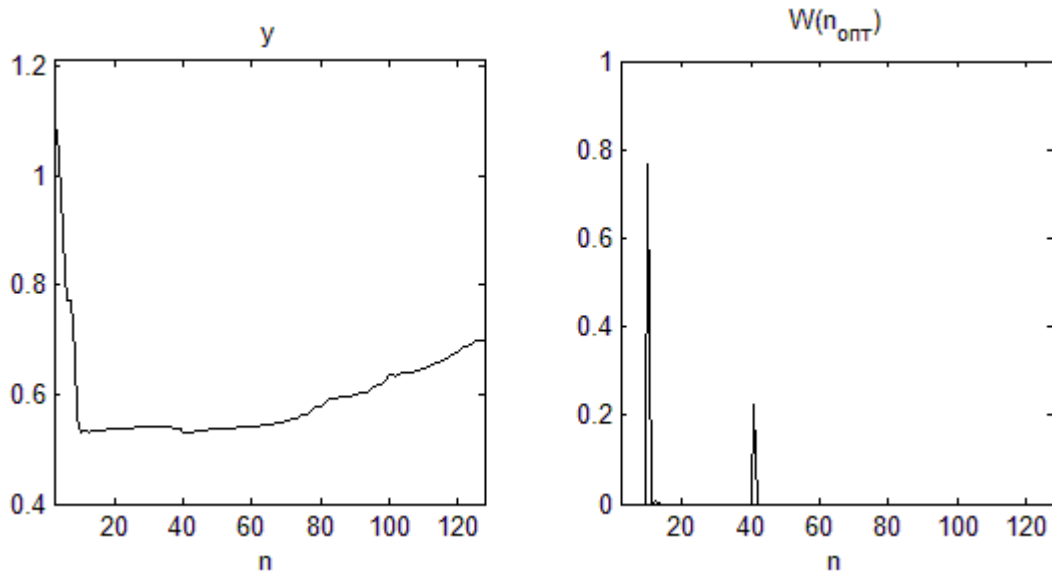


Рисунок 2.17 – Зависимость уклонения  $y$  от порядка эквалайзера  $n$  (слева); нормированное распределение оптимального значения порядка эквалайзера  $W(n_{opt})$  (справа) – при задержке между лучами 2 мс, ОСШ = 10 дБ

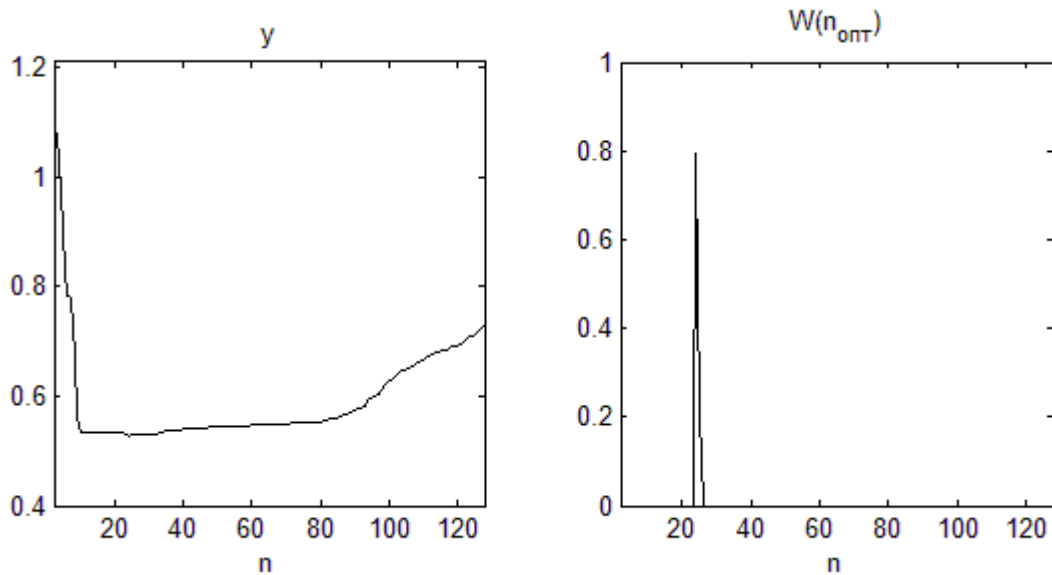


Рисунок 2.18 – Зависимость уклонения  $y$  от порядка эквалайзера  $n$  (слева); нормированное распределение оптимального значения порядка эквалайзера  $W(n_{opt})$  (справа) – при задержке между лучами 1 мс, ОСШ = 10 дБ

На основании полученных результатов моделирования можно сделать вывод, что выбор порядка адаптивного КФ зависит как от параметров модели канала связи, так и от величины и конкретной реализации шумовой составляющей.

Тогда на основе  $h_{KF,0}$ , рассчитанной из выражения (2.73), можно получить

$$\hat{s}_{0,z} = u_{0,z} * h_{KF,0}, z = 1, \dots, Z. \quad (2.76)$$

В результате необходимо минимизировать

$$\min_n \rho L_2(s_0, \hat{s}_{0,z}(n)), \quad (2.77)$$

где  $\hat{s}_{0,z}(n)$  – вектор откорректированного тестового сигнала, как функция порядка КФ.

В результате, получив выборку значений  $n_{\text{опт}}(z), z = 1, \dots, Z$ , возьмем в качестве оптимального значения порядка КФ медианное значение данной выборки [82].

Представленный подход может быть применен и для других алгоритмов расчета коэффициентов ИХ канала и ИХ КФ для выбора оптимального значения соответствующего параметра используемого алгоритма. Размера окна  $Z$  может быть оценен из интервала корреляции канала или скорости замираний на этапе установления синхронизации. Впрочем, в процессе функционирования может потребоваться периодическое обновление этой оценки.

На представленный метод выбора параметра алгоритма коррекции получен патент РФ на изобретение № 2653485 [104].

## 2.6. Метод адаптивного выбора параметра регуляризации на основе отклонения значений фаз символов

Представленный выше метод адаптивного выбора оптимального значения параметра алгоритма коррекции сигнала является не применимым для способа бестестовой адаптивной коррекции сигналов, который рассматривается в главе 4. Поэтому автором разработан метод выбора параметра алгоритма коррекции на основе минимизации отклонения фазовых значений. Рассмотрим данный метод на примере выбора параметра регуляризации при расчете ИХ методом регуляризации Тихонова.

В качестве целевой функции автором предлагается минимизация количества ошибок демодуляции  $q \geq 0$  в последовательности длиной  $N$  бит, значение которого вычисляется из выражения

$$q = \min_{\alpha} \sum_{n=0}^{N-1} |b(n) - b(n, \alpha)|, \quad (2.78)$$

где  $b(n), n \in [0; N - 1]$  – последовательность передаваемых информационных бит,

$b(n, \alpha), n \in [0; N - 1]$  – последовательность бит, полученных после демодуляции откорректированного информационного сигнала

$$b(n, \alpha) = DeModulate\langle s_m(t, \alpha) \rangle, n \in [0; N - 1], \quad (2.79)$$

где  $DeModulate\langle \dots \rangle$  – оператор, осуществляющий демодуляцию,

$s_m(t, \alpha)$  – откорректированный информационный сигнал.

В результате минимизация (2.78) приводит к минимизации частоты или коэффициента ошибок, являющегося оценкой наиболее важного показателя достоверности в теории связи – вероятности ошибки на бит

$$\hat{P} = \frac{1}{LN} \sum_{l=1}^L q_l, \quad (2.80)$$

где  $L$  – объем выборки.

Существенной проблемой для решения поставленной задачи является то, что последовательность  $b(n), n \in [0; N - 1]$  неизвестна, что, вообще говоря, не позволяет решить задачу выбора параметра регуляризации в постановке (2.78). Поэтому для определения оптимального значения параметра регуляризации автором предложен метод выбора параметра регуляризации, основанный на минимизации уклонения фазовых значений получаемого решения.

Т.к.  $s_m(t, \alpha)$  является лишь приближенным решением, то, очевидно, что значения фаз  $\psi = \{\psi(n, \alpha)\}, n \in [0; N - 1]$  имеют определенное уклонение со своей плотностью распределения, дисперсия которой в том числе зависит от параметра регуляризации, т.е.  $\sigma_\psi^2(\alpha)$ .

Значения фаз передаваемого информационного сигнала  $\varphi_m(n), n \in [0; N - 1]$  для случая двухпозиционной ФМ с равной вероятностью могут принимать значения 0 или  $\pi$ , следовательно, плотность вероятности фаз сигнала  $s_m(t, \alpha)$  можно представить в форме

$$W_{0,\pi}(\psi) = \frac{1}{2} W_0(\psi) + \frac{1}{2} W_0(\psi + \pi), \psi \in [-\pi; \pi] \quad (2.81)$$

где  $W_0(\psi)$  – плотность вероятности начальной фазы смеси сигнала и шума при условии, что начальная фаза сигнала постоянна и равна нулю, описываемая нормальным угловым законом распределения [66].

В свою очередь известно [60], что вероятность ошибки на бит определяется выражением

$$P = 1 - \int_{-\pi/2}^{\pi/2} W_0(\psi) d\psi. \quad (2.82)$$

Таким образом, имеет место следующее утверждение, на котором основывается предлагаемый автором метод выбора параметра регуляризации: минимизация дисперсии фаз  $\sigma_\psi^2(\alpha)$  приведет к минимизации вероятности ошибки на бит (2.82), оценка которой определяется выражением (2.80), минимизация которой собственно и заключается в минимизации количества ошибок, определяемого выражением (2.78).

С учетом сказанного, оптимальное значение параметра регуляризации – такое значение  $\alpha_{\text{опт}}$ , при котором обеспечивается

$$\min_{\alpha} \sigma_{\psi}^2(\alpha). \quad (2.83)$$

Заметим, что, вообще говоря, дисперсия фаз  $\sigma_{\psi}^2$  зависит от уклонения получаемого решения от точного, т.е.  $\sigma_{\psi}^2(\sigma_m^2(\alpha))$ , где

$$\sigma_m^2(\alpha) = \|s_m(t) - s_m(t, \alpha)\|. \quad (2.84)$$

При этом очевидно, что минимум (2.83) и минимум  $\sigma_m^2(\alpha)$  достигаются при одном и том же значении  $\alpha = \alpha_{\text{опт}}$ .

Очевидно, что получаемая при практической реализации оценка дисперсии фаз  $\hat{\sigma}_{\psi}^2(\alpha)$  будет содержать определенную погрешность, связанную с небольшим объемом выборки равным  $N$  [66]. Впрочем, имеет место следующая лемма: существует некоторая область оптимальных значений параметра регуляризации  $\{\alpha_{\text{опт}}\}$ , обеспечивающих  $q = q_{\text{min}}$ .

Доказательство данной леммы следует из того, что длина последовательности бит  $b(n), n \in [0; N - 1]$  является конечной, а значит максимальное количество ошибок  $q_{\text{max}}$ , определяемое выражением (2.78), не может превысить  $N$ . Заметим, что на практике максимальное количество ошибок в среднем не превосходит  $N/2$ . Допустим, что каждому значению  $Q = \{q_{\text{min}}, q_1, \dots, q_l \equiv q_{\text{max}}\}$  соответствует единственное значение параметра регуляризации  $\alpha(q) = \{\alpha_{\text{опт}}, \alpha_1, \dots, \alpha_l\}$ . Однако  $\alpha \in \mathbb{R}$  ( $\alpha > 0$ ), а значит существует некоторое значение  $\alpha_x \notin \alpha(q)$ , которому должно соответствовать определенное значение  $q_x \in Q$ . Следовательно, возникает противоречие, а значит, каждому значению  $q_x \in Q$  соответствует некоторое множество или область значений  $\{\alpha_x\}$ , в том числе значению  $q_{\text{min}}$  соответствует область оптимальных значений параметра регуляризации  $\{\alpha_{\text{опт}}\}$ .

Отсюда следует, что требуется определить такое  $\alpha'_{\text{опт}} \in \{\alpha_{\text{опт}}\}$ , которое обеспечивало бы выполнение (2.78).

Для вычисления оценки дисперсии фаз  $\hat{\sigma}_{\psi}^2(\alpha)$  для случая двухпозиционной ФМ необходимо повернуть все фазы  $\psi(n, \alpha)$  в правую полуплоскость так, чтобы

$$\psi(n, \alpha) \rightarrow \psi_0(n, \alpha) \in \left[-\frac{\pi}{2}; \frac{\pi}{2}\right], n \in [0; N - 1]. \quad (2.85)$$

Оценка  $\hat{\sigma}_{\psi}^2(\alpha)$  с учетом (2.85), а также полагая  $\varphi_m(n) = 0, n \in [0; N - 1]$  определяется из выражения

$$\hat{\sigma}_{\psi}^2(\alpha) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} (\psi_0(n, \alpha))^2. \quad (2.86)$$

Однако необходимо учесть следующее: при слишком малых значениях  $\alpha$  решение  $s_m(t, \alpha)$  не обладает устойчивостью, а при больших  $\alpha$  энергия сигнала  $s_m(t, \alpha)$ , вычисляемая по формуле



$$E(\alpha) = \int_0^{T_m} (s_m(t, \alpha))^2 dt, \quad (2.87)$$

будет мала (вообще говоря,  $E(\alpha) \rightarrow 0$  при  $\alpha \rightarrow \infty$ ). Здесь  $T_m$  – длительность информационного сигнала.

В обоих случаях это эквивалентно уменьшению ОСШ, что, очевидно, может привести к ложным локальным минимумам получаемой оценки дисперсии  $\hat{\sigma}_\psi^2(\alpha)$ .

Для решения указанной проблемы автором предлагается ввести функционал для получения взвешенной оценки уклонения фазовых значений, представляющий собой модуль суммы векторов

$$R(\alpha) = \left| \sum_{n=0}^{N-1} c(n, \alpha) \cdot \exp(i \cdot \psi_0(n, \alpha)) \right|, \quad (2.88)$$

где  $c(n, \alpha) \geq 0$  – весовые коэффициенты.

Как известно [115], при оценке параметра сигнала в подобных задачах применяют оптимальную схему по методу максимума функции правдоподобия, и, следовательно, весовые коэффициенты будут характеризовать меру взаимной корреляции между  $s_m(t, \alpha)$  и опорными сигналами. Т.к. передаваемый информационный сигнал  $s_m(t)$  неизвестен, то в качестве опорных сигналов можно взять сигналы на основе полученных оценок  $\psi(n, \alpha)$ . Тогда

$$c(n, \alpha) = \left| \int_{nT_{\text{СИМВ}}}^{(n+1)T_{\text{СИМВ}}} s_m(t, \alpha) s_m(t, \psi(n, \alpha)) dt \right|, \quad (2.89)$$

где  $s_m(t, \psi(n, \alpha)) = \sin(\omega_0 t + \psi(n, \alpha))$ .

Максимум функционала (2.88) достигается при  $\alpha = \alpha_{\text{опт}}$ .

Проведем численное моделирование предложенного метода для выбора параметра регуляризации. При моделировании были заданы следующие параметры модели канала: 2 луча, интервал между лучами 2 мс, замирания каждого луча по закону Релея, используемая полоса частот 0,3–3,4 кГц. Объем выборки составлял  $L = 20000$  экспериментов при длине последовательностей  $N = 15$ .

На Рисунке 2.19 приведена экспериментальная зависимость оценки вероятности ошибки на бит, вычисляемая по формуле (2.80).

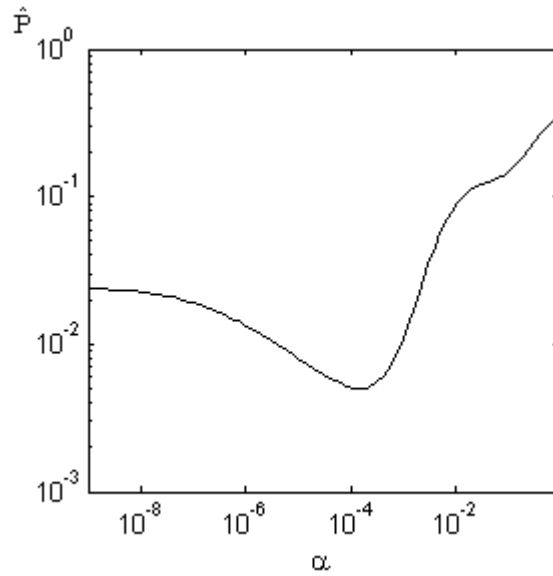


Рисунок 2.19 – Зависимость  $\hat{P}(\alpha)$  при ОСШ 7 дБ

При этом минимум вероятности ошибки на бит соответствует наиболее вероятному значению  $\alpha_{\text{опт}}$ , выборочная плотность распределения показана на Рисунке 2.20. При этом необходимо иметь в виду, что значения  $\alpha_{\text{опт}}$  есть  $\{\alpha_{\text{опт}}\}$ .

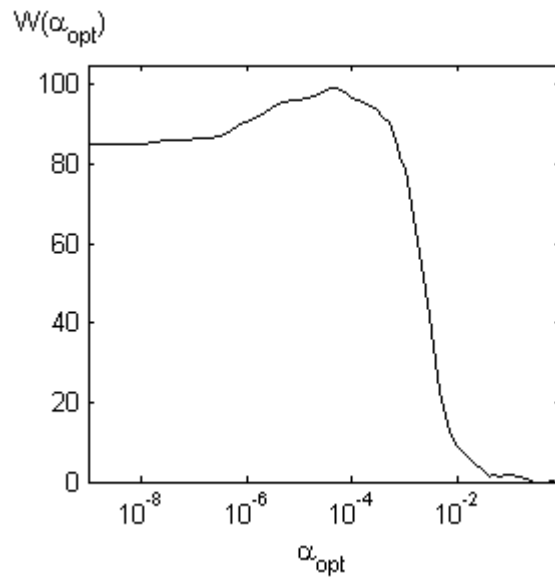


Рисунок 2.20 – Плотность распределения  $\alpha_{\text{опт}}$

На Рисунке 2.21 приведены характерные зависимости  $q(\alpha)$ ,  $R(\alpha)$ ,  $\hat{\sigma}_\psi^2(\alpha)$ . Для наглядности значения  $R(\alpha)$  и  $\hat{\sigma}_\psi^2(\alpha)$  были нормированы к одному масштабу.

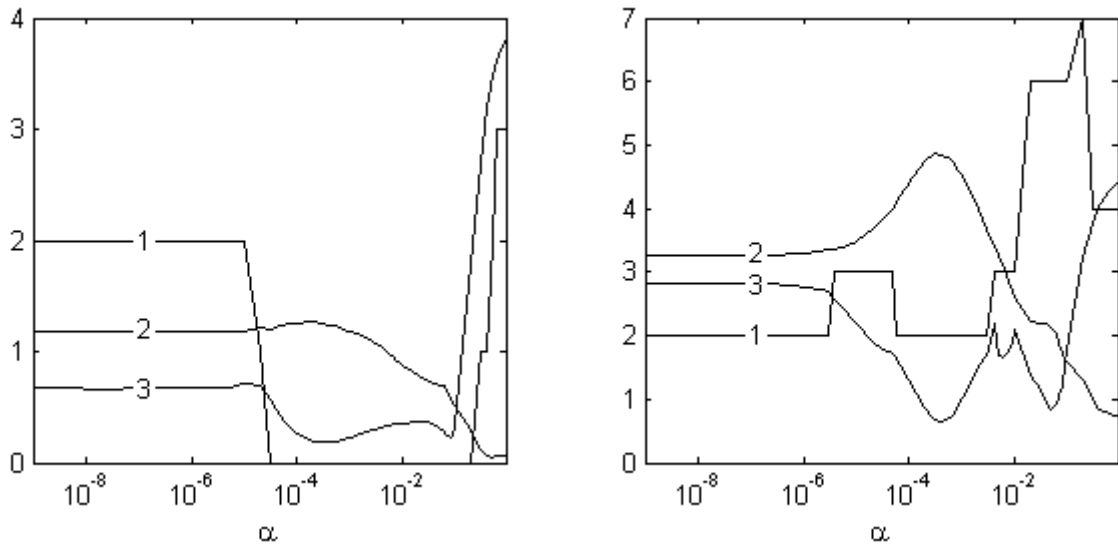


Рисунок 2.21 – Характерный вид зависимостей (при ОСШ 7 дБ): 1 – количество ошибок  $q(\alpha)$  ;  
 2 – функционал  $R(\alpha)$ ; 3 – оценка дисперсии фаз  $\hat{\sigma}_\psi^2(\alpha)$

Как видно из Рисунка 2.21 зависимость  $\hat{\sigma}_\psi^2(\alpha)$  имеет несколько локальных минимумов, причем неудачный выбор может привести к значительному росту количества ошибок. Функционал  $R(\alpha)$  имеет один явный максимум, а благодаря весовым коэффициентам «отфильтровывает» слишком большие значения  $\alpha$ .

На Рисунке 2.22 приведены зависимости вероятности ошибки на бит  $\hat{P}$  от ОСШ при значении параметра регуляризации  $\alpha_{\text{опт}}^0 \in \{\alpha_{\text{опт}}\}$ , полученном при моделировании с учетом знания в рамках моделирования  $s_m(t)$  и  $b(n), n \in [0; N - 1]$ , а также при значениях параметра регуляризации, найденных путем нахождения минимума оценки дисперсии фаз  $\hat{\sigma}_\psi^2(\alpha)$  и максимума функционала  $R(\alpha)$ .

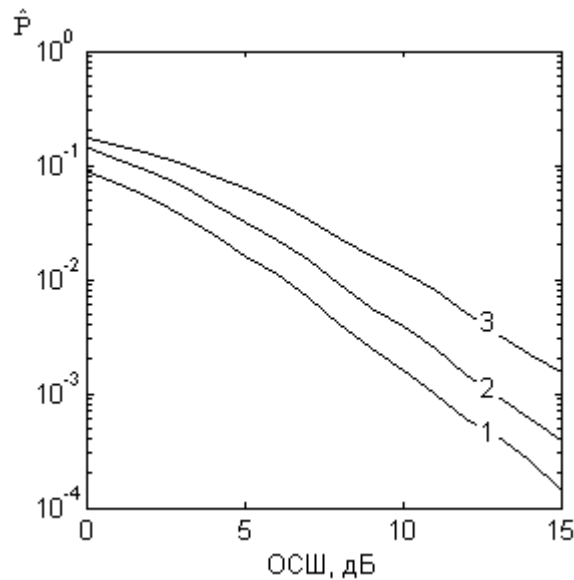


Рисунок 2.22 – Зависимости  $\hat{P}$  от ОСШ: 1 – при  $\alpha_{\text{опт}}^0 \in \{\alpha_{\text{опт}}\}$ ; 2 – при  $\alpha_{\text{опт}}$ , соответствующем  $\max R(\alpha)$ ; 3 – при  $\alpha_{\text{опт}}$ , соответствующем  $\min \hat{\sigma}_\psi^2(\alpha)$

Из полученных зависимостей для оценки вероятности ошибки  $\hat{P}$  на бит видно, что определение значения  $\alpha_{\text{опт}}$  путем поиска минимума дисперсии фазы приводит к большему коэффициенту ошибок, чем для  $\alpha_{\text{опт}}$ , соответствующему  $\max R(\alpha)$ . Введение весовых коэффициентов позволило избавиться от ряда ложных локальных минимумов при оценке дисперсии фазы, в результате чего вероятность ошибки на бит при  $\alpha_{\text{опт}}$ , соответствующая  $\max R(\alpha)$  (кривая 2), приближается к кривой 1, являющейся в данном случае нижней границей.

Предложенный метод не требует знания какой-либо априорной информации о дисперсии шумовой составляющей или передаваемой последовательности информационных бит, а также может быть применен при использовании любого другого алгоритма для расчета коэффициентов ИХ канала и КФ при выборе соответствующего параметра.

## 2.7. Выводы

1. Автором рассмотрена модель построения корректирующего фильтра и предложен способ нахождения ИХ КФ на основе решения задачи идентификации канала.
2. Рассмотрен вопрос физической реализуемости оптимального корректирующего фильтра – как фильтра с ИХ обратной каналу связи.
3. Получены выражения для численного решения интегрального уравнения типа свертки с неточно заданной правой частью в базисе Хартли, а также приведены оценки точности расчета ИХ и сравнительный анализ вычислительной эффективности при адаптивной коррекции сигналов с использованием алгоритмов БПФ и БПХ. Так, при нахождении ИХ канала в базисе Хартли число операций сложения меньше более чем в 5 раз, умножения –

в 3 раза и деления – в 2 раза. При этом все операции вещественны, т.е. нет необходимости отдельно хранить реальную и мнимую части спектров сигналов и ИХ.

4. Предложено использование двухпараметрических стабилизирующих функций при решении задач адаптивной фильтрации методом регуляризации Тихонова, что позволило повысить точность получаемого решения на 15-20 %.
5. Практически во всех алгоритмах расчета коэффициентов ИХ канала и КФ используются различные параметры (параметр регуляризации, шаг сходимости, порядок фильтра), которые обеспечивают устойчивость, а также влияют на точность получаемого решения. Автором разработаны методы выбора оптимального значения соответствующего параметра. Один из разработанных методов может быть использован для выбора соответствующего параметра при использовании способа бестестовой адаптивной коррекции сигналов.

### 3. МЕТОДЫ АДАПТИВНОЙ КОРРЕКЦИИ СИГНАЛОВ, ИСПОЛЬЗУЮЩИЕ ТЕСТОВЫЕ СИГНАЛЫ

#### 3.1. Использование защитных интервалов

Защитные интервалы (ЗИ) используются в OFDM системах [5] с целью подавить МСИ, т.е. избавиться от наложения информационных символов друг на друга. В таких системах ЗИ представляет собой циклическое повторение каждого символа до и после него, а длительность ЗИ выбирается из возможного интервала многолучевости и для КВ канала составляет порядка 2-4 мс [135; 141].

Однако в КВ системах последовательной или одночастотной передачи данных длительность символа обычно составляет менее одной миллисекунды, поэтому вводить ЗИ аналогично многочастотным системам бессмысленно. В известных последовательных КВ модемах [7; 122; 135; 141] ЗИ между символами не применяют, а для подавления МСИ используют КФ, для расчета коэффициентов которого осуществляется передача тестовых сигналов. В параграфе 1.3 было отмечено, что в монографии Б.И. Николаева [87] предполагалось использование испытательного импульса (или испытательной комбинации), отделенного во времени с обеих сторон пассивными нулевыми ЗИ, достаточными для того, чтобы в точке приема иметь импульсный отклик без межсимвольных наложений. Однако при применении двухуровневой балансной амплитудной модуляции или фазовой телеграфии использование такого ЗИ приводило к появлению третьей позиции, для формирования которой уже нельзя использовать простые двоичные схемы [87]. Несмотря на определенные осложнения, там же было показано, что вероятность ошибки на бит по сравнению с системой без ЗИ несколько меньше (примерно на  $1 \div 2 \cdot 10^{-3}$ ).

Однако такой вид тестового сигнала, в конечном итоге не нашел широкого применения, так как использование только одного испытательного импульса (символа) или испытательной комбинации, состоящей из одного испытательного импульса и пассивного ЗИ, не позволяет адекватно оценить ИХ канала, а также способствовать периодической подстройке тактовой синхронизации и компенсации доплеровского смещения частоты. Поэтому в современных одночастотных модемах [122; 141] в качестве теста, как правило, используется фазоманипулированный сигнал на основе ПСП длительностью несколько миллисекунд (значительно больше интервала многолучевости) и занимающий всю выделенную полосу частот. ЗИ при этом не используется.

С другой стороны, использование ЗИ между тестовым и информационным сигналами позволит избавиться от наложения неизвестных информационных символов на тестовые, что в

результате позволит более точно рассчитать ИХ канала и соответствующую ИХ КФ и, как следствие, повысить помехоустойчивость. Результаты моделирования [33], а также трассовые испытания [73] показали, что использование ЗИ совместно с вышеуказанным видом тестового сигнала позволяет значительно повысить помехоустойчивость.

На Рисунке 3.1 показана структура сигнала последовательного модема при наличии ЗИ. Между тестовым и информационным сигналами длительностью  $L_{\text{тест}}$  и  $L_{\text{инф}}$  соответственно присутствует ЗИ длительностью  $L_{\text{ЗИ}}$ . Длительность  $L_{\text{тест}}$  и  $L_{\text{инф}}$  составляет несколько символов, например, в авиационном стандарте ARINC 635 [122]  $L_{\text{тест}} = 15$ ,  $L_{\text{инф}} = 30$ . Длительность ЗИ  $L_{\text{ЗИ}}$  удобно взять кратной длительности нескольких символов, при этом  $L_{\text{ЗИ}}$  должна быть больше задержки между лучами  $\Delta L$ .



Рисунок 3.1 – Структура сигнала с ЗИ

Рассмотрим возможные варианты ЗИ между тестовым и информационным сигналами. Первым вариантом ЗИ является упомянутая выше пассивная пауза, т.е. интервал длительностью  $L_{\text{ЗИ}}$ , на котором отсутствует передача полезного сигнала. На приеме, на этом интервале будут иметь место «хвосты» тестового и информационного сигналов и аддитивный шум. Расчет ИХ канала может проводиться как на интервале тестового сигнала  $L_{\text{тест}}$ , так и на интервале  $L_{\text{т+ЗИ}} = L_{\text{тест}} + 2L_{\text{ЗИ}}$ . Удвоенное значение  $L_{\text{ЗИ}}$  используется потому, что ЗИ расположен перед и после тестового сигнала.

Еще одним из возможных видов ЗИ может быть отрезок гармонического колебания. При этом несущая частота этого колебания может быть как равной частоте несущей, так и расположена вблизи крайней частоты выделенной полосы. В этом случае расчет ИХ канала предполагается проводить на длительности тестового сигнала  $L_{\text{тест}}$ . При этом как в случае пассивной паузы, так и в случае гармонического колебания принимаемый тестовый сигнал на длительности  $L_{\text{тест}}$  или  $L_{\text{т+ЗИ}}$  может быть дополнен нулями до  $N \geq 2L_{\text{тест}}$ .

Кроме того, для повышения точности расчета ИХ канала и соответствующей ИХ КФ предлагается использовать структуру ЗИ, формируемую с учетом метода расчета ИХ. Полагая свертку (1.16) циклической, будем решать уравнение в замкнутой области  $\{T_1 \leq \tau \leq T_2; T_1 \leq t \leq T_1\}$ . Тогда перейдя к дискретной форме (1.31) и решая это уравнение методом, основанным на переходе в частотную область, автором в [81] предлагается использование ЗИ,

являющегося циклическим продолжением теста. Это позволит перейти к циклической свертке в частотной области без дополнения нулями. В этом случае уравнение (1.31) преобразуется к следующей форме:

$$\sum_{l=0}^{L_{\text{тест}}-1} s(\text{mod}((n-l), L_{\text{тест}})) \cdot h(l) = u(n), n = 0 \dots L_{\text{тест}} - 1, \quad (3.1)$$

где  $\text{mod}((n-l), L_{\text{тест}})$  – означает операцию взятия по модулю  $L_{\text{тест}}$ .

Функции, входящие в уравнение (3.1) будут иметь вид

$$\begin{aligned} s(n) &= s_{\text{д}}(n), n = 0 \dots L_{\text{тест}} - 1, \\ h(n) &= h_{\text{д}}(n), n = 0 \dots L_{\text{тест}} - 1, \\ u(n) &= u_{\text{д}}(n), n = 0 \dots L_{\text{тест}} - 1, \end{aligned} \quad (3.2)$$

причем интервал  $0 \dots L_{\text{тест}} - 1$  соответствует тесту без ЗИ.

Проведем сравнительный анализ влияния вида ЗИ на точность расчета ИХ канала. На Рисунках 3.2 и 3.3 показаны зависимости уклонения рассчитанной ИХ двухлучевого канала связи относительно заданной в метрике  $C$  ОСШ при оптимальном параметре регуляризации  $\alpha_{\text{опт}}$  для тестового сигнала без ЗИ и различных вариантов вида ЗИ. Зависимости  $\rho C(h, h(\alpha_{\text{опт}}))$  усреднены по выборке из 1000 экспериментов, при этом значение параметра регуляризации  $\alpha_{\text{опт}}$ , обеспечивающее минимальное уклонение, в каждом эксперименте выбирается заново. Тестовый сигнал взят на длительности  $L_{\text{тест}}$ , ДПФ выполнено на той же длительности. Длительность ЗИ равна двум длительностям символа:  $L_{\text{ЗИ}} = 2L_{\text{симв}}$ . На Рисунке 3.2 показаны зависимости при задержке между лучами  $\Delta L < L_{\text{ЗИ}}$ ; на Рисунке 3.3. при  $\Delta L > L_{\text{ЗИ}}$ .

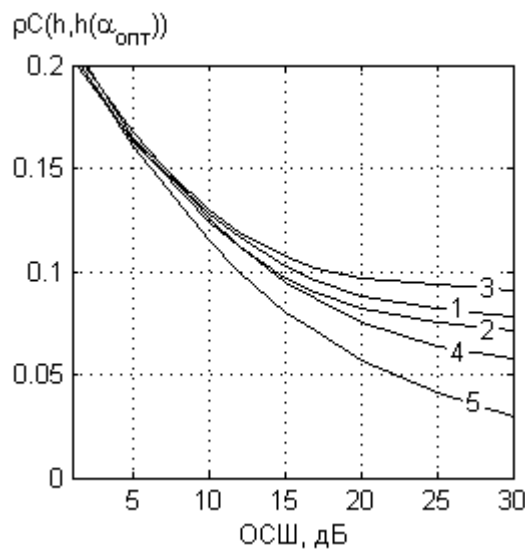


Рисунок 3.2 – Зависимости  $\rho C(h, h(\alpha_{\text{опт}}))$  от  $\sigma_{\text{ш}}$  при  $\Delta L < L_{\text{ЗИ}} = 2L_{\text{симв}}$ , ДПФ на длительности  $L_{\text{тест}}$ : 1 – без ЗИ; 2 – пассивная пауза; 3 – гармоническое колебание на частоте несущей; 4 – гармоническое колебание на частоте  $f_c = 3.2$  кГц; 5 – циклическое повторение



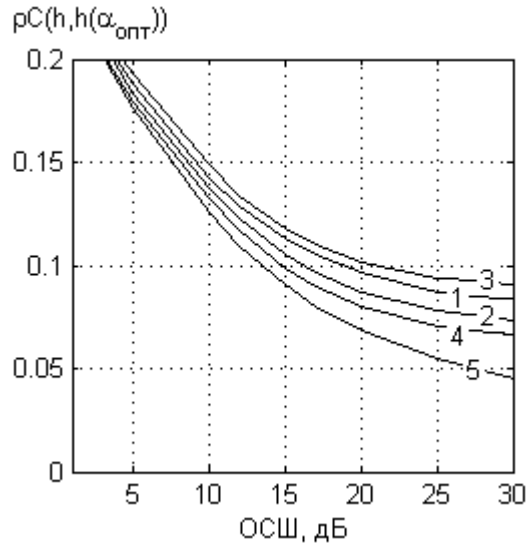


Рисунок 3.3 – Зависимости  $\rho C(h, h(\alpha_{\text{опт}}))$  от  $\sigma_{\text{ш}}$  при  $\Delta L > L_{\text{ЗИ}} = 2L_{\text{симв}}$ , ДПФ на длительности  $L_{\text{тест}}$ : 1 – без ЗИ; 2 – пассивная пауза; 3 – гармоническое колебание на частоте несущей; 4 – гармоническое колебание на частоте  $f_c = 3.2$  кГц; 5 – циклическое повторение

Как видно, использование ЗИ позволило повысить точность расчета ИХ канала, причем даже при длительности ЗИ меньше интервала многолучевости, т.е. при  $\Delta L > L_{\text{ЗИ}}$ . При этом минимальное уклонение получилось при ЗИ, представляющем собой циклическое повторение, так как в этом случае, выделив сигнал на длительности  $L_{\text{тест}}$  и выполнив ДПФ на той же длительности, «хвосты» тестового сигнала, появившиеся в результате многолучевости, сохраняются. Кроме того, длительность (число отсчетов) получаемой ИХ канала в этом случае будет достаточна и равна  $L_{\text{тест}}$ . Под «достаточностью» имеется в виду, что число коэффициентов ИХ не должно превышать  $L_{\text{тест}}$ .

Более того, особенность решения, получаемого методом, основанным на переходе в частотную область, состоит в том, что вторая половина вектора  $h(\alpha_{\text{опт}})$  соответствует «отрицательному времени», т.е. времени до начала синхронизации, подобно тому, как вторая половина ДПФ соответствует отрицательным частотам. Таким образом, вектор отсчетов ИХ канала  $h_k(\alpha_{\text{опт}})$  представим в виде

$$h_k(n, \alpha_{\text{опт}}) = \begin{cases} h\left(n + \frac{L_{\text{тест}}}{2}, \alpha_{\text{опт}}\right), n = 0 \dots \frac{L_{\text{тест}}}{2} - 1 \\ h\left(n - \frac{L_{\text{тест}}}{2}, \alpha_{\text{опт}}\right), n = \frac{L_{\text{тест}}}{2} \dots L_{\text{тест}} - 1 \end{cases} \quad (3.3)$$

Однако в дальнейшем для расчета ИХ корректора понадобится только  $h(n, \alpha_{\text{опт}})$  при  $n = 0 \dots \frac{L_{\text{тест}}}{2} - 1$ . Вообще говоря, независимо от наличия и вида ЗИ, а также длительности, на которой выполняется ДПФ, для расчета ИХ корректора потребуется не более первой половины

отсчетов. Так, дополнив принятый тест нулями до  $N > 2L_{\text{тест}}$ , для расчета ИХ корректора потребуется максимум  $\frac{N}{2}$  отсчетов.

На Рисунке 3.4 показаны зависимости уклонения рассчитанной ИХ двухлучевого канала связи в метрике  $C$  от ОСШ при оптимальном параметре регуляризации  $\alpha_{\text{опт}}$  для тестового сигнала без ЗИ и различных вариантов вида ЗИ. Тестовый сигнал взят на длительности  $L_{\text{т+зи}}$  и дополнен нулями до  $N > 2L_{\text{т+зи}}$ , ДПФ выполнено на длительности  $N$ . Задержка между лучами  $\Delta L < L_{\text{зи}} = 2L_{\text{симв}}$ .

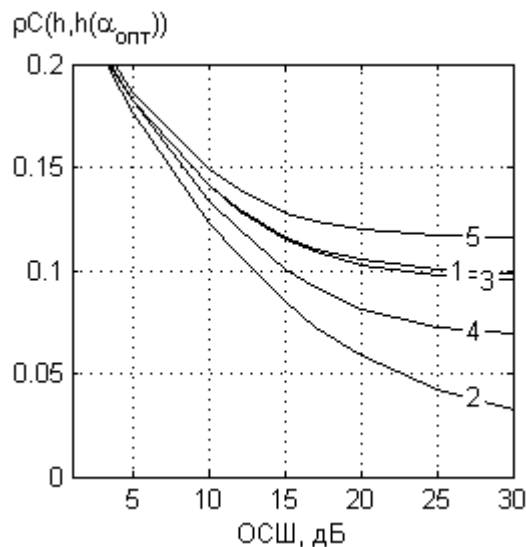


Рисунок 3.4 – Зависимости  $\rho C(h, h(\alpha_{\text{опт}}))$  от  $\sigma_{\text{ш}}$  при  $\Delta L < L_{\text{зи}} = 2L_{\text{симв}}$ , ДПФ на длительности  $N$ : 1 – без ЗИ; 2 – пассивная пауза; 3 – гармоническое колебание на частоте несущей; 4 – гармоническое колебание на частоте  $f_c = 3.2$  кГц; 5 – циклическое повторение

В этом случае наименьшее уклонение получилось при использовании пассивной паузы, так как в принимаемом тестовом сигнале на длительности  $L_{\text{т+зи}}$  сохранены «хвосты» теста, появившиеся в результате многолучевости, и отсутствует наложение «хвостов» информационного сигнала.

Таким образом, применение ЗИ позволяет повысить точность расчета ИХ канала и ИХ КФ, и, как следствие, увеличить помехоустойчивость. При этом должны быть учтены вид ЗИ и длительность принимаемого тестового сигнала ( $L_{\text{тест}}$  или  $L_{\text{т+зи}}$ ) с точки зрения сохранения «хвостов» тестового сигнала.

Рассмотренные выше варианты ЗИ обеспечивают повышение точности расчета ИХ канала и ИХ КФ, при этом на длительности  $L_{\text{тест}}$  принимаемого тестового сигнала отсутствуют «хвосты» неизвестного информационного сигнала при  $\Delta L < L_{\text{зи}}$ , либо их влияние не столь значительно при  $\Delta L > L_{\text{зи}}$ . Однако, в процессе коррекции, т.е. при обработке принимаемого информационного сигнала, «хвосты» тестового сигнала и «хвосты» ЗИ будут накладываться на

информационный сигнал. Исключением является лишь применение пассивной паузы в качестве ЗИ. В этом случае при достаточной длительности ЗИ, т.е. при  $\Delta L < L_{\text{ЗИ}}$  отсутствует мешающее влияние «хвостов» тестового и информационного сигналов друг на друга. Иными словами, пассивная пауза является ЗИ как для тестового сигнала, так и для информационного.

Одним из недостатков такого вида ЗИ является небольшое увеличение значения пик-фактора. Вторым, более существенным недостатком является влияние автоматической регулировки усиления (АРУ) приемника. Так, при отсутствии многолучевости на месте пассивных пауз будет присутствовать только шум, уровень которого будет увеличен АРУ приемника до уровня сигнала, в результате чего уменьшится ОСШ и точность расчета ИХ канала и ИХ КФ.

Для использования преимуществ пассивной паузы и устранения указанных недостатков автором разработан новый способ адаптивной коррекции с компенсацией ЗИ [81; 103]. Способ предполагает вставку ЗИ между тестовыми и информационными сигналами таким образом, чтобы ЗИ до и после  $i$ -го теста были противоположны по фазе ЗИ до и после  $(i+1)$ -го теста. На Рисунке 3.5 показана структура передаваемого сигнала с противоположными ЗИ.

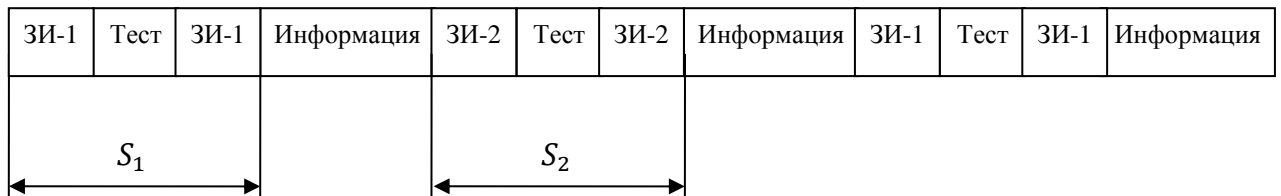


Рисунок 3.5 – Структура сигнала с противоположными ЗИ

В качестве ЗИ в таком случае можно использовать, например, ФМ-2 символы «0» и «1». Тогда при сложении сигналов  $S_1$  и  $S_2$ , показанных на Рисунке 3.5, ЗИ будут скомпенсированы, а амплитуда тестового сигнала удвоится. При этом мощность тестового сигнала на выходе сумматора увеличится в 4 раза, а дисперсия шума на всей длительности  $L_{\text{т+зи}}$  вырастет лишь в два раза, в результате чего ОСШ увеличится в 2 раза. Способы увеличения ОСШ будут подробно рассмотрено в параграфе 3.3.

На Рисунке 3.6 показана блок-схема устройства, реализующего способ компенсации ЗИ.

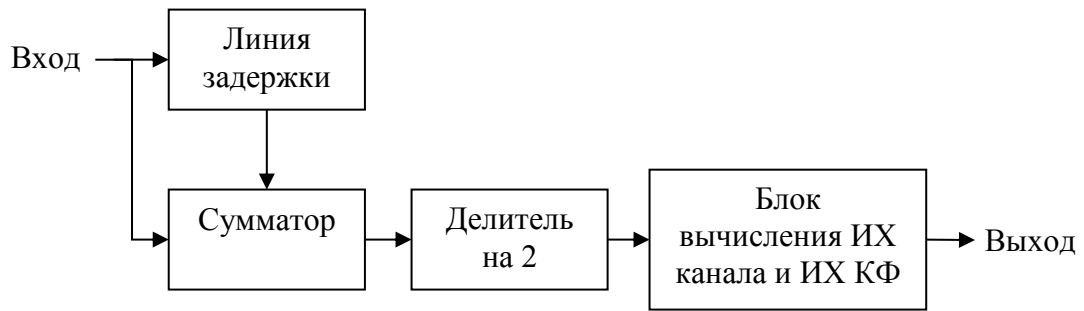


Рисунок 3.6 – Устройство компенсации ЗИ

Для расчета ИХ канала и ИХ корректора возьмем полученный на выходе сумматора тестовый сигнал на длительности  $L_{T+ЗИ}$ , дополнив его нулями до  $N > 2L_{T+ЗИ}$ . На выходе такого устройства получим рассчитанные ИХ канала и ИХ КФ. Ясно, что такая схема предполагает выполнение условия (2.68) при  $z = 1$ , что, впрочем, не является серьезным ограничением.

Для коррекции необходимо выделить информационный сигнал на длительности  $L_{инф}$ , дополнив его нулями до того же значения  $N$ , что было использовано при расчете ИХ КФ.

Проведем моделирование помехоустойчивости одночастотного КВ модема передачи данных с применением ЗИ в виде циклического повторения, пассивной паузы, а также при использовании способа компенсации ЗИ в двухлучевом канале с замираниями.

Для начала определим длительность информационной последовательности для обеспечения линейки скоростей 1200, 2400 и 3600 бит/с. Относительную информационную скорость можно вычислить по формуле

$$R = \frac{L_{инф}}{L_{инф} + L_{тест} + 2 \cdot L_{ЗИ}}, \quad (3.4)$$

а соответствующую информационную скорость можно определить как

$$V_{инф} = R \cdot V \cdot m \quad (3.5)$$

где  $V$  – частота следования символов;

$m$  – кратность модуляции, т.е. число бит приходящихся на один символ.

Так, в авиационном стандарте ARINC 635 [2] соотношение тест/информация составляет  $L_{тест}/L_{инф} = 15/30$  символов, частота следования символов  $V = 1800$  симв/с, следовательно, относительная информационная скорость при ФМ-2 без ЗИ (т.е.  $m = 1$ ,  $L_{ЗИ} = 0$ ) составляет  $R = 2/3$ , а значит  $V_{инф} = 1200$  бит/с. Аналогично, для обеспечения скорости 1200 бит/с при частоте следования символов  $V = 1600$  симв/с потребуется информационная последовательность длительностью  $L_{инф} = 45$  символов.

Для сохранения информационной скорости при применении ЗИ потребуется увеличить длительность информационной последовательности в соответствии с Таблицей 3.1.

Таблица 3.1 – Требуемые длительности информационной последовательности

$L_{ЗИ}$ , симв.	$L_{инф}$ , симв. ( $V = 1800$ симв/с)	$L_{инф}$ , симв. ( $V = 1600$ симв/с)
0	30	45
1	34	51
2	38	57
3	42	63
4	46	69

При моделировании выбраны следующие параметры: частота следования символов:  $V = 1600$  симв/с; вид передаваемых сигналов: фазоманипулированные сигналы различной кратности ФМ-2, ФМ-4, ФМ-8; тестовый сигнал: псевдослучайная последовательность длины 15. В качестве модели канала связи выбрана двухлучевая модель с релеевскими замираниями и задержкой между лучами 2 мс. В этом случае потребуется длительность ЗИ порядка 3-4 символов. На Рисунке 3.7 приведены кривые помехоустойчивости вероятности ошибки на бит в зависимости от ОСШ при отсутствии ЗИ и применении ЗИ в виде циклического повторения теста и пассивной паузы для различных кратностей модуляции.

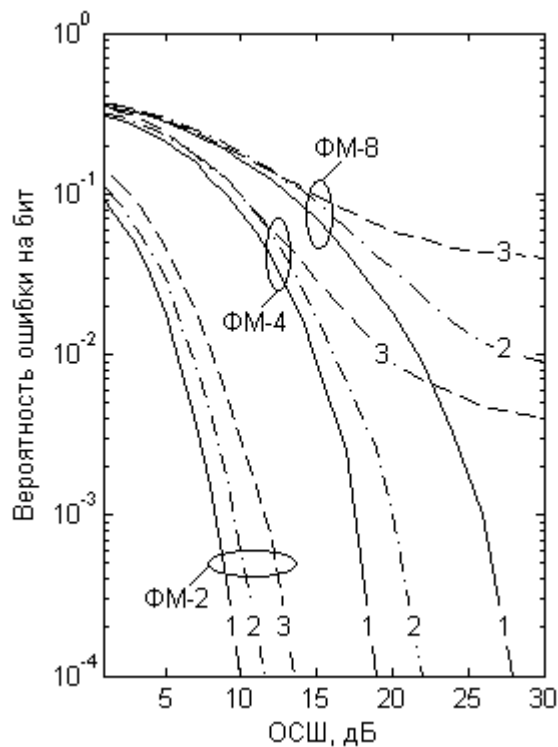


Рисунок 3.7 – Зависимости вероятности ошибки на бит от ОСШ в двух лучевом канале для различных кратностей фазовой манипуляции при: 1 – ЗИ пассивная пауза; 2 – ЗИ циклическое повторение теста; 3 – без ЗИ

Как видно из Рисунка 3.7, наибольшая помехоустойчивость обеспечивается при применении ЗИ в виде пассивной паузы, т.к. в этом случае пассивная пауза является ЗИ как для тестового сигнала, так и для информационного. Использование ЗИ в виде циклического повторения теста обеспечивает меньшую вероятность ошибки на бит по сравнению со случаем отсутствия ЗИ за счет более качественного расчета ИХ КФ. Однако при коррекции информационного сигнала «хвосты» от ЗИ являются помехой, не позволяющей обеспечить наилучший результат коррекции. Для повышения помехоустойчивости в этом случае потребуется ввести дополнительные ЗИ в виде циклического повторения информационного сигнала, что позволит достигнуть помехоустойчивости, обеспечиваемой при применении пассивной паузы. К сожалению, в этом случае потребуется дополнительно увеличить длительность информационной последовательности, что может быть допустимо лишь в канале с медленными замираниями.

На Рисунке 3.8 приведены кривые помехоустойчивости вероятности ошибки на бит в зависимости от ОСШ при отсутствии ЗИ и применении способа компенсации ЗИ для различных кратностей модуляции.

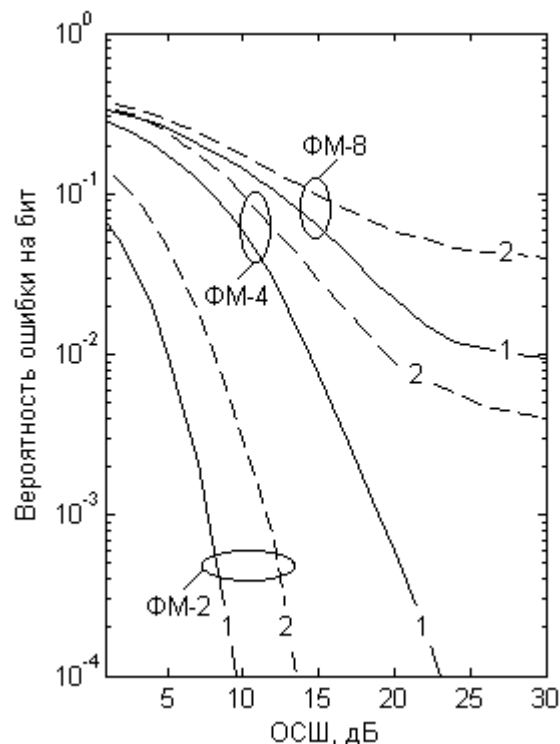


Рисунок 3.8 – Зависимости вероятности ошибки на бит от ОСШ в двух лучевом канале для различных кратностей фазовой манипуляции при: 1 – компенсации ЗИ; 2 – без ЗИ

Применение способа компенсации ЗИ, предполагающего использование противоположных по фазе символов, также обеспечивает снижения вероятности ошибки на бит по сравнению со случаем отсутствия ЗИ. Примечательно, что при низких значениях ОСШ вероятность ошибки на бит получилась немного меньше, чем при использовании пассивной паузы. Это объясняется эффектом квазикогерентного накопления теста [70] и увеличения ОСШ при компенсации ЗИ.

Таким образом, применение ЗИ позволяет повысить точность расчета ИХ канала и, соответственно, ИХ КФ, однако при этом должен быть учтен вид ЗИ и соответствующий интервал, на котором осуществляется ДПФ. Учет этих особенностей позволяет в значительной степени повысить точность расчета ИХ и, как следствие, помехоустойчивости модема. Проведенное моделирование показало, что применение ЗИ в одночастотных КВ модемах позволяет повысить их помехоустойчивость в замирающем двухлучевом канале при сохранении информационной скорости.

Кроме того, при определенных условиях появляется возможность повысить информационную скорость передачи данных, перейдя к использованию сигналов повышенной кратности. Так, например, допуская вероятность ошибки на бит порядка  $1 \div 3 \cdot 10^{-2}$ , т.е. считая, что используемый в модеме помехоустойчивый код обеспечит в этих условиях требуемую достоверность, при ОСШ в канале более 20 дБ появляется возможность перейти от ФМ-4 без ЗИ к ФМ-8 с применением ЗИ, тем самым увеличив скорость с 2400 до 3600 бит/с.

Таким образом, применение ЗИ позволяет повысить помехоустойчивость, а в ряде случаев даже повысить информационную скорость передачи данных. Способ адаптивной коррекции с ЗИ в виде циклического продолжения тестового сигнала был реализован в разработанном автором макете последовательного модема и испытан на трассе Орел–Санкт-Петербург. Результаты испытаний приведены в Таблице А.2 Приложения А. На способ адаптивной коррекции с компенсацией ЗИ получен патент РФ на изобретение № 2573270 [103].

### **3.2. Обратная связь по решению**

В предыдущем параграфе было показано, что применение ЗИ в виде пассивной паузы позволяет повысить точность расчета ИХ канала и ИХ КФ, и как следствие повысить помехоустойчивость. Данный эффект достигается за счет полного или частичного отсутствия наложения «хвостов» тестового и информационного сигналов друг на друга. Введение ЗИ в существующие модемы связано с изменением структуры сигнала, что может быть не допустимо, например, при модернизации существующих модемов и систем передачи данных, работающих по определенным стандартам.

Для повышения точности расчета ИХ канала и ИХ КФ автором был разработан способ адаптивной коррекции с ОСР [78; 83]. Особенности этого механизма повышения помехоустойчивости передачи данных в каналах с МСИ были рассмотрены в параграфе 1.4 и заключаются в компенсации МСИ путем вычитания с одновременным взвешиванием значений ранее принятых символов в процессе принятия решения о текущем символе.

Отличительной особенностью предлагаемого автором способа является взвешенное вычитание тестовых и информационных символов (а точнее, сигналов) с целью минимизации влияния их «хвостов» друг на друга, что позволяет повысить точность расчета коэффициентов ИХ канала и соответствующей ИХ КФ.

Рассмотрим подробнее вывод предложенного алгоритма. Отметим, что предлагаемый алгоритм ОСР предполагает применение способа нахождения ИХ КФ на основе решения задачи идентификации канала.

В процессе функционирования модема в некоторый  $k$ -ый момент времени известными являются тестовый сигнал  $s_0(t)$ , а также полученные в предыдущий  $(k - 1)$  момент времени ИХ канала  $\hat{h}_k^{\{k-1\}}(t)$  и ИХ КФ  $\hat{h}_{\text{КФ}}^{\{k-1\}}(t)$ . При этом можно полагать, что

$$\begin{cases} \hat{h}_k^{\{k\}}(t) = \hat{h}_k^{\{k-1\}}(t) + \Delta h_k(t), \\ \hat{h}_{\text{КФ}}^{\{k\}}(t) = \hat{h}_{\text{КФ}}^{\{k-1\}}(t) + \Delta h_{\text{КФ}}(t), \end{cases} \quad (3.6)$$

где  $\Delta h_k(t)$ ,  $\Delta h_{\text{КФ}}(t)$  – некоторые добавки, связанные с нестационарностью канала связи и определенной погрешностью расчета.

Кроме того, используя  $\hat{h}_k^{\{k-1\}}(t)$  можно получить оценку тестового сигнала

$$\hat{u}_0^{\{k-1\}}(t) = \int s_0(\tau) \hat{h}_k^{\{k-1\}}(t - \tau) d\tau. \quad (3.7)$$

При этом  $u_0^{\{k-1\}}(t) \approx \hat{u}_0^{\{k-1\}}(t)$ , где  $u_0^{\{k-1\}}(t)$  – принятый из канала тестовый сигнал.

Также известным является результат демодуляции откорректированного на предыдущем шаге информационного сигнала  $\hat{s}_m^{\{k-1\}}(t)$ , т.е. последовательности бит  $\hat{b}_m^{\{k-1\}}$ . Следовательно, можно получить соответствующую оценку (восстановление) информационного сигнала в форме

$$\hat{\hat{s}}_m^{\{k-1\}}(t) = \text{Modulate} \langle \hat{b}_m^{\{k-1\}} \rangle, \quad (3.8)$$

где  $\text{Modulate} \langle \rangle$  – оператор, осуществляющий операцию модуляции.

Заметим отличие между сигналами  $\hat{s}_m^{\{k-1\}}(t)$  и  $\hat{\hat{s}}_m^{\{k-1\}}(t)$ :  $\hat{s}_m^{\{k-1\}}(t)$  – является решением уравнения (2.5) и содержит определенную погрешность коррекции (шум),  $\hat{\hat{s}}_m^{\{k-1\}}(t)$  – представляет собой восстановленный информационный сигнал без шума, возможно



содержащий ошибочные символы, т.к. последовательность  $\hat{b}_m^{\{k-1\}}$  может содержать ошибки демодуляции.

Шаг 1 предложенного алгоритма заключается в компенсации МСИ в принимаемом информационно сигнале  $u_m^{\{k\}}(t)$ , соответствующем текущему шагу  $k$ , а точнее – вычитании «хвостов» тестовых сигналов

$$u_m^{\{k,k-1\}}(t) = \{u_0^{\{k\}}(t), u_m^{\{k\}}(t), u_0^{\{k+1\}}(t)\} - \{\hat{u}_0^{\{k-1\}}(t), 0 \dots 0, \hat{u}_0^{\{k-1\}}(t)\}, \quad (3.9)$$

где  $\{u_0^{\{k\}}(t), u_m^{\{k\}}(t), u_0^{\{k+1\}}(t)\}$  – соответствует сегменту принимаемого сигнала, содержащему текущий  $k$ -ый информационный сигнал, окруженный текущим  $k$ -ым и «будущим»  $(k+1)$  тестовыми сигналами;

$\{\hat{u}_0^{\{k-1\}}(t), 0 \dots 0, \hat{u}_0^{\{k-1\}}(t)\}$  – сгенерированный сегмент без текущего информационного сигнала, содержащий два тестовых сигнала, полученных из (3.7).

Временные позиции тестовых сигналов  $\hat{u}_0^{\{k-1\}}(t)$  в вычитаемом сегменте соответствуют временным позициям тестовых сигналов в принимаемом сегменте. При этом длительность нулей между  $\hat{u}_0^{\{k-1\}}(t)$  может быть меньше длительности информационного сигнала, т.к. на соответствующее  $u_m^{\{k\}}(t)$  временном интервале могут быть «хвосты» тестовых сигналов.

Шаг 2 заключается в коррекции информационного  $k$ -го сигнала с помощью ИХ КФ, полученной на предыдущем шаге

$$\hat{s}_m^{\{k,k-1\}}(t) = R\langle u_m^{\{k,k-1\}}(t); h_{\text{КФ}}^{\{k-1\}}(t) \rangle, \quad (3.10)$$

где  $R\langle \rangle$  – некоторый алгоритм коррекции (при моделировании будет использован метод регуляризации Тихонова), и последующем его восстановлении следующим образом

$$\begin{cases} \hat{b}_m^{\{k,k-1\}} = DeModulate\langle \hat{s}_m^{\{k,k-1\}}(t) \rangle, \\ \hat{s}_m^{\{k,k-1\}}(t) = Modulate\langle \hat{b}_m^{\{k,k-1\}} \rangle, \end{cases} \quad (3.11)$$

где  $DeModulate\langle \rangle$  – оператор, осуществляющий операцию демодуляции.

Шаг 3 заключается в компенсации МСИ в принимаемом на текущем шаге тестовом сигнале, что далее позволит получить актуальные (обновленные) значения коэффициентов ИХ канала и ИХ КФ с большей точностью

$$\hat{u}_0^{\{k\}}(t) = \{u_m^{\{k-1\}}(t), u_0^{\{k\}}(t), u_m^{\{k\}}(t)\} - \{\hat{u}_m^{\{k-1,k-1\}}(t), 0 \dots 0, \hat{u}_m^{\{k,k-1\}}(t)\} \quad (3.12)$$

где

$$\hat{u}_m^{\{k-1,k-1\}}(t) = \int \hat{s}_m^{\{k-1\}}(\tau) \hat{h}_k^{\{k-1\}}(t-\tau) d\tau, \quad (3.13)$$

$$\hat{u}_m^{\{k,k-1\}}(t) = \int \hat{s}_m^{\{k,k-1\}}(\tau) \hat{h}_k^{\{k-1\}}(t-\tau) d\tau, \quad (3.14)$$

Шаг 4 заключатся в нахождении текущих ИХ канала и ИХ КФ

$$\{\hat{h}_k^{\{k\}}(t); \hat{h}_{\text{КФ}}^{\{k\}}(t)\} = R\langle \hat{u}_0^{\{k\}}(t), s_0(t) \rangle. \quad (3.15)$$

Шаг 5 аналогично шагу 1 заключается в компенсации МСИ в принимаемом информационном сигнале

$$u_m^{\{k,k\}}(t) = \{u_0^{\{k\}}(t), u_m^{\{k\}}(t), u_0^{\{k+1\}}(t)\} - \{\hat{u}_0^{\{k\}}(t), 0 \dots 0, \hat{u}_0^{\{k\}}(t)\} \quad (3.16)$$

с тем отличием, что вычитают уточненные для  $k$ -ого момента времени тестовые сигналы, которые получают из выражения

$$\hat{u}_0^{\{k\}}(t) = \int s_0(\tau) \hat{h}_k^{\{k\}}(t - \tau) d\tau. \quad (3.17)$$

На шаге 6 корректируют и демодулируют принимаемый информационный сигнал, получая

$$\hat{s}_m^{\{k,k\}}(t) = R\langle u_m^{\{k,k\}}; \hat{h}_{\text{КФ}}^{\{k\}}(t) \rangle \quad (3.18)$$

и

$$\hat{b}_m^{\{k\}} = DeModulate\langle \hat{s}_m^{\{k,k\}}(t) \rangle \quad (3.19)$$

На заключительном шаге 7 требуется сохранить (обновить) полученные значения ИХ канала и КФ, а также последовательности информационных бит

$$\begin{cases} \hat{h}_k^{\{k-1\}}(t) = \hat{h}_k^{\{k\}}(t), \\ \hat{h}_{\text{КФ}}^{\{k-1\}}(t) = \hat{h}_{\text{КФ}}^{\{k\}}(t), \\ \hat{b}_m^{\{k-1\}} = \hat{b}_m^{\{k\}}. \end{cases} \quad (3.20)$$

Отметим, что возможные ошибки демодуляции в  $\hat{b}_m^{\{k-1\}}$ ,  $\hat{b}_m^{\{k,k-1\}}$  и  $\hat{b}_m^{\{k\}}$ , не приведут к распространению ошибок, т.к. при вычитании сигналов  $\hat{u}_m^{\{k-1,k-1\}}(t)$  и  $\hat{u}_m^{\{k,k-1\}}(t)$  в (3.12) требуется избавиться от наложения «хвостов» информационного сигнала на тестовый. Вычитание ошибочного символа приведет лишь к тому, что МСИ будет не полностью компенсирована. При этом остаточное влияние МСИ можно расценивать как помеху, которая в любом случае присутствует в принимаемом сигнале.

Вычисление (3.7), (3.13), (3.14), (3.17) может быть осуществлено в частотной области с применением алгоритма БПФ. Кроме того, вместо  $\hat{u}_0^{\{k-1\}}(t)$ ,  $\hat{u}_m^{\{k-1,k-1\}}(t)$  и  $\hat{u}_0^{\{k\}}(t)$ , вычисляемых, соответственно, по формулам (3.7), (3.13), (3.17), могут быть использованы непосредственно  $u_0^{\{k-1\}}(t)$  и  $u_m^{\{k-1,k-1\}}(t)$ , вычисленные, соответственно из (3.12) и (3.16) в предыдущий момент времени, а также  $u_0^{\{k\}}(t)$ , вычисленный из (3.12) в текущий момент времени. В этом случае на заключительном 7 шаге кроме (3.20) потребуется также обновить

$$\begin{cases} u_0^{\{k-1\}}(t) = u_0^{\{k\}}(t), \\ u_m^{\{k-1,k-1\}}(t) = u_m^{\{k,k\}}(t). \end{cases} \quad (3.21)$$

Длительность вычитаемых тестовых и информационных сигналов определяется памятью канала  $Q$ , т.е. количеством символов МСИ, и составляет  $T_0 + Q \cdot T_{\text{симв}}$  для тестового сигнала и  $T_m + Q \cdot T_{\text{симв}}$  для информационного сигнала. Здесь  $T_{\text{симв}}$  – длительность одного элементарного символа.

Проведем численное моделирование помехоустойчивости алгоритма адаптивной коррекции без ОСР, АКН (как одного из наиболее эффективных алгоритмов с ОСР) и предложенного автором нового алгоритма адаптивной коррекции с ОСР.

Моделирование проводилось в системе MATLAB со следующими параметрами: в качестве модели канала использована двухлучевая модель с релейскими замираниями и задержкой между лучами 2 мс; полоса частот 0,3 – 3,4 кГц; частота дискретизации 16 кГц; несущая сигнала 1850 Гц; символьная скорость 1600 симв/с; тип модуляции: двухпозиционная абсолютная фазовая манипуляция (ФМ-2, BPSK); длительность тестового сигнала 15 ФМ-2 символов; длительность информационного сигнала 30–150 ФМ-2 символов. Для АКН и для предложенного алгоритма адаптивной коррекции с ОСР значение памяти канала задано  $Q = 4$ .

На Рисунке 3.9 приведены кривые помехоустойчивости последовательного модема с информационным сигналом длительностью  $n_{\text{симв}} = 30$  ФМ-2 символов (аналогично стандарту ARINC-635 [122]) без применения ОСР (кривая 1), с применением АКН (кривая 2) и с использованием предложенного алгоритма адаптивной коррекции с ОСР (кривая 3).

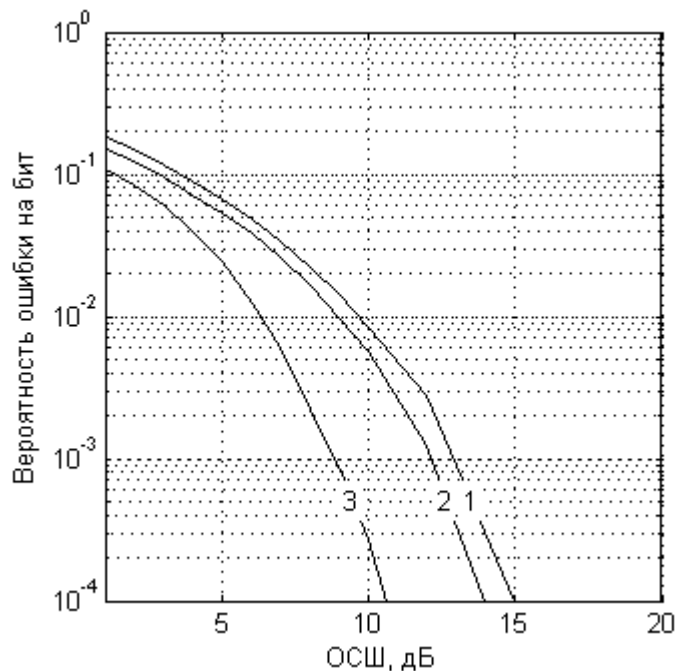


Рисунок 3.9. Зависимости вероятности ошибки на бит от ОСШ в двухлучевом канале для модема с  $n_{\text{симв}} = 30$  ФМ-2 символов: 1 – без ОСР; 2 – АКН; 3 – с ОСР

Далее было проведено моделирование помехоустойчивости последовательного модема с большим числом информационных символов. Так, при  $n_{\text{симв}} > 60$  и ОСШ  $< 6$  дБ кривая 2 вероятности ошибки на бит, соответствующая АКН, приближалась к кривой 1 для варианта последовательного модема без ОСР. Зависимости 1 и 3 при этом оставались практически без изменения. Для примера на Рисунке 3.10 приведены кривые помехоустойчивости последовательного модема с информационным сигналом длительностью  $n_{\text{симв}} = 90$  ФМ-2 символов.

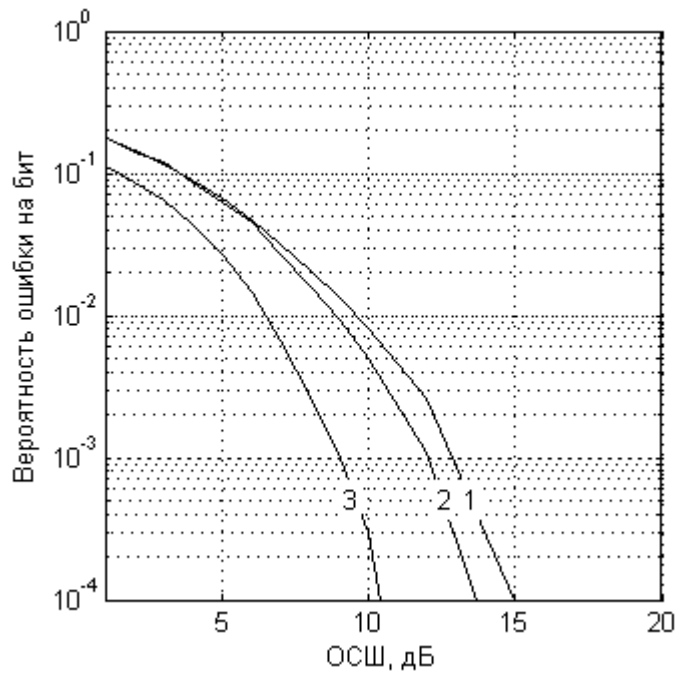


Рисунок 3.10. Зависимости вероятности ошибки на бит от ОСШ в двухлучевом канале для модема с  $n_{\text{симв}} = 90$  ФМ-2 символов: 1 – без ОСР; 2 – АКН; 3 – с ОСР

Наблюдаемый эффект объясняется увеличением числа пачек ошибок при их распространении. Появление одной ошибки и последующее осуществление приема в целом при сдвиге на один символ для принятия решения о следующем символе (в соответствии с АКН) может привести к появлению очередной ошибки. Вообще появление очередной ошибки возможно на длительности всего окна приема в целом, то есть на длительности  $Q + 1$  символов. Очевидно, что при увеличении числа информационных символов вероятность появления пачки ошибок возрастает. Впрочем, как и предполагалось в [87], этот эффект не носит катастрофического характера, а лишь несколько ухудшает помехоустойчивость при низких значениях ОСШ.

В предложенном автором алгоритме адаптивной коррекции с ОСР данный эффект отсутствует, т.к. решение демодулятора об очередном символе не зависит от предыдущего символа.

Однако наличие ошибки, например, в хвосте предыдущего информационного сигнала, как отмечалось выше, приведет к неполной компенсации МСИ, что потенциально может ухудшить точность расчета коэффициентов ИХ канала и ИХ КФ. В свою очередь это, потенциально, может привести к появлению ошибок в корректируемом в данный (или последующий) момент времени информационном сигнале. Таким образом, можно предположить, что появление пачки ошибок при использовании предлагаемого алгоритма адаптивной коррекции с ОСР потенциально может проявиться после  $k$ -го шага для некоторого  $(k + k')$  информационного сигнала.

В проводимом выше моделировании число информационных сигналов  $n_{\text{инф}}$  по  $n_{\text{симв}}$  символов в каждом составляло  $n_{\text{инф}} = 20$ , после чего заново осуществлялась процедура вхождения в связь (установление синхронизации) и расчет ИХ канала и ИХ КФ. Автором также было проведено моделирование при  $n_{\text{инф}} = 100$  и  $n_{\text{симв}} = 30$ . Результаты моделирования практически совпадают с приведенными на Рисунке 3.9. Таким образом, предполагаемый выше эффект распространения ошибок в предложенном алгоритме адаптивной коррекции с ОСР не наблюдается.

Таким образом, разработанный автором и представленный в данной работе алгоритм адаптивной коррекции с ОСР позволяет значительно повысить помехоустойчивость последовательных модемов, обладает высокой устойчивостью и может быть применен в существующих модемах без изменения сигнальной конструкции. В частности, представленный алгоритм был реализован автором в макете последовательного модема, осуществляющего прием сигналов стандарта ARINC 635, и испытан на различных трассах. Результаты испытаний представлены в Приложении Г. На данный алгоритм ОСР получены 2 патента РФ на полезную модель № 147413 [91] и № 178763 [101].

### **3.3. Способы квазикогерентного сложения тестовых сигналов**

С целью повышения качества коррекции, а, следовательно, и помехоустойчивости системы передачи данных, в работе [70] автором предлагается осуществление предварительной компенсации шума в принимаемом тестовом сигнале. Для этого предполагается осуществление квазикогерентного сложения нескольких тестовых сигналов. При этом делается допущение, что изменение характеристик канала связи на интервале времени, за который передается несколько тестов, происходит не скачком. Следовательно, имеет место

$$u_T^i(n) \cong u_T^{i \pm z}(n) = u_T(n), n = [0, N - 1] \quad (3.22)$$

где  $i, i \pm z$  – номера принимаемых тестовых сигналов,  $z = 1, 2, \dots$ ,  
 $N$  – длительность обрабатываемого тестового сигнала.

Мощность любого элементарного символа тестового сигнала предполагается равной  $P_c$ . Мощность шума, а значит и его дисперсия –  $\sigma^2$ , одинакова на всем интервале времени. Тогда ОСШ на любом из интервалов, показанных на Рисунке 3.11 равны

$$SNR = \frac{P_c}{2\sigma^2}. \quad (3.23)$$



Рисунок 3.11 – Последовательная передача тестовых и информационных сигналов

Перед расчетом ИХ канала предполагается использование следующей схемы квазикогерентного сложения для компенсации шума [92], показанной на Рисунке 3.12.

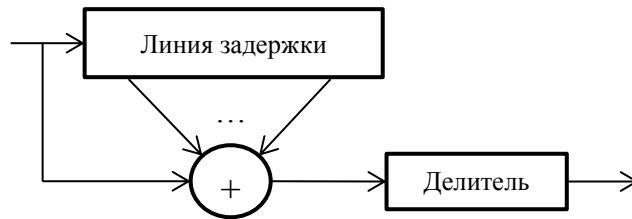


Рисунок 3.12 – Квазикогерентное сложение тестовых сигналов

Пусть осуществляется сложение двух тестовых сигналов, тогда с учетом (3.22) и (3.23), на выходе сумматора имеем

$$u_\Sigma(n) = u_T(n) + \xi_1(n) + u_T(n) + \xi_2(n) = 2u_T(n) + \xi_1(n) + \xi_2(n), \quad (3.24)$$

где  $\xi_{1,2}(n)$  – аддитивный шум, т.е. независимые случайные процессы с дисперсией  $\sigma^2$ .

При этом ОСШ суммарного тестового сигнала  $U_\Sigma(n)$  равно

$$\frac{P_{c,\Sigma}}{2\sigma_\Sigma^2} = \frac{4P_c}{2(2\sigma^2)} = 2 \cdot SNR \quad (3.25)$$

Таким образом, ОСШ для суммарного тестового сигнала в этом случае увеличилось вдвое.

Отметим, что число отводов линии задержки  $Z$  выбирается исходя из скорости замираний в канале (или длительности интервала корреляции), и определение оптимального значения  $Z$  является отдельной задачей. Одним из вариантов ее решения является расчет корреляционной

функции между  $i$ -ым тестовым сигналом и  $i \pm 1, i \pm 2$  и т.д. При этом необходимо задаться пороговым значением для коэффициента корреляции. Коррекция в этом случае осуществляется для  $i$ -го информационного сигнала.

Делитель в приведенной на Рисунке 3.12 схеме необходим для того, чтобы амплитуда суммарного тестового сигнала  $u_{\Sigma}(n)$  была соизмерима с амплитудой  $i$ -го тестового сигнала  $u_T^i(n)$ . Это особенно важно при использовании КАМ сигналов, так как после коррекции амплитуда информационного сигнала восстанавливается к условному единичному уровню. Значение коэффициента, на который осуществляется деление, равно количеству складываемых тестовых сигналов.

Работоспособность предложенного способа в канале с постоянными параметрами и АБГШ не вызывает сомнений, однако нуждается в проверке в канале с замираниями. В работе [70] автором приведены результаты численного моделирования предложенного способа адаптивной коррекции с компенсацией шума в канале с замираниями. Данные результаты будут показаны в конце данного параграфа при сравнительном анализе других способов, в которых применяется квазикогерентное сложение тестовых сигналов.

В каналах с малым интервалом корреляции (т.е. с быстрыми замираниями) сложение большого количества тестов может привести к нарушению условия квазикогерентности (3.22), в результате чего помехоустойчивость передачи данных снизится. Напротив, сложение, например, всего двух тестовых сигналов повышает помехоустойчивость незначительно. При этом, как отмечалось выше, невозможно заранее задать количество складываемых тестовых сигналов. Поэтому в работе [74] автором предлагается осуществить *весовое* квазикогерентное сложение тестовых сигналов [93], как показано на Рисунке 3.13.

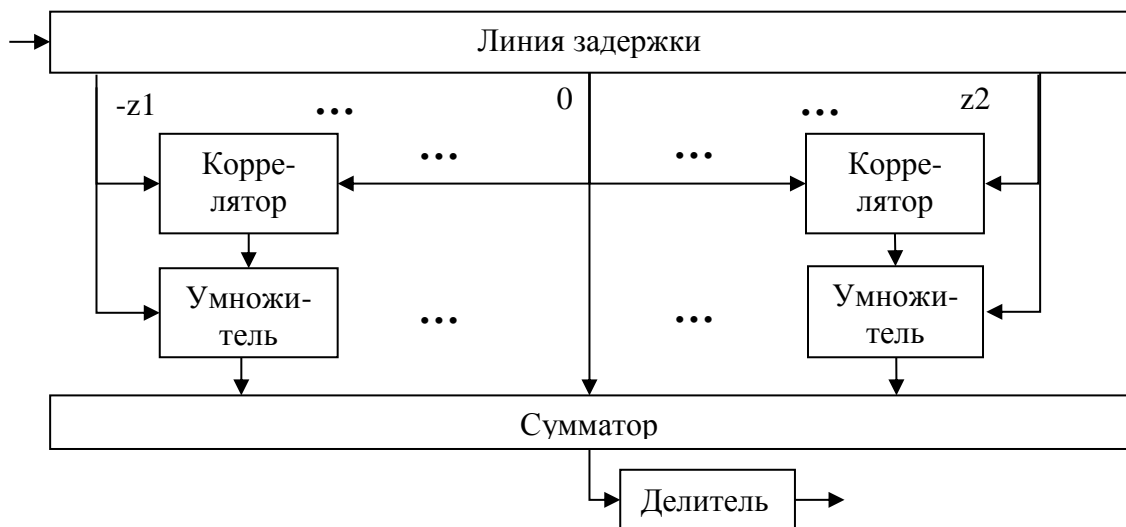


Рисунок 3.13 – Весовое квазикогерентное сложение тестовых сигналов

Число отводов линии задержки  $Z = z_1 + z_2 + 1$  потенциально может быть достаточно большим, однако это приведет к росту задержки при обработке сигнала. Кроме того, задавшись некоторым пороговым значением для коэффициентов на выходе корреляторов, можно ограничить количество тестов при суммировании, приравняв веса к нулю при значении коэффициента корреляции меньше порогового. Иными словами количество «прошлых» и «будущих» тестов при сложении может быть различно. Таким образом, требуется задать некоторое значение  $Z$  с учетом максимально допустимых задержек и вычислительных возможностей.

Суммарный тестовый сигнал в этом случае будет определяться выражением

$$u_{\Sigma}(n) = \sum_{i=-q_1}^{q_2} v(i)u_T^i(n), \quad (3.26)$$

где  $v(i), i = -q_1 \dots q_2$  – значения вектора весовых коэффициентов.

Отметим, что  $v(0) = 1$ ; значения остальных весовых коэффициентов вычисляется по формуле

$$v(i) = \frac{\sum_{n=0}^{N-1} u_T^0(n)u_T^i(n)}{\sum_{n=0}^{N-1} (u_T^0(n))^2}, i = -q_1 \dots -1, 1 \dots q_2, \quad (3.27)$$

где  $u_T^0(n)$  – тестовый сигнал, поступивший с 0-го выхода линии задержки;

$u_T^i(n)$  – тестовый сигнал, поступивший с  $i$ -го выхода линии задержки.

Назначение делителя, как и в предыдущей схеме, приведенной на Рисунке 3.12, состоит в том, чтобы амплитуда суммарного тестового сигнала  $u_{\Sigma}(n)$  была соизмерима с амплитудой  $i$ -го тестового сигнала  $u_T^i(n)$ . При этом коэффициент, на который осуществляется деление, вычисляется с учетом полученных значений весовых коэффициентов

$$V = \sum_{i=-q_1}^{q_2} v(i). \quad (3.28)$$

При весовом квазикогерентном сложении условие (3.22) уже может иметь «меньшую силу», учитываемую значениями вектора весовых коэффициентов  $v$ . При этом значение веса между 0-ым и  $i$ -ым тестовым сигналам зависит не только от того, насколько изменилась ИХ канала, но и от того, как изменилась начальная фаза, т.е.

$$u_T^i(n) = \text{Re}\{(u_T^0(n) + j\hat{u}_T^0(n)) \cdot \exp(j\varphi)\}, t = [0, N - 1] \quad (3.29)$$

где  $\hat{u}_T^0(n)$  – тестовый сигнал, сопряженный по Гильберту к  $u_T^0(n)$ .

Приведя начальные фазы всех принимаемых  $Z - 1$  «прошлых» и «будущих» тестовых сигналов к фазе тестового сигнала, поступившего с 0-го выхода линии задержки, можно осуществить синфазное сложение тестовых сигналов [75; 95], как показано на Рисунке 3.14.



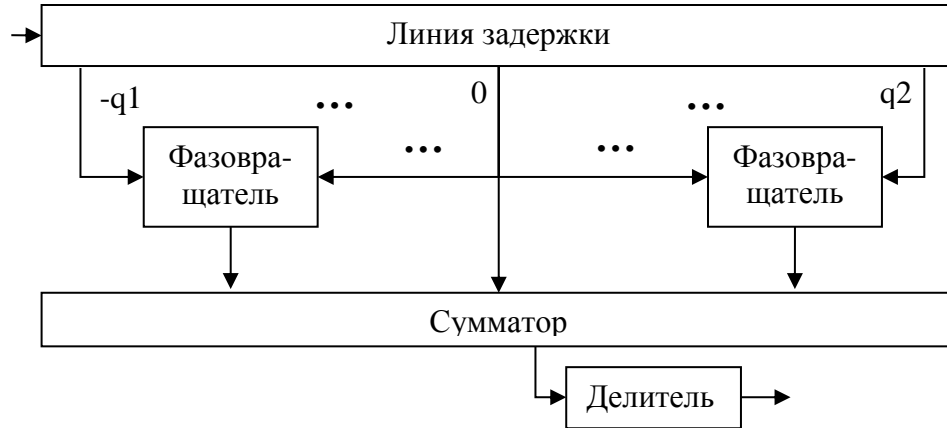


Рисунок 3.14 – Синфазное сложение тестовых сигналов

Фазовращатель в приведенной схеме выполняет функцию фазирования принимаемых тестовых сигналов, которое может быть осуществлено, например, способом, предложенным автором и описанным в патенте РФ на полезную модель № 165348 [96]. С выхода фазовращателей на вход сумматора поступают сигналы

$$u_{\Gamma}^i(n, \varphi(i)) = A_i \cdot u_{\Gamma}^i(n) + B_i \cdot \hat{u}_{\Gamma}^i(n), \quad (3.30)$$

где коэффициенты  $A_i, B_i$  связаны следующим образом:

$$A_i^2 + B_i^2 = 1. \quad (3.31)$$

Значения коэффициентов  $A_i, B_i$  можно получить, найдя максимум значения коэффициента корреляции

$$R = \sum_{n=0}^{N-1} u_{\Gamma}^0(n) \cdot u_{\Gamma}^i(n, \varphi(i)). \quad (3.32)$$

Из (3.31) сделаем замену  $B_i = \sqrt{1 - A_i^2}$ , тогда преобразуем (3.32) к следующему виду:

$$\begin{aligned} R &= A_i \cdot \sum_{n=0}^{N-1} u_{\Gamma}^0(n) \cdot u_{\Gamma}^i(n) + \sqrt{1 - A_i^2} \cdot \sum_{n=0}^{N-1} u_{\Gamma}^0(n) \cdot \hat{u}_{\Gamma}^i(n) = \\ &= A_i \cdot D_1 + \sqrt{1 - A_i^2} \cdot D_2. \end{aligned} \quad (3.33)$$

Найдем производную выражения (3.33) и приравняем ее нулю

$$\frac{\partial R}{\partial A_i} = D_1 - \frac{A_i}{\sqrt{1 - A_i^2}} \cdot D_2 = 0, \quad (3.34)$$

откуда получим соответствующие значения коэффициентов

$$\begin{cases} A_i = \frac{D_1}{\sqrt{D_1^2 + D_2^2}} \\ B_i = \frac{D_2}{\sqrt{D_1^2 + D_2^2}} \end{cases}, \quad (3.35)$$

Проведем моделирование всех описанных выше способов: квазикогерентного, весового квазикогерентного и синфазного сложения тестовых сигналов. На Рисунке 3.15 приведены кривые помехоустойчивости для последовательного модема с частотой следования символов 1600 симв/с в двухлучевом канале с замираниями по закону Релея. В данном эксперименте осуществлялось сложение трёх тестовых сигналов. Важно отметить, что интервал корреляции по уровню 0,09 составлял 112,5 мс, что соответствует фрагменту из 4 тестовых и 4 информационных сигналов по 15 и 30 ФМ-2 символов соответственно.

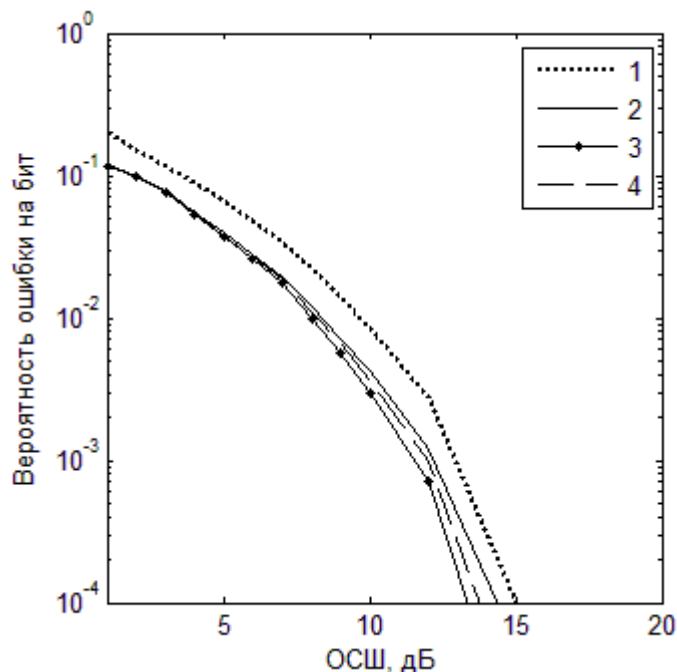


Рисунок 3.15 – Зависимости вероятности ошибки на бит от ОСШ в двухлучевом релейевском канале при сложении трёх тестовых сигналов: 1 – без сложения; 2 – квазикогерентное сложение; 3 – весовое квазикогерентное сложение; 4 – синфазное сложение

Здесь и далее кривая 1 соответствует вероятности ошибки на бит при адаптивной коррекции без сложения тестовых сигналов. Кривые 2 – 4 соответствуют квазикогерентному, весовому квазикогерентному и синфазному сложению тестовых сигналов. Как видно все данные способы позволяют повысить помехоустойчивость модема по сравнению с вариантом без сложения. Полученные характеристики помехоустойчивости для всех вариантов при сложении трёх тестовых сигналов очень близки с незначительным выигрышем весового квазикогерентного сложения.

На Рисунке 3.16 приведены аналогичные зависимости при сложении семи тестовых сигналов.

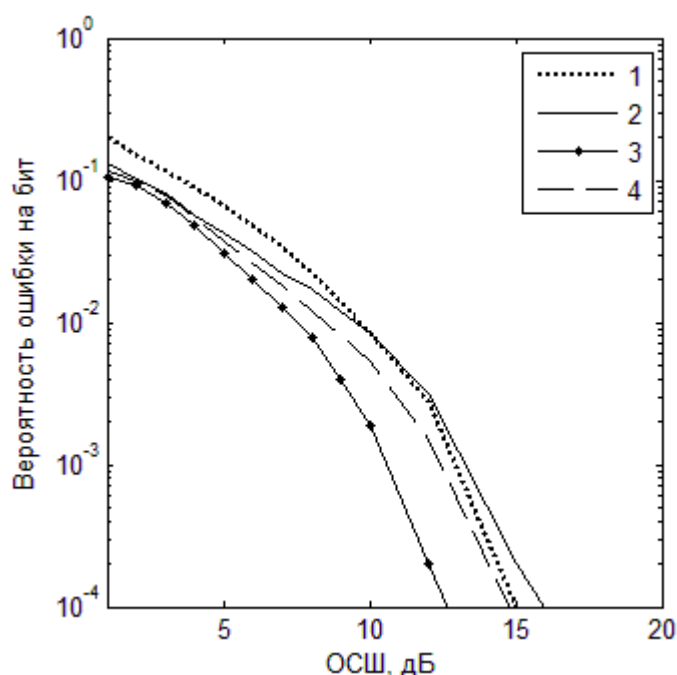


Рисунок 3.16 – Зависимости вероятности ошибки на бит от ОСШ в двухлучевом релейском канале при сложении семи тестовых сигналов: 1 – без сложения; 2 – квазикогерентное сложение; 3 – весовое квазикогерентное сложение; 4 – синфазное сложение

При сложении семи тестовых сигналов наблюдается значительный выигрыш адаптивной коррекции с весовым квазикогерентным сложением тестовых сигналов (кривая 3). При этом проявляется очевидный недостаток квазикогерентного сложения (кривая 2): при малых значениях ОСШ (до 5 дБ) помехоустойчивость всех вариантов примерно одинакова, однако при ОСШ больше 10 дБ сложение семи тестовых сигналов уступает по помехоустойчивости классическому варианту адаптивной коррекции без сложения.

Данный эффект объясняется тем, что при низких значениях ОСШ наибольшее «негативное» влияние оказывает аддитивный шум, в то время как при малых ОСШ – нестационарность канала связи, т.е. невыполнение условия (3.22).

Для наглядности данного эффекта было проведено более детальное исследование квазикогерентного сложения при сложении различного числа тестовых сигналов. Результаты моделирования приведены на Рисунке 3.17. Нумерация кривых соответствует числу складываемых тестовых сигналов (1 – соответственно без сложения).

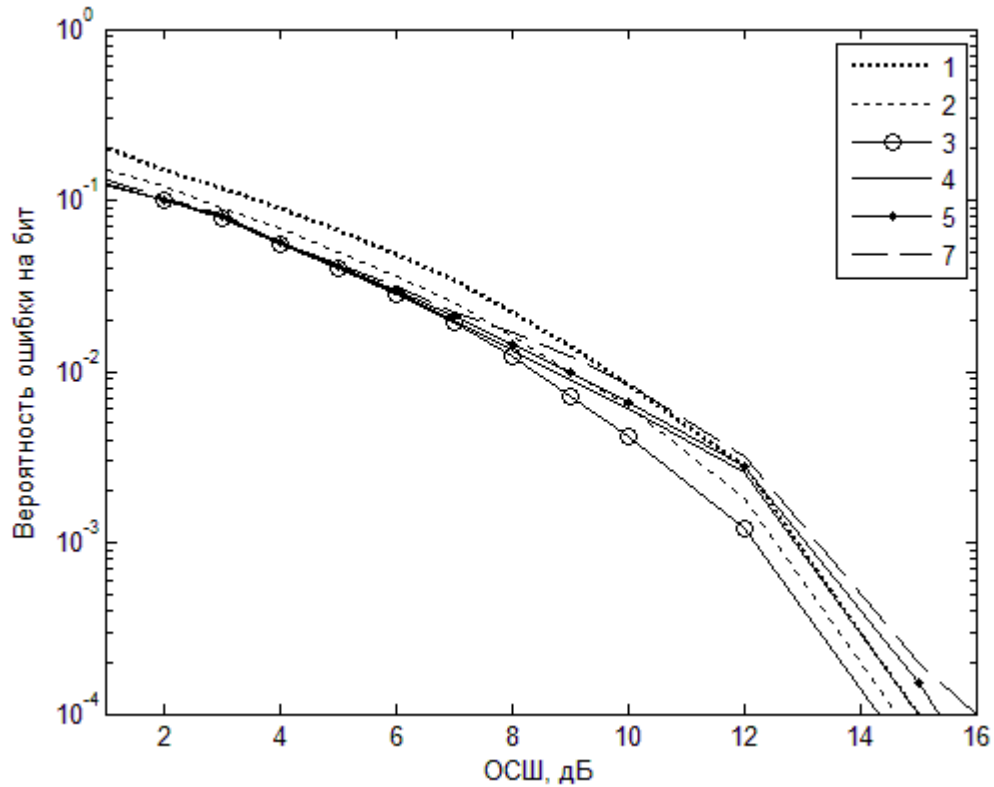


Рисунок 3.17 – Зависимости вероятности ошибки на бит от ОСШ в двухлучевом релейском канале при квазикогерентном сложении различного числа тестовых сигналов

Как видно, при значениях ОСШ  $\geq 12$  дБ кривая, соответствующая сложению четырёх тестовых сигналов совпадает с кривой, соответствующей варианту без сложения, что совпадает со значением интервала корреляции используемой модели.

На Рисунке 3.18 приведены полученные при моделировании кривые помехоустойчивости в двухлучевом канале с замираниями по закону Накагами [106; 115] при  $m = 5$  для всех вариантов при сложении трёх тестовых сигналов. Также как и для случая с релейским двухлучевым каналом, полученные кривые очень близки с незначительным выигрышем весового квазикогерентного сложения. Однако в целом выигрыш в помехоустойчивости, по сравнению со случаем без сложения тестовых сигналов, более значителен.

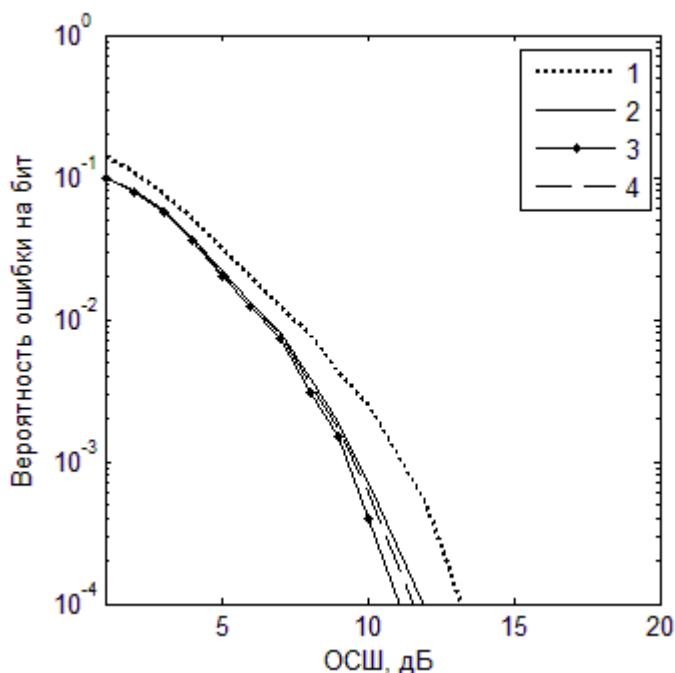


Рисунок 3.18 – Зависимости вероятности ошибки на бит от ОСШ в двухлучевом канале с замираниями по Накагами при  $m = 5$  при сложении трёх тестовых сигналов: 1 – без сложения; 2 – квазикогерентное сложение; 3 – весовое квазикогерентное сложение; 4 – синфазное сложение

Предложенные способы могут быть использованы в существующих последовательных КВ модемах с адаптивной коррекцией сигналов, для повышения помехоустойчивости передачи данных. При этом используемые сигналы, алгоритмы расчета ИХ канала и ИХ КФ остаются неизменными, что дает возможность повысить эффективность уже существующих модемов без изменения сигнальной конструкции. В частности, представленные способы были реализованы автором в макете последовательного модема для приема повторяющихся тестовых сигналов, передаваемых в преамбуле стандарта ARINC 635. Результаты испытаний представлены в Приложении Г.

На все три способа получены патенты РФ на полезную модель № 148638 [92], № 154750 [93] и № 163605 [95].

### 3.4. Применение адаптивной коррекции при передаче служебных сообщений

Во многих системах передачи данных, а в особенности в адаптивных системах, часто возникает задача передачи небольших служебных командных сообщений. При этом для передачи служебной информации, как правило, не выделяют отдельного канала, а использование одного общего канала связано со значительными временными затратами, так как

приходится прерывать передачу данных для передачи разделительных комбинаций и непосредственно команды, что может быть неприемлемо в ряде случаев.

В многочастотных модемах для решения данной задачи выделяют определенные субчастоты. При этом скорость передачи информации остается неизменной. Однако при одночастотной передаче данный подход не годится.

Автором предложен способ передачи служебных сообщений независимо от основного информационного потока данных за счёт использования частотной манипуляции [85]. При этом для передачи полезной информации используются ФМ или КАМ сигналы. Значения частот выбираются таким образом, чтобы передаваемый тестовый сигнал, а также следующая за ним информация, располагалась на ортогональных частотах, оставаясь в заданной полосе частот. Как видно из Рисунка 3.19, два тестовых сигнала порождаемые одной и той же ПСП, разнесенные по частоте на интервал  $\Delta f = \frac{k}{T_{\Pi}}$ , являются некоррелированными. Здесь  $k = 1, 2, 3 \dots$ ;  $T_{\Pi}$  – длительность тестовой последовательности.

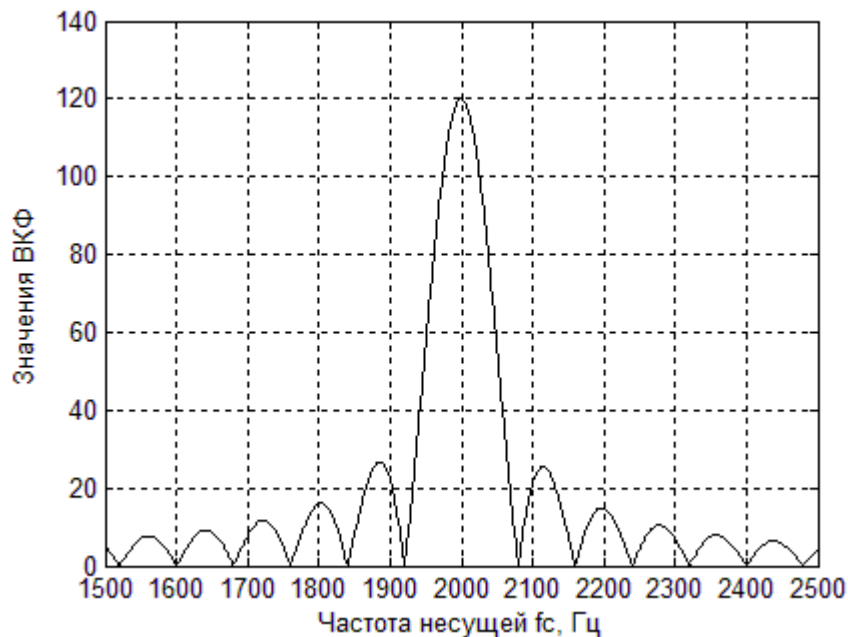


Рисунок 3.19 – Зависимость ВКФ от частоты

При моделировании использовалась тестовая последовательность – ПСП длиной 15 бит, общей длительностью  $T_{\Pi} = 12,5$  с на несущей частоте 2000 Гц, при частоте следования символов  $f_{\text{симв}} = 1200$  симв/с. Второй сигнал, с которым производился расчёт ВКФ, располагается на другой несущей частоте, при той же частоте следования символов  $f_{\text{симв}}$  и длительности  $T_{\Pi}$ . Таким образом сигналы, расположенные на частотах с шагом  $\Delta f = \frac{1}{T_{\Pi}} = 80$  Гц, являются ортогональными в усиленном смысле.

Периодически повторяющийся блок данных содержит тестовую последовательность и следующий за ним сегмент информации, как показано на Рисунке 3.20. В моделируемой системе длительность теста составляла 15 символов ПСП, а длительность информационной последовательности 30 символов. Таким образом, длительность блока составляет 45 символов, что соответствует 37,5 мс. Данные блоки могут быть расположены на частотно-временной матрице (ЧВМ), пример которой приведен на Рисунке 3.21.



Рисунок 3.20 – Структура передаваемых блоков данных

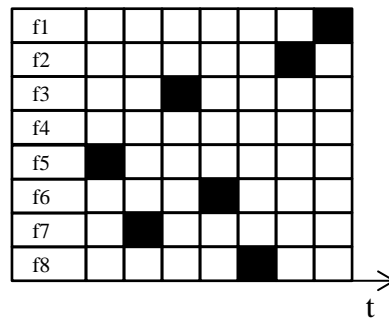


Рисунок 3.21 – Расположение передаваемых блоков данных на ЧВМ

При таком подходе тестовый сигнал используется как для расчёта ИХ канала и ИХ корректирующего фильтра, так и для определения несущей частоты. В результате получаем два независимых потока данных. При указанных в параграфе соотношении тест/информация 15/30, частоте следования символов  $f_{\text{симв}} = 1200$  симв/с скорость передачи основного потока данных или информационная скорость составляет 800 бит/с при двухпозиционной ФМ. Занимаемая полоса частот передаваемого сигнала составляет 2400 Гц из выделенных 3100 Гц. В результате имеется возможность разместить 8 поднесущих с шагом  $\Delta f = 80$  Гц. Таким образом, скорость передачи служебных сообщений составит 80 бит/с, что вполне достаточно для передачи команд управления в адаптивных системах радиосвязи

Демодуляция служебной информации осуществляется за счёт использования гребёнки восьми согласованных квадратурных фильтров, настроенных на тестовые сигналы на 8 различных частотах, что позволяет осуществлять приём команды с неопределённой начальной фазой, в соответствии с Рисунком 3.22. Решающее устройство (РУ) выдаёт частоту несущей и соответствующую комбинацию бит служебной информации, основываясь на максимуме значения отклика согласованного фильтра. Знание частоты несущей также

необходимо для последующего построения корректирующего фильтра, коррекции и демодуляции фазоманипулированного информационного сигнала.

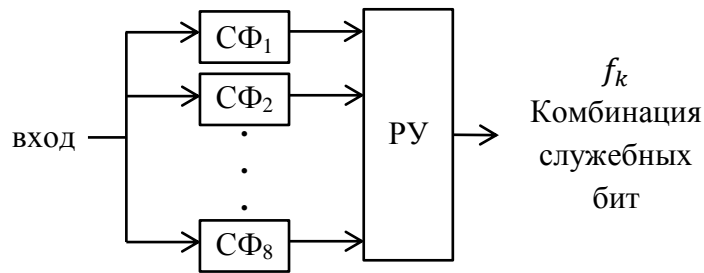


Рисунок 3.22 – Демодуляция служебных команд

Помеховая обстановка на каждой частоте будет примерно одинаковой, так как сигнал занимает полосу 2400 Гц, а разнос частот составляет всего 80 Гц. Однако с целью учета влияния шумовых составляющих значения на выходах согласованных фильтров необходимо умножить на соответствующие коэффициенты, как показано на Рисунке 3.23. Аналогично поступают для выхода каждого согласованного фильтра.

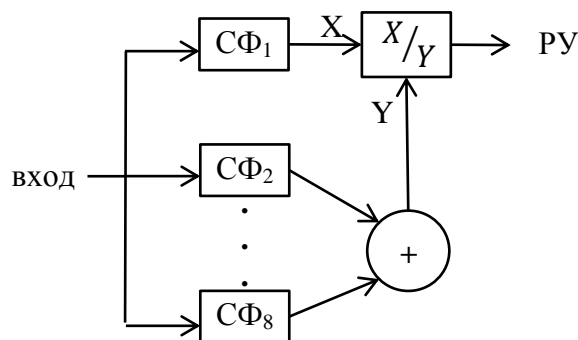


Рисунок 3.23 – Определение весового коэффициента для первого согласованного фильтра

Дальнейшая обработка сигнала предполагает использование методов адаптивной коррекции на частоте, соответствующей передаваемой команде.

Важно, что вероятность ошибки на бит для полезных информационных данных в случае передачи служебных сообщений практически не уступает случаю без передачи служебных сообщений, так как рост числа ошибок при малых значениях ОСШ связан с возможными ошибками в определении служебного символа, и, соответственно, несущей частоты.

Поскольку ошибка в определении номера несущей частоты может привести к ошибочному приёму блока полезной информации, автором предлагается осуществить коррекцию, демодуляцию и подсчёт числа ошибок принимаемого тестового сигнала. В случае большого числа ошибок произвести расчёт корректора на всех возможных частотах, после чего



вновь осуществить коррекцию, демодуляцию и подсчёт ошибок, выбрав наилучший корректирующий фильтр. В таком случае удастся уменьшить вероятность ошибки полезной информации, а также и служебной информации, так как «лучший» результат коррекции будет соответствовать наиболее вероятной частоте. Кроме того, при принятии решения о несущей частоте может быть использована апостериорная информация, полученная в процессе демодуляции информационных сигналов, например методом, основанным на статистических характеристиках фаз [37].

Заметим, что в описываемой системе передачи данных передача служебных сообщений предполагалась непрерывной, однако такой необходимости может и не быть. Т.е. передача данных будет происходить в основном на центральной частоте –  $f_0$ , а в случае необходимости передачи определённых команд предлагается осуществлять дополнительную частотную манипуляцию. При этом, чтобы указать момент начала передачи служебной команды предлагается осуществить перестройку несущей на заранее оговоренную частоту – допустим  $f_1$ . В результате нет необходимости постоянного расчёта ВКФ на всех возможных частотах.

Кроме того, существует возможность уменьшить число допустимых частот без уменьшения скорости передачи служебной информации. В этом случае в качестве теста предлагается использование нескольких возможных ПСП, выбираемых из условия квазиортогональности. Такое изменение практически не сказывается на вероятностных характеристиках системы.

На данный способ получен патент РФ на полезную модель № 161276 [94].

### **3.5. Применение методов адаптивной коррекции в параллельных модемах**

Отличительной особенностью адаптивной коррекции, используемой при последовательной передаче, является тот факт, что корректирующий фильтр восстанавливает не только фазовое созвездие, но и амплитуду сигнала, то есть позволяет восстановить сигнальное созвездие, необходимое для функционирования КАМ-демодулятора.

Использование КАМ сигналов в многочастотных КВ модемах, работающих по технологии OFDM, в условиях ярко выраженной многолучевости и частотно-селективных замираний невозможно без введения специальных тестовых или пилот-сигналов [5], служащих для идентификации сигнального созвездия. При этом демодуляция принятого сигнала предполагает наличие ЗИ. Также отметим, что использование опорной посылки при параллельной передаче с относительной модуляцией предполагается только один раз в течение достаточно длительного интервала времени (как правило, на длительности одного фрейма или кадра). При этом частое применение пилот-сигналов в OFDM модемах снижает информационную скорость передачи.

В работе [26] для повышения информационной скорости передачи автором предлагается отказаться от использования ЗИ, а освободившийся временной ресурс заменить на передачу тестового сигнала. В качестве теста при этом используется многочастотный ФМ-2 сигнал, который, при необходимости, может быть также использован как опорная посылка. Спектр такого сигнала занимает всю полосу и является равномерным. Ввиду того, что тест, как правило, не несёт информации, начальные фазы можно подобрать таким образом, чтобы пик-фактор был минимален. Это позволит более эффективно использовать мощность передатчика, повысив отношение сигнал/шум на длительности теста.

Рассмотрим два варианта построения многочастотной системы передачи данных. В первом случае длительность символа составляет  $T_{\text{симв}} = 16$  мс, длительность ЗИ  $T_{\text{ЗИ}} = 4$  мс. Таким образом, для передачи пяти символов требуется:  $5 \times (T_{\text{симв}} + T_{\text{ЗИ}}) = 100$  мс.

Во втором варианте длительность тестовой посылки составляет  $T_{\text{тест}} = 20$  мс, причём длительность элементарной посылки теста составляет 16 мс, а длительность ЗИ, используемого в тестовом сигнале – 4 мс. При передаче информационных символов ЗИ отсутствует.

В результате для передачи пяти символов потребуется:  $T_{\text{тест}} + 5 \times T_{\text{симв}} = 100$  мс. Выбрав такие длительности теста, символа и ЗИ, можно сравнить два варианта системы при использовании различного типа модуляции с одинаковым числом точек созвездия при равной информационной скорости.

В первом случае используются сигналы ОФМ-16 и КАМ-16 без коррекции, во втором – ФМ-16 и КАМ-16 с применением методов адаптивной коррекции. В обоих случаях сигнал занимает полосу телефонного канала  $\Delta F = 0.3 \dots 3.4$  кГц; информационный символ содержит 48 субчастот; тестовый – 51.

Результаты моделирования для двухлучевого канала с релеевскими замираниями для многочастотного модема с применением и без применения методов адаптивной коррекции показаны на Рисунке 3.24.

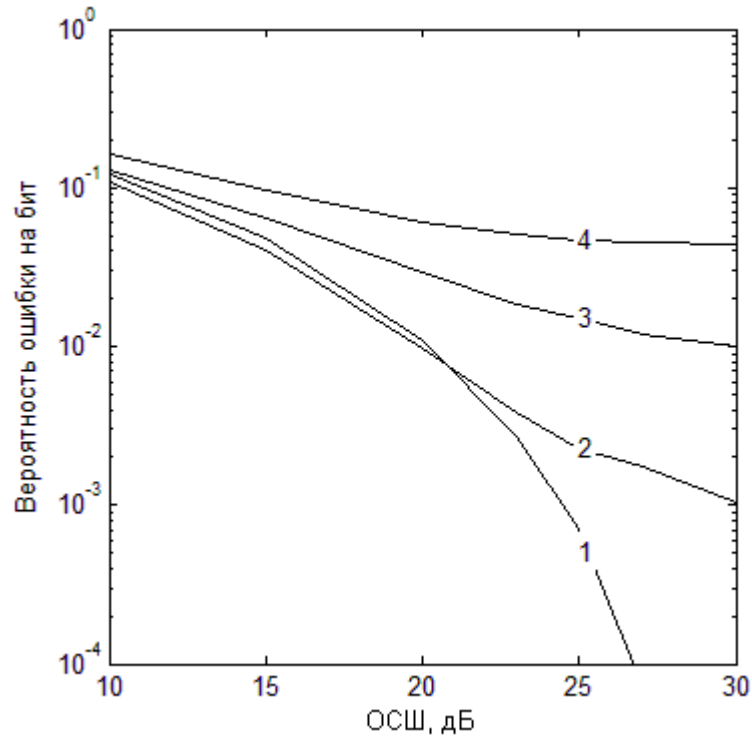


Рисунок 3.24 – Вероятность ошибки на бит в однолучевом канале с замираниями для сигналов:  
 1 – ОФМ-16; 2 – КАМ-16 с коррекцией; 3 – ФМ-16; 4 – КАМ-16 без коррекции

По результатам моделирования видно, что использование модуляции КАМ-16 без коррекции значительно проигрывает ФМ-16 и ОФМ-16, а также КАМ-16 с адаптивной коррекцией. Это объясняется тем, что при наличии замираний невозможно «привязаться» к уровню амплитуды сигнала. Результатом проведения коррекции сигнала перед демодуляцией является восстановление амплитуды (приведение её к некоторому единичному уровню) и фаз многочастотного сигнала. При этом вероятность ошибки для ФМ-16 получилась на порядок хуже, чем для КАМ-16. Это связано с тем, что сигнальные точки для ФМ-16 расположены ближе на единичной окружности, чем для КАМ-16. Это же сказалось и на вероятности ошибки для ОФМ-16 при малых значениях ОСШ.

На Рисунках 3.25 и 3.26 представлены результаты моделирования для сигналов с модуляцией КАМ-16, КАМ-32 и КАМ-64 в однолучевом и двухлучевом каналах с релейскими замираниями.

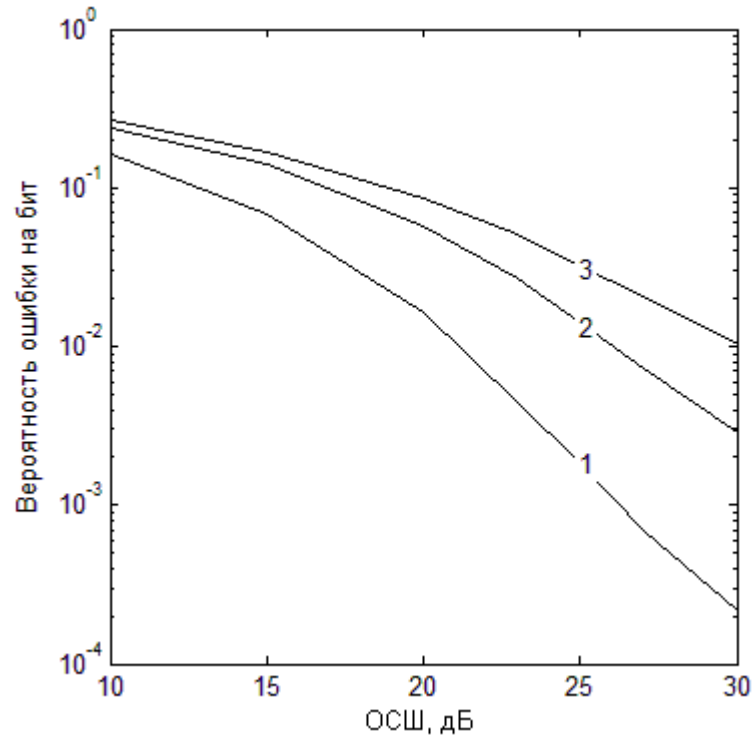


Рисунок 3.25 – Зависимость вероятности ошибки на бит в однолучевом канале с замираниями для сигналов: 1 – QAM-16; 2 – QAM-32; 3 – QAM-64

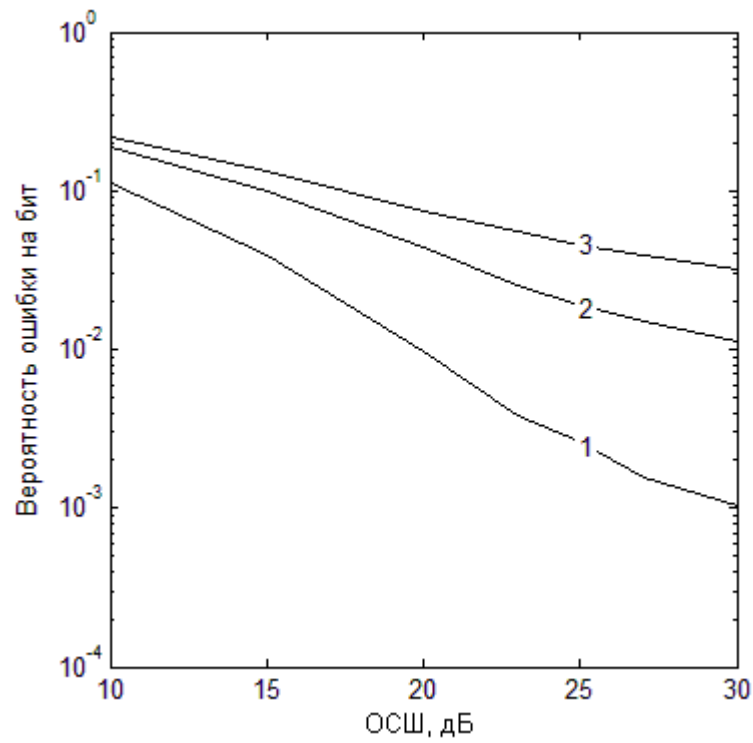


Рисунок 3.26 – Зависимость вероятности ошибки на бит в двухлучевом канале с замираниями для сигналов: 1 – QAM-16; 2 – QAM-32; 3 – QAM-64

Применение методов адаптивной коррекции в многочастотных модемах позволяет реализовать передачу сигналами КАМ различной кратности. При этом необходимо постоянно оценивать качество канала связи и возможность перехода в режим, использующий рассмотренную сигнально конструкцию с применением методов адаптивной коррекции.

### 3.6. Выводы

1. Применение ЗИ между тестовыми и информационными сигналами позволяет повысить точность расчета ИХ канала и ИХ КФ и, как следствие, помехоустойчивость последовательного модема передачи данных. При этом должен быть учтен вид ЗИ и соответствующий интервал, на котором осуществляется расчет ИХ. Получаемый при этом выигрыш составляет порядка 2-4 дБ. Кроме того, при определенных условиях появляется возможность повысить информационную скорость передачи данных за счет использования сигналов повышенной кратности.
2. Разработанный автором алгоритм адаптивной коррекции с ОСР позволяет значительно повысить помехоустойчивость последовательных модемов, обладает высокой устойчивостью и может быть применен в существующих модемах без изменения сигнальной конструкции. Получаемый выигрыш составляет порядка 3 дБ.
3. Способы квазикогерентного сложения также не требуют изменения сигнальной конструкции и могут быть использованы в существующих последовательных КВ модемах с адаптивной коррекцией сигналов, позволяя повысить помехоустойчивость передачи данных примерно на 2 дБ.
4. Изменение несущей частоты позволяет осуществлять передачу служебных команд и квитанций без прерывания основного информационного потока, что позволяет строить на базе последовательного модема полноценные адаптивные комплексы передачи данных.
5. Применение методов адаптивной коррекции в многочастотных модемах позволяет реализовать передачу сигналами КАМ различной кратности без использования ЗИ между OFDM символами.

## 4. СПОСОБ БЕСТЕСТОВОЙ АДАПТИВНОЙ КОРРЕКЦИИ СИГНАЛОВ

Одним из существенных недостатков известных систем передачи данных с адаптивной коррекцией сигналов является неизбежное снижение скорости передачи, связанное с периодической посылкой тестовой последовательности. Так, в одночастотных системах передачи данных, работающих согласно зарубежным стандартам ARINC-635 [122] и MIL-STD-188-110C [141] на передачу тестовых сигналов затрачивается более 30% временного ресурса. Поэтому актуальной становится концепция построения системы передачи данных с бестестовой (безыбыточной) адаптивной коррекцией [72]. Основная идея сводится к тому, что тестовый сигнал передается лишь на этапе установления синхронизации для первичного расчета ИХ КФ, а дальнейший расчет коэффициентов КФ осуществляется по информационным сигналам. Также по информационным сигналам может осуществляться периодическая подстройка тактовой и цикловой синхронизации и компенсации доплеровского смещения частоты.

### 4.1. Способ совместной передачи тестовых и информационных сигналов

Для повышения информационной скорости передачи данных автором совместно с научным руководителем разработан подход, предполагающий постоянную передачу теста одновременно с информационными последовательностями в одной полосе частот [41]. При этом амплитуда тестового сигнала  $A_T$  меньше амплитуды информационного сигнала –  $A_I$ , т.е.

$$A_T = C_A \cdot A_I, \quad (4.1)$$

где  $C_A < 1$  – коэффициент соотношения амплитуд тестового и информационного сигналов.

Значение коэффициента  $C_A$  составляет величину порядка 0,1 ... 0,4, в результате чего тест является своего рода помехой. Блок-схема устройства, осуществляющего такую передачу показана на Рисунке 4.1.

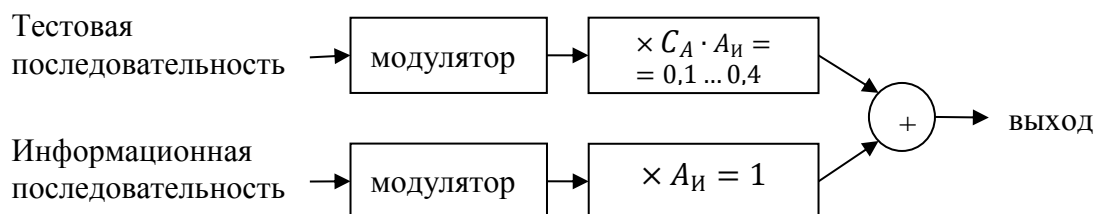


Рисунок 4.1 – Схема передающей части

Процесс адаптивной коррекции в предлагаемом подходе предполагает когерентное накопление тестового сигнала. Принимаемый сигнал  $u_0(t)$  поступает на вход полосового

фильтра (ПФ), с выхода которого на вход линии задержки, что показано на Рисунке 4.2. По полученному в результате накопления сигналу производится расчёт ИХ канала и параметров корректирующего фильтра, после чего производится коррекция информационного сигнала, при этом имеется возможность вычесть тестовый сигнал перед демодуляцией, уменьшив его влияние в качестве помехи.

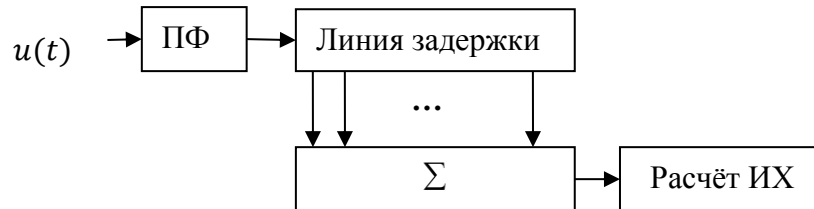


Рисунок 4.2 – Схема приемной части

При накоплении порядка  $n$  тестовых последовательностей суммарный уровень амплитуды теста будет  $n \cdot A_T$ , а среднеквадратичные амплитуды полученных при когерентном сложении информационных последовательностей, в силу случайности передаваемых информационных символов, имеют порядок  $\sqrt{n} \cdot A_{И}$ .

Действительно, при двоичной фазовой манипуляции сумма двух символов с противоположными фазами равна нулю, а задача суммирования  $n$  равновероятных символов можно сформулировать как случайное блуждание по прямой [115]. В свою очередь символы тестовой последовательности будут складываться с одинаковой фазой, т.е. когерентно. Таким образом, на выходе сумматора имеем

$$u_{\Sigma}(t) = \sum_{k=0}^{n-1} u(t + kT_{\text{тест}}), 0 \leq t \leq T_{\text{тест}}, \quad (4.2)$$

где  $u(t)$  – принимаемый сигнал на интервале времени  $[0, (n-1)T_{\text{тест}}]$ ;

$T_{\text{тест}}$  – длительность тестового сигнала.

Сигнал  $u_{\Sigma}(t)$  – представляет собой накопленный когерентно тестовый сигнал на фоне информационного сигнала, используемый для расчета ИХ канала и ИХ корректирующего фильтра. Расчет ИХ канала и корректирующего фильтра следует проводить достаточно часто (каждые  $T_{\text{тест}}$ ), «двигаясь» по принимаемому сигналу скользящим окном длительностью  $T_{\Sigma}$ . Однако в этом случае нет необходимости рассчитывать заново ИХ, достаточно делать соответствующую подстройку по аналогии с методом последовательных приближений [118].

Допустим на нулевом шаге ( $l = 0$ ) в результате накопления на выходе сумматора, схеме приведенной на Рисунке 4.2, имеется сигнал  $u_{\Sigma,0}(t)$ ,  $t \in [0, T_{\text{тест}}]$ . Следовательно, для нахождения ИХ канала необходимо решить уравнение

$$\int_0^{T_{\text{тест}}} s_0(t - \tau)h(\tau)d\tau = u_{\Sigma}^{\{0\}}(t), \quad (4.3)$$

где  $s_0(t)$  – заданный неискаженный тестовый сигнал;

$h(t)$  – искомая ИХ канала.

Решением уравнения (4.3) является функция  $h^{\{0\}}(t)$ . На шаге  $l = 1$ , при сдвиге окна на интервал  $T_{\text{тест}}$  ( $T_{\text{тест}} \ll T_{\Sigma}$ ), на выходе сумматора имеется сигнал  $u_{\Sigma}^{\{1\}}(t) = u_{\Sigma}^{\{0\}}(t) + \Delta u^{\{0,1\}}(t)$ , а решением уравнения (4.3) в силу линейности будет  $h^{\{1\}}(t) = h^{\{0\}}(t) + \Delta h^{\{0,1\}}(t)$ , т.е.

$$\int_0^{T_0} s_0(t - \tau)(h^{\{0\}}(\tau) + \Delta h^{\{0,1\}}(t))d\tau = u_{\Sigma}^{\{0\}}(t) + \Delta u^{\{0,1\}}(t). \quad (4.4)$$

Таким образом, ИХ канала на текущем  $l$ -ом шаге есть

$$h^{\{l\}}(t) = h^{\{l-1\}}(t) + \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\Delta U^{\{l-1,l\}}(\omega)}{S_0(\omega)} \cdot e^{j\omega t} d\omega, \quad (4.5)$$

где  $h^{\{l-1\}}(t)$  – ИХ канала на предыдущем шаге.

$\Delta U^{\{l-1,l\}}(\omega)$  – спектр соответствующей добавки  $\Delta u^{\{0,1\}}(t)$ ;

$S_0(\omega)$  – спектр (преобразование Фурье) тестового сигнала.

Такой подход позволяет существенно упростить численную схему решения, так как требует вычисления на каждом шаге лишь добавки  $\Delta h_{0,1}(t)$ . Важно отметить, что из полученного на выходе КФ сигнала перед демодуляцией необходимо вычесть тестовый сигнал с учетом его амплитуды, т.е.

$$\hat{s}_c(t) = \hat{s}_{c,0}(t) - A_T \cdot s_0(t) \quad (4.6)$$

где  $\hat{s}_{c,0}(t)$  – откорректированный принятый сигнал на длительности  $[0, T_{\text{тест}}]$ .

Способ совместной передачи тестовых и информационных сигналов требует решения следующих задач: выбор оптимального значения амплитуды тестового сигнала, выбор количества складываемых тестовых сигналов. Очевидно, что выбор данных значений связан с параметрами модели канала связи. Так, число накоплений связано с интервалом корреляции канала. При этом надо отметить, что данный способ требует сложения достаточного количества сигналов на длительности теста, такого, чтобы значение отношения сигнал/помеха суммарного тестового сигнала  $\mu$  было бы достаточным для обеспечения расчета коэффициентов ИХ КФ с приемлемой точностью. При этом суммарный информационный сигнал является помехой для тестового сигнала. Грубую оценку значения  $\mu$  можно дать следующим образом:

$$\mu = \frac{(n \cdot A_T)^2}{(\sqrt{n} \cdot A_{\text{И}})^2} = \frac{(n \cdot C_A \cdot A_{\text{И}})^2}{(\sqrt{n} \cdot A_{\text{И}})^2} = n \cdot C_A^2. \quad (4.7)$$



Так, например, при сложении  $n = 300$  тестовых сигналов и значении коэффициента  $C_A = 0,3$  (для ФМ-2 сигнала с несущей частотой 1800 Гц и скоростью 1600 симв/с) приходим к значению отношения сигнал/помеха  $\mu = 14,3$  дБ. Однако, с учетом АБГШ от (4.7) приходим к следующей оценке эквивалентного ОСШ для суммарного тестового сигнала с учетом помехи

$$SNR_3 = \frac{n^2 \cdot C_A^2 \cdot P_c}{n \cdot 2\sigma^2 + n \cdot P_c} = \frac{n \cdot C_A^2 \cdot P_c}{2\sigma^2 + P_c}, \quad (4.8)$$

где  $P_c$  – мощность элементарного символа информационного сигнала;  
 $\sigma^2$  – дисперсия АБГШ.

Кроме того, в связи с нестационарностью канала, условие, аналогичное условию (3.22), может не выполняться на длительном интервале, поэтому оценка (4.8) является сильно завышенной. Так, полагая значение интервала корреляции канала равным 1 с, значение  $SNR_3$  для сигнала  $u_2(t)$  составляет величину порядка 6,5–7 дБ при значении ОСШ в канале 5 дБ.

Рассмотрим помехоустойчивость передачи данных в двухлучевом канале для способа совместной передачи тестовых и информационных сигналов. При моделировании значение интервала корреляции составляло 1–1,5 с. Такая модель может соответствовать коротким КВ трассам (до 50 км), в которых присутствует земная и ионосферные волны. На Рисунке 4.3 приведены зависимости вероятности ошибки на бит от ОСШ при различных значениях коэффициента амплитуды тестового сигнала  $C_A$  и числе накопления  $n$ .

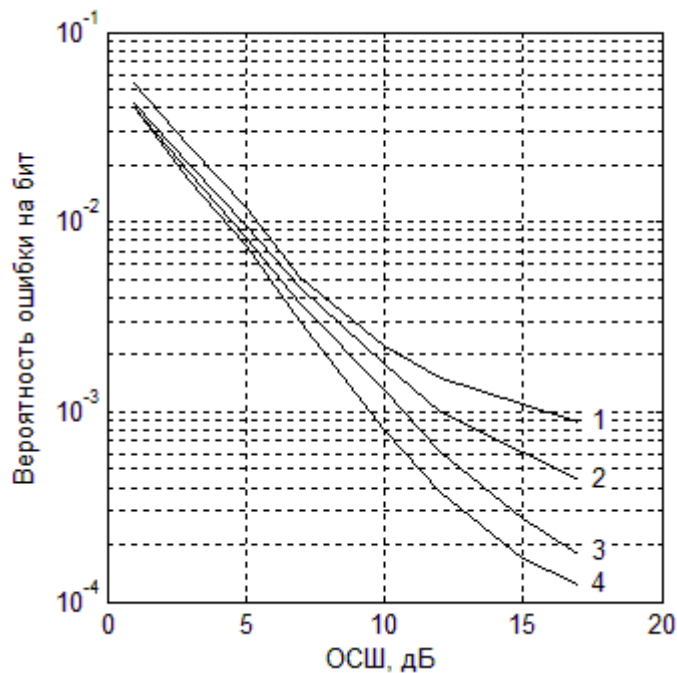


Рисунок 4.3 – Зависимости вероятности ошибки на бит от ОСШ для способа совместной передачи тестовых и информационных сигналов при: 1 –  $C_A = 0,2$ ,  $n = 500$ ;  
 2 –  $C_A = 0,33$ ,  $n = 300$ ; 3 –  $C_A = 0,3$ ,  $n = 500$ ; 4 –  $C_A = 0,2$ ,  $n = 1000$

Выбор оптимального значения  $C_A$  зависит от количества складываемых тестовых сигналов. При значении интервала корреляции больше  $n \cdot T_{\text{тест}} - C_A$  тем меньше, чем больше  $n$ . На Рисунке 4.4 приведены зависимости вероятности ошибки на бит от коэффициента  $C_A$ .

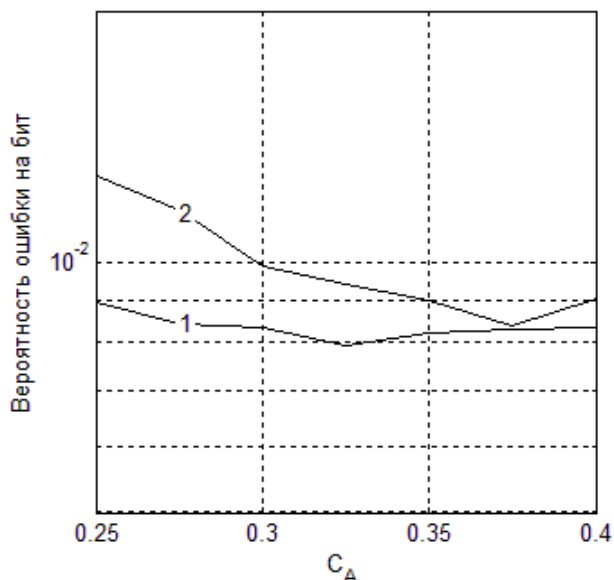


Рисунок 4.4 – Зависимости вероятности ошибки на бит от  $C_A$  для способа совместной передачи тестовых и информационных сигналов при: 1 –  $n = 500$ ; 2 –  $n = 300$

Кроме того, передаваемый сигнал при частоте следования символов 1600 симв/с занимает полосу 3,2 кГц. При этом используемая ширина канала ТЧ равна 3,1 кГц. Поэтому в [99] автором дополнительно предложено осуществить смещение несущей частоты тестового сигнала на величину кратную интервалу ортогональности тестового сигнала, определяемую следующим образом:

$$\Delta f = \frac{1}{T_{\text{тест}}}. \quad (4.9)$$

В этом случае тестовый сигнал также позволяет оценить ИХ канала во всей используемой полосе частот. При этом получаемый выигрыш в помехоустойчивости, при прочих равных, составляет порядка 2-3 дБ.

Таким образом, способ совместной передачи тестовых и информационных сигналов может быть применен в каналах связи с большим интервалом корреляции, что имеет место, например, для коротких КВ радиотрасс при наличии земной и ионосферных волн. При этом способ обеспечивает повышение информационной скорости передачи данных на 30%.

На представленные способы получены 2 патента РФ на полезную модель № 168000 [98] и № 172181 [99].

## 4.2. Способ бестестовой адаптивной коррекции по информационным сигналам

Рассмотренный в параграфе 4.1 способ предполагает наличие тестового сигнала, однако он является безызбыточным, так как передача тестового сигнала не прерывает передачу информации в частотно-временном отношении. Далее рассмотрим способы, в которых тестовые сигналы полностью отсутствуют на достаточно длительном отрезке времени. Именно такие способы будем называть *способами бестестовой адаптивной коррекции сигналов*.

В основе предлагаемого автором способа бестестовой адаптивной коррекции лежит факт, что информационная последовательность представляет собой случайный набор символов (бит), обычно равновероятных. В связи с этим для расчёта ИХ канала связи и соответствующей ИХ КФ предлагается использование сегмента уже демодулированных информационных символов, среди которых необходимо найти последовательность, обладающую «хорошими» спектральными свойствами, т.е. занимающую всю используемую полосу частот и не имеющую нулей в этой полосе. Пример использования сегментов информационных сигналов приведен на Рисунке 4.5.

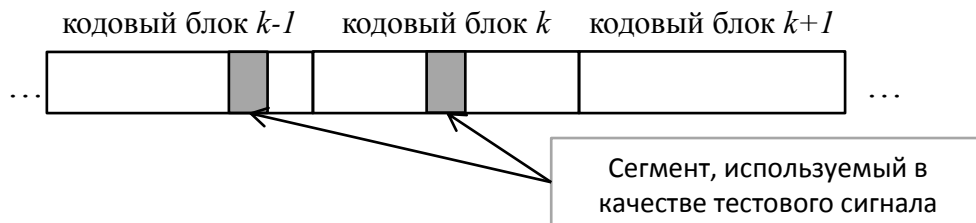


Рисунок 4.5 – Использование сегментов информационных сигналов

Серьёзный недостаток такого подхода проявляется при использовании последовательности с ошибочно демодулированными символами, что может привести к серийному размножению ошибок, аналогично методам адаптивной коррекции с ОСР. Для того чтобы избежать ошибочно демодулированных символов необходим контроль достоверности используемого информационного сегмента.

Как известно [7; 110] при передаче данных в современных модемах связи применяют различные кодовые конструкции, в состав которых, как правило, вводят циклические коды для обнаружения ошибок (Cyclic Redundancy Check – CRC) [86]. Поиск сегментов, используемых в качестве тестовых, производится только в тех кодовых блоках, в которых циклическим кодом не было зафиксировано наличие ошибок.

Кодовые блоки должны быть такой длины, чтобы за время передачи нескольких кодовых блоков характеристики канала связи можно было считать квазистационарными. В тоже время

известно, что уменьшение длины кода, приводит к снижению его помехоустойчивости, что может быть компенсировано увеличением избыточности кода [8], что в свою очередь приводит к снижению информационной скорости системы передачи данных (модема). Таким образом, важной задачей оптимизации системы передачи данных с бестестовой адаптивной коррекцией является выбор наилучшего соотношения длительности кодового блока, кодовой скорости и обеспечения требуемой помехоустойчивости.

Для того чтобы блоковый помехоустойчивый код с параметрами  $(n, k, d)$  имел возможность исправить  $t_{\text{ош}} = \left\lfloor \frac{d-1}{2} \right\rfloor$  ошибок ( $\lfloor \cdot \rfloor$  – оператор округления в меньшую сторону), согласно границе Хемминга должно выполняться следующее условие [53]

$$2^{n-k} \geq \sum_{l=0}^{t_{\text{ош}}} C_n^l, \quad (4.10)$$

где  $C_n^l$  – число сочетаний из  $n$  по  $l$ .

В соответствии с [143] можно полагать длительность интервала квазистационарности канала порядка 80 – 100 мс. При частоте следования символов 1600 симв/с кодовый блок длительность 120 символов может быть передан в течении 75 мс. Модем передачи данных с длиной кодового слова  $n = 120$  был рассмотрен автором в [29; 31]. Рассчитанные значения количества информационных символов в зависимости от исправляющей способности кода и значения соответствующей кодовой скорости при  $n = 120$  приведены ниже в Таблице 4.1.

Таблица 4.1 – Количество информационных символов в зависимости от исправляющей способности кода

$t_{\text{ош}}$	$k$	$k/n$
3	101	0,8417
4	96	0,8
5	92	0,7667
6	88	0,7333
7	84	0,7
8	80	0,6667 = 2/3

В [29] автором были выбраны следующие параметры кодовой конструкции: число бит CRC – 8; исправляющая способность кода  $t_{\text{ош}} = 6$ . Таким образом, при длине кодового блока  $n = 120$  бит число информационных бит равно 80, следовательно, кодовая скорость такой кодовой конструкции составляет 2/3. При этом такая же доля отводится на информационную часть в модеме стандарта ARINC 635 [122]. И хотя такое сравнение не совсем корректно, т.к. в

модеме ARINC 635 используется помехоустойчивый код с кордовой скоростью  $1/2$ , в данном примере продемонстрируем использование образовавшейся избыточности, ранее отводившейся на передачу тестового сигнала.

Таким образом, существует  $2^{80}$  комбинаций кодовых блоков длиной  $n = 120$  бит. В таких условиях вероятность появления хотя бы одного сегмента – последовательности длиной 15 бит (символов) с требуемыми спектральными характеристиками, в соответствии с проведенным автором моделированием составляет  $P_{15} = 0,94$ . Однако длительность последовательности, используемой в качестве тестовой для расчёта ИХ КФ, может быть произвольной. Это значительно повышает вероятность обнаружения последовательностей с необходимыми спектральными свойствами. Так, при поиске последовательности длиной 15, 16 или 17 бит вероятность появления последовательности составила  $P_{15,16,17} = 0,98$ . При этом отсутствие нулей в спектре оценивалось по порогу 0.05 от среднеквадратичного значения.

Отметим, что ограничение на длину искомого сегмента «снизу» основывается на потенциальной длительности интервала многолучевости и ИХ канала. Типичные значения для КВ канала составляют 6–8 мс [51; 122; 135; 141]. Ограничение длины сегмента «сверху» менее строгое и при характерных значениях интервала корреляции канала от 0,5 до десятков секунд [131; 137] может составлять величину до 100 мс.

Кроме того, в пределах кодового блока может быть найдено несколько подходящих сегментов, среди которых можно выбрать «наилучший» сегмент, при котором рассчитываемый КФ обеспечивает лучшее «качество» коррекции сигнала.

Рассмотрим подробнее алгоритм поиска сегмента. Откорректированный сигнал  $\hat{s}(t)$  определяется выражениями (2.1) – (2.4), а восстановленный сигнал можно получить, последовательно осуществив демодуляцию, декодирование, а затем заново кодирование и модуляцию принятого сообщения (информационного блока)

$$\hat{c} = DeModulate\langle\hat{s}(t)\rangle, \quad (4.11)$$

$$\hat{b} = EnCoded\langle\hat{c}\rangle, \quad (4.12)$$

$$\hat{\hat{c}} = Coded\langle\hat{b}\rangle, \quad (4.13)$$

$$\hat{\hat{s}}(t) = Modulate\langle\hat{\hat{c}}\rangle, \quad (4.14)$$

где  $\hat{c}$  – результат демодуляции откорректированного сигнала – принятый кодовый блок;

$DeModulate\langle \rangle$  – оператор, выполняющий операцию демодуляции;

$\hat{b}$  – результат декодирования принятого кодового блока – принятый информационный блок;

$EnCoded\langle \rangle$  – оператор, выполняющий операцию декодирования;

$\hat{\hat{c}}$  – кодированный принятый информационный блок;

$Coded\langle \rangle$  – оператор, выполняющий операцию кодирования;

$\hat{S}(t)$  – восстановленный сигнал;

$Modulate\langle \rangle$  – оператор, выполняющий операцию модуляции.

Принятый кодовый блок  $\hat{c}$  может содержать ошибки демодуляции, однако после декодирования (4.12) с большой вероятностью может быть получена исходная информационная последовательность без ошибок, что также может быть подтверждено с помощью CRC. Таким образом, будем полагать, что

$$\hat{b} \equiv b, \quad (4.15)$$

где  $b$  – исходный передаваемый информационный блок.

В этом случае также имеет место

$$\hat{c} \equiv c, \quad (4.16)$$

$$\hat{S}(t) \equiv s(t), \quad (4.17)$$

где  $c$  – исходный передаваемый кодовый блок;

$s(t)$  – исходный передаваемый сигнал.

Далее в восстановленном принятом сигнале  $\hat{S}(t)$  необходимо найти сегмент, который может быть использован в качестве тестового сигнала, на основе которого будет вычислена новая ИХ КФ, которая будет использована при приеме сигнала, соответствующего следующему кодовому блоку. При нахождении несколько таких сегментов (в общем случае  $l = 1, 2, \dots, L$ ) выбор «лучшего» сегмента может быть сделан следующим образом:

$$q^{\{l\}} = \sum_{z=1}^n |\hat{c}^{\{l\}}(z) - \hat{c}^{\{0\}}(z)|, \quad l = 0, 1, 2, \dots, L, \quad (4.18)$$

$$\min_{l \in [1, L]} q^{\{l\}} \leq q^{\{0\}},$$

где  $\hat{c}^{\{l\}}$  – кодовый блок, полученный после демодуляции сигнала на выходе  $l$ -го КФ;

$\hat{c}^{\{0\}}$  – восстановленный кодовый блок, полученный из (4.11) – (4.13) при коррекции КФ, коэффициенты которого получены на предыдущем шаге;

$q^{\{l\}}$  – соответствующее количество ошибок в полученном кодовом блоке.

Блок-схема способа бестестовой адаптивной коррекции с поиском сегмента приведена на Рисунке 4.6.

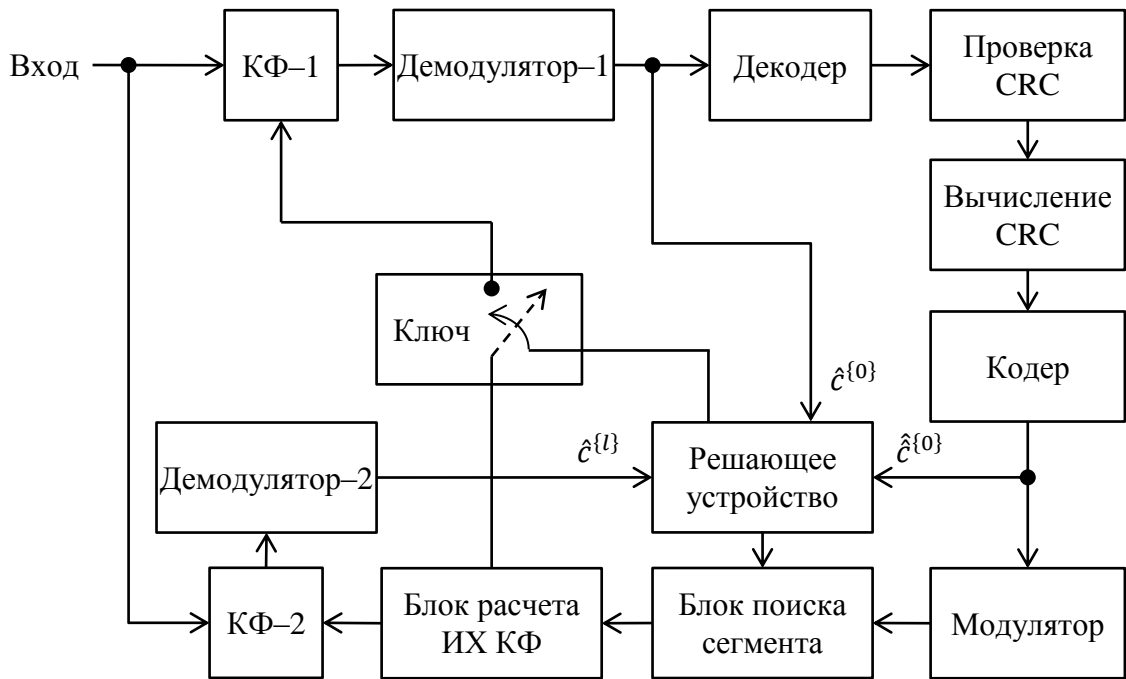


Рисунок 4.6 – Способ бестестовой адаптивной коррекции с поиском сегмента

Очевидно, что при  $q^{\{l_1\}} = q^{\{l_2\}} \leq q^{\{0\}}$   $l_1 \neq l_2$  выбор в пользу соответствующего КФ будет зависеть от временного положения соответствующего сегмента, а именно в пользу более «нового». Вместе с тем, дополнительно могут быть учтены оценки ОСШ откорректированного сигнала или оценки вероятности ошибки на бит с использованием методов, основанных на фазовом отклонении [37].

Более тонкий анализ продукта декодирования позволяет отказаться от использования CRC, для передачи которого затрачивается время. Так, вполне реальным представляется использование в качестве кандидатов для поиска сегментов в кодовых блоках с синдромом, соответствующим количеству ошибок менее допустимого значения [72]. Такие блоки будем называть *надежными* [31]. Вероятность появления кодового блока с синдромом, соответствующим заданному количеству ошибок вычисляется из выражения

$$P_s = \sum_{l=0}^{t_s} C_n^l \cdot P_0^l \cdot (1 - P_0)^{n-l}, \quad (4.19)$$

где  $t_s$  – допустимое количество ошибок,  $t_s < t_{\text{ош}}$ ;

$P_0$  – вероятность ошибки на бит на выходе демодулятора (вообще говоря, для сигнала на выходе КФ).

Рассчитанные значения вероятности появления кодового блока с синдромом, соответствующим количеству ошибок менее заданного, при  $P_0 = 0,01$  для различных кодов приведены в Таблице 4.2.

Таблица 4.2 – Значения вероятности появления кодового блока с заданным синдромом

$n$ \ $t_s$	0	1	2
24	0,7857	0,9761	0,9983
63	0,5309	0,8688	0,9746
120	0,279	0,637	0,8648

В этом случае вероятность нахождения кодового блока, обладающего свойствами, необходимыми для тестового сигнала, несколько снижается, но при этом появляется возможность либо повысить информационную скорость передачи данных, либо увеличить избыточность помехоустойчивого кода, а следовательно, и его исправляющую способность.

Реализация способа бестестовой адаптивной коррекции сигналов предполагает передачу преамбулы для установления синхронизации и передачи служебной информации. В состав преамбулы также должен входить тестовый сигнал, необходимый для первоначальной настройки КФ–1. Кроме того, в поток информационных бит необходимо производить периодические вставки известных на приёмной стороне последовательностей для поддержания цикловой синхронизации, а также для подстройки КФ с целью повышения устойчивости системы. Отметим, что периодичность таких вставок незначительна. Кроме того при наличии функциональной обратной связи, может быть сделан служебный запрос о необходимости передачи тестового сигнала.

Надо отметить, что предложенный подход схож по своей идее с алгоритмом слежения, описанным в [45]. Данный алгоритм основан на последовательном уточнении оценок канала и оценок переданных символов. Отличительной особенностью предлагаемого автором способа бестестовой адаптивной коррекции является учет возможности помехоустойчивого кода как механизма исправления ошибочных символов при восстановлении принимаемого информационного сигнала и использовании незашумленных оценок символов при расчете ИХ КФ. Таким образом, способ бестестовой адаптивной коррекции на основе результатов декодирования помехоустойчивого кода позволяет получить несмещенные оценки коэффициентов ИХ КФ, а возможность выбора «лучшего» КФ обеспечивает дополнительное «качество» коррекции принимаемого информационного сигнала.

В работах [29; 73] автором проведено исследование помехоустойчивости модемов с бестестовой адаптивной коррекцией сигналов, которое показало, что такие модемы обеспечивают примерно такие же значения вероятности ошибки на бит, что и модемы с адаптивной коррекцией по тестовому сигналу. Так, полученная кривая вероятности ошибки на бит для двухлучевого канала связи с релейскими замираниями, приведенная на Рисунке 4.7,



сопоставима с аналогичными кривыми полученными автором ранее (смотри, например, Рисунок 3.9, кривая 1).

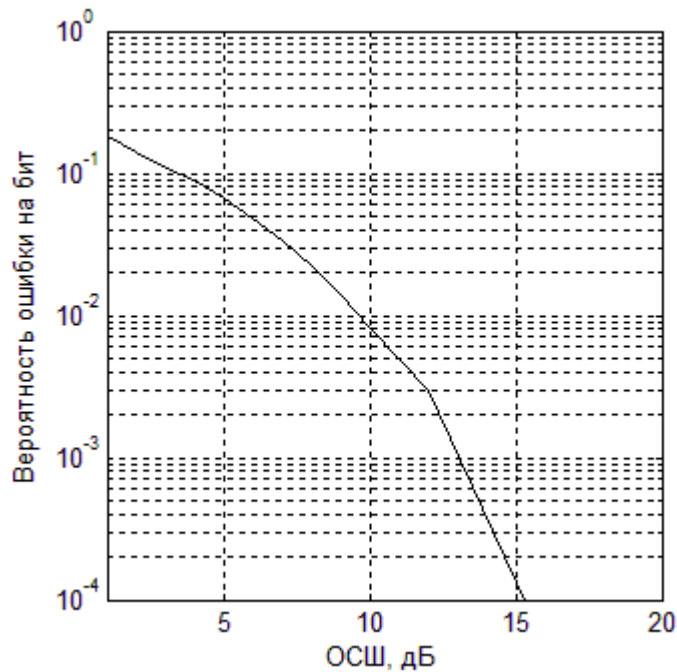


Рисунок 4.7 – Зависимость вероятности ошибки на бит от ОСШ для способа бестестовой адаптивной коррекции сигналов

В данном моделировании использован код (120,88,13) при наличии CRC длиной 8 бит в каждом кодовом блоке. Полученная при моделировании кривая также подтверждается трассовыми испытаниями, результаты которых приведены автором в [73]. С учетом того, что в известных модемах [122; 141; 145] обычно используют помехоустойчивый код со скоростью 1/2 получаемый выигрыш в информационной скорости составляет порядка 50%.

Однако рассмотренная автором кодовая конструкция может не обеспечить требуемую вероятность потери пакета. Так, для авиационного модема ARINC 635 [122] она составляет значение 0,05. Для достижения данного показателя потребуется незначительно увеличить избыточность рассматриваемого выше помехоустойчивого кода.

Рассмотрим случай, когда информационная скорость источника информации фиксирована. В этом случае имеется возможность повысить избыточность и, соответственно, исправляющую способность кода. Так, для модема ARINC 635 [122] относительная информационная скорость составляет 1/3 всего временного ресурса. В этом случае при наличии CRC длиной 8 бит это будет соответствовать блоковому коду с параметрами (120,48,37).

Для наглядности на Рисунке 4.8 показана зависимость вероятности потери пакета объемом 540 бит от вероятности ошибки на бит на выходе демодулятора  $P_0$  для рассмотренных кодов (120,88,13) и (120,48,37).

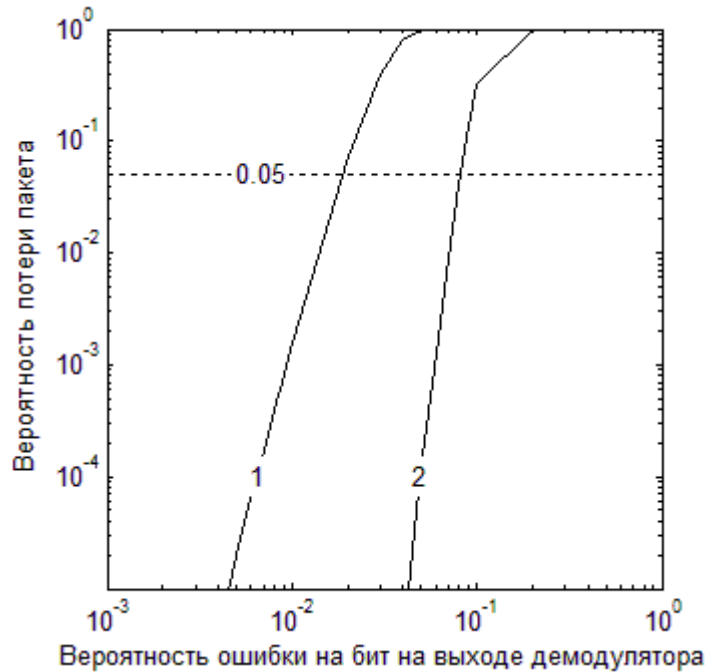


Рисунок 4.8 – Зависимости вероятности потери пакета от вероятности ошибки на бит на выходе демодулятора для кодов: 1 – (120,88,13); 2 – (120,48,37)

Здесь же для наглядности приведена граница 0,05, соответствующая требованиям стандарта ARINC 635. Рассмотренный код (120,88,13) обеспечивает требуемую вероятность потери пакета при вероятности ошибки на бит  $P_0 = 0,02$ , что соответствует ОСШ порядка 8 дБ, исходя из Рисунка 4.7. При этом для данной модели канала, согласно [122], значение данного показателя должно обеспечиваться при 3 дБ. При этом помехоустойчивый код с параметрами (120,48,37) обеспечивает заданную вероятность потери пакета при значении вероятности ошибки на бит  $P_0 = 0,08$ , что соответствует ОСШ 3 дБ, исходя из Рисунка 4.7.

Отметим, что на практике, как правило [8; 53; 86], используют не отдельно взятый код, а кодовые конструкции, состоящие из нескольких блоковых кодов, что также допускает применение рассмотренного способа адаптивной коррекции, позволяя значительно повысить исправляющую способность кодовой конструкции в целом.

Способ бестестовой адаптивной коррекции сигналов на основе результатов декодирования блоковых кодов был реализован в разработанном автором макете последовательного модема и испытан на трассе Орел–Санкт-Петербург. Результаты испытаний приведены в [73; 84], а также в приложении В настоящей диссертации, и подтверждают

работоспособность и устойчивость способа бестестовой адаптивной коррекции сигналов. Кроме того, в [73] автором предложено ввести такой показатель эффективности работы, как *среднее время устойчивой работы*. Там же показано, что среднее время устойчивой работы составляет величину более двух минут, что не превышает среднего времени передачи сообщений во многих системах передачи данных, например, [122, 145].

На представленный способ получены патент РФ на изобретение № 2510950 [102] и полезную модель № 143804 [90].

### 4.3. Способ бестестовой адаптивной коррекции по результатам декодирования сверточного кода

В известных зарубежных последовательных модемах передачи данных [122; 141; 145] в качестве помехоустойчивого кода применяют сверточный код (14,7,10). В работе [79] автором рассмотрены особенности поиска сегмента информационного сигнала, который может быть использован в качестве тестового, при использовании сверточного помехоустойчивого кодирования.

Декодирование сверточного кода на практике обычно [8; 86] осуществляют с помощью алгоритма Витерби с ограниченным значением глубины просмотра решетки. При реализации такого алгоритма к моменту времени  $T_2$  на выходе декодера будем иметь декодированную информационную последовательность, последовательность бит  $b_{1,1}$ , представляющую собой исходную кодовую последовательность на интервале  $[0; T_1]$  с исправленными ошибками, что продемонстрировано на Рисунок 4.9, а также значение наименьшей метрики  $\mu_{1,1}$ , соответствующее выжившему пути.

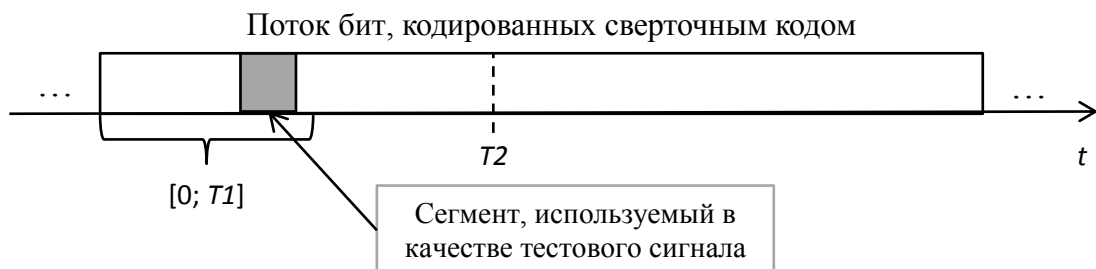


Рисунок 4.9 – Поиск сегмента в потоке бит, кодированных сверточным кодом

В последовательности  $b_{1,1}$  необходимо найти сегмент с «хорошими» спектральными свойствами, т.е. сегмент в котором отсутствуют нули и близкие к нулю значения спектра в занимаемой сигналом полосе частот. Отметим, что в качестве такого сегмента может

выступать, собственно говоря, сама последовательность  $b_{1,1}$ . Этот сегмент будет использован в качестве тестового сигнала для расчета ИХ канала и соответствующей ИХ КФ.

Проверка найденного сегмента осуществляется следующим образом. С момента времени  $T1$  будут работать два КФ: КФ–1 с первоначальной ИХ  $h_{\text{КФ}}^{(1)}$ , и КФ–2 с новой ИХ  $h_{\text{КФ}}^{(2)}$ . После коррекции и демодуляции соответствующие последовательности бит будут поданы на вход декодеров–1,2. В результате в момент времени  $T3$  на выходе декодеров–1,2 получим последовательности бит  $b_{1,2}$  и  $b_{2,2}$ , соответствующие интервалу  $[T1; T2]$ , что показано на Рисунке 4.10, а также соответствующие значения метрик выживших путей  $\mu_{1,2}$  и  $\mu_{2,2}$ .

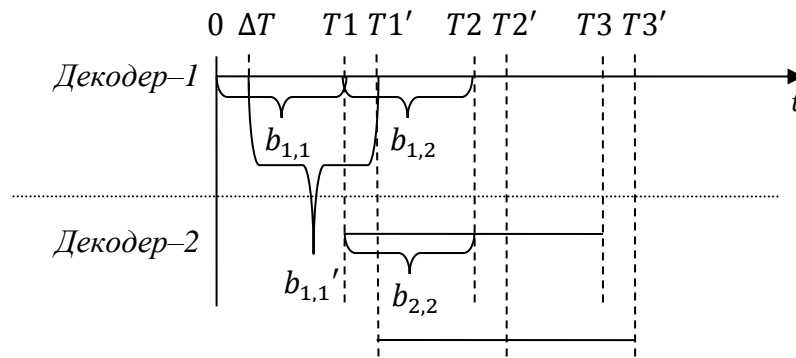


Рисунок 4.10 – Проверка найденного сегмента при декодировании сверточного кода

Сравнение последовательностей  $b_{1,2}$ ,  $b_{2,2}$  не позволяет объективно оценить качество коррекции соответствующих сигналов: при совпадении последовательностей не ясно, в каком случае было больше ошибок; при несовпадении также не ясно – какую из последовательностей считать верной. Напротив, сравнение метрик явно укажет в каком случае ошибок было больше. В некотором роде значение метрики можно считать аналогом синдрома кода. При  $\mu_{2,2} \leq \mu_{1,2}$  можно полагать, что новая ИХ КФ не ухудшает качество коррекции, после чего произвести обновление коэффициентов КФ–1

$$h_{\text{КФ}}^{(1)} = h_{\text{КФ}}^{(2)}. \quad (4.20)$$

В противном случае осуществляется сдвиг на интервал  $\Delta T$ , в результате чего в момент времени  $T2' = T2 + \Delta T$  будем рассматривать последовательность бит  $b_{1,1}'$  на интервале  $[\Delta T; T1']$  и соответствующее значение метрики  $\mu_{1,1}'$ .

Предлагаемый способ бестестовой адаптивной коррекции на основе результатов декодирования сверточного кода представлен в виде блок-схемы на Рисунке 4.11.

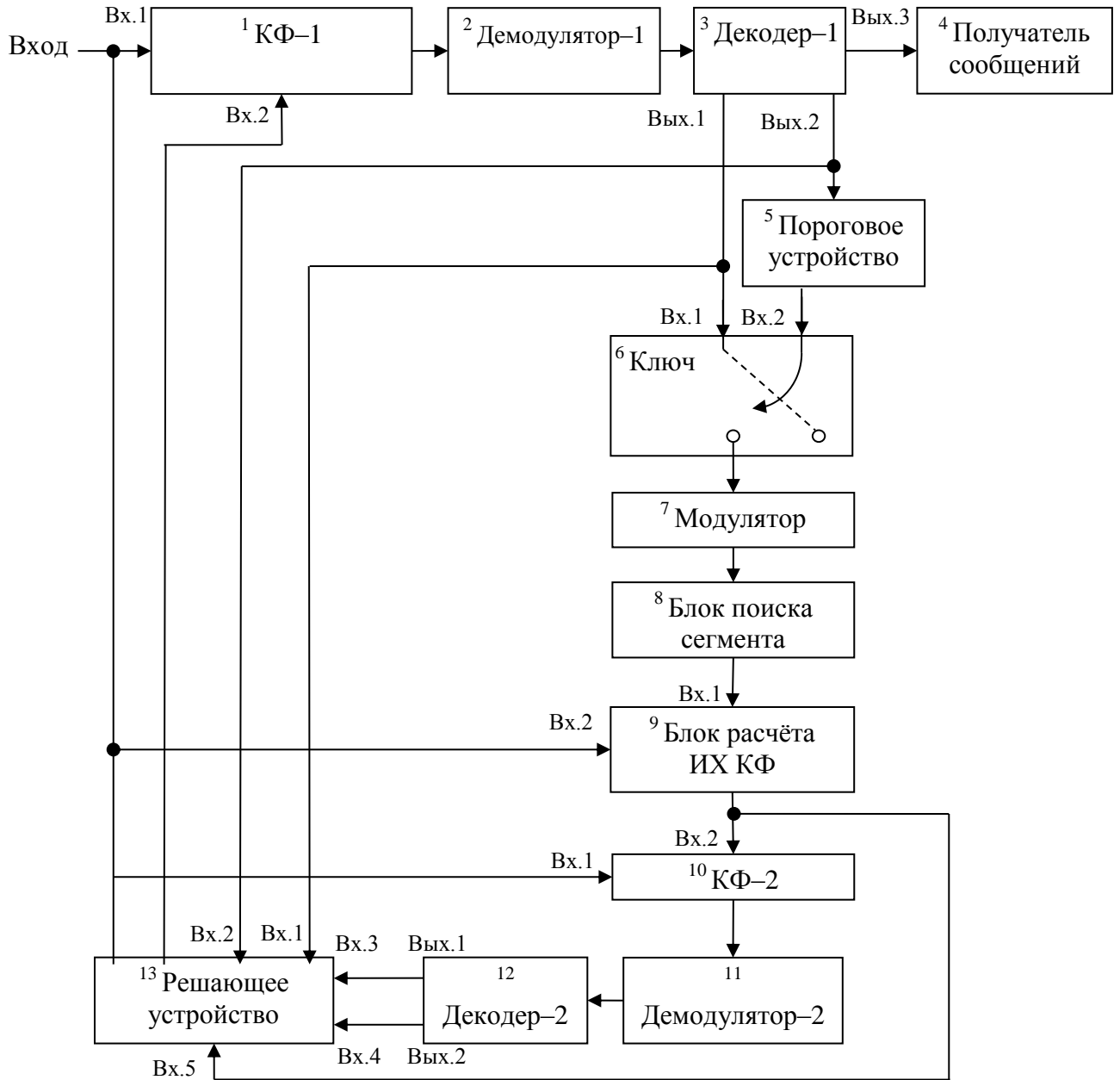


Рисунок 4.11 – Бестестовый адаптивный корректор на основе результатов декодирования сверточного кода

Рассмотрим особенности получения метрик  $\mu_{1,1}$  и  $\mu_{1,1}'$ , необходимых для работы предложенного способа. На Рисунке 4.12 приведен фрагмент декодирования сверточного кода  $(6, 3, 5)$  некоторой последовательности в виде решетчатой диаграммы.

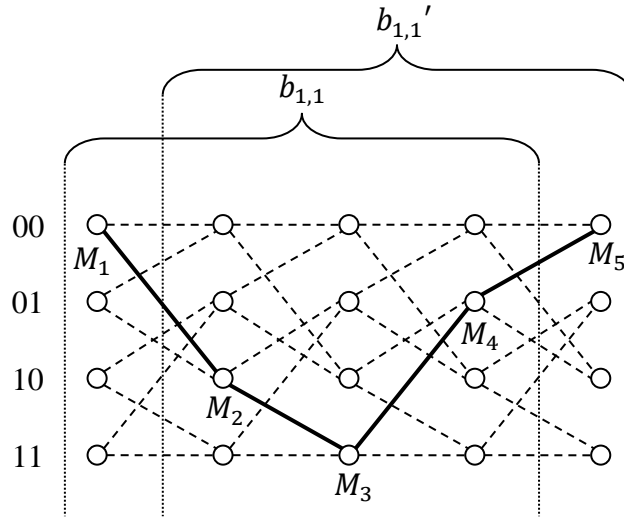


Рисунок 4.12 – Пример работы декодера Витерби для кода (6,3,5) в виде решетчатой диаграммы

Выживший путь, т.е. путь с наименьшей метрикой, показан жирной линией, остальные более тонкой штриховой. Для каждого такта декодирования (или иными словами состояния декодера) значения метрик выжившего пути составляли:  $M_1, M_2, M_3, M_4, M_5$ . В момент времени  $T_2$  получают последовательность бит  $b_{1,1}$  и соответствующее значение метрики  $\mu_{1,1} = M_4$ .

При сдвиге на интервал  $\Delta T$ , соответствующий длительности символа (или символов) за которые передаются очередные  $K$  бит, необходимые для очередного такта декодирования, в момент времени  $T_2'$  получают последовательность бит  $b_{1,1}'$  и соответствующее значение метрики  $\mu_{1,1}' = M_5 - M_1$ .

Для рассматриваемого кода (6,3,5), пример декодирования которого показан на Рисунке 4.12,  $K = 2$  (т.к. скорость кода  $1/2$ ). Значение метрики  $\mu_{1,1}$  при этом можно полагать весом (или синдромом) последовательности  $b_{1,1}$  на интервале  $[0; T_1]$ , аналогично  $\mu_{1,1}'$  соответствует весу последовательности  $b_{1,1}'$  на интервале  $[\Delta T; T_1']$ , и т.д.

Отметим, что уже на этапе рассмотрения метрик  $\mu_{1,1}$  или  $\mu_{1,1}'$  можно сделать оценку количества ошибок и принять решение о целесообразности поиска сегмента в последовательности  $b_{1,1}$  или  $b_{1,1}'$  в качестве зондирующего. Также дополнительно могут быть учтены оценка состояния радиоканала, а именно оценка вероятности ошибки на бит на выходе корректора, и оценки надежности символов.

Отметим, что на практике при использовании сверточных кодов часто применяют перемежитель с целью минимизировать вероятность появления пачки ошибочных бит. Как известно, при декодировании блочковых кодов декодер может исправить любые  $t_{\text{ош}} = \left\lfloor \frac{d-1}{2} \right\rfloor$  ошибок, поэтому наличие перемежителя обычно не требуется. Однако исправляющая

способность сверточных кодов определяется минимальным просветом  $d_f$  [110], т.е. весом самого короткого ненулевого пути вышедшего из состояния «00» и пришедшего в состояние «00», следующим образом:

$$t_{\text{ош}} = \left\lfloor \frac{d_f}{2} \right\rfloor. \quad (4.21)$$

Т.е. сверточный код с параметрами  $(n, k, d_f)$ , где  $k$  – число бит на входе кодера,  $n$  – число бит на выходе кодера, может исправить любые  $t_{\text{ош}}$ , согласно (4.21), в любом сегменте длиной  $n$  бит. Для модемов с адаптивной коррекцией в таких каналах как КВ радиоканал не всегда удается восстановить фрагмент принимаемого сигнала, соответствующий нескольким идущим подряд символам, что приводит к появлению пачек ошибочных бит, которые могут привести к ошибками декодирования. Рассмотренный выше подход для поиска сегментов при использовании сверточного кода может быть использован в модемах без перемежителя, либо при использовании перемежителя с короткой длиной, что далеко не всегда может быть эффективно.

Для решения проблемы поиска сегмента при использовании сверточного кода и перемежителя предлагается воспользоваться методами бестестовой оценки вероятности ошибки на бит, основанными на отклонении фаз, рассмотренными в [37]. Кроме того в [122; 141] для повышения исправляющей способности кодовой конструкции в ряде случаев применяют мажоритарный код, что также позволяет получать оценки достоверности символов (бит).

Представленные реализации способа бестестовой адаптивной коррекции позволяют не только повысить информационную скорость передачи данных или вероятность доведения за счет повышения избыточности используемого помехоустойчивого кода, но и повысить частоту расчета ИХ КФ. Это возможно за счет того, что нахождение соответствующих сегментов может производиться гораздо чаще, чем передача теста в модемах с применением «классических» методов адаптивной коррекции по тестовым сигналам. В результате подстройка коэффициентов КФ с учетом изменения состояния канала связи происходит более оперативно.

На представленный способ получен патент РФ на полезную модель № 174155 [100].

#### **4.4. Обратная связь по решению в бестестовых способах адаптивной коррекции**

Одним из методов повышения помехоустойчивости, применимых для способов бестестовых адаптивной коррекции сигналов, основанных на анализе результатов декодирования, может быть использование ОСР. К разработанному автором и приведенному выше способу бестестовой адаптивной коррекции сигналов могут быть применены различные алгоритмы ОСР, в том числе и АКН [57, 87]. В работах [71; 78] автором приведена адаптация

разработанного лично им алгоритма ОСР (рассмотренного в параграфе 3.2 при использовании тестовых сигналов) для способа бестестовой адаптивной коррекции сигналов.

Блок схема данного алгоритма представлена на Рисунке 4.13 и включает алгоритм поиска сегмента сигнала, который может быть использован в качестве теста, с взвешенным вычитанием «хвостов» соседних символов для соответствующего сегмента.

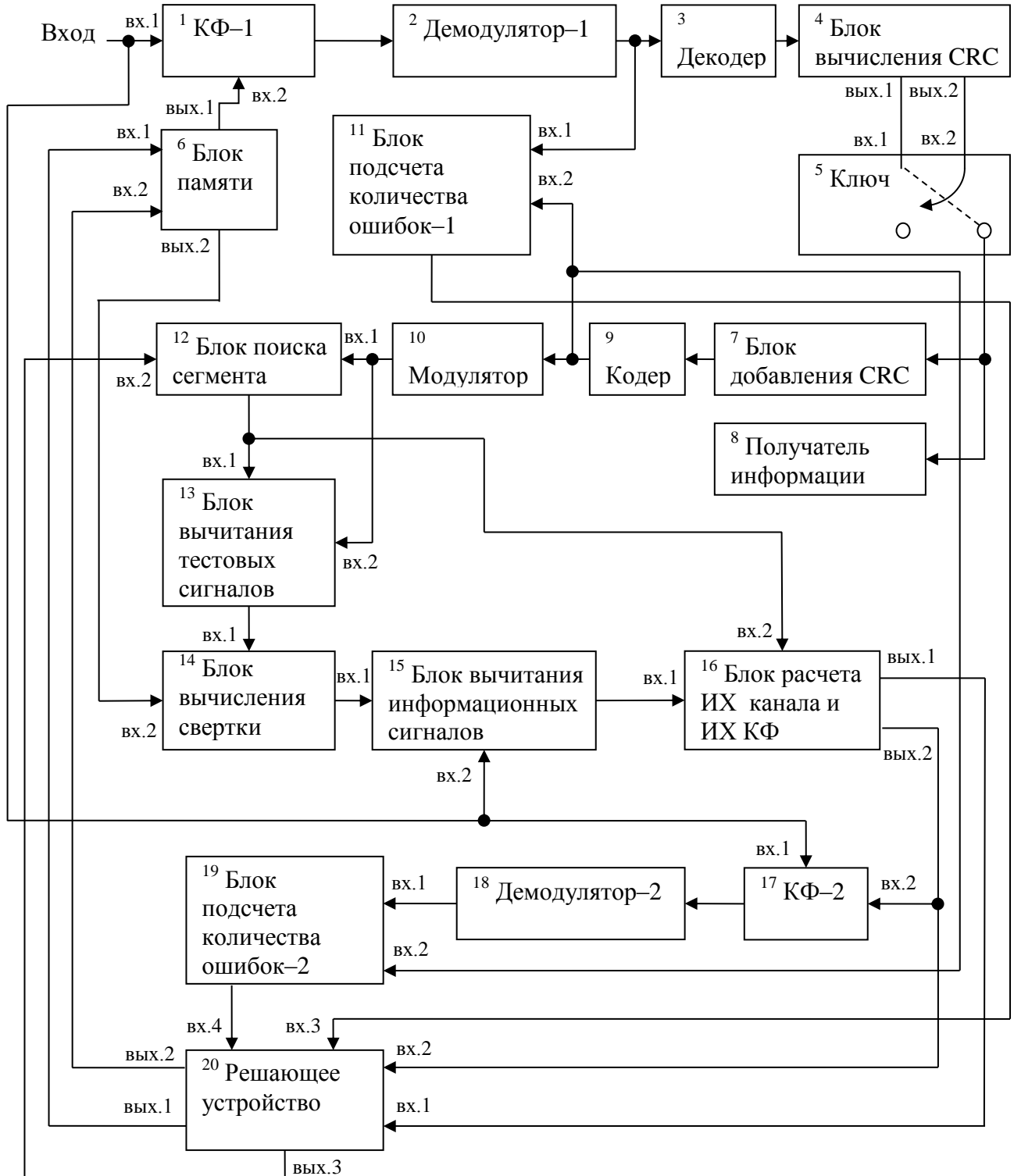


Рисунок 4.13 – Бестестовый адаптивный корректор с ОСР



Рассмотрим работу данного алгоритма ОСР, предполагая, что в качестве помехоустойчивого кода используется блочный код. В некоторый  $k$ -ый момент времени, соответствующему приему текущего кодового блока длиной  $n$  бит (Рисунок 4.14), известными являются рассчитанные в предыдущий момент времени ИХ канала связи  $\hat{h}_k^{\{k-1\}}(t)$  и ИХ КФ  $\hat{h}_{\text{КФ}}^{\{k-1\}}(t)$ , при этом полагаем выполнение (3.6).

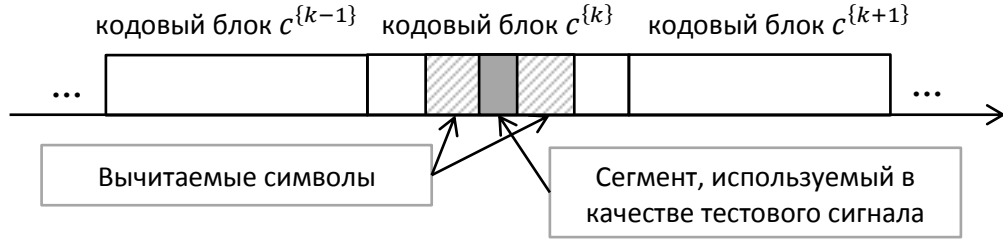


Рисунок 4.14 – Алгоритм ОСР для способа бестестовой адаптивной коррекции

Допустим, что принят очередной информационный сигнал  $u_c^{\{k\}}(t)$ , соответствующий кодовому блоку  $c^{\{k\}}$ . При этом можно получить

$$\hat{s}_c^{\{k,k-1\}}(t) = R \langle u_c^{\{k\}}(t); \hat{h}_{\text{КФ}}^{\{k-1\}}(t) \rangle. \quad (4.22)$$

Результат демодуляции  $\hat{s}_c^{\{k,k-1\}}(t)$  будет соответствовать кодовому блоку  $\hat{c}^{\{k,k-1\}}$

$$\hat{c}^{\{k,k-1\}} = DeModulate \langle \hat{s}_c^{\{k,k-1\}}(t) \rangle, \quad (4.23)$$

однако с учетом операций декодирования, контроля декодирования с помощью CRC или синдрома кода, а также повторного кодирования можно получить кодовый блок с исправленными ошибками демодуляции, т.е.

$$\hat{c}^{\{k,k-1\}} = Coded \langle EnCoded \langle \hat{c}^{\{k,k-1\}} \rangle \rangle \rightarrow c^{\{k\}}. \quad (4.24)$$

В результате на приемной стороне получим восстановленный сигнал

$$\hat{s}_c^{\{k,k-1\}}(t) = Modulate \langle \hat{c}^{\{k,k-1\}} \rangle \rightarrow s_c^{\{k\}}. \quad (4.25)$$

Допустим, что в сигнале  $\hat{s}_c^{\{k,k-1\}}(t)$  был найден сегмент, который может быть использован в качестве тестового сигнала

$$s_0^{\{k\}}(t) = \hat{s}_c^{\{k,k-1\}}(t), t \in [T_1; T_2], \quad (4.26)$$

при этом имеем ввиду, что  $\hat{s}_c^{\{k,k-1\}}(t)$  имеет место на интервале  $t \in [0; T_c]$ ,  $T_c > T_2$ .

Тогда можно получить соответствующий информационный сигнал за вычетом найденного сегмента

$$s_{c,0}^{\{k\}}(t) = \hat{s}_c^{\{k,k-1\}}(t) - \{0, \dots, 0, s_0^{\{k\}}(t), 0, \dots, 0\}. \quad (4.27)$$

Далее необходимо осуществить компенсацию МСИ для найденного сегмента путем

$$\hat{u}_0^{\{k\}}(t) = u_c^{\{k\}}(t) - \hat{u}_{c,0}^{\{k,k-1\}}(t), \quad (4.28)$$

где

$$\hat{u}_{c,0}^{\{k,k-1\}}(t) = \int s_{c,0}^{\{k\}}(\tau) \cdot \hat{h}_k^{\{k-1\}}(t - \tau) d\tau. \quad (4.29)$$

В результате на основе  $u_0^{\{k\}}(t)$  и  $s_0^{\{k\}}(t)$  найдем текущие значения коэффициентов ИХ канала и ИХ КФ

$$\{\hat{h}_k^{\{k\}}(t); \hat{h}_{\text{КФ}}^{\{k\}}(t)\} = R\langle \hat{u}_0^{\{k\}}(t), s_0^{\{k\}}(t) \rangle. \quad (4.30)$$

Следующим этапом в соответствии со способом бестестовой адаптивной коррекции является оценка качества коррекции КФ, коэффициенты которого рассчитаны с использованием найденного сегмента. Для этого необходимо осуществить коррекцию сигнала, соответствующего текущему кодовому блоку

$$\hat{s}_c^{\{k,k\}}(t) = R\langle u_c^{\{k\}}(t); \hat{h}_{\text{КФ}}^{\{k\}}(t) \rangle \quad (4.31)$$

и последующую демодуляцию

$$\hat{c}^{\{k,k\}} = DeModulate\langle \hat{s}_c^{\{k,k\}}(t) \rangle. \quad (4.32)$$

После чего осуществить сравнение оценки количества ошибок демодуляции после коррекции КФ, коэффициенты которого получены на предыдущем шаге

$$q^{\{0\}} = \sum_{z=1}^n |\hat{c}^{\{k,k-1\}}(z) - \hat{c}^{\{k,k-1\}}(z)| \quad (4.33)$$

и, в общем случае,  $L$  оценок количества ошибок демодуляции после коррекции КФ, коэффициенты которого получены на текущем шаге, с использованием различных сегментов

$$q^{\{l\}} = \sum_{z=1}^n |\hat{c}^{\{k,k-1\}}(z) - \hat{c}_l^{\{k,k\}}(z)|, l = 1, \dots, L, \quad (4.34)$$

где  $\hat{c}_l^{\{k,k\}}$  – результат демодуляции текущего кодового блока после коррекции соответствующего сигнала  $u_c^{\{k\}}(t)$   $l$ -ым КФ.

Выбор КФ, который будет использован на следующем шаге при приеме  $(k + 1)$ -го кодового блока осуществляется из условия

$$\min_{l \in [1, L]} q^{\{l\}} \leq q^{\{0\}}, \quad (4.35)$$

после чего осуществить обновление коэффициентов ИХ канала и КФ

$$\begin{cases} \hat{h}_k^{\{k-1\}}(t) = \hat{h}_k^{\{k\}}(t), \\ \hat{h}_{\text{КФ}}^{\{k-1\}}(t) = \hat{h}_{\text{КФ}}^{\{k\}}(t). \end{cases} \quad (4.36)$$

На Рисунке 4.15 приведены кривые помехоустойчивости в двухлучевом замирающем канале связи для последовательного модема с бестестовой адаптивной коррекцией без применения ОСР (кривая 1) и с применением предложенного алгоритма ОСР (кривая 2).

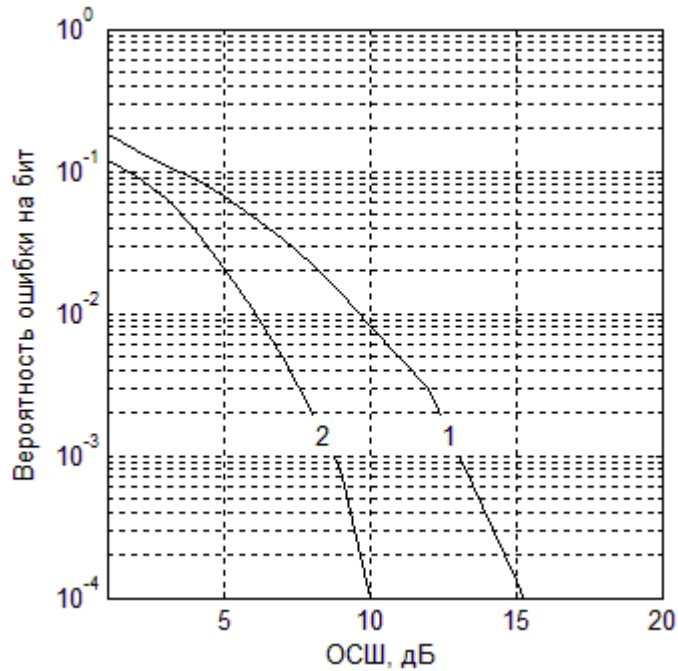


Рисунок 4.15 – Зависимости вероятности ошибки на бит от ОСШ в двухлучевом канале для модема с бестестовой адаптивной коррекцией без ОСР (кривая 1) и с применением ОСР (кривая 2)

Как видно из приведенных зависимостей, применение разработанного автором алгоритма ОСР обеспечивает существенный выигрыш помехоустойчивости, за счет обеспечения более качественного расчета коэффициентов ИХ КФ. В свою очередь это повышает надежность (устойчивость) самой бестестовой адаптивной коррекции, т.к. уменьшение вероятности ошибки на бит повышает вероятность правильного декодирования кодового блока.

На предложенный алгоритм ОСР получен патент РФ на полезную модель № 166744 [97].

#### 4.5. Выводы

1. Способ совместной передачи тестовых и информационных сигналов может быть использован в каналах связи с большим интервалом корреляции, например, для коротких КВ радиотрасс при наличии земной и ионосферных волн. При этом способ обеспечивает повышение информационной скорости передачи данных на 30% по сравнению с известными зарубежными модемами.
2. Применение способа бестестовой адаптивной коррекции сигналов позволяет повысить среднюю информационную скорость передачи данных до 50%.
3. При сохранении информационной скорости источника сообщений и применении способа бестестовой адаптивной коррекции сигналов появляется возможность использования

кодовых конструкций с большей избыточностью, обеспечивающих большую исправляющую способность. В этом случае применение способа бестестовой адаптивной коррекции сигналов позволяет значительно увеличить вероятность доведения сообщений.

4. При использовании сегментов информационных сигналов имеется возможность производить более частую подстройку коэффициентов КФ, тем самым обеспечивая более оперативное изменение системы (адаптацию КФ) с учетом изменений в канале связи, в отличие от способов, использующих тестовые сигналы, т.к. частота передачи теста строго определена, в то время как поиск и нахождение сегмента может осуществляться гораздо чаще.
5. Для способа бестестовой адаптивной коррекции предложено ввести такой показатель как *среднее время устойчивой работы*. Проведенные трассовые испытания продемонстрировали работоспособность и устойчивость коротковолновой радиолинии при использовании способа бестестовой адаптивной коррекции. При этом среднее время устойчивой работы составляет величину более двух минут, что не превышает среднего времени передачи сообщений во многих системах передачи данных
6. В способе бестестовой адаптивной коррекции могут применяться различные алгоритмы ОСР. В диссертационной работе рассмотрена модернизация представленного в главе 3 алгоритма ОСР для способа бестестовой адаптивной коррекции. Применение разработанного автором алгоритма ОСР обеспечивает существенный выигрыш помехоустойчивости (порядка 3-5 дБ), за счет обеспечения более качественного расчета коэффициентов ИХ КФ, что в свою очередь повышает надежность (устойчивость) самой бестестовой адаптивной коррекции, т.к. уменьшение вероятности ошибки на бит повышает вероятность правильного декодирования кодового блока.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Основные результаты исследований, полученные в данной диссертационной работе, заключаются в следующем:

1. Предложен способ нахождения ИХ КФ на основе решения задачи идентификации канала. Рассмотрен вопрос физической реализуемости КФ как обратного фильтра для многолучевого канала связи.
2. Получены выражения для решения интегрального уравнения типа свертки с неточно заданной правой частью в базисе Хартли, что позволило значительно повысить вычислительную эффективность алгоритма коррекции сигнала. Так, при нахождении ИХ канала в базисе Хартли число операций сложения меньше более чем в 5 раз, операций умножения в – 3 раза и операций деления – в 2 раза. Также предложено применение двухпараметрических стабилизирующих функций, учитывающих полосовые свойства радиосигналов, что позволило повысить точность расчета коэффициентов ИХ на 15-20 %.
3. Разработаны методы выбора оптимального значения параметров алгоритмов расчета ИХ (параметр регуляризации, размер шага, порядок фильтра и т.п.). Один из разработанных методов может быть использован для выбора соответствующего параметра при использовании способа бестестовой адаптивной коррекции сигналов. Выбор оптимального параметра алгоритма коррекции позволяет повысить точность расчета ИХ канала и ИХ КФ и, как следствие, повысить помехоустойчивость, обеспечивая выигрыш порядка 2-4 дБ.
4. Разработаны способы адаптивной коррекции, использующие тестовые сигналы, и позволяющие значительно повысить помехоустойчивость последовательных одночастотных КВ модемов передачи данных по сравнению с известными зарубежными аналогами. Выигрыш составляет от 2 до 5 дБ. Часть этих способов может быть применена в существующих одночастотных КВ модемах без изменения сигнальных конструкций.
5. Разработан способ бестестовой адаптивной коррекции, основанный на анализе результатов декодирования блоковых или сверточных кодов и расчете ИХ канала и КФ с использованием сегментов информационных сигналов. Проведена модернизация алгоритма ОСР для способа бестестовой адаптивной коррекции сигналов, обеспечивающего выигрыш порядка 3-5 дБ.
6. Применение способа бестестовой адаптивной коррекции сигналов позволяет повысить среднюю информационную скорость передачи до 50 %, либо при сохранении информационной скорости источника сообщений имеется возможность использовать кодовые конструкции с большей избыточностью, обеспечивающие большую

исправляющую способность, что приводит к повышению вероятности доведения сообщений.

7. Использование способа бестестовой адаптивной коррекции позволяет производить более частую подстройку коэффициентов КФ, тем самым обеспечивая более оперативное изменение системы (адаптацию КФ) с учетом изменений в канале связи.
8. Таким образом, цель настоящей работы, состоящая в повышении эффективности коротковолновой радиолинии последовательной передачи данных, достигнута. Разработанные методы и способы позволяют значительно улучшить вероятностно-временные характеристики КВ радиолинии последовательной одночастотной передачи данных.
9. Работоспособность всех способов подтверждается результатами компьютерного моделирования, а также результатами стендовых (с использованием имитатора КВ радиоканала) и трассовых испытаний с использованием каналообразующих средств, входящих в состав адаптивного автоматизированного комплекса технических средств АА КТС «Пирс» разработки АО «РИМР».

**СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ**

- АБГШ – аддитивный белый гауссовский шум  
АКН – алгоритм Кловского-Николаева  
АКФ – автокорреляционная функция  
АРУ – автоматическая регулировка усиления  
АЧХ – амплитудно-частотная характеристика  
БПФ – быстрое преобразование Фурье  
БПХ – быстрое преобразование Хартли  
ВКФ – взаимная корреляционная функция  
ДПФ – дискретное преобразование Фурье  
ДПХ – дискретное преобразование Хартли  
ЗИ – защитный интервал  
ИХ – импульсная характеристика  
КАМ – квадратурная амплитудная модуляция  
КВ – коротковолновый  
КФ – корректирующий фильтр  
МНК – метод наименьших квадратов  
МСИ – межсимвольная интерференция  
ОВД – организация воздушного движения  
ОСР – обратная связь по решению  
ОСШ – отношение сигнал/шум  
ОФМ – относительная фазовая модуляция  
ПСП – псевдослучайная последовательность  
УВД – управление воздушного движения  
ФМ – фазовая модуляция (манипуляция)  
ЧВМ – частотно-временная матрица  
OFDM – Orthogonal Frequency Division Multiplexing

**СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ**

1. Айфичер, Э. Цифровая обработка сигналов: практический подход, 2-е изд. / Э. Айфичер, Б. Джервис. – М. : Издательский дом "Вильямс", 2004. – 992 с.
2. Алберт, А. Регрессия, псевдоинверсия и рекуррентное оценивание / А. Алберт. – М. : Наука, 1977. – 224 с.
3. Алексеев, А. И. Теория и применение псевдослучайных сигналов / А. И. Алексеев, А. Г. Шереметьев, Г. И. Тузов, Б. И. Глазов. – М. : Наука, 1969. – 368 с.
4. Бакалов, В. П. Цифровое моделирование случайных процессов / В. П. Бакалов. – М. : Сайнс-пресс, 2002. – 88 с.
5. Бакулин, М. Г. Технология OFDM. Учебное пособие для вузов / М. Г. Бакулин, В. Б. Крейнделин, А. М. Шлома, А. П. Шумов. – М. : Горячая линия – Телеком, 2016. – 352 с.
6. Бельфиоре, К. А. Компенсация посредством решающей обратной связи / К. А. Бельфиоре, Дж. Х. Парк // ТИИЭР. – 1979. – Т. 67. – № 8. – С. 67-83.
7. Березовский, В. А. Современная декаметровая радиосвязь: Оборудование, системы и комплексы / В. А. Березовский, И. В. Дулькейт, О. К. Савицкий. – М. : Радиотехника, 2011. – 444 с.
8. Блейхут, Р. Теория и практика кодов, контролирующих ошибки / Р. Блейхут. – М. : Мир, 1986. – 576 с.
9. Борисов, В. И. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов методом псевдослучайной перестройки рабочей частоты / В. И. Борисов, В. М. Зинчук, А. Е. Лимарев, Н. П. Мухин, Шестопапов В. И. – М. : Радио и связь, 2000. – 384 с.
10. Брейсуэлл, Р. Преобразование Хартли / Р. Брейсуэлл. – М. : Мир, 1990. – 175 с.
11. Варакин, Л. Е. Системы связи с шумоподобными сигналами / Л. Е. Варакин. – М. : Радио и связь, 1985. – 384 с.
12. Васильев, К. К. Теория автоматического управления (следающие системы): Учебное пособие : Учебное пособие. – 2-е изд. / К. К. Васильев. – Ульяновск, 2001. – 98 с.
13. Васильев, К. К. Теория электрической связи: учебное пособие / К. К. Васильев, В. А. Глушков, А. В. Дормидонтов, А. Г. Нестеренко. – Ульяновск : УлГТУ, 2008. – 452 с.
14. Васильев, К. К. Оптимальная обработка сигналов в дискретном времени / К. К. Васильев. – М. : Радиотехника, 2016. – 288 с.
15. Верлань, А. Ф. Интегральные уравнения: методы, алгоритмы, программы. Справочное пособие / А. Ф. Верлань, В. С. Сизиков. – Киев : Наукова думка, 1986. – 544 с.
16. Верлань, А. Ф. Методы решения интегральных уравнений с программами для ЭВМ / А. Ф. Верлань, В. С. Сизиков. – Киев : Наукова думка, 1978. – 292 с.



17. Власенко, В. А. Методы синтеза быстрых алгоритмов свертки и спектрального анализа сигналов / В. А. Власенко, Ю. М. Лаппа, Л. П. Ярославский. – М. : Наука, 1990. – 180 с.
18. Гаранин, М. В. Системы и стей передачи информации / М. В. Гаранин, В.И. Журавлев, С. В. Кунегин. – М. : Радио и связь, 2001. – 336 с.
19. Гахов, Ф. Д. Уравнения типа свертки / Ф. Д. Гахов, Ю. И. Черский. – М. : Наука, 1987. – 296 с.
20. Гиршов, В. С. Сравнение помехоустойчивости одноканальных и многоканальных модемов в двухлучевом ВЧ радиоканале / В. С. Гиршов // Радиотехника. – 1981. – Т. 36. – № 1. – С. 78-81.
21. Головин, О. В. Системы и устройства коротковолновой радиосвязи / О. В. Головин, С. П. Простов. – М. : Горячая линия – Телеком, 2006. – 598 с.
22. Горячкин, О. В. Методы слепой обработки сигналов и их приложения в системах радиотехники и связи / О. В. Горячкин. – М. : Радио и связь, 2003. – 230 с.
23. Грант, П. М. Адаптивные Фильтры / П. М. Грант, К. Ф. Н. Коуэн, Б. Фридлендер и др. – М. : Мир, 1988. – 392 с.
24. Джиган, В. И. Адаптивная фильтрация сигналов: теория и алгоритмы / В. И. Джиган. – М. : Техносфера, 2013. – 528 с.
25. Дьяконов, В. MATLAB. Анализ, идентификация и моделирование систем. Специальный справочник. / В. Дьяконов, В. Круглов. – СПб. : Питер, 2002. – 448 с.
26. Егоров, В. В. Адаптивная коррекция сигналов в многочастотных КВ системах передачи данных / В. В. Егоров, М. Л. Маслаков // VI Всероссийская научно-техническая конференция «Радиолокация и радиосвязь». – Т. 1. – 19–22 ноября 2012, Москва. – Доклады. – С. 127-130.
27. Егоров, В. В. Адаптивные корректирующие фильтры в рекурсивной форме / В. В. Егоров, М. Л. Маслаков, А. Н. Мингалев // VIII Всероссийская научно-техническая конференция «Радиолокация и радиосвязь». – Т. 1. – 24–26 ноября 2014, Москва. – Доклады. – С. 213-218.
28. Егоров, В. В. Адаптивная коррекция сигналов в КВ системах последовательной передачи сообщений по информационным сигналам / В. В. Егоров, М. Л. Маслаков, А. Н. Мингалев // Сборник докладов XVII Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация и связь». – Т. 2. – 12 – 14 апреля 2011, Воронеж. – С. 955-961.
29. Егоров, В. В. Бестестовая адаптивная коррекция сигналов в КВ системах последовательной передачи данных / В. В. Егоров, М. Л. Маслаков, А. Н. Мингалев // Электросвязь. – 2011. – № 11. – С. 32-34.

30. Егоров, В. В. Бестестовые методы адаптивной коррекции сигналов в авиационных модемах передачи данных коротковолнового диапазона / В. В. Егоров, М. Л. Маслаков, А. Н. Мингалев // Сб. науч. ст. по материалам VI Международной научно-технической конференции, посвященной дню образования войск связи «Современное состояние и перспективы развития систем связи и радиотехнического обеспечения в управлении авиацией». – 8 – 9 ноября 2017, Воронеж : ВУНЦ ВВС «ВВА». – С. 91-94.
31. Егоров, В. В. Бестестовые методы адаптивной коррекции сигналов в многолучевых радиоканалах / В. В. Егоров, К. В. Зайченко, М. Л. Маслаков, В. Ф. Михайлов // Радиотехника. – 2017. – № 5. – С. 10-13.
32. Егоров, В. В. Влияние выбора параметра регуляризации на помехоустойчивость в задачах адаптивной коррекции сигналов / В. В. Егоров, М. Л. Маслаков // IX Всероссийская научно-техническая конференция «Радиолокация и радиосвязь». – Т. 1. – 23–25 ноября 2015, Москва. – Доклады. – С. 182-187.
33. Егоров, В. В. Высокоскоростные последовательные КВ радиомодемы / В. В. Егоров, М. Л. Маслаков, А. Н. Мингалев // 13-я международная конференция «Цифровая обработка сигналов и её применение – DSPA-2011». – Москва, Россия, доклады. – Т. 1. – С. 183-186.
34. Егоров, В. В. Использование преобразования Хартли для решения интегрального уравнения типа свёртки / В. В. Егоров, М. Л. Маслаков // Цифровая обработка сигналов. – 2014. – № 2. – С. 2-6.
35. Егоров, В. В. Коррекция межсимвольных искажений методами адаптивной фильтрации и обратного моделирования / В. В. Егоров, А. Ю. Коржов, А. Н. Мингалев // Электросвязь. – 2005. – № 5. – С. 35-37.
36. Егоров, В. В. Методы бестестовой адаптивной коррекции в последовательных КВ модемах / В. В. Егоров, М. Л. Маслаков // Научная сессия ГУАП: Сб. докл. в 3 ч. Ч. II. Технические науки. – СПб : ГУАП, 2017. – С. 80-82.
37. 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.
38. Егоров, В. В. Передача данных территориально распределенных автоматизированных систем реального времени по КВ радиоканалу / В. В. Егоров, А. Н. Мингалев, А. Е. Тимофеев, М. С. Смаль, М. Л. Маслаков // Радиотехника, электроника и связь: сб. докл. IV Междунар. науч.-техн. конф. – 15-16 ноября 2017, Омск: АО «ОНИИП». – С. 165-169.
39. Егоров, В. В. Пути построения адаптивных систем коротковолновой радиосвязи / В. В. Егоров, А. Н. Мингалев, А. Е. Тимофеев, М. С. Смаль, М. Л. Маслаков // Научно-методический электронный журнал «Концепт». – 2014. – Т. 20. – С. 2831-2835. . – Режим доступа: <http://e-koncept.ru/2014/54830.htm>.

40. Егоров, В. В. Решение систем линейных алгебраических уравнений с циркулянтной матрицей методом дискретного преобразования Хартли / В. В. Егоров, И. В. Коломиец // Электронное моделирование. – 1991. – Т. 3. – № 6. – С. 99-100.
41. Егоров, В. В. Совместная передача тестовых и информационных последовательностей в системах последовательной передачи данных с адаптивной коррекцией / В. В. Егоров, М. Л. Маслаков, А. Н. Мингалев // 14-я международная конференция «Цифровая обработка сигналов и её применение – DSPA-2012». – Москва, Россия, доклады. Т. 1. – С. 142-145.
42. Захарченко, Н. В. Основы передачи дискретных сообщений. Учебное пособие для высших учебных заведений / Н. В. Захарченко, П. Я. Нудельман, В. Г. Кононович. – М. : Радио и связь, 1990. – 240 с.
43. Зоткин, В. Б. Быстрая настройка матричного корректора в частотной области / В. Б. Зоткин, Д. Л. Коробков // Радиотехника. – 1985. – № 11. – С. 91-94.
44. Зоткин, В. Б. Методы адаптивной коррекции сигналов в частотной области / В. Б. Зоткин // Труды НИИР. – 1987. – № 2. – С. 31-37.
45. 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.
46. Ибрагимов, Д. М. Синтез науки и производства для решения государственных задач по развитию Арктической зоны РФ / Д. М. Ибрагимов, Н. И. Чистяков // Электросвязь. – 2016. – № 4. – С. 22-24.
47. Каталог продукции АО «НПП «Полет». – Режим доступа: <http://www.npp-polyot.ru/production.phtml>.
48. Каталог продукции ООО «НПП «Прима». – Режим доступа: <http://www.prima.nnov.ru/products/>.
49. Карташевский, В. Г., Адаптивная фильтрация негауссовских сигналов в каналах связи. Методы, алгоритмы. Монография / В. Г. Карташевский, С. В. Шатилов. – М. : Радиотехника, 2013. – 176 с.
50. Карташевский, В. Г. Прием кодированных сигналов в каналах с памятью / В. Г. Карташевский, Д. В. Мишин. – М. : Радио и связь, 2004. – 239 с.
51. Кириллов, Н. Е. Помехоустойчивая передача сообщений по линейным каналам со случайно изменяющимися параметрами / Н. Е. Кириллов. – М. : Связь, 1971. – 256 с.
52. Кисель, В. А. Синтез гармонических корректоров для высокоскоростных систем связи / В. А. Кисель. – М. : Связь, 1979. – 252 с.
53. Кларк, Дж. мл. Кодирование с исправлением ошибок в системах цифровой связи / Дж. мл. Кларк, Дж. Кейн. – М. : Радио и связь, 1987. – 392 с.

54. Кловский, Д. Д. Инженерная реализация радиотехнических схем / Д. Д. Кловский, Б.И. Николаев. – М. : Связь, 1975. – 200 с.
55. Кловский, Д. Д. Обработка пространственно-временных сигналов / Д. Д. Кловский, В. А. Соيفер. – М. : Связь, 1976. – 208 с.
56. Кловский, Д. Д. Передача дискретных сообщений по радиоканалам. – 2-е изд., перераб. и доп. / Д. Д. Кловский. – М. : Радио и связь, 1982. – 304 с.
57. Кловский, Д. Д. Поэлементный прием дискретных сообщений в каналах с межсимвольной интерференцией и обратной связью по решению / Д. Д. Кловский // Электросвязь. – 1992. – № 3. – С. 3-6.
58. Куреши, Ш. У. Х. Адаптивная коррекция / Ш. У. Х. Куреши // ТИИЭР. – 1985. – Т. 73. – № 9. – С. 5-49.
59. Курицын, С. А. Методы адаптивной обработки сигналов передачи данных / С. А. Курицын. – М. : Радио и связь, 1988. – 144 с.
60. Левин, Б. Р. Теория случайных процессов и ее применение в радиотехнике / Б. Р. Левин. – М. : Советское радио, 1960. – 664 с.
61. Леонов, А. С. Решение некорректно поставленных обратных задач: очерк теории, практические алгоритмы и демонстрации в МАТЛАБ / А. С. Леонов. – М. : Книжный дом "ЛИБРОКОМ", 2010. – 336 с.
62. Лузан Ю. С. Адаптивная радиосвязь в ДКМ диапазоне частот. Современное состояние и тенденции развития / Ю. С. Лузан, Н. П. Хмырова // Техника радиосвязи. – 2008. – № 13. – С. 3-24.
63. Льюнг, Л. Идентификация систем / Л. Льюнг. – М. : Наука. Гл. ред. физ-мат. лит, 1991. – 432 с.
64. Мальков, М. В. Развитие информационно-телекоммуникационной среды в Арктике / М. В. Мальков // Труды Кольского научного центра РАН. Информационные технологии. Вып. 2. – Апатиты, 4/2011. – С. 10-18.
65. Манжиров, А. В. Справочник по интегральным уравнениям: методы решения / А. В. Манжиров, А. Д. Полянин. – М. : Факториал Пресс, 2000. – 384 с.
66. Мардиа, К. Статистический анализ угловых наблюдений / К. Мардиа. – М. : Наука, 1978. – 239 с.
67. Маригодов, В. К. Помехоустойчивая обработка информации: Методы оптимального линейного предсказания и корректирования / В. К. Маригодов. – М. : Наука, 1983. – 201 с.

68. Маригодов, В. К. Синтез оптимальных радиосистем с адаптивным предсказанием и корректированием сигналов / В. К. Маригодов, Э. Ф. Бабуров. – М. : Радио и связь, 1985. – 248 с.
69. Маслаков, М. Л. Адаптивная коррекция сигналов для КВ радиолиний последовательной передачи данных / М. Л. Маслаков // XIX Санкт-Петербургская ассамблея молодых ученых и специалистов. Сборник тезисов. – Санкт-Петербург, 2014. С. 142.
70. Маслаков, М. Л. Адаптивная коррекция сигналов с компенсацией шума / М. Л. Маслаков // 16-я международная конференция «Цифровая обработка сигналов и её применение DSPA-2014». – Москва, Россия, доклады. Т. 1. – С. 220-224.
71. Маслаков, М. Л. Алгоритм бестестовой адаптивной коррекции с обратной связью по решению // XI Всероссийская конференция «Радиолокация и радиосвязь». Сборник трудов. – Москва, ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН. – 27-29 ноября 2017. – С. 91-93.
72. Маслаков, М. Л. Бестестовые методы адаптивной коррекции в каналах с межсимвольной интерференцией / М. Л. Маслаков // Итоги диссертационных исследований. Т. 1. Материалы V Всероссийского конкурса молодых ученых. – М. : РАН, 2013. – С. 41-49.
73. Маслаков, М. Л. Высокоскоростной последовательный КВ радиомодем передачи данных / М. Л. Маслаков // Электросвязь. – 2014. – № 7. – С. 40-43.
74. Маслаков, М. Л. Метод адаптивной коррекции с весовым квазикогерентным сложением тестовых сигналов / М. Л. Маслаков // 17-я международной конференции «Цифровая обработка сигналов и её применение DSPA-2015». – Москва, Россия, доклады. – Т. 1. – С. 258-261.
75. Маслаков, М. Л. Методы повышения ОСШ в задачах адаптивной коррекции / М. Л. Маслаков // X Всероссийская научно-техническая конференция «Радиолокация и радиосвязь». – 21–23 ноября 2016, Москва. – Доклады. – С. 267-271.
76. Маслаков, М. Л. Методы повышения помехоустойчивости последовательных КВ модемов / М. Л. Маслаков // Итоги диссертационных исследований. Материалы IX Всероссийского конкурса молодых ученых, посвященного 70-летию Государственного ракетного центра им. академика В.П. Макеева. – М.: РАН, 2017. С. 28-37.
77. Маслаков, М. Л. Новые методы адаптивной коррекции сигналов в авиационном модеме передачи данных коротковолнового диапазона / М. Л. Маслаков // Труды МАИ. – 2018. – № 98. – С. 26. – Режим доступа: <http://trudymai.ru/published.php?ID=90435>.
78. Маслаков, М. Л. Новый алгоритм адаптивной коррекции с обратной связью по решению для передачи данных в канале с межсимвольной интерференцией / М. Л. Маслаков // Успехи современной радиоэлектроники. – 2018. № 1. – С. 44-51.

79. Маслаков, М. Л. Применение бестестовых методов для оценки состояния радиоканала / М. Л. Маслаков, М. С. Смаль // Изв. Вузов России. Радиоэлектроника. – 2018. № 4. – С. 32-37.
80. Маслаков, М. Л. Применение двухпараметрических стабилизирующих функций при решении интегрального уравнения типа свертки методом регуляризации // Журн. вычисл. матем. и мат. физ. – 2018. – Т. 58. – № 4. С. 541-549.
81. Маслаков, М. Л. Применение защитных интервалов в одночастотных КВ модемах передачи данных // Цифровая обработка сигналов. – 2017. № 2. – С. 13-18.
82. Маслаков, М. Л. Проблема выбора порядка адаптивного эквалайзера // 20-я Международная конференция «Цифровая обработка сигналов и её применение – DSPA 2018». Москва, Россия, доклады. 28-30 марта 2018 – Т. 1. – С. 204-208.
83. Маслаков, М. Л. Разработка алгоритма адаптивной коррекции с обратной связью по решению для модема КВ связи / М. Л. Маслаков, В. В. Егоров // XXXIX недели науки СПбГПУ : материалы международной научно-практической конференции. Ч. IX. – СПб. : Изд-во Политехнического ун-та, 2010. – С. 31-32.
84. Маслаков, М. Л. Результаты трассовых испытаний последовательного КВ модема / М. Л. Маслаков, А.Н. Мингалев // VII Всероссийская научно-техническая конференция «Радиолокация и радиосвязь». – 25–27 ноября 2013, Москва. – Доклады. – С. 266-269.
85. Маслаков, М. Л. Совместная передача служебных и информационных сообщений в последовательных КВ системах передачи данных / М. Л. Маслаков // 15-я международная конференция «Цифровая обработка сигналов и её применение DSPA-2013». – Москва, Россия, доклады. – Т. 1. – С. 162-166.
86. Морелос-Сарагоса, Р. Искусство помехоустойчивого кодирования. Методы, алгоритмы, применение / Р. Морелос-Сарагоса. – М. : Техносфера, 2006. – 320 с.
87. Николаев, Б. И. Последовательная передача дискретных сообщений по непрерывным каналам с памятью / Б. И. Николаев. – М. : Радио и связь, 1988. – 264 с.
88. Нуссбаумер, Г. Быстрое преобразование Фурье и алгоритмы вычисления свертки / Г. Нуссбаумер. – М. : Радио и связь, 1985. – 248 с.
89. Парамонов, А. А. Прием дискретных сигналов в присутствии межсимвольных помех. Адаптивные выравниватели / А. А. Парамонов // Зарубежная радиоэлектроника. – 1985. – № 9. – С. 36-60.
90. Пат. RU № 143804. МПК H04L 5/00. Устройство передачи данных с адаптивной настройкой корректирующего фильтра по результатам синдромного декодирования информационных кодовых блоков / В. В. Егоров, А. А. Катанович, С. А. Лобов, М. Л. Маслаков, А. Н. Мингалев, М. С. Смаль, А. Е. Тимофеев. ; опубл. 27.07.2014. Бюл. № 21. – 2 с.

91. Пат. RU № 147413. МПК H04L 1/12, H04L 27/01. Устройство адаптивной коррекции с обратной связью по решению / В. В. Егоров, А. А. Катанович, С. А. Лобов, М. Л. Маслаков, А. Н. Мингалев, М. С. Смаль, А. Е. Тимофеев. ; опубл. 10.11.2014. Бюл. № 31. – 3 с.
92. Пат. RU № 148638. МПК H04B 7/005. Устройство адаптивной настройки корректирующего фильтра с квазикогерентным сложением теста / В. В. Егоров, А. А. Катанович, С. А. Лобов, М. Л. Маслаков, А. Н. Мингалев, М. С. Смаль, А. Е. Тимофеев. – Опубл. 10.12.2014. Бюл. № 34. – 1 с.
93. Пат. RU № 154750. МПК H04B 7/00. Устройство адаптивной настройки корректирующего фильтра с весовым квазикогерентным сложением теста / В. В. Егоров, А. А. Катанович, С. А. Лобов, М. Л. Маслаков, А. Н. Мингалев, М. С. Смаль, А. Е. Тимофеев. ; опубл. 10.09.2015. Бюл. № 25. – 2 с.
94. Пат. RU № 161276. МПК H04B 1/66. Устройство совместной передачи сообщений и служебной информации в последовательных системах / В. В. Егоров, А. А. Катанович, С. А. Лобов, М. Л. Маслаков, А. Н. Мингалев, М. С. Смаль, А. Е. Тимофеев. ; опубл. 20.04.2016. Бюл. № 11. – 2 с.
95. Пат. RU № 163605. МПК H04B 7/005. Устройство адаптивной настройки корректирующего фильтра с синфазным сложением теста / В. В. Егоров, А. А. Катанович, С. А. Лобов, М. Л. Маслаков, А. Н. Мингалев, М. С. Смаль, А. Е. Тимофеев. ; опубл. 27.07.2016. Бюл. № 21. – 2 с.
96. Пат. RU № 165348. МПК H03H 11/16. Устройство фазирования узкополосных сигналов / В. В. Егоров, А. А. Катанович, С. А. Лобов, М. Л. Маслаков, А. Н. Мингалев, М. С. Смаль, А. Е. Тимофеев. ; опубл. 10.10.2016. Бюл. № 28. – 2 с.
97. Пат. RU № 166744. МПК H04L 1/12, H04B 7/04. Устройство бестестовой адаптивной коррекции с обратной связью по решению / В. В. Егоров, А. А. Катанович, С. А. Лобов, М. Л. Маслаков, А. Н. Мингалев, М. С. Смаль, А. Е. Тимофеев. ; опубл. 10.12.2016. Бюл. № 34. – 3 с.
98. Пат. RU № 168000. МПК H04B 7/005, H04L 27/01. Устройство совместной передачи информации и тестовых сигналов в каналах с межсимвольной интерференцией / В. В. Егоров, А. А. Катанович, С. А. Лобов, М. Л. Маслаков, А. Н. Мингалев, М. С. Смаль, А. Е. Тимофеев. ; опубл. 16.01.2017. Бюл. № 2. – 6 с.
99. Пат. RU № 172181. МПК H04B 7/005. Устройство совместной передачи информации и тестовых сигналов со сдвигом по частоте в каналах с межсимвольной интерференцией / В. В. Егоров, А. А. Катанович, С. А. Лобов, М. Л. Маслаков, А. Н. Мингалев, М. С. Смаль, А. Е. Тимофеев. ; опубл. 30.06.2017. Бюл. № 19. – 8 с.

100. Пат. RU № 174155. МПК H04L 1/00. Устройство бестестовой адаптивной коррекции по результатам декодирования сверточного кода / В. В. Егоров, А. А. Катанович, С. А. Лобов, М. Л. Маслаков, А. Н. Мингалев, М. С. Смаль, А. Е. Тимофеев. ; опубл. 05.10.2017. Бюл. № 28. – 10 с.
101. Пат. RU № 178763. МПК H04L 27/01. Устройство адаптивной коррекции с обратной связью по решению в каналах с межсимвольной интерференцией / В. В. Егоров, А. А. Катанович, С. А. Лобов, М. Л. Маслаков, А. Н. Мингалев, М. С. Смаль, А. Е. Тимофеев. ; опубл. 18.04.2018. Бюл. № 11. – 10 с.
102. Пат. RU № 2510950. МПК H04L 29/00, H04L 5/12. Способ передачи данных по многолучевому каналу связи с адаптивной настройкой корректирующего фильтра по информационным сигналам / В. В. Егоров, А. А. Катанович, С. А. Лобов, М. Л. Маслаков, А. Н. Мингалев, М. С. Смаль, А. Е. Тимофеев. ; опубл. 10.04.2014. Бюл. № 10. – 7 с.
103. Пат. RU № 2573270. МПК H04L 1/20. Способ адаптивной коррекции с компенсацией защитных интервалов / В. В. Егоров, А. А. Катанович, С. А. Лобов, М. Л. Маслаков, А. Н. Мингалев, М. С. Смаль, А. Е. Тимофеев. ; опубл. 20.01.2016. Бюл. № 2. – 6 с.
104. Пат. RU № 2653485. МПК H04H 21/00. Способ адаптивного выбора оптимального параметра алгоритма коррекции сигналов / В. В. Егоров, А. А. Катанович, С. А. Лобов, М. Л. Маслаков, А. Н. Мингалев, М. С. Смаль, А. Е. Тимофеев. ; опубл. 08.05.2018. Бюл. № 13. – 10 с.
105. Прокис, Дж. Адаптивный приемник для цифровой связи через каналы с интерференцией между символами / Дж. Прокис, Дж. Миллер // Зарубежная радиоэлектроника. – 1970. – № 2. – С. 3-24.
106. Прокис, Дж. Цифровая связь / Дж. Прокис. – М. : Радио и связь, 2000. – 800 с.
107. Рабинер, Л. Теория и применение цифровой обработки сигналов / Л. Рабинер, Б. Гоулд. – М. : Мир, 1978. – 848 с.
108. Ришбет, Г. Введение в физику ионосферы / Г. Ришбет, О. К. Гарриот. – Л. : Гидрометеиздат, 1975. – 304 с.
109. Силяков, В. А. Системы авиационной радиосвязи / В. А. Силяков, В. Н. Красюк. – СПб : СПбГУАП, 2004. – 160 с.
110. Скляр, Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / Б. Скляр. – М. : Издательский дом "Вильямс", 2007. – 1104 с.
111. Сеницын, И. Н. Фильтры Калмана и Пугачева: Учеб. Пособие / И. Н. Сеницын. – М. : Университетская книга, Логос, 2006. – 640 с.
112. Стратегия развития Арктической зоны Российской Федерации и обеспечения национальной безопасности на период до 2020 года. Утв. Президентом РФ. [электронный



- ресурс] : Консультант Плюс. Режим доступа:  
[http://www.consultant.ru/document/cons\\_doc\\_LAW\\_142561](http://www.consultant.ru/document/cons_doc_LAW_142561).
113. Тихонов, А. Н. Методы решения некорректных задач. Учебное пособие. – Изд. 3-е испр. / А. Н. Тихонов, В. Я. Арсенин. – М. : Наука, 1986. – 288 с.
  114. Тихонов, А. Н. Регуляризирующие алгоритмы и априорная информация / А. Н. Тихонов, А. В. Гончарский, В. В. Степанов, А. Г. Ягола. – М. : Наука, 1983. – 200 с.
  115. Тихонов, В. И. Статистическая радиотехника / В. И. Тихонов. – М. : Советское радио, 1966. – 680 с.
  116. Уидроу, Б. Адаптивная обработка сигналов / Б. Уидроу, С. Стирнз. – М. : Радио и связь, 1989. – 440 с.
  117. Френкс, Л. Теория сигналов / Л. Френкс. – М. : Советское радио, 1974. – 344 с.
  118. Цлаф, Л. Я. Вариационное исчисление и интегральные уравнения / Л. Я. Цлаф. – М. : Наука, 1970. – 192 с.
  119. Цыпкин, Я. З. Адаптация и обучение в автоматических системах / Я. З. Цыпкин. – М. : Наука, 1968. – 400 с.
  120. Шахгильдян, В. В. Методы адаптивного приема сигналов / В.В. Шахгильдян, М.С. Лохвицкий. – М. : Связь, 1974. – 160 с.
  121. Шахтарин, Б. И. Фильтры Винера и Калмана / Б. И. Шахтарин. – М. : Гелиос АРВ, 2008. – 408 с.
  122. ARINC Specification 635-2. HF Data Link Protocol. – Feb., 1998.
  123. ARINC Characteristic 753-3. HF Data Link System. – Feb., 2001.
  124. Austin, M. E. Decision-Feedback Equalization for Digital Communication Over Dispersive Channels / M. E. Austin. – Cambridge, Massachusetts : Massachusetts Institute of Technology, Research Laboratory of Electronics, 1967. – 86 p.
  125. Bellanger, M. G. Adaptive Digital Filters and Signal Analysis / M. G. Bellanger. – New York : Marcel Dekker, 2001. – 450 p.
  126. Blahut, R. E. Modem Theory. An Introduction to Telecommunications / R. E. Blahut. – Cambridge University Press, 2009. – 514 p.
  127. Dean, R. A. Tactical HF Modem Performance: a Simplified Comparison of Serial-tone vs. Parallel Tone Approach / R. A. Dean // Proceedings of the Tactical Communications Conference. Tactical Communications: Technology in Transition. – 1992. – Vol. 1. – P. 147-151.
  128. Diniz, P. S. R. Adaptive filtering: algorithms and practical implementation, 4 edition / P. S. R. Diniz. – New York : Springer, 2013. – 652 p.

129. Doherty, J. F. Channel Equalization as a Regularized Inverse Problem / J. F. Doherty // Digital Signal Processing. Handbook. – Boca Raton : CRC Press, 1999.
130. Forney, G. D. The Viterbi Algorithm / G. D. Forney // Proceedings of the IEEE. – 1973. – Vol. 61. – № 3. – P. 268-278.
131. Goodman, J. M. HF Communications: Science and Technology / J. M. Goodman. – New York : Van Nostrand Reinhold, 1992. – 632 p.
132. Hagenauer, J. A Viterbi Algorithm with Soft-Decision Outputs and its Applications / J. Hagenauer, P. Hoeher // GLOBECOM. – 1989. – P. 1680-1686.
133. Haykin, S. Adaptive filter theory, 5th edition / S. Haykin. – London : Pearson Education, 2014. – 912 p.
134. Johnson, E. The Walnut Street Model of Ionospheric HF Radio Propagation / E. Johnson // NMSU Technical Report. – 1997. – May. – 4 p.
135. Johnson, E. E. Third-Generation and Wideband HF Radio Communications / E. E. Johnson, E. Koski, W. N. Furman, M. Jorgenson, J. Nieto. – Boston; London : Artech House. – 2013. – 250 p.
136. Kovacevic, B. Adaptive Digital Filters / B. Kovacevic, Z. Banjac, M. Milosavljevic. – Springer, 2013. – 211 p.
137. Le Roux, Y. M. HF Channel Modelling and Simulation / Y. M. Le Roux, M. Niberon, R. Fleury, J. Menard, J. P. Jolivet. // 5th International Conference on Radio Receivers and Associated Systems. – London, 1990. – P. 72-76.
138. Lucky, R. W. Automatic Equalization for Digital Communication / R. W. Lucky // Bell System Technical Journal. – 1965. – Vol. 44. – № 4. – P. 547-588.
139. Maslakov, M. L. Application of Two-Parameter Stabilizing Functions in Solving a Convolution-Type Integral Equation by Regularization Method // Comput. Math. Math. Phys. – 2018. – I. 58 – № 4. P. 529-536.
140. McRae, D. Digital HF Modem Performance Measurements Using HF Link Simulators / D. McRae, F. Perkins // Fourth International Conference on HF Radio Systems and Techniques. – London. – 1988. – P. 314-317.
141. MIL-STD-188-110C. Interoperability and Performance Standards for Data Modems. – Sep. 23, 2011.
142. MIL-STD-188-141C. Interoperability and Performance Standards for Medium and High Frequency Radio Systems. – Dec. 27, 2011.
143. Recommendation ITU-R 520-2. Use of High Frequency Ionospheric Channel Simulators. – 1992. 4 p.

144. Sayed, A. H. Adaptive filters / A. H. Sayed. – New Jersey : Hoboken : John Wiley & Sons, Inc., 2008. – 786 p.
145. STANAG 4285. Characteristics of 1200/2400/3600 Bits per Second Single Tone Modulators/Demodulators for HF Radio Links. – Feb. 9, 1993.
146. STANAG 4538. Technical Standards for an Automatic Radion Control System (ARCS) for HF Communication Links. – Jul. 4, 2000.
147. STANAG 4539. Technical Standards for Non-hopping HF Communications Waveforms. – Sept. 15, 2003.
148. Uncini, A. Fundamentals of Adaptive Signal Processing / A. Uncini. – Springer, 2015. – 704 p.
149. Ungerboeck, G. Nonlinear equalization of binary signals in Gaussian noise / G. Ungerboeck // IEEE Transactions on Communication Technology. Vol. 19. – Dec. – 1971. – P. 1128-1137.
150. Vogler, L. E. A model for wideband HF propagation channels / L. E. Vogler, J. A. Hoffmeyer // Radio Science. – 1993. – Vol. 28. – № 6. – P. 1131-1142.
151. Vogler, L. E. A New Approach to HF Channel Modeling and Simulation Part II: Stochastic Model / L. E. Vogler, J. A. Hoffmeyer // U.S. Department of Commerce. NTIA Report 90–255. – 1990. – February. – 37 p.
152. Watterson, C. C. Experimental Confirmation of an HF Channel Model / C. C. Watterson, J. R. Juroshek, W. D. Bensema // IEEE Transactions on Communication Technology. – 1970. – Vol. COM-18. – № 6. – P. 792-803.
153. Widrow, B. Adaptive Switching Circuits / B. Widrow, M. E. Hoff // IRE WESCON Conv. Rec. – 1960. – Pt. 4. – P. 96-104.

## ПРИЛОЖЕНИЕ А. РЕЗУЛЬТАТЫ ТРАССОВЫХ ИСПЫТАНИЙ МАКЕТА ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО МОДЕМА

Дата проведения испытаний: 25.09.2013 г.

Трасса: г. Орел – п. Песочное (Ленинградская область).

В испытываемом макете последовательного модема были реализованы следующие методы, разработанные автором:

- способ адаптивной коррекции с использованием ЗИ в виде циклического продолжения тестового сигнала;
- способ бестестовой адаптивной коррекции сигналов, основанный на результатах декодирования блоковых кодов.

Частота следования символов составляла 1600 симв/с. Длина кодового блока 120 бит.

Экспериментальные значения вероятности ошибки на бит при использовании различных методов коррекции и различных соотношениях  $L_{\text{тест}}/L_{\text{инф}}$  приведены в Таблицах А.1 – А.3.

Таблица А.1 – Экспериментальные значения вероятности ошибки на бит при коррекции по тестовым сигналам

$L_{\text{тест}}/L_{\text{инф}}$	Вид модуляции	Техническая скорость, бит/с	Вероятность ошибки на бит
15/15	ФМ-2	800	0
	ФМ-4	1600	0
	ФМ-8	2400	$1,1 \cdot 10^{-5}$
	ФМ-16	3200	$2,9 \cdot 10^{-3}$
	КАМ-16	3200	$1,1 \cdot 10^{-3}$
15/25	ФМ-2	1000	0
	ФМ-4	2000	0
	ФМ-8	3000	$3,1 \cdot 10^{-5}$
	ФМ-16	4000	$6,2 \cdot 10^{-3}$
	КАМ-16	4000	$2,7 \cdot 10^{-4}$
15/45	ФМ-2	1200	0
	ФМ-4	2400	0
	ФМ-8	3600	$4,5 \cdot 10^{-5}$
	ФМ-16	4800	$1,2 \cdot 10^{-2}$
	КАМ-16	4800	$8,2 \cdot 10^{-4}$

Таблица А.2 – Экспериментальные значения вероятности ошибки на бит при коррекции по тестовым сигналам при наличии защитных интервалом ( $L_{\text{тест}}/L_{\text{инф}} = 15/45$ )

Длительность ЗИ, симв.	1	2	3
ФМ-2	0	0	0
ФМ-4	0	0	0
ФМ-8	$1 \cdot 10^{-4}$	$9 \cdot 10^{-5}$	$2,1 \cdot 10^{-5}$
ФМ-16	$1,3 \cdot 10^{-2}$	$1,2 \cdot 10^{-2}$	$1 \cdot 10^{-2}$
КАМ-16	$5,8 \cdot 10^{-4}$	$5,6 \cdot 10^{-2}$	$5,5 \cdot 10^{-4}$

Таблица А.3 – Экспериментальные значения вероятности ошибки на бит при бестестовой коррекции на основе результатов декодирования блоковых кодов

Техническая скорость $V$ , бит/с	Вид модуляции	Вероятность ошибки на бит, в зависимости от исправляющей способности кода					Среднее время устойчивой работы, с
		6	7	8	9	10	
1600	ФМ-2	0					>100
3200	ФМ-4	$1 \cdot 10^{-4}$	$7 \cdot 10^{-5}$	$4 \cdot 10^{-5}$	0		>100
4800	ФМ-8	$1 \cdot 10^{-3}$	$9 \cdot 10^{-4}$	$7 \cdot 10^{-4}$	$6 \cdot 10^{-4}$	$4 \cdot 10^{-4}$	50
6400	КАМ-16	$2 \cdot 10^{-3}$	$2 \cdot 10^{-3}$	$1,5 \cdot 10^{-3}$	$1 \cdot 10^{-3}$	$9 \cdot 10^{-4}$	15

## ПРИЛОЖЕНИЕ Б. РЕЗУЛЬТАТЫ ТРАССОВЫХ ИСПЫТАНИЙ МАКЕТА ДЛЯ ПРИЕМА СИГНАЛОВ СТАНДАРТА ARINC 635

Дата проведения испытаний: 27.11.2017 г.

Местоположение приемной аппаратуры: п. Песочное (Ленинградская область).

В ходе испытаний осуществлялся прием сигналов базовых наземных станций системы ARINC, а также гражданских воздушных судов, оснащенные модемами стандарта ARINC 635. Местоположение и используемые несущие частоты приведены в Таблице Б.1.

Таблица Б.1 – Номер и местоположение передающей станции и используемая несущая частота

Номер и местоположение передающей станции	06 Hat Yai, Thailand	07 Shannon, Ireland	16 Agana, Guam, USA	17 Telde, Gran Canaria, Spain
Несущая частота, МГц	13,270	8,942	17,919	11,348

В приемной части макета модема стандарта ARINC 635 были реализованы следующие методы, разработанные автором:

- способ адаптивной коррекции с квазикогерентным сложением тестовых сигналов;
- способ адаптивной коррекции с весовым квазикогерентным сложением тестовых сигналов;
- алгоритм адаптивной коррекции с обратной связью по решению.

Статистика принятых сообщений приведена в Таблице Б.2.

Таблица Б.2 – Статистика принятых сообщений

Длительность кадра, с	Информационная скорость, бит/с	Размер кадра MPDU, Байт	Количество принятых кадров MPDU	Количество принятых (декодированных) сообщений	Количество не принятых сообщений
1,8	300	67	364	817	4
	600	135	15	28	0
	1200	270	3	0	3
	1800	405	–	–	–

Продолжение таблицы Б.2

Длительность кадра, с	Информационная скорость, бит/с	Размер кадра MPDU, Байт	Количество принятых кадров MPDU	Количество принятых (декодированных) сообщений	Количество не принятых сообщений
4,2	300	157	15	107	0
	600	315	7	48	0
	1200	630	–	–	–
	1800	945	–	–	–

На Рисунке Б.1 представлен характерный вид рассчитанной в ходе испытаний импульсной характеристики КВ радиоканала.

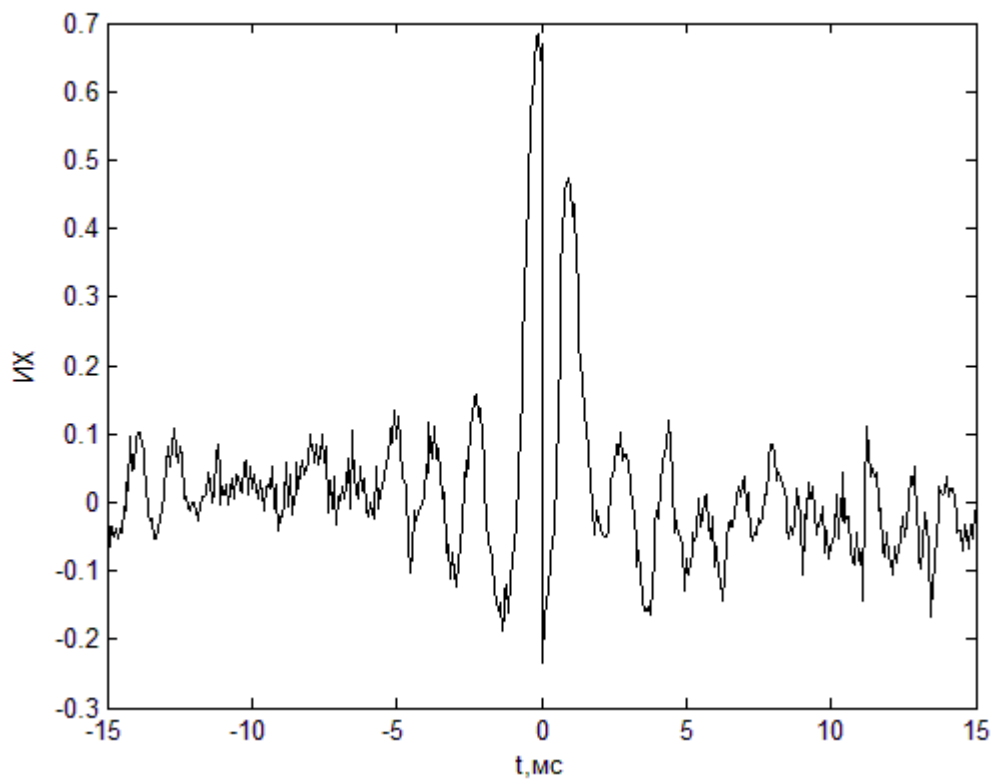


Рисунок Б.1 – Характерный вид рассчитанной импульсной характеристики КВ радиоканала

**ПРИЛОЖЕНИЕ В. АКТЫ О РЕАЛИЗАЦИИ НАУЧНЫХ РЕЗУЛЬТАТОВ**

УТВЕРЖДАЮ

Генеральный директор  
АО «Российский институт  
мощного радиостроения»

Д. М. Ибрагимов

01 2019 г.

## АКТ

о реализации научных результатов кандидатской диссертации научного сотрудника Маслакова Михаила Леонидовича на тему «Адаптивная коррекция сигналов для коротковолновых радиолиний последовательной передачи данных» по специальности 05.12.13 – «Системы, сети и устройства телекоммуникаций», в серийно выпускаемом изделии АА КТС «Пирс».

Комиссия в составе: председатель - начальник НТО-00200 Бражник А.Н., 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 разработанных в АО «РИМР» серийно выпускаемом изделии автоматизированный адаптивный комплекс технических средств радиосвязи «Пирс», были реализованы следующие научные результаты диссертации, полученные научным сотрудником Маслаковым М.Л.:

– способ бестестовой адаптивной коррекции сигналов, основанный на результатах декодирования блоковых кодов;

– способ бестестовой адаптивной коррекции сигналов, основанный на использовании анализа синдрома при декодировании блоковых кодов.

Реализация указанных выше методов и алгоритмов позволила повысить устойчивость функционирования изделия АА КТС «Пирс» в условиях сложной



сигнально-помеховой обстановки за счет применения последовательного модема с адаптивной коррекцией сигналов для реализации обратного канала связи.

**Председатель комиссии:**

Начальник НТО-00200,  
кандидат технических наук



А.Н. Бражник

**Члены комиссии:**

ведущий научный сотрудник НТО-00200,  
кандидат технических наук,  
старший научный сотрудник



Е.Ф. Щеглова

Старший научный сотрудник НТЛ-00210,  
кандидат технических наук



А.Е. Тимофеев

УТВЕРЖДАЮ

Генеральный директор  
АО «Российский институт  
мощного радиостроения»

Д. М. Ибрагимов

01 / 2019 г.



## АКТ

о реализации научных результатов кандидатской диссертации научного сотрудника Маслакова Михаила Леонидовича на тему «Адаптивная коррекция сигналов для коротковолновых радиолиний последовательной передачи данных» по специальности 05.12.13 – «Системы, сети и устройства телекоммуникаций», в ОКР «Арго-РИМР».

Комиссия в составе: председатель - начальник НТО-00200, кандидат технических наук Бражник А.Н., 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 адаптивном радиотехническом комплексе наземного базирования (АРТК-Н), разработанном в рамках ОКР «Арго-РИМР» и предназначенном для организации радиоканала «борт-земля» и передачи формализованных сообщений заданного объема были реализованы следующие научные результаты диссертации, полученные научным сотрудником Маслаковым М.Л.:

- алгоритм обратной связи по решению для способа нахождения импульсной характеристики корректирующего фильтра на основе решения задачи идентификации;
- способ квазикогерентного сложения тестовых сигналов;
- способ весового квазикогерентного сложения тестовых сигналов;
- способ бестестовой адаптивной коррекции сигналов, основанный на результатах декодирования блоковых кодов;
- способ бестестовой адаптивной коррекции сигналов, основанный на использовании анализа результатов синдромного декодирования блоковых кодов.

Реализация указанных выше способов позволила повысить вероятность доведения формализованных сообщений заданного объема за заданное время в КВ радиолинии «борт-земля».

**Председатель комиссии:**

Начальник НТО-00200,  
кандидат технических наук



А.Н. Бражник

**Члены комиссии:**

ведущий научный сотрудник НТО-00200,  
кандидат технических наук,  
старший научный сотрудник



Е.Ф. Щеглова

Старший научный сотрудник НТЛ-00210  
кандидат технических наук



А.Н. Мингалев



МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ  
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ  
федеральное государственное автономное  
образовательное учреждение высшего образования  
**«САНКТ-ПЕТЕРБУРГСКИЙ  
ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ  
АЭРОКОСМИЧЕСКОГО ПРИБОРОСТРОЕНИЯ»  
(ГУАП)**

Большая Морская ул., д. 67, лит. А, Санкт-Петербург, 190000  
Тел. (812) 710-6510, факс (812) 494-7057  
E-mail: common@aanet.ru; http://www.guap.ru  
ОКПО 02068462; ОГРН 1027810232680  
ИНН/КПП 7812003110/783801001

№ \_\_\_\_\_  
На № \_\_\_\_\_ от \_\_\_\_\_

**«УТВЕРЖДАЮ»**

Ректор ГУАП,  
Доктор экономических наук,  
профессор



Ю.А. Антохина

**АКТ**

о внедрении научных и практических результатов диссертационной работы М.Л. Маслакова на тему «Адаптивная коррекция сигналов для коротковолновых радиолиний последовательной передачи данных», представляемой на соискание учёной степени кандидата технических наук по специальности 05.12.13 «Системы, сети и устройства телекоммуникаций» в учебный процесс ФГАОУ ВО ГУАП

Комиссия в составе А.Р. Бестугина, директора института радиотехники, электроники и связи, доктора технических наук, профессора (председатель), А.Ф. Крячко, заведующего кафедрой радиотехнических и оптоэлектронных комплексов, доктора технических наук, профессора (член комиссии), Н.В. Поваренкина, заведующего кафедрой радиотехнических систем, кандидата технических наук, доцента (член комиссии), И.А. Киршиной, заместителя директора института радиотехники, электроники и связи, кандидата экономических наук (член комиссии) составила настоящий акт в том, что результаты диссертационной работы М.Л. Маслакова на тему «Адаптивная коррекция сигналов для коротковолновых радиолиний последовательной передачи данных», представляемой на соискание учёной степени кандидата технических наук по специальности 05.12.13 «Системы, сети и устройства телекоммуникаций», использованы в учебном процессе ФГАОУ ВО «Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения».

В учебный процесс внедрены следующие результаты диссертационной работы М.Л. Маслакова:

1. Способ нахождения импульсной характеристики корректирующего фильтра на основе решения задачи идентификации канала.
2. Алгоритм решения интегрального уравнения типа свертки с неточно заданной правой частью в базисе Хартли.
3. Методы выбора оптимальных параметров алгоритмов расчета импульсной характеристики канала и коэффициентов корректирующего фильтра.
4. Способ бестестовой адаптивной коррекции сигналов.

Использование в учебном процессе результатов диссертационной работы М.Л. Маслакова позволит повысить уровень студентов радиотехнических специальностей ГУАП в части подготовки по направлению «Радиотехника» и специальности «Радиоэлектронные системы и комплексы».

Акт выдан для представления в диссертационный совет.

Председатель комиссии,  
директор института, д-р техн. наук, проф.

А.Р. Бестугин

Члены комиссии:

Зав. кафедрой радиотехнических и оптоэлектронных комплексов,  
д-р техн. наук, проф.

А.Ф. Крячко

Зав. кафедрой радиотехнических систем,  
канд. техн. наук, доцент

Н.В. Поваренкин

Зам. директора института, канд. эконом. наук

И.А. Киршина