

Федеральное государственное бюджетное учреждение науки Институт
радиотехники и электроники им.В.А.Котельникова Российской академии наук
(Фрязинский филиал)

На правах рукописи

Головкин Илья Владимирович

**РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ СИГНАЛЬНО-КОДОВЫХ
КОНСТРУКЦИЙ НА ОСНОВЕ ТУРБО-ПОДОБНЫХ КОДОВ И
ДИСКРЕТНЫХ ЧАСТОТНЫХ СИГНАЛОВ ДЛЯ СИСТЕМ
КОРОТКОВОЛНОВОЙ СВЯЗИ**

Специальность 05.12.04.

Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения

ДИССЕРТАЦИЯ

на соискание ученой степени

кандидата технических наук

**Научный руководитель:
доктор физико-математических наук,
ведущий научный сотрудник**

Назаров Л.Е.

Москва 2016

Оглавление

Введение.....	4
ГЛАВА 1. ВВЕДЕНИЕ В ТЕОРИЮ ПЕРЕДАЧИ ДИСКРЕТНЫХ СООБЩЕНИЙ	12
1.1 Структурная схема системы передачи дискретных сообщений	12
1.2 Модели каналов передачи	15
1.3 Модели ионосферного канала.....	21
1.4 Статистические методы оптимального приема	28
1.5 Потенциальная эффективность передачи дискретных сообщений	31
1.6 Требования к сигнально-кодовым конструкциям для КВ диапазона.....	33
Выводы по Главе 1	35
ГЛАВА 2. ТЕОРИЯ ТУРБО-КОДОВ И ТУРБО-ПОДОБНЫХ КОДОВ С АЛГОРИТМАМИ ИТЕРАТИВНОГО ПРИЕМА	36
2.1. Современные методы помехоустойчивого кодирования.....	36
2.2. Блок схема кодовых конструкций из класса турбо-коды	41
2.2.1. Формирование и прием турбо-кодов на основе параллельного объединения составляющих ансамблей сигналов	41
2.2.2. Формирование и прием блоковых турбо-кодов	52
2.3. Формирование и прием низкоплотностных кодов	58
2.4. Формирование и прием турбо-подобных кодов	64
2.5. Формирование и прием сигнально-кодовых конструкций использующих битовую модуляцию с перемежением (VICM), M-ичные сигналы и турбо-подобные коды	71
Выводы по Главе 2	81
ГЛАВА 3 ТЕОРИЯ ДИСКРЕТНЫХ ЧАСТОТНЫХ СИГНАЛОВ	82
3.1 Дискретные частотные сигналы	82
3.2 Квазикогерентный прием дискретных частотных сигналов первого порядка в канале с многолучевостью	85
3.3 Результаты компьютерного моделирования итеративного приема турбо-подобных кодов в сигнально-кодовой конструкции при использовании квазикогерентного приема дискретно-частотных сигналов.....	90
Выводы по Главе 3	92

ГЛАВА 4. ОЦЕНИВАНИЕ ВЕРОЯТНОСТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК И ИССЛЕДОВАНИЕ СХОДИМОСТИ АЛГОРИТМОВ ПРИЕМА СИГНАЛЬНО-КОДОВЫХ КОНСТРУКЦИЙ НА ОСНОВЕ ТУРБО-ПОДОБНЫХ КОДОВ И ДИСКРЕТНЫХ ЧАСТОТНЫХ СИГНАЛОВ	93
4.1 Упрощенные модели КВ канала при использовании дискретных частотных сигналов.....	93
4.2 Предельные значения энергетической эффективности ансамблей ДЧ сигналов в упрощенных моделях КВ канала	94
4.3 Методика оценивания вероятностных характеристик сигнально-кодовых конструкций с использованием турбо-подобных кодов и дискретных частотных сигналов.....	98
4.4 Исследование сходимости итеративных алгоритмов приема сигнально-кодовых конструкций на основе турбо-подобных кодов и дискретных частотных сигналов.....	106
Выводы по Главе 4	116
Глава 5 РЕАЛИЗАЦИЯ РАЗРАБОТАННЫХ АЛГОРИТМОВ И ЭКСПЕРЕМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ.....	117
5.1 Реализация итеративного приема турбо-подобных кодов в сигнально-кодовой конструкции с использованием дискретных частотных сигналов для передачи данных по КВ каналу	117
5.1.1 Описание использованной аппаратной платформы.....	117
5.1.2 Помехи в КВ диапазоне.....	119
5.1.3 Особенности реализации.....	121
5.2 Реализация итеративного приема турбо-подобных кодов в сигнально-кодовой конструкции с использованием ортогональных сигналов и некогерентным приемом	127
5.3 Экспериментальные исследования квазикогерентного приема дискретных частотных сигналов.....	129
Выводы по Главе 5	133
Заключение	134
Список основных сокращений.....	136
Литература	137

Введение

Актуальность темы. Коротковолновая (КВ) радиосвязь с использованием ионосферного распространения является одним из самых недорогих видов дальней радиосвязи. Долгое время КВ радиосвязь была основным видом магистральной радиосвязи, но с развитием спутниковой связи в ряде областей применения стала использоваться как резервный вид связи. Тем не менее, ряд свойств КВ радиосвязи делает ее в определенных условиях незаменимой. Радиосвязь в КВ диапазоне используется для связи с удалёнными районами, где недоступны иные способы коммуникации (отсутствует спутниковое покрытие), или для связи с районами, где повреждена инфраструктура в силу стихийных бедствий. В отношении спутниковых систем не последнюю роль играет ее стоимость, также не всегда спутниковая связь обеспечивает и глобальный характер покрытия.

Основным недостатком КВ радиосвязи является сильная зависимость от ионосферных условий и сложная помеховая обстановка (частотный ресурс в КВ-диапазоне труднодоступен из-за его перегруженности).

Методы передачи информации по каналам КВ диапазона рассматривались в работах Петровича Н.Т., Финка Л.М, Быховского М. А, Аджемова С.С., Головина О.В. и многих других авторов.

Характерной особенностью передачи данных по КВ каналу является необходимость работы в условиях межсимвольной интерференции (МСИ), вызванной многолучевым распространением сигнала в канале. Исторически выделились два основных направления борьбы с МСИ в узкополосных каналах: параллельные методы передачи информации (ортогональное частотное мультиплексирование OFDM) и последовательные методы. В широкополосных каналах используются методы, основанные на расширении спектра сигнала.

Методы расширения спектра и использование сложных сигналов в цифровых системах передачи информации рассмотрены в работах Варакина Л.Е., Борисова В.И., Шинакова Ю.С., Петровича Н.Т., Витерби Э.Д. и др.

Впервые принцип метод приема широкополосных сигналов в каналах с межсимвольной интерференцией на основе разделения лучей был продемонстрирован в системе RAKE[1]. Система “МС-ПП”[2], разработанная в Ленинградском электротехническом институте связи им. Проф. Бонч-Бруевича в 1965-1967 г. под руководством А. М. Заездного представляла собой одноканальную низкоскоростную синхронную широкополосную систему связи, предназначенную для разделения и сложения лучей в коротковолновом радиоканале. Полоса частот сигнала в зависимости от режима менялась от 20 до 100 КГц, скорость передачи информации от 50 до 400 бит/сек.

1958 году американские ученые и инженеры разработали систему Кинеплекс (Kineplex TE-202) для передачи закодированной речи по коротковолновым радиоканалам. В Кинеплексе была впервые реализована передача многочастотными ортогональными сигналами. В 1968 году были произведены испытания аппаратуры МС-5[3] отечественной разработки (руководитель — проф. А. М. Заездный) представлявшей собой 20-ти канальный OFDM модем для передачи данных в КВ диапазоне.

Разработка относительной фазовой манипуляции (ОФМ) Н.Т. Петровичем была вызвана совершенствованием методов передачи информации в КВ диапазоне[4].

Развитие методов передачи в КВ диапазоне невозможно без развития моделей канала распространения сигнала. Модель узкополосного КВ канала, предложенная Ваттерсоном[5] в 1970 г., фактически является единственной официально рекомендуемой для использования при разработке и сравнении характеристик аппаратуры КВ связи. Несмотря на очень широкое распространение, существует достаточно большое количество недостатков этой модели. Воглер и Хоффмейер в 1993 г., разработали модель [6], которая учитывает существование временного рассеяния и рекомендована для расчета широкополосных низкоскоростных модемов имеющих полосу до 1 МГц. В Марийском политехническом университете ведутся интенсивные исследования

дисперсионных свойств ионосферы и разработка более точных моделей ионосферного канала[7].

В настоящее время наблюдается увеличение интереса к КВ радиосвязи связанное с прогрессом в области цифровых методов передачи информации и возможностью реализации сложных методов обработки сигналов.

Актуальным направлением повышения надежности КВ радиосвязи является разработка сигнально-кодовых конструкций с использованием современных схем помехоустойчивого кодирования.

Теория и практика помехоустойчивого кодирования получила развитие в работах многих исследователей : Витерби Э.Д. , Фано Р. ,Зяблова В.В., Хэмминг Р.В., Зигангирова К.Ш., Бородина Л.Ф., Элайес П., Месси Дж., Галлагера Р., Форни Д., Смольянинова В.М., Золотарева В.В., Назарова Л.Е., Овечкина Г.В. и др.

Применение схем помехоустойчивого кодирования в системах связи приводит к повышению надежности передачи информации по радиофизическим каналам различной природы. Известно несколько классов помехоустойчивых кодов, используемых в системах связи различного назначения (в системах передачи дискретных сообщений): блочные коды, для которых разработаны алгоритмы алгебраического декодирования с использованием “жестких” решений с выхода демодулятора сигналов, сверточные коды в совокупности с алгоритмом (приема) Витерби с использованием “мягких” решений, а также схемы каскадного кодирования.

Современное развитие теории кодов и соответствующих ансамблей сигналов происходит в части повышения их помехоустойчивости и разработки производительных процедур декодирования кодов (приема сигналов) по отношению к известным в литературе. В настоящее время речь идет о методах помехоустойчивой передачи информации с характеристиками, близкими к предельным характеристикам Шенноновской пропускной способности каналов.

Перспективный подход к решению данного комплекса проблем, связанных с синтезом ансамблей сигналов с метрическими характеристиками,

близкими к оптимальным метрическим характеристикам, и с разработкой эффективных алгоритмов обработки сигналов, основан на использовании аппарата итеративной обработки сигналов при их приеме.

Интерес к данным методам приема усилился в связи с открытием ансамблей сигналов под общим названием “турбо-коды” [8]. По отношению к вероятностно-энергетическим характеристикам и сложности реализации алгоритмов формирования и приема турбо-коды составляют альтернативу известным ансамблям сигналов, включая сигналы на основе сверточных кодов в совокупности с алгоритмом декодирования Витерби. Исследования показывают, что при увеличении объема информационных блоков турбо-кодов до несколько десятков тысяч битов достигаются практически предельные вероятностно-энергетические характеристики для пропускной способности канала. Это, дает основание считать данные ансамбли сигналов одними из наиболее перспективных для применения в системах передачи информации.

Интенсивно развивается теория низкоплотностных (LDPC) кодов открытых Галлагером в 1962[9] году и вновь переоткрытых Мак-Кеем [10] в 1995 году в контексте итеративного декодирования.

Цель настоящей работы – разработка низкоскоростных сигнально-кодовых конструкций и эффективных алгоритмов их приема, обеспечивающих передачу информации с высокой надежностью в сложной помеховой обстановке КВ канала.

Основу рассматриваемого направления составляет комплекс проблем, связанных:

- с синтезом близких к оптимальным по метрическим характеристикам сигнально-кодовых конструкций;
- с созданием производительных процедур итеративного приема данных сигнальных конструкций;
- с реализацией разработанных процедур формирования и приема сигнальных конструкций в системах связи с использованием современной цифровой вычислительной техники.

Предлагаемые методы решения. Для решения рассматриваемого комплекса проблем предлагается использовать сигнально-кодовые конструкции на основе кодов, подобных по структуре «турбо-кодам» [11,12] совместно с ансамблями дискретных частотных сигналов [13].

Характерным свойством рассматриваемых кодов является возможность применения при их приеме итеративных процедур обработки, незначительно отличающихся от оптимальных процедур приема по вероятностным характеристикам, но существенно более простых по сложности исполнения. Исследования показывают, что данные ансамбли в совокупности с процедурами итеративного приема обеспечивают достижение практически предельной помехоустойчивости.

Применение помехоустойчивого кодирования позволяет повысить энергетическую эффективность системы связи, однако при этом для сохранения заданной скорости передачи информации оказывается необходимым увеличение частоты следования двоичных кодовых символов до значения, компенсирующего избыточность помехоустойчивого кода.

Достичь компромисса между требуемой спектральной эффективностью и энергетической эффективностью можно путем использования составных сигналов, в сочетании с введением избыточности в передаваемое сообщение методами канального кодирования.

При этом кодирование и модуляцию уже нельзя рассматривать в отрыве друг от друга, поэтому обычно говорят о некоторой единой процедуре сигнального кодирования или кодовой модуляции, итогом которой является формирование сигнально-кодовых конструкций (СКК).

Для решения задач установления соединения и низкоскоростной передачи информации в КВ связи используют прямое расширение спектра с помощью ФМ-ШПС и/или системы с перестройкой радиочастоты [14,15].

Ведутся исследования по применению многочастотных широкополосных сигналов [16]. Сигналы OFDM рассматриваются как способ передачи информации в условиях дисперсионных искажений КВ канала [17]. В этом

контексте перспективны методы повышения помехозащищенности OFDM сигналов [18,19].

В сложной помеховой обстановке КВ канала и ограничениях по потреблению, пик-фактору используемой конструкции и стоимости приемной аппаратуры перспективным является подход, основанный на использовании ансамблей дискретных частотных сигналов [20,21].

Основные решаемые задачи.

1) Разработка методик теоретического анализа вероятностно-энергетических характеристик при приеме ансамблей сигналов с использованием последовательного соединения схем помехоустойчивого кодирования и ДЧ сигналов.

2) Разработка итеративных методов приема выбранных сигнально-кодовых конструкций. Сравнительный анализ вероятностно-энергетических характеристик сигнальных конструкций в совокупности с разработанными методами их итеративного приема с предельными вероятностно-энергетическими характеристиками и характеристиками известных в литературе ансамблей сигналов.

3) Выработка рекомендаций по реализации разработанных процедур формирования сигнальных конструкций и итеративных методов их приема средствами цифровой вычислительной техники:

- разработка алгоритмов итеративного приема, требующих применения формата чисел с плавающей запятой (формат Float) для программно-аппаратной реализации средствами цифровых сигнальных процессоров;

- разработка алгоритмов итеративного приема, требующих применения целочисленного формата чисел (формат Integer) для программно-аппаратной реализации средствами программируемых логических интегральных схем (ПЛИС).

4) Создание компьютерных моделей разработанных процедур формирования и приема выбранных сигнально-кодовых конструкций.

5) Программно-аппаратная реализация разработанных процедур формирования и приема выбранных сигнально-кодовых конструкций средствами цифровой вычислительной техники. Лабораторные исследования созданных устройств формирования и приема. Сравнение полученных характеристик с теоретическими характеристиками и характеристиками компьютерной модели.

Научная новизна работы заключается в следующем.

- 1) Разработан класс турбо-подобных кодов с пониженной сложностью алгоритмов приема.
- 2) Разработан алгоритм итеративной обработки сигнально-кодовых конструкций на основе турбо-подобных кодов и М-ичных сигналов при использовании правил некогерентного приема. Исследована сходимость алгоритмов приема сигнально-кодовых конструкций с использованием турбо-подобных кодов и ДЧ сигналов, в качестве М-ичных сигналов, с помощью технологии EXIT chart.
- 3) Разработан алгоритм квазикогерентного приема ДЧ сигналов в канале с многолучевым распространением.
- 4) Разработана методика оценки вероятностно-энергетических характеристик сигнально-кодовых конструкций с использованием турбо-подобных кодов и ДЧ сигналов в упрощенной модели КВ канала.

Апробация результатов. Основные результаты диссертационной работы докладывались и обсуждались на следующих конференциях: 61-я,68-я,69-я всероссийская конференция «Научная сессия, посвященная Дню радио», г. Москва, 2006г.,2013г.,2014г., 7-я, 12-я,16-я,17-я международные конференции «Цифровая обработка сигналов и ее применение» (DSPA-2005,DSPA-2010,DSPA-2014, DSPA-2015), ИПУ РАН, г. Москва, 3-я, 5-я,8-я и 9-я всероссийская конференция «Радиолокация и радиосвязь», ИРЭ РАН, г. Москва, 2009г.,2011г.,2013г.,2015г., всероссийская научно-техническая конференция “Актуальные проблемы ракетно-космического приборостроения и информационных технологий” 2007г.,2008г.,2009г.,2010 г.

Публикации результатов. Основные результаты исследования опубликованы в 33 печатных работах, в том числе 16 статей в журналах из списка ВАК, 3 патента, 3 свидетельства о регистрации программ для ЭВМ.

Реализация и внедрение результатов работы. Практические результаты диссертационной работы использовались в ОКР “Цифирь” и ОКР “Москвичка-МЦОС”.

Защищаемые положения.

- 1) Класс турбо-подобных кодов с пониженной сложностью алгоритмов приема.
- 2) Алгоритм итеративного приема сигнально-кодовых конструкций на основе турбо-подобных кодов и М-ичных сигналов при использовании правил некогерентного приема.
- 3) Алгоритм квазикогерентного приема ДЧ сигналов в канале с многолучевым распространением.
- 4) Методика оценки вероятностно-энергетических характеристик сигнально-кодовых конструкций с использованием турбо-подобных кодов и ДЧ сигналов в упрощенной модели КВ канала.

Структура и объем диссертации. Диссертационная работа состоит из введения, пяти глав и заключения. Работа изложена на 152 страницах, содержит 52 рисунка, 5 таблиц, список использованных источников литературы из 153 наименований.

Автор выражает благодарность научному руководителю доктору физико-математических наук Назарову Л. Е. за помощь и поддержку при выполнении работы, а также Маныкину Д.Н и Маныкиной Ю.Н. являющихся соавторами ряда работ.

ГЛАВА 1. ВВЕДЕНИЕ В ТЕОРИЮ ПЕРЕДАЧИ ДИСКРЕТНЫХ СООБЩЕНИЙ

1.1 Структурная схема системы передачи дискретных сообщений

Системы передачи дискретных сообщений представляют сложные технические комплексы, состоящие из различных функционально-связанных элементов [22-25]. На рис.1.1 приведена общая блок-схема данных систем.

Источник генерирует дискретные сообщения a . Передатчик преобразует сообщения a в непрерывные радиосигналы $s(t)$, поступающие в канал.

Канал передачи (в узком смысле) - это физическая среда передачи сигналов от передатчика к приемнику. Действие канала на сигнал $s(t)$ описывается функциональным отображением $x(t) = F(s(t), n(t))$, который включает, например, временную задержку сигнала, влияние аддитивных и мультипликативных помех $n(t)$.

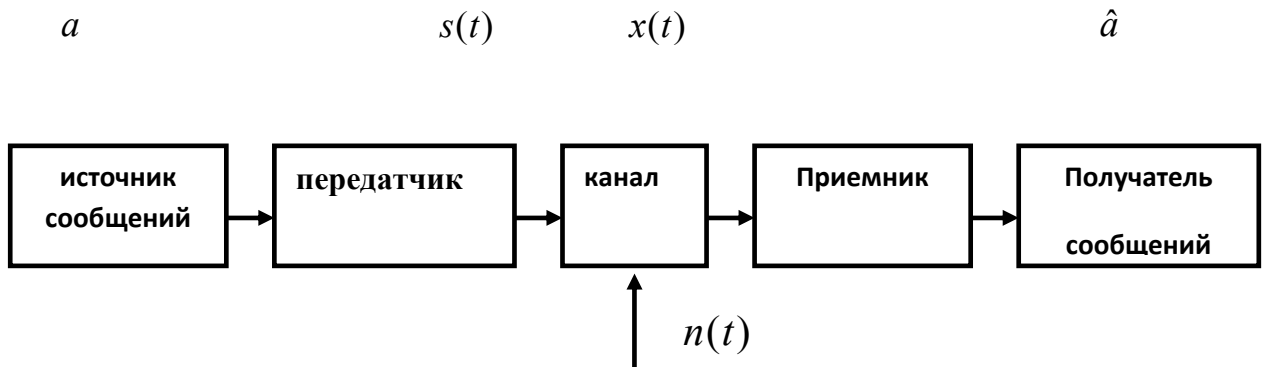


Рис.1.1. Общая модель системы передачи дискретных сообщений.

Приемник производит обработку реализации $x(t)$ с целью соответствия в смысле используемого критерия качества производимого сообщения \hat{a} переданному сообщению a .

На рис.1.2 приведена общая структурная схема передачи информации с использованием модели источника сообщений в виде генератора дискретных последовательностей (схема передачи дискретных сообщений) [22-25]. Ниже дается описание ее составляющих элементов.

Передаваемое сообщение длительность k символов обозначено буквой a_m ($m \in (0, J - 1)$), кодированное сообщение буквой b_m , сигнал, поступающий

в линию связи обозначен $s_m(t)$. Здесь $J = q^k$, q -объем алфавита данных. Кодер и модулятор вместе осуществляют отображение множества из J сообщений a_m на множество из J сигналов $s_m(t)$. Функция пары кодер модулятор может быть разбита на отдельные операции в дискретном и непрерывном времени.

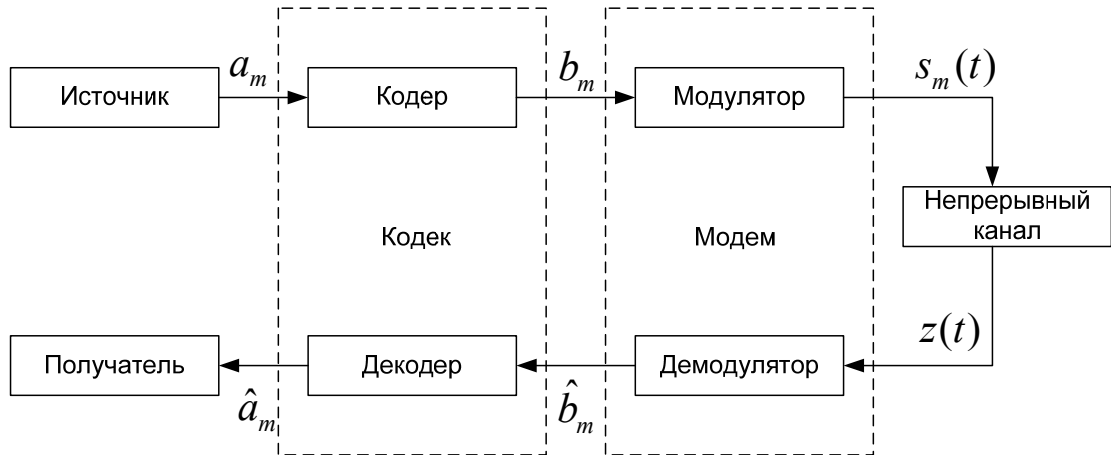


Рис.1.2. Структурная схема системы передачи дискретных сообщений.

Возможность такого разделения основана на процедуре ортогонализации Грама-Шмидта [22], позволяющей представить любые J функций времени с конечной энергией в виде линейной комбинации $N \leq J$ ортонормированных базисных функций. Это означает, что на конечном интервале $0 \leq t \leq T$ J сигналов конечной энергии $s_0(t), s_1(t), \dots, s_{J-1}(t)$, представляющие соответствующие J сообщений a_0, a_1, \dots, a_{M-1} , можно задать в виде

$$s_m(t) = \sum_{n=0}^{N-1} s_{mn} \phi_n(t), \quad m = 0, 1, \dots, J-1, \quad s_{mn} = \int_0^T s_m(t) \phi_n(t) dt$$

$\phi_n(t)$ -базисные ортонормальные функции

$$\int_0^T \phi_k(t) \phi_j(t) dt = \begin{cases} 1, & k = j \\ 0, & k \neq j \end{cases}$$

и $N \leq J$. В действительности $N = J$ тогда и только тогда, когда сигналы линейно независимы. Используя процедуру ортогонализации сигналы $s_m(t)$ можно однозначно задать векторами $\vec{s}_m = (s_{m1}, s_{m2}, \dots, s_{mN})$ в N - мерном

евклидовом пространстве. Множество векторов \vec{s}_m называется ансамблем дискретных сигналов.

Один из методов отображения информационных блоков a_m в сигналы $s_m(t)$ основан на использовании линейных кодов[22]: блок информационных символов a_m объемом k символов из алфавита q отображается в кодовое слово $b_m = (b_{m0}, b_{m1}, \dots, b_{mL})$, затем кодовое слово отображается в дискретный сигнал s_m . Для двоичных двоичных кодов и двоичных дискретных сигналов $L = N$, в сложных схемах модуляции, например при использовании квадратурно- амплитудной модуляции (КАМ), выполняется условие $L > N$.

Непрерывный канал можно рассматривать как случайное отображение множества передаваемых сигналов $s_m(t)$ в принимаемый случайный процесс $z(t)$. Прежде чем сигнал появиться на входе демодулятора, на него накладывается целый ряд искажений, вносимых средой распространения сигнала. К ним относятся замирания, многолучевое распространение, межсимвольная интерференция, нелинейные искажения и аддитивный шум[22].

Демодулятор и декодер осуществляют отображение принятого процесса в решение \hat{a}_k относительно первоначального сообщения. Операции производимые демодулятором и декодером являются двойственными операциям кодирования и модулирования. Иногда при передаче дискретных сообщений операции демодуляции и декодирования выполняет одно устройство, которое приходящую последовательность элементов сигнала $z(t)$ преобразует сразу в последовательность символов сообщения \hat{a}_k . Такой метод приема называют приемом в целом[24] в отличие от поэлементного приема. В первом случае анализируется целиком отрезок сигнала, соответствующий кодовой комбинации, и на основании того или иного критерия восстанавливается переданный элемент сообщения. Во втором случае сначала анализируются отдельные элементы сигнала, соответствующие кодовым

символам, а затем восстановленная кодовая комбинация преобразуется в оценку сообщения.

1.2 Модели каналов передачи

Точное математическое описание любого реального канала обычно весьма сложное. Вместо этого используют упрощенные математические модели, которые позволяют выявить все важные закономерности реального канала, если при построении модели учтены наиболее существенные особенности канала. Ниже приведены описания наиболее часто используемых моделей.

Идеальный канал без помех. Канал отображается линейной цепью с постоянной передаточной функцией. В таком канале выходная реализация $z(t)$ для входного сигнала $s_m(t)$ имеет вид:

$$z(t) = K \cdot s_m(t - \tau)$$

Эту модель иногда используют для описания кабельных каналов[23].

Здесь K - постоянный коэффициент передачи канала, τ - постоянная задержка.

Канал с аддитивным гауссовским шумом. Сигнал на выходе такого канала

$$z(t) = K \cdot s_m(t - \tau) + n(t) \quad (1.1)$$

где $n(t)$ - гауссовский аддитивный шум с нулевым математическим ожиданием.

Некоторое усложнение (1.1) получается, если коэффициенты передачи K и запаздывания τ считать известными функциями времени:

$$z(t) = K(t) \cdot s_m(t - \tau(t)) + n(t) \quad (1.2)$$

Такая модель удовлетворительно описывает многие проводные каналы, радиоканалы при связи в пределах прямой видимости, а также радиоканалы с медленными общими замираниями, при которых можно надежно предсказать значения K и τ [23].

Канал с неопределенной фазой сигнала и аддитивным гауссовским шумом. Эта модель отличается от модели (1.2) тем, что в ней запаздывание

является случайной величиной. Узкополосный сигнал на выходе такого канала при постоянном K и случайных τ можно представить в виде

$$z(t) = K \cdot [\cos(\theta) \cdot s_m(t) - \sin(\theta) \hat{s}_m(t)] + n(t) \quad (1.3)$$

где $\hat{s}_m(t)$ - преобразование Гильберта от $s_m(t)$, $\theta = 2\pi\tau$ - случайная фаза.

Распределение θ предполагается заданным, например, равномерно распределенным $\theta \in [0, 2\pi]$.

Распространение радиоволн в линиях передачи характеризуется ослаблением электромагнитного поля вследствие поглощения, рассеяния и флуктуации (замирания) сигналов на входе приемных устройств.

В случае тропосферных и ионосферных каналов связи поглощение определяет потери энергии поля за счет нагрева тропосферы и ионосферы.

Рассеяние ослабляет поле в направлении приема, так как любая частица на пути распространения радиоволн при ее облучении становится вторичным излучателем, который рассеивает энергию во всех направлениях, уменьшая напряженность поля в точке приема.

Замирания вызваны изменением напряженности поля из-за поглощения, затенения, рассеяния, а также вследствие вариаций поляризации радиоволн при использовании передающей и приемной антенн с линейной поляризацией (крупномасштабные замирания). Замирания определяются также интерференцией радиоволн за счет их многолучевости распространения (мелкомасштабные замирания). Мелкомасштабные замирания могут быть на практике результатом небольших изменений (порядка половины длины волны) расстояния между передатчиком и приемником.

При частотно-неселективных замираниях изменяются огибающая и фаза выходного сигнала $z(t)$, при этом его спектральные составляющие остаются неизменными относительно друг друга в течение интервала стационарности канала $T_{ст}$. Данные замирания проявляются при условии $\tau_{кан} \ll \frac{1}{F_c}$, F_c - полоса сигналов, $\tau_{кан}$ - максимальная разница задержек лучей. В частотной

области это условие эквивалентно условию $\Delta f_{\text{коз}} > F_c$, где $\Delta f_{\text{коз}}$ - полоса когерентности канала.

Частотно-селективные замирания наблюдаются при выполнении условия $\tau_{\text{кан}} > \frac{1}{F_c}$, в частотной области это эквивалентно условию $\Delta f_{\text{коз}} < F_c$ [26,27]. В этом случае спектральные компоненты сигнала, не входящие в полосу когерентности, будут подвергаться различному воздействию канала.

Однолучевой гауссовский канал с общими замираниями (частотно-неселективные замирания). Описывается формулой (1.3), но множитель K как и фаза θ , считаются случайными процессами. Одномерное распределение коэффициента передачи канала K может быть рэлеевским или обобщенным рэлеевским(райсовским). Узкополосный сигнал на выходе такого канала:

$$z(t) = K(t) \cdot [\cos(\theta(t)) \cdot s_m(t) - \sin(\theta(t)) \hat{s}_m(t)] + n(t) \quad (1.4)$$

Многолучевой гауссовский канал с селективными по частоте замираниями. Данный канал является обобщением модели (1.4).

$$z(t) = \sum_{k=0}^{L-1} K_k(t) \cdot [\cos(\theta_k(t)) \cdot s_m(t - \hat{\tau}_k) - \sin(\theta_k(t)) \hat{s}_m(t - \hat{\tau}_k)] + n(t) \quad (1.5)$$

где L - число лучей в канале, $\hat{\tau}_k$ - среднее время задержки для k -ого луча. При дискретной многолучевости сумма (1.5) конечна, при непрерывной многолучевости сумма заменяется интегралом.

Действие канала с интерференционными замираниями, описываемого формулой (1.5), эквивалентно действию линейного фильтра со случайно изменяющимся импульсной характеристикой $h(\tau, t)$, определяющей реакцию системы в момент t на δ -импульс, поданный на вход в момент $t - \tau$. В этом случае выходной сигнал $\dot{S}_{\text{вых}}(t)$ для случайного линейного канала и входного сигнала $\dot{S}_{\text{вх}}(t)$ задается соотношением[28]

$$\dot{S}_{\text{вых}}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau, t) S_{\text{вх}}(t - \tau) d\tau \quad (1.6)$$

Преобразование Фурье от $h(\tau, t)$ по переменной τ представляет передаточную функцию случайного канала, которая является функцией частоты ω и времени t

$$\dot{k}(t, \omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{h}(\tau, t) \exp(-j\omega\tau) d\tau$$

Для линейных каналов с постоянными параметрами импульсная характеристика $h(\tau, t)$ зависит лишь от разности моментов наблюдения t и действия $t - \tau$, то есть $h(\tau, t) = h(t - \tau)$. В этом случае соотношение (1.6) имеет

$$\text{вид } \dot{S}_{\text{вых}}(t) = \int_0^t h(t - \tau) \dot{S}_{\text{вх}}(\tau) d\tau.$$

В случайных линиях передачи импульсные характеристики $h(\tau, t)$, используемые для описания связи входных и выходных сигналов, являются стохастическими процессами, для полного описания которых необходимо знание многомерных законов распределения их выборочных значений. В общем случае это представляет сложную проблему. Однако в рамках теории корреляционного анализа знание полной статистики не требуется, достаточно знать автокорреляционные функции $h(\tau, t)$. Следует также отметить, что большинство каналов являются гауссовскими, для которых знание автокорреляционных функций эквивалентно знанию полной статистики. Таким образом, линии передачи можно классифицировать по виду автокорреляционных функций для $h(\tau, t)$ и $\dot{K}(f, t)$.

По типу автокорреляционных функций различают следующие модели линий передачи:

- 1) стационарные линии коррелированных отражателей;
- 2) нестационарные линии некоррелированных отражателей;
- 3) стационарные линии некоррелированных отражателей;
- 4) нестационарные линии коррелированных отражателей.

Автокорреляционная функция для $h(\tau, t)$ определяется в виде

$$\dot{R}_h(\tau_1, \tau_2; \Delta t) = \frac{1}{2} E \left[\dot{h}(\tau_1; t) \dot{h}^*(\tau_2; t) \right]$$

Здесь $\dot{h}(\tau; t)$ - низкочастотный эквивалент импульсной характеристики, $E[\]$ - усреднение по ансамблю.

Тропосферный и ионосферный каналы, исходя из действующих в них механизмов рассеяния радиоволн, приближаются по своим свойствам к гипотетическому стационарному в широком смысле каналу некоррелированных отражателей.

Линией стационарных в широком смысле некоррелированных отражателей называется линия, для которой выполняется условие некоррелированности по τ (временное рассеяние)

$$\dot{R}_h(\tau_1, \tau_2, t_1, t_2) = \dot{R}_h(\tau_1, t_1 - t_2) \delta(\tau_1 - \tau_2)$$

Важной характеристикой этих каналов является значение $\dot{R}_h(\tau, 0)$ при $t_1 = t_2$ - профиль многолучевости. На основе этой характеристики вводится параметр T_m (память канала), характеризующий усредненное максимальное значение временной задержки, при которой $\dot{R}_h(\tau, 0) \neq 0$.

Если длительность сигнального символа $T_c < T_m$, то канал частотно-селективный. Если $T_c > T_m$, то канал частотно-неселективный.

С использованием Фурье-преобразования $\dot{R}_h(\tau_1, \Delta t)$ вводится функция частотного рассеяния

$$R_H(f_1, f_2, \Delta t) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} R_h(\tau_1, \tau_2, \Delta t) \exp(-j2\pi(f_1\tau_1 + f_2\tau_2)) d\tau_1 d\tau_2$$

Для рассматриваемых стационарных в широком смысле каналов некоррелированных отражателей выполняется условие

$$R_H(f_1, f_2, \Delta t) = R_H(f_1 - f_2, \Delta t)$$

Таким образом, этот канал стационарен по обоим параметрам f, t .

Для $\Delta t = 0$ функция $R_H(\Delta f, 0)$ является Фурье-преобразованием от функции профиля многолучевости $\dot{R}_h(\tau, 0)$. Полоса когерентности $\Delta f_{\text{ког}}$ определяется интервалом частот, для которых значения $R_H(\Delta f, 0)$ практически постоянные. Значения памяти канала T_m и полосы когерентности $\Delta f_{\text{ког}}$ связаны приближенным соотношением

$$\Delta f_{\text{ког}} \approx \frac{1}{T_m}$$

С использованием Фурье-преобразования по параметру Δt функции $\dot{R}_h(\tau, \Delta t)$ вводится функция рассеяния $S_h(\tau, \Omega)$

$$S_h(\tau, \Omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{R}_h(\tau, \Delta t) \exp(-j2\pi\Omega\Delta t) d(\Delta t)$$

Здесь переменная Ω соответствует частоте Доплеровского смещения.

Функции рассеяния $S_h(\tau, \Omega)$ определяет динамику поведения линий передачи, рассматривая спектр мощности $V(\Omega) = \int_{\tau} S_h(\tau, \Omega) d\tau$ и оценивая значением $V(\Omega)$ расширение частотного спектра передаваемого гармонического сигнала. Номинальное значение $V(\Omega)$, обозначаемое как f_D , определяет Доплеровское уширение. Значение $T_{\text{ст}} \approx 1/f_D$ является оценкой локальной стационарности линии передачи и времени $\tau_{\text{ког}}$ когерентности линии передачи.

В литературе в качестве характеристики линий передачи рассматривается параметр частотно-временного рассеяния $K = T_m f_D$, используемый при обосновании выбора эффективных сигналов для передачи по многолучевым линиям. Линии передачи, удовлетворяющие условию $K < 1$, называются линиями первого рода, прочие – линии второго рода. Для линий ионосферных систем связи ДКМ диапазона с многократным отражением от ионосферы значения T_m достигают 1...5 мсек, в то время как значения f_D в обычных

условиях не превышают 5 Гц ($\tau_{\text{ког}} \approx 0.2$ с) и $K \approx 1.5 \cdot 10^{-2}$. Для тропосферных систем связи $K \approx 10^{-4}$.

Для канала дальней тропосферной связи значение τ_M достигает 350...700 мксек [29]. В работе [30] эксперименты для канала ионосферной связи показали, что при использовании антенн с узкой диаграммой направленности τ_M не превышает 1...2 мксек, при использовании антенн с расширенной диаграммой направленности максимальное значение τ_M достигает 0.13...1 мсек.

1.3 Модели ионосферного канала

Примерами каналов с многолучевостью являются коротковолновые ионосферные каналы. Солнечная радиация вызывает ионизацию верхнего слоя атмосферы, называемого ионосферой [31]. По своему составу она представляет собой сильно разреженный газ, в котором имеются свободные электроны, ионы и молекулы. При увеличении солнечной радиации число свободных электронов и ионов увеличивается, следовательно, растет и электрическая проводимость газа. При уменьшении радиации проводимость падает из-за воссоединения свободных электронов и ионов в молекулы. Падающая на ионосферу радиоволна взаимодействует со свободными электронами, в результате чего может произойти ее преломление, частичное или полное отражение. Во всех случаях происходит также поглощение, потеря некоторой части энергии радиоволн. В зависимости от электропроводности ионосферы и частоты радиоволны может преобладать тот или иной физический процесс, что и приводит либо к наличию, либо к отсутствию прохождения.

Угол падения, при котором радиоволна не проходит ионосферу и распространяется вдоль нее, называется критическим [31,32]:

$$\gamma_{кр} = \arcsin \left(\sqrt{1 - 80,8 \cdot \frac{N_э}{f^2}} \right)$$

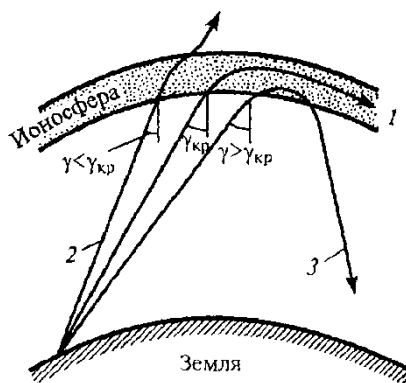


Рис 1.3. Траектория распространения радиоволн при разных углах падения.

где $N_{\text{Э}}$ концентрация свободных электронов в ионосфере, f частота радиоволны. Если угол падения меньше критического, то преломление в ионосфере невелико и радиоволны проходят через ионосферу в космос (кривая 2 на рис. 1.3). При углах падения, больше критического, радиоволны полностью отразятся и вернуться на Землю (кривая 3 на рис. 1.3).

Наибольшая частота, при которой радиоволны отражаются от данного слоя с концентрацией свободных электронов $N_{\text{Э}}$ расположенного на высоте h при наиболее пологих лучах[31]:

$$f_{\text{макс}} = \sqrt{\frac{80,8 \cdot N_{\text{Э}} \cdot (1 + 2h/a)}{\sin(\beta)^2 + 2h/a}}$$

где a радиус Земли, β угол возвышения. Максимальная частота, при которой происходит отражение, называется максимально передаваемой частотой — МПЧ. С уменьшением угла β МПЧ увеличивается.

Когда короткие волны отражаются от ионосферы с малыми потерями, путём многократных отражений от ионосферы и поверхности Земли, они могут распространяться на большие расстояния. Качество приёма отраженной волны зависит от различных процессов в ионосфере, связанных с уровнем солнечной активности, временем года и временем суток. Так днём лучше распространяются волны меньшей длины, так называемые низкочастотные диапазоны, а ночью — большей длины волны, высокочастотные диапазоны[33].

В КВ канале кроме дискретной многолучевости присутствует и непрерывное временное рассеяние сигнала в каждом из лучей (диффузная многолучевость).

Ниже приведено влияние слоев ионосферы на распространение радиоволн в КВ-диапазоне [31-34].

Слой F2 (~300 км) - верхний из ионизированных слоев ионосферы. Концентрация этого слоя повышается днем, летом она выше, чем зимой. Максимальное распространение для связи одним скачком, т.е. отражение радиоволны от слоя F2 и возвращение к земле, до 4000 км. Чем выше концентрация слоя, тем более высокая частота может ещё отразиться от ионосферы.

Слой F1 (~200 км) — существует только днем. Максимальное распространение для связи одним скачком до 3000 км. Ночью сливается со слоем F2.

Слой E (~110 км) — отражающий слой, наименее подвержен солнечной активности. Максимальное распространение для связи одним скачком до 2000 км. МПЧ зависит только от угла отражения.

Слой D (~80 км) — нижний из ионизированных слоев ионосферы и единственный поглощающий слой для радиоволн КВ диапазона. Существует только днем, ночью исчезает. При исчезновении слоя D ночью, становится возможен прием слабых и далеко расположенных радиостанций. Из-за уменьшения МПЧ отражаемой слоем F2 и увеличением помех из-за пропадания слоя D, ночью, радиосвязь в КВ диапазоне затруднена.

Сложные условия распространения и постоянно меняющаяся помеховая обстановка в КВ канале требуют для эффективной работы радиотехнических средств, сведений о текущих условиях распространения сигналов. При наличии такой информации возможна адаптация параметров системы радиосвязи по рабочей частоте, мощности излучения, типу используемого сигнала и скорости передачи информации.

Процедура адаптации требует предварительного измерения характеристик ионосферного канала, для этого организуют диагностику ионосферной радиолинии путем передачи зондирующих сигналов [7,36].

Ионограммы регистрируют следы отражений высокочастотных импульсных радиосигналов, генерируемых ионозондами. Приемник ионозонда регистрирует отраженный сигнал от различных слоев ионосферы. Эти отраженные сигналы формируют характерные "следы", которые и составляют ионограмму. На рис.1.4 приведен пример ионограммы [35].

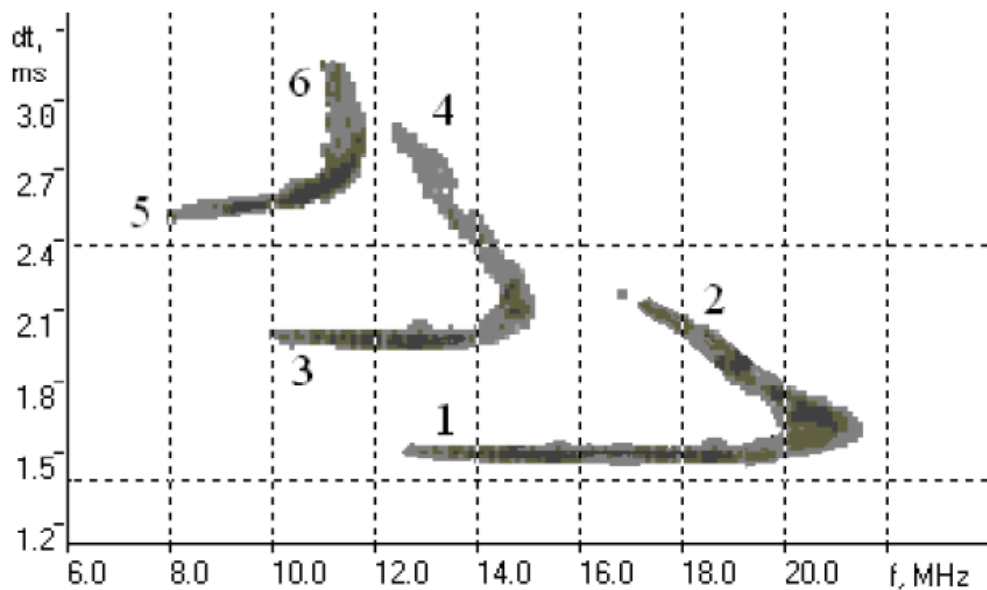


Рис. 1.4 Ионограмма радиолинии Иркутск – Йошкар-Ола, 29.09.2005 [35].

Из рис.1.4 видно, что присутствует зависимость времени групповой задержки от частоты (дисперсионная характеристика ДХ). Дисперсионные искажения сигналов в ионосфере вызываются в основном нелинейностью фазовой характеристики среды. Типичные значения полосы когерентности, встречающиеся на практике лежат в диапазоне 90-200 КГц[37].

Для обеспечения надежной связью вооруженных сил НАТО с использованием КВ диапазона создана сеть ЛЧМ зондов по всему миру, основанная на системе AN/TRQ-35 [38]. В ряде случаев проведение зондирования невозможно, например, по соображениям скрытности или в случае работы корреспондента только на передачу.

Самая распространенная модель декаметрового ионосферного узкополосного канала связи – это модель Ваттерсона [5,14,15,39-42].

Функциональная схема модели изображена на рисунке 1.5.

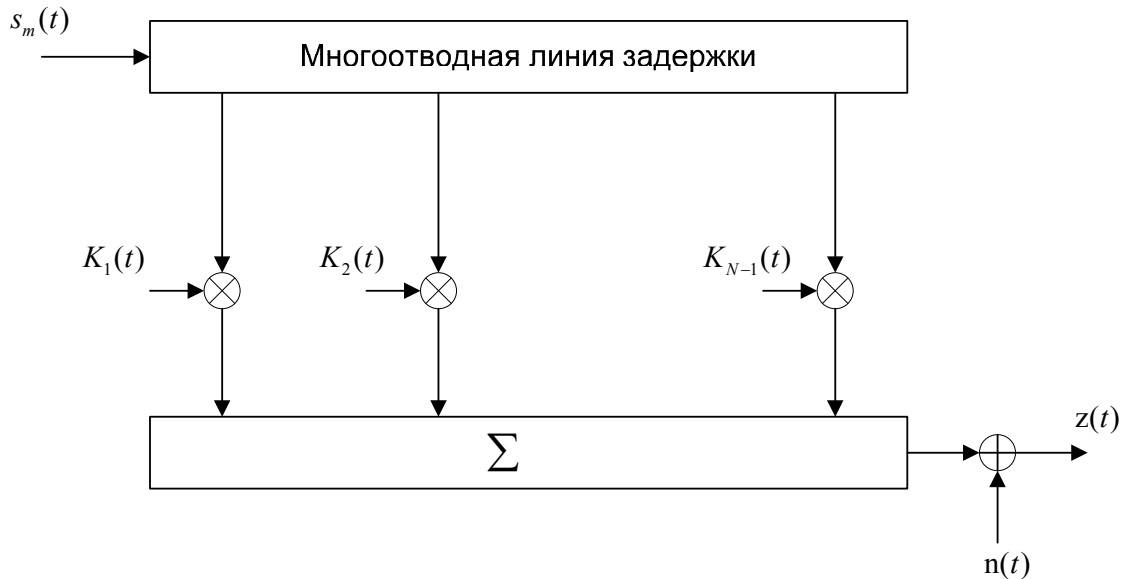


Рисунок 1.5. Схема модели Ваттерсона.

Комплексная огибающая $s_m(t)$ передаваемого сигнала поступает на линию задержки с множественными отводами. Каждая линия задержки соответствует отдельному принимаемому лучу без учета магнитоионного расщепления. Отдельные лучи умножаются на модулирующие функции $K_k(t)$, свойства которых будут представлены ниже, и складываются в выходной сигнал $z(t)$.

Каждая модулирующая функция $K_k(t)$ является комплексным гауссовым случайным процессом задаваемым формулой [39]

$$K_k(t) = \tilde{K}_{ka}(t) \cdot e^{j2\pi\nu_{ka}t} + \tilde{K}_{kb}(t) \cdot e^{j2\pi\nu_{kb}t} \quad (1.7)$$

где индексы a и b соответствуют двум магнитоионным компонентам которые могут присутствовать в каждом луче. Средняя высота ионосферных слоев меняется во времени, что приводит к доплеровскому смещению частот отраженной волны.

Модулирующие функции $\tilde{K}_{ka}(t)$ и $\tilde{K}_{kb}(t)$ являются независимыми комплексными гауссовым случайным процессом, необходимыми для создания эффекта рэлеевских замираний. Экспоненциальные члены необходимы для

моделирования доплеровских сдвигов v_{ka}, v_{kb} для магнитоионных компонент [39].

Спектральная плотность мощности модулирующих функций $K_k(t)$ в общем случае представляет собой сумму двух разнесенных по частоте функций Гаусса – каждая для одной магнитоионной компоненты.

Модулирующие функции, описываемые выражениями (1.6-1.7) применимы в случае, если спектры магнито-ионных компонент существенно различны и разница задержек во временной области между ними пренебрежимо мала. В следующих случаях может быть использован только один член в выражениях (1.6-1.7):

-когда частотные сдвиги компонент и доплеровские расширения спектра приблизительно одинаковы;

-когда две магнито-ионные компоненты имеют большую разницу по задержке во временной области и могут рассматриваться как независимые лучи.

Различить магнито-ионные компоненты возможно только при отражении от слоя E, во всех остальных случаях они сливаются в одну [39].

Во время имитационного моделирования все указанные параметры, в том числе задержки между отводами, выставляются перед непосредственным моделированием и подразумеваются фиксированными. Поэтому модель воспроизводит *стационарный* ионосферный канал связи, что в реальности справедливо только в интервале времени.

Имитаторы на базе описанной модели рекомендуются для тестирования модемов декаметрового диапазона длин волн. В [39] определяется 10 режимов работы имитатора, которые перечислены в таблице 1.1. Для всех режимов предполагается два луча распространения, нулевой доплеровский сдвиг и одинаковые статистические характеристики случайных процессов.

Таблица 1.1. Таблица режимов работы имитатора узкополосного ионосферного канала из [39]

№	Широты	Режим	Взаимная задержка лучей, мс	Максимальное доплеровское расширение, Гц
1	низкие широты	Затишье	0.5	0.5
2		Умеренные условия	2	1.5
3		Возбужденное состояние	6	10
4	средние широты	Затишье	0.5	0.1
5		Умеренные условия	1	0.5
6		Возбужденное состояние	2	1
7		Возбужденное состояние для почти вертикального распространения	7	1
8	высокие широты	Затишье	1	0.5
9		Умеренные условия	3	10
10		Возбужденное состояние	7	30

В [34] предложена модификация модели Ваттерсона позволяющая воспроизводить нестационарное поведение КВ канала на длительных участках времени. Модель приведена на рис. 1.6

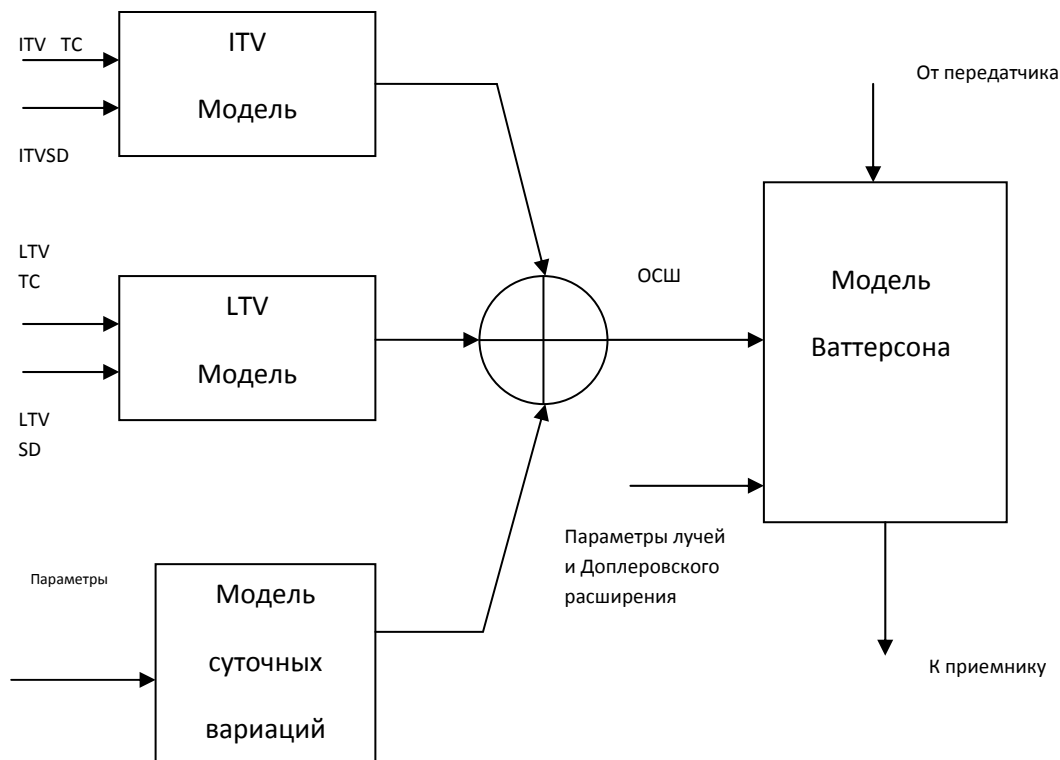


Рис. 1.6 Модификация модели Ваттерсона.

Модель LTV(медленных процессов) и ITV(среднескоростных процессов) моделируют ОСШ как имеющий лог-нормальное распределение с постоянной времени TC и среднеквадратичным отклонением SD.

1.4 Статистические методы оптимального приема

При синтезе правил оптимального приема сигналов применяются методы теории проверки статистических гипотез [22,25,43-47]. Пусть при передаче дискретных сообщений, закодированных кодом с основанием $m, m \in 0..J-1$, на вход приемника поступает реализация $z(t)$, которая вследствие искажений и помех в канале не совпадает в точности ни с одним из сигналов $s_m(t)$. Если правило решения выбрано, то это означает, что каждой точке пространства принимаемых колебаний приписывается одна из m гипотез, т.е. определенный передаваемый кодовый символ b_i . Если задан критерий качества, то наилучшее разбиение пространства принимаемых сигналов (оптимальная решающая схема приемного устройства) находится методом теории статистических решений. Известен критерий Котельникова (критерий идеального наблюдателя), согласно которому качество демодулятора оценивается безусловной вероятностью правильного приема символа [23,24]. Данный критерий обеспечивается решающей схемой, построенной по правилу максимума апостериорной вероятности-решение b_i принимается в том случае, если выполняется система из $m-1$ неравенств:

$$P(b_i | z) > P(b_j | z), j = 1, \dots, m, j \neq i \quad (1.8)$$

Правило (1.9) можно записать, используя отношение правдоподобия [24]:

$$\frac{p(z | b_i)}{p(z | b_j)} > \frac{P(b_j)}{P(b_i)} \quad (1.9)$$

В случае, когда все символы передаются равновероятно, правило (1.10) переходит в правило максимального правдоподобия.

Учет последствий ошибок различного рода (связанных с передачей различных символов) приводит к обобщению критерия идеального наблюдателя, известного под названием критерия минимального среднего риска (байесовского). Если при передаче символа b_i принято решение о

передачи символа b_j ($i \neq j$), то происходит ошибка. Чтобы учесть неравноценность различных ошибок, каждой паре символов сопоставляют потерю L_{ij} . Критерий минимального среднего риска заключается в том, что оптимальной считается решающая схема, обеспечивающая наименьшее значение среднего риска R_{av} определяемого как:

$$R_{av} = \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^m P(b_i) L_{ij} \int_{\hat{B}_j} p(z|b_i) dz$$

Интеграл в данном выражении берется по области \hat{B}_j решающей схемы и представляет вероятность того, что сигнал $z(t)$ попал в эту область, если передовался символ b_i , $p(z|b_i)$ -условная n -мерная плотность вероятности коэффициентов разложения $z(t)$ по ортонормированному базису. Если считать все ошибки равноценными ($L_{ij} = const$ при $i \neq j$ и $L_{ii} = 0$), то критерий минимального среднего риска совпадает с идеальным приемником Котельникова. В случае канала с аддитивным гауссовским шумом, описываемого моделью (1.1), правило максимального правдоподобия обеспечивается схемой, выносящей решение о передаче символа b_i при условии

$$\int_0^T [z(t) - s_i(t)]^2 dt < \int_0^T [z(t) - s_j(t)]^2 dt \quad (1.10)$$

Сигналы считаются конечными с длительностью T .

Для канала, описываемого моделью (1.3) с равномерным распределением фазы $\theta \in [0, 2\pi]$, правило максимального правдоподобия обеспечивается схемой, выносящей решение о передаче символа b_i при условии [23,43]

$$\ln(I_0(2V_i/N_0)) - h_i^2 > \ln(I_0(2V_j/N_0)) - h_j^2 \quad (1.11)$$

Здесь $I_0(x)$ - модифицированная функция Бесселя 0-го рода нулевого порядка, $h_i^2 = \frac{E_i}{N_0}$, E_i энергия i -го сигнала, $V_i = \sqrt{y_i^2 + \tilde{y}_i^2}$,

$$y_i = K \cdot \int_0^T z(t) \cdot s_i(t) dt, \quad \tilde{y}_i = K \cdot \int_0^T z(t) \cdot \tilde{s}_i(t) dt, \quad \hat{s}_i(t)$$
 -преобразование Гильберта от $s_i(t)$, K -известный коэффициент передачи канала.

Для канала, описываемого моделью (1.5), известны способы ослабления влияния межсимвольной интерференции за счет использования выравнивающих трансверсальных фильтров (эквалайзеров)[48-50]. При изменении параметров канала во времени выравнивающий трансверсальный фильтр должен строиться как адаптивный фильтр с оцениванием параметров канала [48]. Известен метод приема сигналов в каналах с межсимвольной интерференцией основан на использовании алгоритма Витерби, модифицированный для приема в каналах с памятью [50].

Система RAKE использует метод приема широкополосных сигналов в каналах с межсимвольной интерференцией на основе разделения лучей и их когерентной или некогерентной последующей обработкой [49,51].

Эффективным средством повышения помехоустойчивости в радиоканалах с замираниями является разнесенный прием в различных вариантах. Примерами разнесения являются следующие виды [27,28,43]: разнесение во времени, разнесение по частоте, разнесение по углу прихода, разнесение в пространстве, поляризационное разнесение.

Правило оптимального когерентного разнесенного приема обеспечивается схемой, выносящей решение о передаче символа b_i при условии [43]

$$\sum_{k=0}^{Q-1} \int_0^T \frac{K_k}{\sigma_0^2} z(t) \cdot s_i(\theta_k, t) dt \geq \sum_{k=0}^{L-1} \int_0^T \frac{K_k}{\sigma_0^2} z(t) \cdot s_j(\theta_k, t) dt \quad (1.12)$$

$i = 0 \dots M-1, i \neq j$

Здесь $s_i(\theta_k, t)$ -сигнал $s_i(t)$, у которого все спектральные составляющие сдвинуты по фазе на θ_k , Q -количество ветвей разнесения.

Если оценка фаз θ_k сигналов по ветвям разнесения невозможна, но известен коэффициент передачи по каждой из ветвей разнесения K_k , правило максимального правдоподобия обеспечивается схемой [27,44]

$$\sum_{k=0}^{Q-1} \frac{h_k^2}{1+h_k^2} \cdot \frac{1}{\sigma_k^2} \cdot (V_i^k)^2 \geq \sum_{k=0}^{Q-1} \frac{h_k^2}{1+h_k^2} \cdot \frac{1}{\sigma_k^2} \cdot (V_j^k)^2 \quad (1.13)$$

$i = 0 \dots M-1, i \neq j$

Здесь $h_k^2 = \frac{K_k^2 \cdot E_s}{\sigma_k^2}$ - отношение средней энергии элемента сигнала к

спектральной плотности помех в k ой ветви.

В случае невозможности оценки фазы и коэффициента передачи по ветвям разнесения правило максимального правдоподобия обеспечивается схемой, выносящей решение

$$\sum_{k=0}^{Q-1} (V_i^k)^2 \geq \sum_{k=0}^{Q-1} (V_j^k)^2 \quad (1.14)$$

$i = 0 \dots J-1, i \neq j$

1.5 Потенциальная эффективность передачи дискретных сообщений

Эффективность передачи информации определяется скоростью передачи R бит/сек и вероятностью ошибки на сообщение $P_{ош}$ или вероятностью посимвольной ошибки P_{σ} . Для обеспечения заданных R и P используется

канал с полосой $F_{кан}$ и отношением сигнал/шум $q_0 = \frac{P_c}{N_0}$, где P_c мощность

сигнала, N_0 - спектральная плотность шума в канале. Отношение сигнал/шум и

полоса частот являются основными ресурсами канала. Вводят коэффициент энергетической эффективности $\beta = \frac{R}{q_0}$ и коэффициент спектральной

эффективности $\gamma = \frac{R}{F_{кан}}$ [25]. Коэффициент γ имеет размерность бит/сек/Гц и

характеризует скорость передачи сообщений в единичной полосе частот.

Фундаментальной характеристикой канала связи является пропускная способность, C определяющая предельную скорость R , при которой возможна безошибочная передача информации:

$$C = \max_{p(s)} \left(\frac{1}{T} \cdot I(z, s) \right) \quad (1.15)$$

Максимум в (1.16) вычисляется по возможным распределением $p(s)$ передаваемых символов, $I(z, s) = H(s) - H(s|z) = H(s) - H(z|s)$ - взаимная информация между принятой последовательностью z и передаваемой s , $H(s)$ - энтропия переданного сигнала, определяющая количество переданной информации на один сигнал длительностью T , $H(s|z)$ - условная энтропия, определяющая количество информации, потерянное из-за шумов.

При наличии аддитивного белого гауссовского шума с спектральной плотностью N_0 в полосе $F_{кан}$ и при отсутствии ограничений на вид модуляции сигналов пропускная способность определяется соотношением

$$C = F_{кан} \log_2 \left(1 + \frac{P_c}{N_0 F_{кан}} \right) \text{ бит/сек [23-25].}$$

Для дискретного q -ичного симметричного канала без памяти справедливо соотношение [25]

$$C = \frac{1}{T} \left(\log_2 q + \frac{P_{ош} \log_2 P_{ош}}{q-1} + (1 - P_{ош}) \log_2 (1 - P_{ош}) \right)$$

Здесь T - время передачи символа, $P_{ош}$ - вероятность ошибочного приема символа, зависящая от вида модуляции и от способа приема.

Пропускная способность дискретно-непрерывного канала с M -ичным входом, где каждый из сигналов представляет собой последовательность N символов длительностью τ , определяется выражением[25]:

$$C = \frac{1}{\tau} \max \left[\sum_{k=1}^M \int_{-\infty}^{+\infty} P(s_k) \cdot P(z|s_k) \cdot \log \left(\frac{P(z|s_k)}{P(z)} \right) \right] \quad (1.16)$$

Здесь $P(s_k)$ -априорная вероятность входного символа s_k , $P(z)$ -безусловная плотность вероятности выходного сигнала z , $P(z|s_k)$ -условная плотность вероятности выходного сигнала z , когда на вход канала подан сигнал s_k .

Для канала с белым гауссовским шумом и двоичными равновероятными входными сигналами ($M=2$) выражение (1.16) при использовании когерентного приема преобразуется к виду [25]:

$$C = \frac{1}{\tau} \left[1 - \frac{1}{\sqrt{2 \cdot \pi \cdot \sigma_0^2}} \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-\frac{(z-u)^2}{2 \cdot \sigma_0^2}} \cdot \log\left(1 + e^{-\frac{zu}{2 \cdot \sigma_0^2}}\right) \right]$$

где $u/\sigma_0 = \sqrt{2E/N_0}$ для противоположных сигналов и $u/\sigma_0 = \sqrt{E/N_0}$ для ортогональных сигналов, E энергия сигнала.

1.6 Требования к сигнально-кодовым конструкциям для КВ диапазона

В работе [20] приведены требования к современным системам радиосвязи КВ диапазона, выделены четыре основные группы сигнально-кодовых конструкций.

К первой группе относятся сигнально-кодовые конструкции, используемые для установления соединения и передачи информации со скоростью (50-250 бит/с). Вторую группу сигналов образуют СКК, используемые для среднескоростной передачи данных (600-2400 бит/с). Третья группа СКК предназначена для высокоскоростной (4800-9600 бит/с) передачи данных. Четвертая группа сигнально-кодовых конструкций предназначена для передачи небольших объемов информации в любых условиях, скорость передачи информации 1-10 бит/с.

Сигналы первой группы должны иметь пик фактор огибающей сигнала на выходе усилителя мощности не более 1.1 без применения ограничения в процессе формирования и должны быть устойчивы к многолучевому распространению с разностью хода лучей до 5 мс без корректоров характеристик канала.

Сигналы второй группы должны иметь пик фактор огибающей сигнала на выходе усилителя мощности не более 1.6 без применения ограничения в процессе формирования и должны быть устойчивы к многолучевому

распространению с разностью хода лучей до 5 мс без корректоров характеристик канала.

Сигналы третьей группы должны иметь пик фактор огибающей сигнала на выходе усилителя мощности не более 2.0 без применения ограничения в процессе формирования и должны быть устойчивы к многолучевому распространению с разностью хода лучей до 1 мс без корректоров характеристик канала.

Требования по пик фактору для сигналов четвертой группы совпадают с требованиями налагаемыми на первую группу.

Для всех групп сигналов выдвигается требование сохранять работоспособность при воздействии узкополосных помех с уровнем на 80 дБ выше уровня сигнала.

Если в работе [20] предполагается работа без корректоров характеристик канала, то в стандартах КВ связи НАТО наоборот реализация корректора канала подразумевается стандартом для высоких скоростей передачи информации [14,52]. В работе [52] определены следующие требования к СКК для КВ диапазона.

- 1) Ширина спектра полезного сигнала от 3 кГц до 24 кГц с шагом в 3 кГц.
- 2) При снижении скорости передачи информации помехоустойчивость должна пропорционально увеличиваться.
- 3) Устойчивость к многолучевому распространению вплоть до разности хода лучей 6.45 мсек.
- 4) Длина перемежителя до 7.68 сек.
- 5) Устойчивость к доплеровскому расширению спектра вплоть до 8.33 Гц (для низкоскоростных режимов).

Выводы по Главе 1

1. Приведена функциональная модель передачи дискретных сообщений. Составляющими элементами схемы являются источник и получатель сообщений, кодер и декодер источника сообщений, кодер канала, модулятор и демодулятор сигналов и приемное устройство. Определены задачи, решаемые этими составляющими элементами.

2. Приведены описания моделей каналов передачи данных. Рассмотрена модель КВ канала предложенная Ваттерсоном. Несмотря на известные недостатки, модель является фактически единственной рекомендуемой международными стандартами для тестирования КВ модемов.

3. Приведены процедуры приема ансамблей сигналов, реализующие оптимальные правила выбора решений, - на основе статистического критерия максимального правдоподобия (прием “в целом”), при использовании которого минимизируется вероятность ошибки. Рассмотрены правила выбора решений при некогерентном приеме, при разнесенном приеме.

4. Приведен обзор требований предъявляемых к сигнально-кодовым конструкциям в КВ диапазоне. Рассмотрены отечественные и зарубежные источники.

ГЛАВА 2. ТЕОРИЯ ТУРБО-КОДОВ И ТУРБО-ПОДОБНЫХ КОДОВ С АЛГОРИТМАМИ ИТЕРАТИВНОГО ПРИЕМА

2.1. Современные методы помехоустойчивого кодирования

В теории помехоустойчивого кодирования известен широкий класс помехоустойчивых кодов, отличающихся структурой, исправляющей способностью, другими параметрами[53]. Применительно к задачам передачи информации по радиоканалам интенсивно развиваются классы кодов с итеративной обработкой при приеме с использованием мягких решений с выхода демодулятора сигналов.

Интерес к методам итеративного приема усилился в связи с открытием в 1993г. нового класса кодов под общим названием “турбо-коды” [8]. К принципиальным аспектам турбо-кодов относятся следующие:

- а) при формировании турбо-кодов используется совокупность ансамблей сигналов на основе сверточных кодов или блочковых кодов и схем перемежения символов информационных блоков на входах устройств формирования;
- б) при приеме турбо-кодов применяются итеративные процедуры, основу которых составляют алгоритмы вычисления апостериорных символьных вероятностей для составляющих ансамблей дискретных сигналов.

Турбо-коды на основе параллельного объединения сверточных кодов (parallel concatenated convolutional codes -PCCC) с длиной кодового ограничения $\nu = 4$ входят в класс помехоустойчивых кодов, рекомендованных Международным Консультативным Комитетом по спутниковым системам передачи информации (CCSDS) [54]. Турбо-коды на основе сверточных кодов с длиной кодового ограничения $\nu = 3$ входят в стандарты цифровых систем связи сотового формата LTE [55], UMTS[56].

Для данного класса турбо-кодов разработаны эффективные алгоритмы итеративной обработки [57,58], особенности программно-аппаратной реализации этих алгоритмов приведены в работе [59].

Для турбо-кодов на основе параллельного соединения сверточных кодов характерно наличие эффекта “выравнивания” вероятностных характеристик (error floor). Турбо-коды на основе последовательного соединения сверточных кодов (serial concatenated convolutional codes SCCC) лишены указанного выше недостатка, но проигрывают турбо-кодам на основе параллельного соединения по началу спада вероятности ошибки (threshold) [53]. Турбо-коды SCCC входят в стандарт CCSDS 131.2-R-2 [60]. Ведутся исследования турбо-кодов на основе высокоскоростных сверточных кодов [61].

Блочные турбо-коды (Turbo-product codes TPC, Block turbo-codes BTC) представляют последовательное соединение блочных кодов (кодов Хэмминга с обобщенной проверкой на четность, БЧХ кодов) и рекомендованы в ряде стандартов семейства 802.16 [62-63]. При обработке блочных турбо-кодов наибольшее распространение получили алгоритмы итеративного приема Чейза-Пундиаха [64] и Хартмана-Назарова [65,66]. Алгоритм Хартмана-Назарова предпочтительней с точки зрения энергетического выигрыша при реализации средствами ЦСП [67-73], алгоритм Чейза-Пундиаха удобен при реализации средствами ПЛИС [74-76]. Получен ряд патентов на полезные модели устройств приема блочных турбо-кодов [77-78] и программы для ЭВМ [80-81].

После переоткрытия Мак-Кеем в 1995 году в контексте итеративного декодирования низкоплотностных кодов (LDPC) Галлагера, LDPC коды стали базовыми для ряда принятых протоколов передачи информации, например, для цифрового телевидения DVB-S2 [77], для протокола CCSDS [54].

По отношению к вероятностным характеристикам и сложности процедур приема данные коды составляют альтернативу рассмотренным выше турбо-кодам и обладают следующими полезными свойствами [83]:

- низкая сложность процедур формирования приема средствами цифровой вычислительной техники;

- отсутствие эффекта “выравнивания” вероятностных характеристик для значений ошибок до $P_{\sigma} \approx 10^{-9} \div 10^{-10}$, присущего турбо-кодам на основе параллельного объединения рекурсивных сверточных кодов;

- наличие процедур параллельного формирования и приема, которые определяют их возможность эффективной реализации средствами программируемых логических интегральных схем и достижения высоких информационных скоростей передачи (до 250 Мб/сек и выше).

Вопрос реализации низкоплотностных кодов стандарта CCSDS средствами ПЛИС рассматривался в [84,85].

Интенсивные исследования производятся в области турбо-подобных кодов [11,86]. Отличием турбо-подобных кодов от описанных выше турбо-кодов являются более простые алгоритмы приема составляющих кодов. К настоящему времени известен ряд таких конструкций, основу которых составляет простейший сверточный код с минимально возможным числом состояний кодовой решетки, равным 2 [86-91].

Пороговое декодирование - это разработанный Месси [92] метод, позволяющий достичь энергетического выигрыша при сравнительно простом способе реализации. Дальнейшим развитием идей порогового декодирования стали многопороговые декодеры [93-94], хотя как отмечают и сами авторы, коды с многопороговыми алгоритмами декодирования немного проигрывают турбо-кодам и LDPC кодам по необходимому отношению E_{σ} / N_0 при одинаковых вероятностях битовой ошибки, но имеют низкую сложность реализации.

В 2008 году Э. Ариканом [95] была предложена концепция поляризации каналов передачи информации. Суть ее состоит в том, что путем сравнительно простых преобразований канал передачи информации может быть разбит на виртуальные подканалы с высокой и низкой вероятностью ошибки. Однако оказалось, что корректирующая способность полярных кодов Арикана с необходимыми для практических применений параметрами несколько хуже,

чем у аналогичных LDPC и турбо-кодов. Э. Ариканом было показано, что полярные коды достигают пропускной способности широкого класса каналов передачи информации. Исследованиям в области полярных кодов посвящен ряд работ и российских авторов [96-97].

Результаты исследований показывают [98,99], что недвоичные низкоплотностные коды оказываются существенно энергетически эффективнее двоичных LDPC кодов при коротких (<500-1000 битов) кодовых блоках. Недвоичные низкоплотностные коды рассматриваются международным консультативным комитетом в качестве наиболее перспективных для реализации в системах спутниковой телеметрии для коротких информационных блоков [99]. Ведутся исследования по применению недвоичных LDPC кодов в системах с некогерентным приемом [100,101].

На рисунке 2.1 приведены вероятностно-энергетические характеристики современных систем связи в сравнении с пропускной способностью дискретно-непрерывного канала с использованием ФМ-2 сигналов.

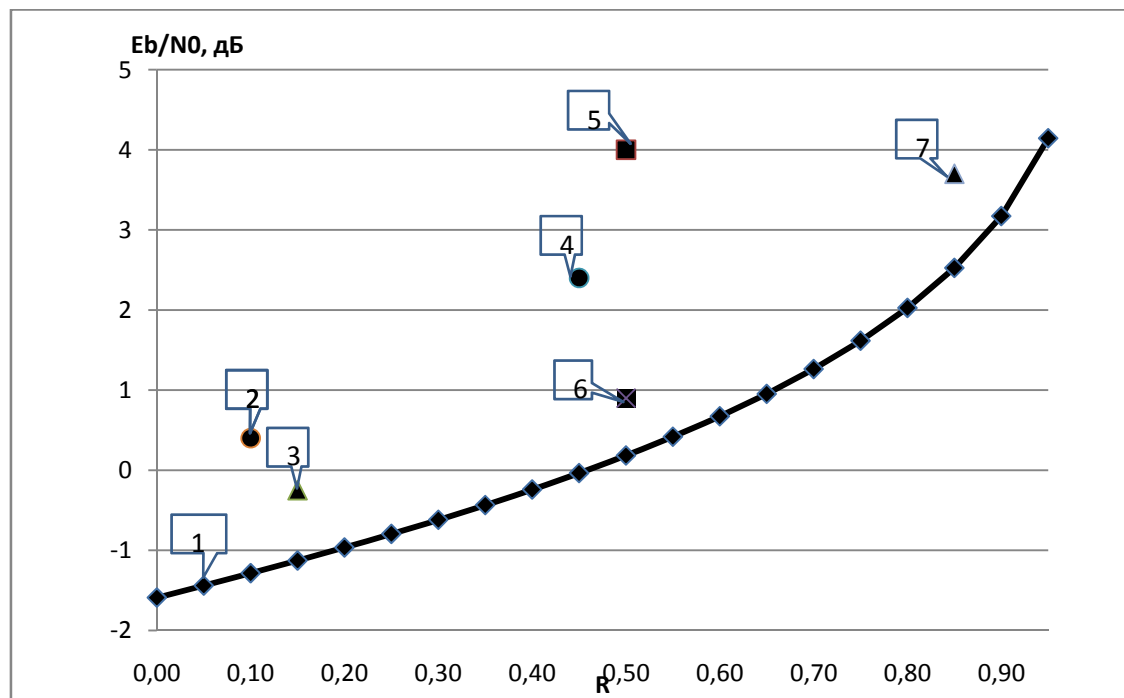


Рис. 2.1 Вероятностно-энергетические характеристики современных систем связи, точки соответствуют вероятности битовой ошибки $R_b = 10^{-5}$:

- 1-пропускная способность дискретно-непрерывного канала с использованием ФМ-2 сигналов;
- 2-ансамбль сигналов соответствующий сверточному коду с длиной кодового ограничения $\nu = 15$ и кодовой скоростью $R=1/6$ в совокупности с кодом Рида-Соломона (233,255) Cassini/Pathfinder;
- 3-турбо-код на основе сверточных кодов с кодовой скоростью $R=1/6$ и объемом информационной части $k=8192$ по стандарту CCSDS;
- 4-ансамбль сигналов соответствующий сверточному коду с длиной кодового ограничения $\nu = 7$ и кодовой скоростью $R=1/2$ в совокупности с кодом Рида-Соломона (233,255) стандарт CCSDS, Voyager;
- 5-ансамбль сигналов соответствующий сверточному коду с длиной кодового ограничения $\nu = 7$ и кодовой скоростью $R=1/2$;
- 6-низкоплотностный код AR4JA с кодовой скоростью $R=1/2$ и объемом информационной части $k=16384$ – стандарт CCSDS;
- 7-низкоплотностный код стандарта DVB-S2 с кодовой скоростью $R=8/9$ и длиной кодового блока $n=64800$.

Значения вероятностно-энергетических характеристик турбо-кодов и низкоплотностных кодов при использовании алгоритмов итеративной обработки находятся на расстоянии менее 1 дБ от кривой пропускной способности дискретно-непрерывного канала с использованием сигналов с двоичной фазовой манипуляцией.

2.2. Блок схема кодовых конструкций из класса турбо-коды

На рис.2.2а), б) приведены блок-схемы формирования турбо-кодов:

- а) на основе параллельного включения составляющих сигналов;
- б) на основе последовательного включения составляющих сигналов.

Ниже даются описания алгоритмов формирования и приема турбо-кодов.

2.2.1. Формирование и прием турбо-кодов на основе параллельного объединения составляющих ансамблей сигналов

Блок-схема кодеров рассматриваемых турбо-кодов содержит два кодера систематического рекурсивного сверточного кода - кодер 1 и кодер 2 [1,57-58]. На рис.2.3. приведена блок схема кодера турбо-кодов, использующего два сверточных рекурсивных кода с длиной кодового ограничения, равной $\nu = 4$. Данные турбо-коды входят в класс помехоустойчивых кодов, рекомендованных Международным Консультативным Комитетом по спутниковым системам передачи информации (CCSDS) [54].

На вход блока “Кодер 1” поступает информационная последовательность \vec{a} длительностью k , на вход блока “Кодер 2” поступает та же последовательность после перемежения с выхода блока “Перемежитель”. Общий поток кодовых символов длительностью n , поступающий на модулятор сигналов, состоит из последовательности \vec{a} и последовательностей проверочных символов \vec{c}_1 и \vec{c}_2 с выхода кодера 1 и с выхода кодера 2, а также из последовательности дополнительных 8-ми символов в информационном потоке, определяющих переход кодеров в нулевое состояние. Формирование дополнительных символов осуществляется при помощи действия “Ключ1” и “Ключ2” в составе кодера 1 и кодера 2 соответственно.

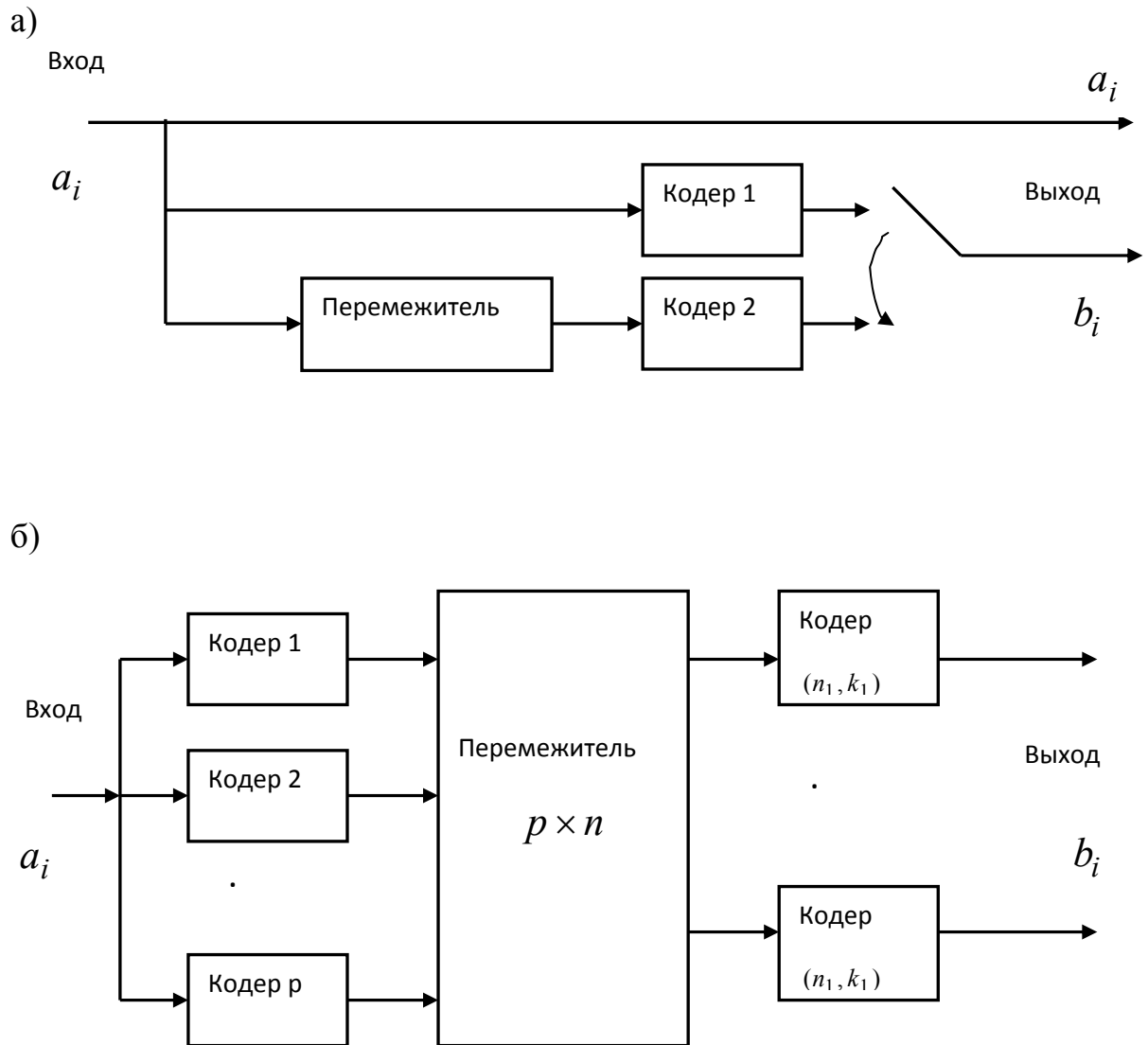


Рис.2.2. Блок-схема формирования турбо-кодов: а) на основе параллельного включения составляющих кодов; б) на основе последовательного включения составляющих кодов.

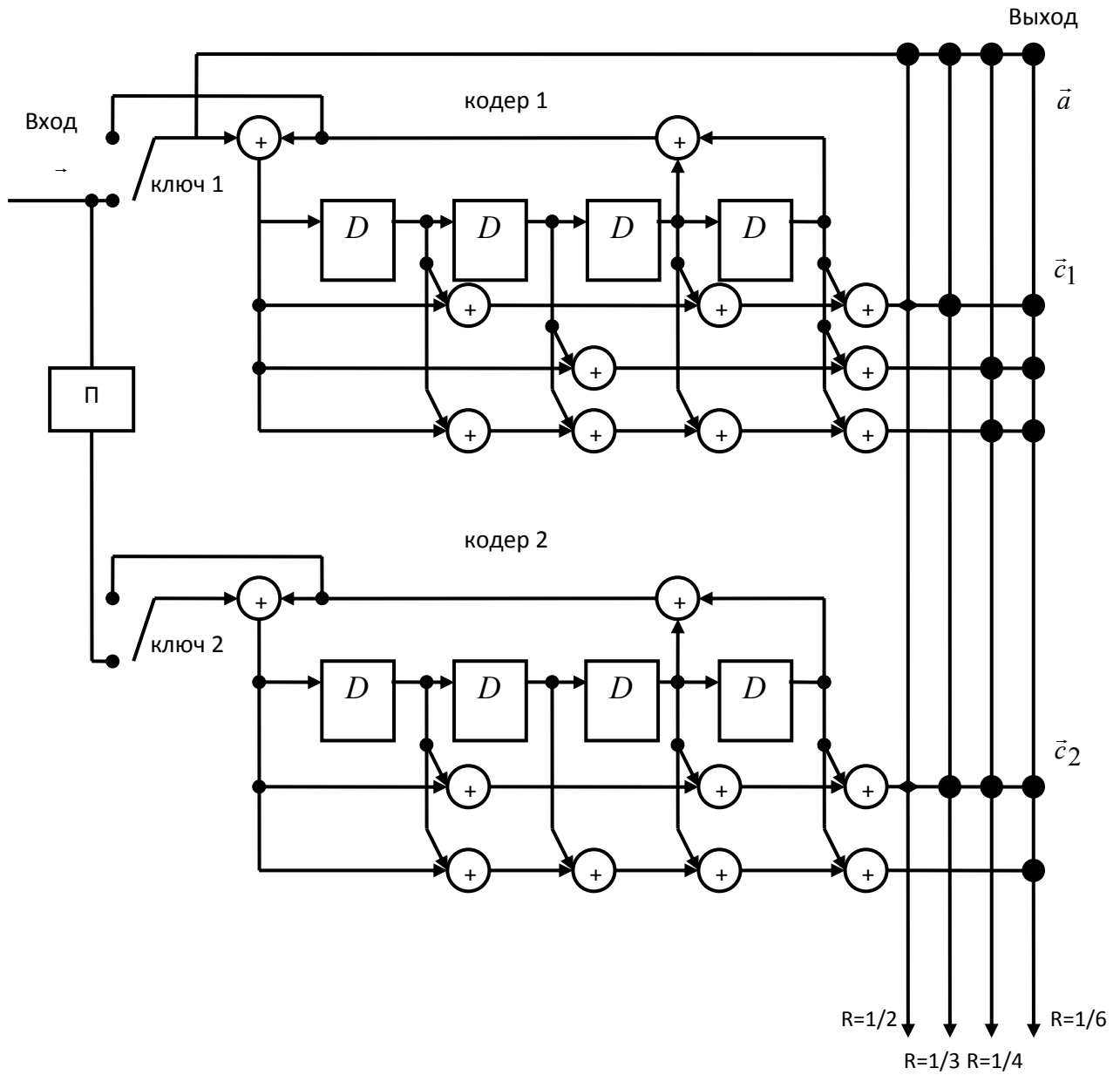


Рис.2.3. Блок-схема кодера сверточных турбо-кодов стандарта CCSDS (П – перемежитель, D - регистр, \oplus - сложение в поле $GF(2)$).

Решетчатая структура составляющих рекурсивных сверточных кодов для турбо-кода 1 и турбо-кода 2 приведена на рис.2.4. Решетка содержит $2^V = 16$ состояний $\vec{s}_i, i = 0, 1, \dots, 15$. Сплошные и штриховые линии соответствуют

переходам из состояния \bar{s}_{i-1} в состояние \bar{s}_i для информационного символа “0” и для информационного символа “1”.

Особенностью турбо-кодов является возможность применения при их приеме процедур итеративной обработки [8]. Ее суть - декомпозиция процедуры оптимального приема на ряд последовательных этапов обработки, более простых по сложности реализации, чем процедура оптимального приема. Формализованные процедуры итеративного приема турбо-кодов основаны на вычислении апостериорных символьных вероятностей и их использовании в качестве априорной информации для последующей итерации.

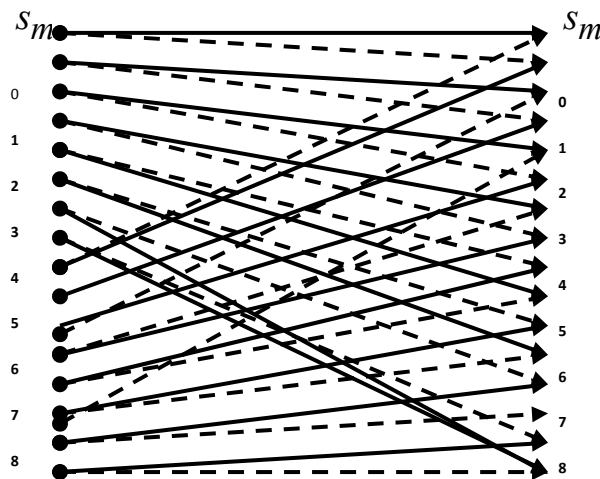


Рис.2.4. Кодовая решетка состояний s_m составляющего рекурсивного сверточного кода турбо-кода - сплошная линия соответствует информационному символу 1, штриховая линия соответствует информационному символу 0.

На рис. 2.5 приведена блок-схема декодера рассматриваемых турбо-кодов, реализующего двухэтапную процедуру итеративного приема [8,57].

Для информационного символа a_i , $0 \leq i < k + 4$ группы проверочных символов с выхода кодера 1 и кодера 2 обозначим через

$\vec{c}_{i,1} = (c_{i,1,1}, c_{i,2,1}, \dots, c_{i,\nu,1})$ и $\vec{c}_{i,2} = (c_{i,1,2}, c_{i,2,2}, \dots, c_{i,\mu,2})$. Здесь ν, μ - размерности векторов $\vec{c}_{i,1}, \vec{c}_{i,2}$, например, для кодовой скорости $R = 1/6$ имеем $\nu = 3, \mu = 2$.

Кодовые символы $(a_i, \vec{c}_{i,1}, \vec{c}_{i,2})$ задают сигналы с двоичной фазовой модуляцией, поступающие на вход АБГШ канала.

На выходе демодулятора сигналов имеем отсчеты $(y_i, \bar{y}_{i,1}, \bar{y}_{i,2})$ дискретной реализации, $y_i = A(1 - 2a_i) + n_{i,a}$; $y_{i,t,1} = A(1 - 2c_{i,t,1}) + n_{i,t,1}, 1 \leq t \leq \nu$; $y_{i,t,2} = A(1 - 2c_{i,t,2}) + n_{i,t,2}, 1 \leq t \leq \mu$. . Здесь A - амплитуда сигналов; $n_{i,a}, n_{i,t,1}, n_{i,t,2}$ - помеховые составляющие в виде случайных гауссовских величин с нулевым средним и дисперсией σ_0^2 .

Основные составляющие устройства блок-схемы [1]:

- декодер 1, выполняющий первый этап обработки - вычисление отношения

$$\Lambda^{(1)}(a_i) = Ln \left(\frac{\Pr(a_i = 1 | \vec{R}_1, \vec{L}_a^{(2)})}{\Pr(a_i = 0 | \vec{R}_1, \vec{L}_a^{(2)})} \right) \quad \text{на основе реализаций} \quad \vec{R}_1 = (\bar{Y}_a, \bar{Y}_{c_1}),$$

соответствующих информационным и проверочным символам \vec{a} и \vec{c}_1 кодера 1,

а также на основе отношения вероятностей $L_a^{(2)}(a_i) = Ln \left(\frac{\Pr(a_i = 1)}{\Pr(a_i = 0)} \right)$;

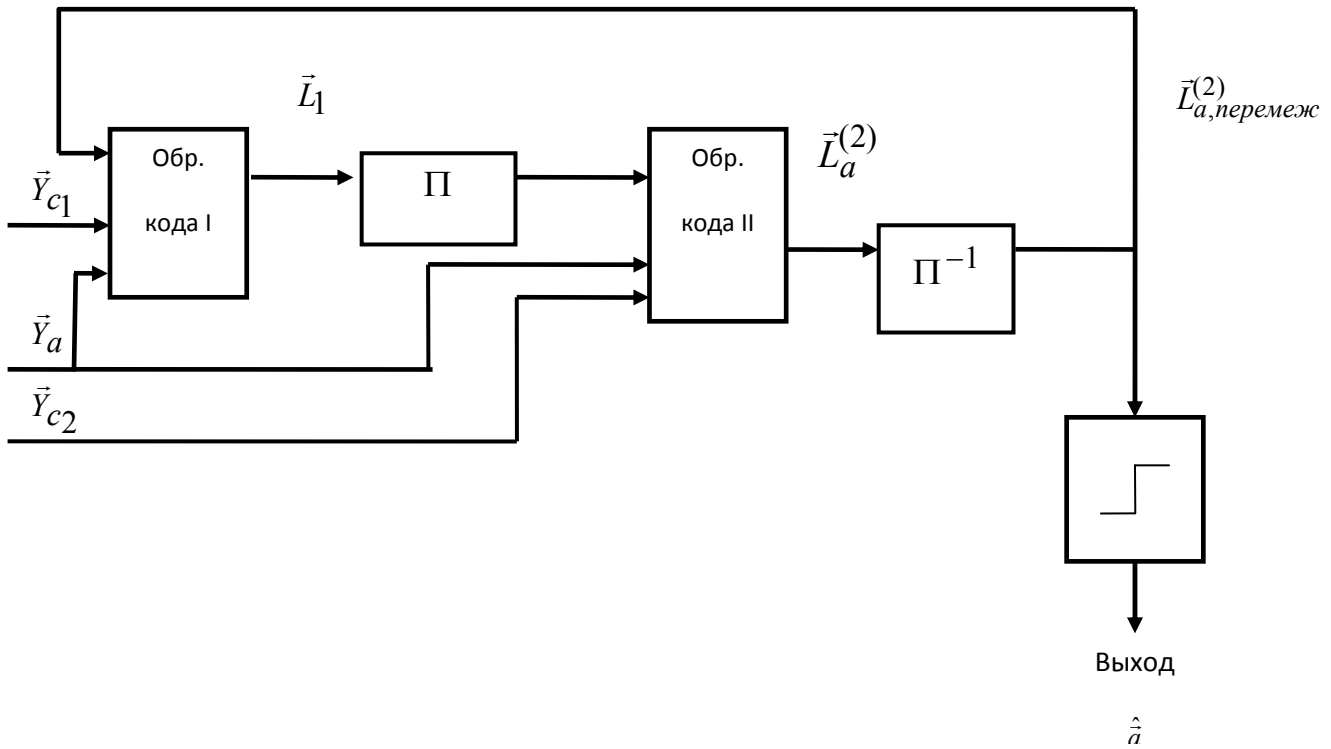


Рис.2.5. Блок-схема алгоритма итеративного приема турбо-кода на основе параллельного включения составляющих кодов, Π - перемежитель, Π^{-1} - деперемежитель.

- декодер 2, выполняющий первый этап обработки – вычисление

отношения $\Lambda^{(2)}(a_i) = \ln \left(\frac{\Pr(a_i = 1 | \vec{R}_2, \vec{L}_a^{(1)})}{\Pr(a_i = 0 | \vec{R}_2, \vec{L}_a^{(1)})} \right)$ на основе обработки реализаций

$\vec{R}_2 = (\vec{Y}_a, \vec{Y}_{c2})$, соответствующих информационным и проверочным символам \vec{a} и \vec{c}_2 кодера 2, а также на основе отношения правдоподобия для априорных вероятностей информационных символов $\vec{L}_a^{(1)}$, эквивалентного линейному функционалу от $\Lambda^{(1)}(a_i)$, вычисляемому на первом этапе итерации;

- перемежитель отсчетов $\Lambda^{(1)}(a_i)$, вычисленных на первом этапе и поступающих на вход декодера 2;

- деперемежитель отсчетов $\Lambda^{(2)}(a_i)$, вычисленных на втором этапе и поступающих на вход кодера 1;

- устройство, принимающее решение относительно символов \hat{a} .

Решение о передаваемых кодовых символах производится решающим устройством после реализации определенного количества итераций.

Сложность реализации процедуры итеративного приема определяется сложностью процедуры посимвольного приема составляющих сверточных кодов. На первом этапе вычисление $\bar{\Lambda}^{(1)}$ производится с использованием алгоритма MAP (maximum a posteriori probability) [8,57].

$$\Lambda^{(1)}(a_i) = \ln \left(\frac{\sum_{m=1}^M \sum_{m'=1}^M \gamma_k^1(R_{1,i}, m', m) \cdot \alpha_{k-1}(m') \cdot \beta_k(m)}{\sum_{m=1}^M \sum_{m'=1}^M \gamma_k^0(R_{1,i}, m', m) \cdot \alpha_{k-1}(m') \cdot \beta_k(m)} \right) \quad (2.1)$$

Здесь $\bar{R}_1 = (\bar{Y}_a, \bar{Y}_{c1})$; $\bar{L}_{a,2}$ - отношения правдоподобия априорных вероятностей информационных символов, вычисляемые на втором этапе итерации (для первой итерации значения отсчетов $\bar{L}_{a,2}$ полагаются нулевыми); $m, m' = 0, 1, \dots, M-1$ - номера состояний решетки сверточного кода.

Соотношения, определяющие вычисление $\alpha_i(m), \beta_i(m)$, имеют вид [58]

$$\alpha_i(m) = \sum_{m'=1}^M \gamma_i(R_{1,i}, m', m) \cdot \alpha_{i-1}(m') \quad (2.2)$$

$$\beta_i(m) = \sum_{m'=1}^M \gamma_{i+1}(R_{1,i+1}, m', m) \cdot \beta_{i+1}(m') \quad (2.3)$$

Выражение для вычисления метрик $\gamma_i^\xi(R_{1,i}, m, m'), \xi = 0, 1$ имеет вид

$$\begin{aligned} \gamma_i^\xi(R_{1,i}, m, m') &= p(y_{a,i} | a_i = \xi, S_i = m, S_{i-1} = m') \cdot p(\bar{y}_{1,i} | \bar{c}_{1,i}, S_i = m, S_{i-1} = m') \cdot \\ & q(a_i = \xi | S_i = m, S_{i-1} = m') \cdot \Pr(S_i = m, S_{i-1} = m') \end{aligned} \quad (2.4)$$

Здесь $\bar{c}_{1,i}$ - последовательность проверочных символов с выхода кодера I в решетчатой структуре при переходе между возможными состояниями.

Для АБГШ канала и для сигналов с двоичной фазовой модуляцией справедливы соотношения

$$p(x_{ai} | a_i = \xi, S_i = m, S_{i-1} = m') = C \cdot \exp\left(\frac{1}{\sigma_{uu}^2} \cdot y_{a,i} \cdot (2a_i - 1)\right) \quad (2.5)$$

$$p(\bar{y}_{1,i} | \bar{c}_{1,i}, S_i = m, S_{i-1} = m') = C \cdot \exp\left(\frac{1}{\sigma_{uu}^2} \cdot \sum_{i=0}^t y_{1,i} \cdot (2c_{1,i} - 1)\right) \quad (2.6)$$

Здесь t - размерность вектора \bar{c}_1 , C - константа.

Если в решетке составляющего сверточного кода существует переход между состояниями m и m' , то $q(a_i = \xi | S_i = m, S_{i-1} = m') = 1$, в противном случае полагается $q(a_i = \xi | S_i = m, S_{i-1} = m') = 0$.

Вероятность $\Pr(S_i = m, S_{i-1} = m')$ определяется соотношением

$$\Pr(S_i = m, S_{i-1} = m') = \frac{\exp(L_{a,2,i})}{1 + \exp(L_{a,2,i})} \text{ при условии } q(a_i = 1 | S_i = m, S_{i-1} = m') = 1 \text{ и}$$

$$\Pr(S_i = m, S_{i-1} = m') = \frac{1}{1 + \exp(L_{a,2,i})} \text{ при условии } q(a_i = 0 | S_i = m, S_{i-1} = m') = 1.$$

Значения $\Lambda^{(1)}(a_i)$ можно представить в факторизованном виде [1,57]

$$\Lambda^{(1)}(a_i) = L_{a,2,i} + \frac{2}{\sigma_{uu}^2} \sum_{i=0}^t y_{1,i} \cdot (2c_{1,i} - 1) + Le_{1,i} \quad (2.7)$$

Значения $Le_{1,i}$ полагаются в качестве априорной информации $\bar{L}_{a,1} = (Le_{1,1}, Le_{1,2}, \dots, Le_{1,k})$ кодовых символов на втором этапе итерации для декодера 2.

Для второго этапа итерации производится обработка, аналогичная приведенной выше для реализации $\vec{R}_2 = (\vec{Y}_a, \vec{Y}_{c2})$ и $\vec{L}_{a,1}$. На этом этапе вычисляются значения $Le_{2,i}$, которые полагаются в качестве априорной информации кодовых ($\vec{L}_{a,2} = (Le_{2,1}, Le_{2,2}, \dots, Le_{2,k})$) символов на первом этапе итерации для декодера 1.

При реализации вычислительной процедуры (2.1)-(2.7) требуется оценка параметра σ_{uu}^2 , а также вычисление функций $\ln(x)$, $\exp(x)$. Ниже приведена более простая процедура итеративного приема рассматриваемых турбо-кодов, не требующая выполнения подобных сложных вычислений. В этом случае при вычислении апостериорных вероятностей $\Pr(a_i | \vec{Y}_a, \vec{Y}_c, \vec{L}_a)$ используется алгоритм `log_max_MAP` [58,66]. Основу алгоритма `log_max_MAP` составляют рекуррентные соотношения.

$$\Lambda(a_i) = \max_{\substack{m, m': a_i=1 \\ s_m \rightarrow s_{m'}}} (\alpha_i(s_m) + \gamma_i(s_m, s_{m'}) + \beta_i(s_{m'})) - \max_{\substack{m, m': a_i=1 \\ s_m \rightarrow s_{m'}}} (\alpha_i(s_m) + \gamma_i(s_m, s_{m'}) + \beta_i(s_{m'})) \quad (2.8)$$

$$\alpha_{i+1}(m) = \max_{\substack{s_{m'} \rightarrow s_m \\ s_{m''} \rightarrow s_m}} \{ \alpha_i(s_{m'}, s_m) + \gamma_i(s_{m'}, s_m), \alpha_i(s_{m''}, s_m) + \gamma_i(s_{m''}, s_m) \} \quad (2.9)$$

$$\beta_i(m) = \max_{\substack{s_m \leftarrow s_{m'} \\ s_m \leftarrow s_{m''}}} \{ \beta_{i+1}(s_m, s_{m'}) + \gamma_i(s_m, s_{m'}), \beta_{i+1}(s_m, s_{m''}) + \gamma_i(s_m, s_{m''}) \} \quad (2.10)$$

Здесь $\gamma_i(s_m, s_{m'})$ - метрика перехода из состояния s_m решетки в состояние $s_{m'}$, задаваемая соотношением

$$\gamma_i(s_m, s_{m'}) = \begin{cases} y_{a,i} + \sum_{t=1}^{\nu} y_{i,t,1}(1 - 2c_{i,t,1}) + L_{a,i}, & \text{если } a_i = 1; \\ -y_{a,i} + \sum_{t=1}^{\nu} y_{i,t,1}(1 - 2c_{i,t,1}), & \text{если } a_i = 0. \end{cases} \quad (2.11)$$

Для второго составляющего кода метрика $\gamma_i(s_m, s_{m'})$ задается соотношением, эквивалентным (2.11) для отсчетов $y_{i,t,2}, 1 \leq t \leq \mu$.

На рис. 2.6 приведены кривые, соответствующие зависимости вероятности ошибки на бит P_{σ} от отношения сигнал/помеха $\frac{E_{\sigma}}{N_0}$, полученные путем моделирования для ряда процедур итеративного приема турбо-кода с кодовой скоростью 0.5 и информационным объемом $k = 1784$.

Кривая 1 соответствует вероятности ошибки P_{σ} при использовании алгоритма MAP (2.1)-(2.7), определяющего оптимальное вычисление $\Lambda(a_i)$, $\alpha_i(m)$, $\beta_i(m)$ в итеративной процедуре. Кривая 2 соответствует вероятности ошибки P_{σ} при использовании подоптимального алгоритма `log_max_MAP` (2.8)-(2.11). Видно, что энергетические потери по отношению к кривой 1 достигают 0.4 дБ. Кривая 3 соответствует вероятности ошибки P_{σ} при использовании алгоритма `log_max_MAP` и нормализации величин $L_{i,o}$ (коэффициент нормализации равен 0.65). Видно, что в этом случае энергетические потери по отношению к кривой 1 уменьшаются и не превышают 0.2 дБ.

Соотношения (2.8)-(2.11) алгоритма `log_max_MAP` получены с использованием приближения

$$\ln \{ \exp(x) + \exp(y) \} \approx \max(x, y). \quad (2.12)$$

Кривая 4 на рис.2.6 соответствует модификации алгоритма `log_max_MAP`, основанной на более точном приближении по отношению к приближению (2.12)

$$\ln \{ \exp(x) + \exp(y) \} \approx \max(x, y) + \begin{cases} 0, & \text{если } \min(x, y) \leq 0; \\ \min(x, y), & \text{если } \min(x, y) > 0. \end{cases}$$

В этом случае энергетические потери по отношению к кривой 1 не превышают 0.1 дБ. Нормализованный алгоритм `log_max_MAP` и его модификация являются наиболее простыми по реализации по отношению к алгоритму MAP и его модификациям, так как не требуют оценки энергетического параметра $\frac{A}{\sigma_{ш}^2}$.

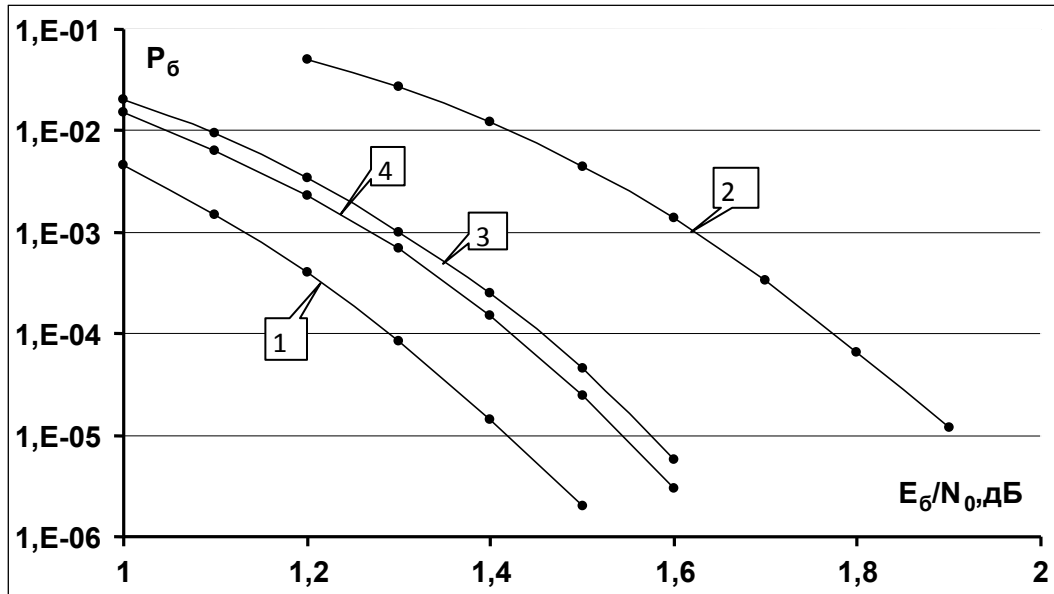


Рис. 2.6. Зависимости вероятности ошибки на бит P_b от отношения сигнал/помеха для алгоритмов приема турбо-кода с кодовой скоростью 0.5 и информационным объемом $k=1784$: 1 - алгоритм MAP; 2 - алгоритм log_max_MAP; 3 - алгоритм log_max_MAP с нормализацией; 4 - модификация алгоритма log_max_MAP.

2.2.2. Формирование и прием блоковых турбо-кодов

Блок-схема кодера рассматриваемых турбо-кодов содержит совокупность кодеров систематического блокового кода. В класс данных турбо-кодов входят известные в литературе коды-произведения. Данные турбо-коды являются базовыми для ряда интернациональных протоколов передачи информации [103-105], например, для протоколов IESS-15, IESS-315, IESS-316e, разработанных для спутниковой системы связи Intelsat, а также для протокола IEEE 802.16, разработанного для широкополосных сетей передачи.

Кодовые слова блоковых кодов-произведений формируются на основе двух двоичных блоковых кодов $C_1 (n_1, k_1)$ и $C_2 (n_2, k_2)$ и эквивалентны двумерной матрице размером $n_1 \times n_2$. Строки матрицы – кодовые слова кода C_1 , столбцы матрицы – кодовые слова кода C_2 [106]. Длительность кодовых слов кода-произведения равна $n = n_1 \cdot n_2$, размерность $k = k_1 \cdot k_2$. Информационные символы кода-произведения образуют прямоугольную матрицу размером $k_1 \times k_2$ в составе двумерной матрицы кодовых слов.

При приеме блоковых турбо-кодов может быть применен формализованный подход, общий для приема турбо-кодов. Его основу составляет итеративная обработка входных реализаций, соответствующих составляющим блоковым кодам C_1 и C_2 . На рис. 2.7 приведена блок-схема декодера рассматриваемых кодов-произведений, реализующего двухэтапную процедуру итеративного приема.

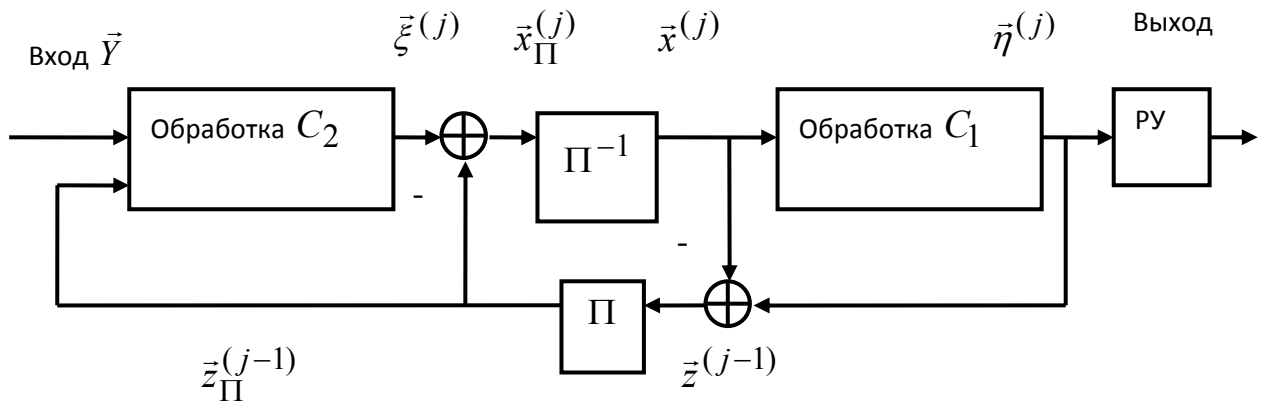


Рис.2.7. Блок-схема алгоритма итеративного приема турбо-кода на основе последовательного включения составляющих кодов, Π - перемежитель, Π^{-1} - деперемежитель, РУ – решающее устройство.

Ниже приведено описание процедуры для вычисления апостериорных вероятностей $\Pr(b_{ij} = \xi | \vec{Y})$ ($\xi = 0,1$) символов составляющих блочных кодов, которая основана на вычислении соотношения $P(l) = \Pr(b_l = 0 | \vec{Y}) - \Pr(b_l = 1 | \vec{Y})$.

Пусть $A = (a_i; 0 \leq i < k)$ - последовательность информационных символов кодового слова $\vec{B} = (b_{ij}; 0 \leq i < k; 0 \leq j < n)$ блочного кода $C(n, k)$ с проверочной матрицей $H = (h_{il}; 0 \leq i < n - k; 0 \leq l < n)$. Процедура вычисления апостериорных символьных вероятностей перспективна для высокоскоростных блочных кодов ($k/n \cong 1$), ее результирующие соотношения имеют вид [107]

$$P(l) = \frac{\rho_l}{2} \left(1 + \frac{F_D(h_l)}{F_D(0)} \right) + \frac{1}{2\rho_l} \left(1 - \frac{F_D(h_l)}{F_D(0)} \right) \quad (2.12)$$

$$\rho_l = \frac{L(y_{ij} | b_{ij}) \cdot L(b_{ij}) - 1}{L(y_{ij} | b_{ij}) \cdot L(b_{ij}) + 1} \quad (2.13)$$

$$F_D(h_l) = \sum_{v=0}^{n-k-1} D(v) \cdot (-1)^{t_v(l)} \quad (2.14)$$

$$D(v) = \prod_{l=0}^{n-1} (\rho_l)^{t_v(l)} \quad (2.15)$$

$$t_{\nu}(l) = \sum_{i=0}^{n-k-1} \nu_i \cdot h_{il} \quad (2.16)$$

Здесь $h_l = \sum_{i=0}^{n-k-1} h_{il} \cdot 2^i$; $\nu = 0, \dots, 2^{n-k} - 1$, $0 \leq l < n$; ν_i - двоичные

компоненты ν .

Реализация алгоритма (2.12)-(2.16) перспективна средствами цифровых сигнальных процессоров с использованием формата представления чисел с плавающей точкой Float.

Рассмотрим алгоритм подоптимального вычисления апостериорных символьных вероятностей. Реализация этого алгоритма перспективна средствами программируемых логических интегральных схем с использованием целочисленного формата представления чисел Integer.

Рассматриваемый алгоритм подоптимальной оценки $L(b_i | \vec{Y}, L(b_i))$ основан на приближении к точному выражению [64]

$$L(b_i | \vec{Y}, L(b_i)) \cong \ln \left(\frac{\max_{\vec{B}_m: b_{im}=0} \{p(\vec{Y} | \vec{B}_m) \Pr(\vec{B}_m)\}}{\max_{\vec{B}_m: b_{im}=1} \{p(\vec{Y} | \vec{B}_m) \Pr(\vec{B}_m)\}} \right) \quad (2.17)$$

Пусть условия $\max_{\vec{B}_m: b_{im}=0} \{p(\vec{Y} | \vec{B}_m) \Pr(\vec{B}_m)\}$, $\max_{\vec{B}_m: b_{im}=1} \{p(\vec{Y} | \vec{B}_m) \Pr(\vec{B}_m)\}$

справедливы для кодовых слов $\vec{B}_h(i)$ и $\vec{B}_l(i)$ соответственно. Для АБГШ канала соотношение (2.18) имеет вид [64]

$$L(b_i | \vec{Y}, L(b_i)) \cong \left(y_i + \sum_{t=1, t \neq i}^n y_t \cdot (-1)^{b_t} \cdot d_t \right) \quad (2.18)$$

Здесь $d_t = 0$, если $b_{h,t} = b_{l,t}$ и $d_t = 1$ в противном случае.

В соответствии с формализмом итеративного приема второе слагаемое в (2.18) эквивалентно приращению отношений апостериорных символьных вероятностей, используемых на последующем этапе итерации.

Процедура поиска кодовых векторов $\vec{B}_h(i)$ и $\vec{B}_l(i)$, $i = 0, 1, \dots, n-1$, основана на использовании алгоритма Чейза, его реализация требует выполнения следующих шагов [64]:

1) принимаются бинарные (“жесткие”) решения относительно кодовых символов переданного слова \vec{B} (возможно с ошибками) на основе отсчетов реализации \vec{Y} ;

2) формируется множество векторов-ошибок $\{\vec{T}\}$, порождая с их помощью пробные слова $\vec{S}_j = \vec{B} \oplus \vec{T}_j$, $j = 1, 2, \dots, 2^p$. Множество $\{\vec{T}\}$ состоит из 2^p слов, содержащих возможные комбинации ошибок, расположенных в p наименее достоверных позициях слова \vec{B} . Здесь \oplus - операция посимвольного сложения в поле GF(2);

3) каждый из ненулевых пробных слов \vec{S}_j декодируется с помощью алгоритма алгебраического декодирования для блочковых кодов C_1 или C_2 и формируется множество кодовых слов $\{D\}$ с объемом, не превышающим 2^p ;

4) определяется кодовое слово с наибольшей корреляцией между двоичными сигналами, которые соответствуют словам из $\{D\}$, и \vec{Y} , которое принимается в качестве $B_h(i)$, подмножество кодовых слов $\{\bar{D}\}$ объемом $u \leq 2^p$ с максимальными коэффициентами корреляции, не содержащее $B_h(i)$, соответствует $B_l(i)$ для символов b_i .

Для символов b_i , для которых существует $\vec{B}_l(i)$ в составе множества $\{\bar{D}\}$, вычисляется приращение $L^{(\xi, m)}(b_i)$ ($\xi = 1, 2$) с использованием соотношения (2.18).

Для символов b_i , для которых не существует $\vec{B}_l(i)$ в составе множества $\{\bar{D}\}$, вычисление $L^{(\xi, m)}(b_i)$ осуществляется с использованием правила [64]

$$L^{(\xi, m)}(b_i) = \beta \cdot (-1)^{b_{hi}}, \xi = 1, 2 \quad (2.19)$$

Здесь b_{hi} - i -ый символ вычисленного на шаге 4 кодового слова $B_h(i)$; β - параметр алгоритма итеративного декодирования турбо-кодов, в литературе известно несколько методов его задания. Одно из рекомендуемых аналитических выражений имеет вид $\beta = (E_1 - E_2) / p$ [83]. Здесь E_1, E_2 - минимальное и максимальное коэффициенты корреляции между реализацией \vec{Y} и двоичными словами, которые соответствуют словам из $\{\bar{D}\}$.

На рис. 2.8 приведены кривые, соответствующие зависимости вероятности ошибки на бит P_b от отношения сигнал/помеха $\frac{E_b}{N_0}$, полученные путем моделирования для ряда процедур итеративного приема блочного турбо-кода $(128,120)^2$ с кодовой скоростью 0.78.

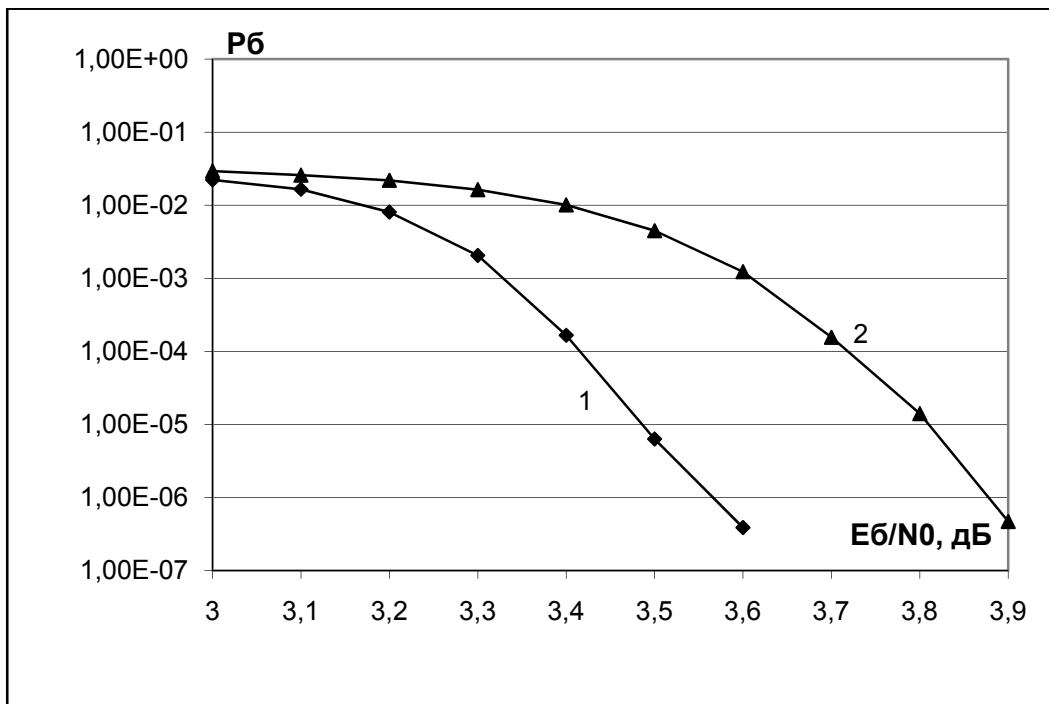


Рис.2.8 Зависимость вероятности ошибки на бит для турбо-кода $(128,120)^2$:

1-правило оптимального посимвольного приема, реализация с использованием БПУ в базисе 2^8 (6-ть итераций, плавающая точка, известен энергетический параметр канала);

2-алгоритм приема с использованием алгоритма Чейза-Пундияха (количество тестовых векторов 32, количество конкурирующих векторов 5) 8-

мь итераций, оценка энергетического параметра канала не требуется, целочисленная арифметика).

На рис. 2.9 приведены кривые, соответствующие зависимости вероятности ошибки на бит P_b от отношения сигнал/помеха E_s/N_0 , полученные путем моделирования для ряда процедур итеративного приема блочного турбо-кода $(32,21)^2$ с кодовой скоростью 0.43.

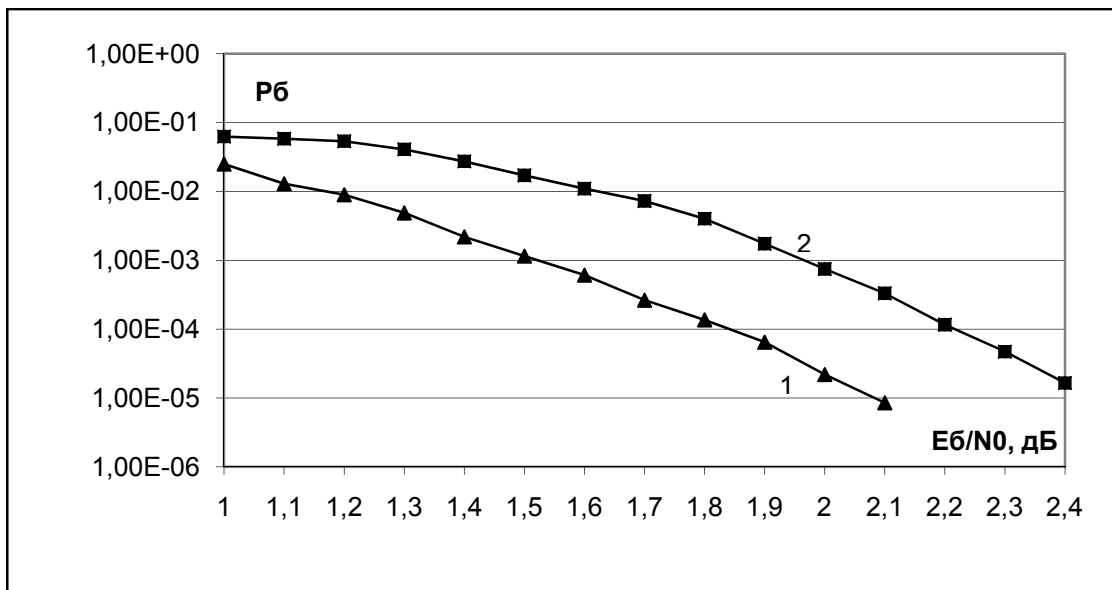


Рис.2.9 Зависимость вероятности ошибки на бит для турбо-кода $(32,21)^2$

1-правило оптимального посимвольного приема, реализация с использованием БПУ в базисе 2^{11} (6-ть итераций, плавающая точка, известен энергетический параметр канала);

2-алгоритм приема с использованием алгоритма Чейза-Пундиаха (количество тестовых векторов 32, количество конкурирующих векторов 4, 8-мь итераций, оценка энергетического параметра канала не требуется, целочисленная арифметика).

Из рисунков 2.8-2.9 видно, что использование подоптимального алгоритма Чейза-Пундиаха приводит к потерям до 0.3 дБ, относительно оптимального алгоритма (2.12)-(2.16).

2.3. Формирование и прием низкоплотностных кодов

Общая методика при разработке алгоритмов итеративного приема блоковых низкоплотностных кодов может быть основана на применении методов теории графов Таннера [108]. С использованием этой методики разработаны соответствующие алгоритмы итеративного приема, известные как ВР (belief propagation) и АРР (a'priori probability), подобные алгоритму итеративного приема турбо-кодов [53]. Также известным является алгоритм порогового приема, наиболее простой по отношению к ВР и АРР.

Ниже приведены описания данных алгоритмов.

Как и ранее рассматривается передача дискретных сообщений по АБГШ каналу без памяти. Передача осуществляется с использованием ансамблей сигналов с двоичной фазовой модуляцией на основе двоичных блоковых кодов (n, k) с проверочной матрицей $H = (h_{li}; 0 \leq l < n - k; 0 \leq i < n - 1)$. Здесь n - длительность кодовых слов $\vec{B} = (b_0, b_2, \dots, b_{n-1})$ [106]. Пусть $\vec{Y} = (y_0, y_2, \dots, y_{n-1})$ - входная реализация; $\vec{x} = (x_0, x_1, \dots, x_{n-1})$ - последовательность ошибок: $x_i = 1$, если $(-1)^{b_i} = \text{sign}(y_i)$, иначе верно условие $x_i = 0$. Функция правдоподобия $p(\vec{Y} | \vec{B})$ полагается известной. Здесь $\text{sign}(x) = 1$, если $x \geq 0$, и $\text{sign}(x) = -1$, если $x < 0$.

Полагается, что блоковые коды обладают свойством одношаговой организации множества J ортогональных проверочных соотношений по каждому из символов кодовых слов [83,109]. Пусть $N(m) = (i : h_{mi} = 1)$ - множество номеров позиций кодовых символов, образующих m -ое проверочное соотношение; $N(m)/l$ - множество $N(m)$ без l -го символа; $D(l) = (m : h_{ml} = 1)$ - множество проверочных соотношений относительно символа b_l ($m = 1, 2, \dots, J$); $D(l)/m$ - множество ортогональных проверок $D(l)$ без m -ой проверки.

Для рассматриваемых ансамблей сигналов со свойством одношаговой ортогонализации известен алгоритм порогового посимвольного приема [110]: принимается решение относительно ошибки $x_i = 1$ при выполнении условия

$$\sum_{j=1}^J A_j^{(i)} w_j^{(i)} > \frac{1}{2} \sum_{j=0}^J w_j^{(i)} \quad (2.20)$$

Здесь $A_j^{(i)} = \sum_{l:N(j), h_{jl}=1} x_l$ - значение j -го проверочного соотношения для i -

го символа кодового слова с использованием “жестких” решений; весовые

коэффициенты в (2.20) задаются выражениями $w_0^{(i)} = \log \left(\frac{\Pr(x_i = 0 | y_i)}{\Pr(x_i = 1 | y_i)} \right)$,

$$w_j^{(i)} = \log \left(\frac{\Pr(A_j^{(i)} \oplus x_i = 0 | \vec{Y})}{\Pr(A_j^{(i)} \oplus x_i = 1 | \vec{Y})} \right) = \log \left(\frac{p_{ji}}{q_{ji}} \right) \quad [110]. \quad \text{Здесь} \quad p_{ji} = (1 - q_{ji}) -$$

вероятность нечетного числа единиц в последовательности \vec{x} без x_i , входящих в j -ое проверочное соотношение; \oplus - сложение в поле $GF(2)$.

Для весового коэффициента $w_0^{(i)}$ справедливо соотношение [110]

$$w_0^{(i)} = \log \left(\frac{p(y_i | x_i = 0)}{p(y_i | x_i = 1)} \cdot \frac{\Pr(x_i = 0)}{\Pr(x_i = 1)} \right) = 4|y_i|a / N_0 + L(x_i). \text{Здесь}$$

$L(x_i) = \log \left(\frac{\Pr(x_i = 0)}{\Pr(x_i = 1)} \right)$ - отношение правдоподобия для априорных вероятностей ошибки x_i .

Выражение для $w_j^{(i)}$ ($j = 1, 2, \dots, J$) имеет вид [110]

$$w_j^{(i)} = \log \left(\frac{\prod_{i':N(j)/i} (\exp(L_{ji'}) + 1) + \prod_{i':N(j)/i} (\exp(L_{ji'}) - 1)}{\prod_{i':N(j)/i} (\exp(L_{ji'}) + 1) - \prod_{i':N(j)/i} (\exp(L_{ji'}) - 1)} \right) \quad (2.21)$$

$$\begin{aligned}
L_{ji} = L(x_{ji}|y_{ji}) &= \log \left(\frac{p(y_{ji}|x_{ji}=0) \cdot \Pr(x_{ji}=0)}{p(y_{ji}|x_{ji}=1) \cdot \Pr(x_{ji}=1)} \right) = \\
&= \left| \log \left(\frac{p(y_{ji}|b_{ji}=0)}{p(y_{ji}|b_{ji}=1)} \right) \right| + \log \frac{\Pr(x_{ji}=0)}{\Pr(x_{ji}=1)} = 4|y_{ji}|a/N_0 + L(x_{ji})
\end{aligned} \tag{2.22}$$

Здесь $L(x_{ji}) = \log \left(\frac{\Pr(x_{ji}=0)}{\Pr(x_{ji}=1)} \right)$ - отношение правдоподобия для

априорных вероятностей ошибки x_{ji} в j -ом проверочном соотношении; y_{ji} - i -ый отсчет реализации \vec{Y} в составе j -го проверочного соотношения.

Алгоритмы итеративного посимвольного приема ВР и АРР рассматриваемых ансамблей сигналов более эффективны по сравнению с рассмотренным алгоритмом порогового посимвольного приема.

Рассмотрим алгоритм ВР [53]. Пусть $q_{mi}^{(\xi)}$ - вероятность события $q_{mi}^{(\xi)} = \Pr(x_i = \xi | D(i)/m)$; $r_{mi}^{(\xi)}$ - вероятность события $r_{mi}^{(\xi)} = \Pr(A_m = 0 | \vec{x}, x_i = \xi)$; $p_i^{(0)} = \Pr(x_i = 0)$ и $p_i^{(1)} = 1 - p_i^{(0)}$; $\xi = 0, 1$.

Итерация алгоритма итеративного приема включает два этапа [53]. На первом этапе вычисляется вероятность события, что значения m -ой проверки равно $A_m = \xi$ при условии $x_i = 0$ или $x_i = 1$

$$r_{mi}^{(0)} = \sum_{x_{i'}: i' \in N(m)/i} \Pr(A_m = \xi | x_i = 0; x_{i'}: i' \in N(m)/i) \prod_{i' \in N(m)/i} q_{mi'}^{\xi} \tag{2.23}$$

$$r_{mi}^{(1)} = \sum_{x_{i'}: i' \in N(m)/i} \Pr(A_m = \xi | x_i = 1; x_{i'}: i' \in N(m)/i) \prod_{i' \in N(m)/i} q_{mi'}^{\xi} \tag{2.24}$$

На втором этапе оцениваются вероятности $q_{mi}^{(0)}$ и $q_{mi}^{(1)}$ на основе $r_{mi}^{(0)}$,

$$\begin{aligned}
&r_{mi}^{(1)} \\
q_{mi}^{(0)} &= \alpha_{mi} p_i^{(0)} \prod_{m' \in D(i) \setminus m} r_{m'i}^{(0)} \tag{2.25}
\end{aligned}$$

$$q_{mi}^{(1)} = \alpha_{mi} p_i^{(1)} \prod_{m' \in D(i)/m} r_{m'i}^{(1)} \tag{2.26}$$

Коэффициент α_{mi} определяется, используя тождество $q_{mi}^{(0)} + q_{mi}^{(1)} = 1$. Вероятности $q_{mi}^{(0)}$ и $q_{mi}^{(1)}$, используются для реализации последующей итерации.

Решения относительно значений кодовых символов b_i принимаются на основе величин $q_{mi}^{(0)}$, $q_{mi}^{(1)}$: при выполнении условия $q_i^{(1)} > q_i^{(0)}$ принимается решение $b_i = 1$, иначе $b_i = 0$.

В работе [53] приведено описание модификации процедуры итеративного приема ВР, которая характеризуется пониженной сложностью реализации, так как требует лишь линейных операций сложение-вычитание-сравнение. Кроме того, не требуется априорного знания или оценки энергетического параметра σ_0^2 . Путем моделирования показано, что энергетические потери при применении модифицированной процедуры итеративного приема сигналов в канале с аддитивным белым гауссовским шумом по отношению к исходной итеративной процедуре ВР не превышают 0.25 дБ.

Рассмотрим итеративный прием на основе алгоритма APP [109]. Отношение правдоподобия $L(x_i | \{A_j^{(i)}\}, y_{ji})$ для значения y_{ji} и множества ортогональных проверок $\{A_j^{(i)}\}$ можно записать в виде

$$L(x_i | \{A_j^{(i)}\}, y_{ji}) = \sum_{j=1}^J \log \left(\frac{\Pr(\{A_j^{(i)}\} | x_i = 0, y_{ji})}{\Pr(\{A_j^{(i)}\} | x_i = 1, y_{ji})} \right) + \log \left(\frac{\Pr(x_i = 0 | y_{ji})}{\Pr(x_i = 1 | y_{ji})} \right) \quad (2.27)$$

Используя (2.27) доказано, что верно соотношение для $L(x_i | \{A_j^{(i)}\}, y_{ji})$

$$L(x_i | \{A_j^{(i)}\}, y_{ji}) = \sum_{j=1}^J (1 - 2A_j^{(i)}) w_j^{(i)} + 4|y_{ji}| a / N_0 + L(x_{ji}) \quad (2.28)$$

В соответствии с принципом методов итеративного приема, разработанных для турбо-кодов, слагаемое $\sum_{j=1}^J (1 - 2A_j^{(i)}) w_j^{(i)}$ в (2.28) эквивалентно приращению отношений априорных символьных вероятностей Le_i [9]. Для реализации процедуры итеративного приема рассматриваемых

ансамблей сигналов вычисленные значения $\sum_{j=1}^J (1 - 2A_j^{(i)}) w_j^{(i)}$ используются для последующей итерации как априорная информация $L(x_{ji})$ при вычислении L_{ji} (2.22) и при вычислении весовых коэффициентов $w_j^{(i)}$ и $w_0^{(i)}$.

На последней итерации принимаются решения: при условии $L(x_i | \{A_j^{(i)}\}, y_{ji}) < 0$ принимается решение $x_i = 1$, в противном случае $x_i = 0$.

Модификация приведенной итеративной процедуры приема заключается в применении приближения для весовых коэффициентов $w_j^{(i)}$

$$w_j^{(i)} \approx \left(\prod_{i': N(j)/i} \text{sign}(L_{ji'}) \right) \cdot \min_{i': N(j)/i} |L_{ji'}| \quad (2.29)$$

Данная модификация характеризуется пониженной сложностью реализации по отношению к исходной итеративной процедуре APP, требует лишь линейных операций сложение-вычитание-сравнение и не требует оценки энергетического параметра σ_0^2 .

На рис.2.10 приведена вероятностная кривая (вероятности ошибки на бит $P_{\bar{\sigma}}$, кривая 1), полученная моделированием рассматриваемого алгоритма итеративного приема на основе алгоритма APP (2.27-2.28) для ансамбля сигналов, соответствующего низкоплотностному проективно-геометрическому коду (273,191) со свойством одношаговой ортогонализации при применении 50 итераций. По оси абсцисс отложены значения сигнал/помеха $E_{\bar{\sigma}} / N_0$, здесь $E_{\bar{\sigma}}$ - энергия сигнала на бит.

Вероятностная кривая 2 на рис.2 соответствует применению алгоритма итеративного приема ВР для данного ансамбля сигналов при применении 50 итераций. Видно, что значения энергетического проигрыша при применении алгоритма итеративного приема на основе алгоритма APP не превышают 0.2 дБ по отношению к алгоритму ВР.

Вероятностная кривая 3 на рис.2.10 соответствует применению модифицированного алгоритма итеративного приема на основе APP для рассматриваемого ансамбля сигналов при применении 50 итераций. Видно, что значения энергетического проигрыша при применении модифицированного алгоритма итеративного приема не превышают 0.1 дБ по отношению к исходному алгоритму итеративного приема на основе APP.

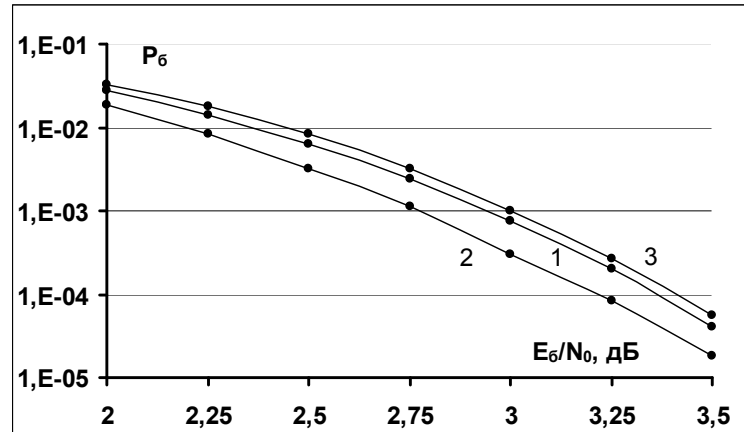


Рис.2.10 Вероятностные кривые, полученные моделированием алгоритмов итеративного приема ансамбля сигналов, соответствующего проективно-геометрическому коду (273,191): 1 – на основе алгоритма APP; 2 - алгоритм ВР; 3 - модифицированный алгоритм на основе APP.

2.4. Формирование и прием турбо-подобных кодов

Актуальной является проблема поиска кодовых конструкций, подобных турбо-кодам с простыми алгоритмами приема составляющих кодов. К настоящему времени известен ряд таких конструкций, основу которых составляет простейший сверточный код с минимально возможным числом состояний кодовой решетки, равным 2 [87-90].

Ниже рассматривается кодовая конструкция из данного класса, приведены описания алгоритмов итеративного приема этой конструкции. Блок-схема кодера данного турбо-кода, приведена на рис.2.11.

Внешний код C_1 включает l идентичных блочных кодов (n, k) с порождающей матрицей $G = (g_{il}; 0 \leq i < k, 0 \leq l < n)$. Здесь n - длительность кодовых слов, k - объем информационного блока.

В качестве внутреннего кода C_2 используется блочный код (nl, kl) , эквивалентный усеченному рекурсивному сверточному коду с кодовой скоростью 1 и длиной кодового ограничения 1 (число состояний кодовой решетки равно 2). Фрагмент кодовой решетки данного кода приведен на рис.2.12.

Длительность формируемых кодовых слов турбо-кодов равна $L = l \cdot n$, информационный объем равен $K = l \cdot k$, кодовая скорость равна $R = k/n$.

Кодирование осуществляется следующим образом - последовательность информационных символов \vec{a} длительностью K разбивается на l групп $\vec{a}_1, \dots, \vec{a}_l$ одинаковой длительности k , каждая из которых поступает на вход кодеров внешнего кода C_1 . Символы с выходов кодеров кода C_1 поступают на устройство перемежения Π и далее на вход кодера внутреннего кода C_2 .

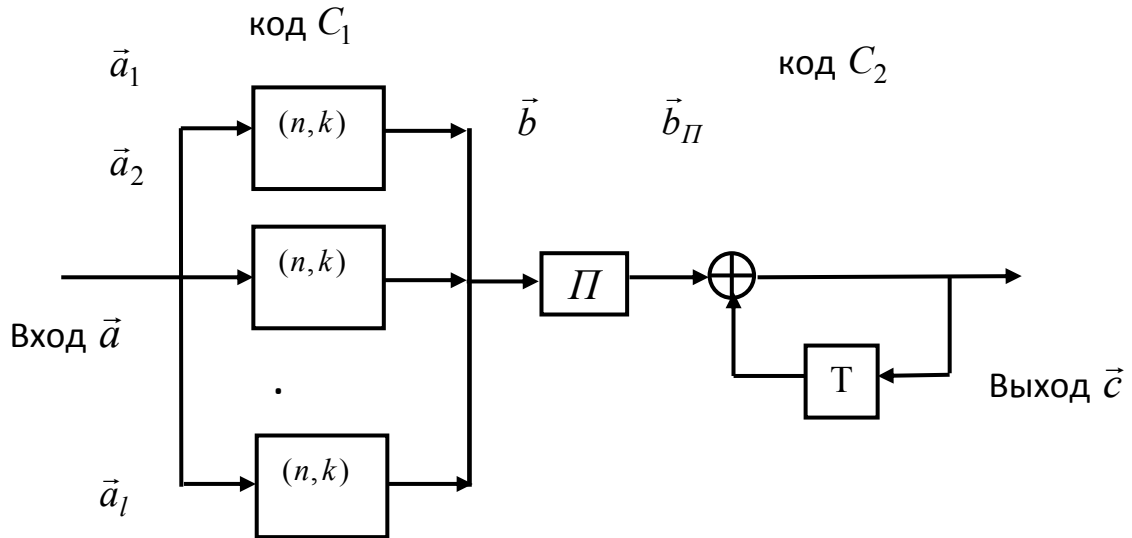


Рис.2.11. Блок-схема последовательного турбо-кода на основе рекурсивного сверточного кода с двумя состояниями кодовой решетки (Т – элемент задержки на такт, П - перемежитель).

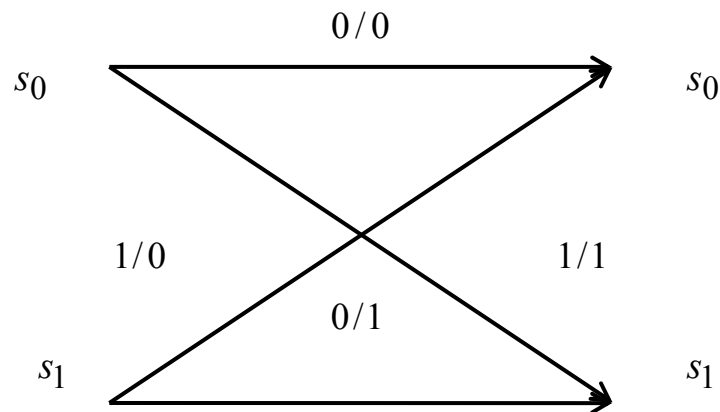


Рис.2.12. Фрагмент решетчатой структуры рекурсивного сверточного кода C_2 с двумя состояниями s_0, s_1 (обозначение a/b соответствует проверочному символу b для информационного символа a).

На вход устройства приема поступает дискретная реализация $\vec{Y} = (y_i; 1 \leq i \leq L)$ с выхода демодулятора сигналов. На рис.2.7 приведена общая блок-схема алгоритма итеративного приема рассматриваемой кодовой конструкции. Итерация итеративного приема включает два этапа.

На первом этапе j -ой итерации вычисляются отношения апостериорных вероятностей для символов внутреннего кода C_2 $\xi_i^{(j)} = \ln \left(\frac{\Pr(c_i = 0 | \vec{Y}, \vec{z}_{II}^{(j-1)})}{\Pr(c_i = 1 | \vec{Y}, \vec{z}_{II}^{(j-1)})} \right)$ и далее вычисляется функционал $x_{IIi}^{(j)} = \xi_i^{(j)} - z_{IIi}^{(j-1)}$. Здесь $\Pr(c_i | \vec{Y}, \vec{z}_{II}^{(j-1)})$ - апостериорные вероятности символов кода C_2 ; $\vec{z}_{II}^{(j-1)}$ - вектор априорной информация символов кода C_2 на $(j-1)$ итерации, на первой итерации его отсчеты полагаются равными 0.

На втором этапе j -ой итерации алгоритма итеративного приема вычисляются отношения апостериорных вероятностей $\eta_i^{(j)} = \ln \left(\frac{\Pr(b_i = 0 | \vec{x}^{(j)})}{\Pr(b_i = 1 | \vec{x}^{(j)})} \right)$ для символов внешнего кода C_1 и далее вычисляется функционал $z_i^{(j)} = \eta_i^{(j)} - x_i^{(j)}$, где $x_i^{(j)}$ - отсчеты деперемеженной последовательности $\vec{x}_{II}^{(j)}$. Последовательность $\vec{z}_{II}^{(j)}$ с выхода блока перемежения Π отсчетов $\vec{z}^{(j)}$ принимается в качестве априорной информации $\vec{z}_{II}^{(j+1)}$ для последующей $(j+1)$ -ой итерации.

После реализации задаваемого числа итераций решающим устройством (РУ) вычисляются оценки информационных символов \hat{a}_i : если $\eta_i > 0$, то $\hat{a}_i = 0$ и $\hat{a}_i = 1$ в противном случае.

Приведем описания процедур вычисления отношений символьных апостериорных вероятностей $\vec{\xi}^{(j)}, \vec{\eta}^{(j)}$ для составляющих кодов C_1, C_2 .

При вычислении на первом этапе отношений вероятностей $\vec{\xi}^{(j)}$ можно использовать алгоритм MAP (maximum a posteriori probability) и его модификации, основанные на представлении кодовых слов сверточного кода в виде решетчатой структуры описанный в пункте 2.2.1.

Приведем описание процедуры вычисления $\eta(b_i | \bar{x}^{(j)})$ [90], ее основу составляет алгоритм быстрого спектрального преобразования в базисе Уолша-Адамара (БПУ). Отсчеты последовательности $\bar{x}^{(j)}$ рассматриваются как “мягкие” решения для символов кода C_1 . Для $\eta(b_i | \bar{x}^{(j)})$ верно выражение

$$\eta(b_i | \bar{x}^{(j)}) = \ln \left(\frac{\sum_{B_m: b_{mi}=0} \exp \left(\sum_{u=0}^{n-1} x_u^{(j)} \cdot (1 - 2b_{mu}) \right)}{\sum_{B_m: b_{mi}=1} \exp \left(\sum_{u=0}^{n-1} x_u^{(j)} \cdot (1 - 2b_{mu}) \right)} \right) \quad (2.30)$$

При вычислении внутренних сумм выражения (2.37) можно применить алгоритм БПУ размерностью 2^k над функцией $W(w)$: $W(w) = x_i^{(j)}$ для $w = \sum_{t=0}^{k-1} g_{it} \cdot 2^t$ и $W(w) = 0$ в противном случае, $w = 0, 1, \dots, 2^k - 1$.

Алгоритм БПУ основан на представлении матрицы Уолша-Адамара размерностью 2^k в виде произведения k матриц размерностью 2^k , имеющих лишь 2^{k+1} ненулевых компонент. Граф БПУ содержит k слоев, каждый слой содержит 2^{k-1} элементов - “бабочек” с операциями “сложение-вычитание”.

При вычислении (2.37) требуется вычисление нелинейных функций $\ln(x)$, $\exp(x)$. Это усложняет реализацию данной процедуры. При применении более простого метода не требуется вычисление нелинейных функций. Его суть заключается в применении приближения к исходному выражению

$$\eta(b_i | \bar{x}^{(j)}) \cong \max_{\bar{B}_m: b_{mi}=0} \left(\sum_{u=0}^{n-1} x_u^{(j)} \cdot (1 - 2b_{mu}) \right) - \max_{\bar{B}_m: b_{mi}=1} \left(\sum_{u=0}^{n-1} x_u^{(j)} \cdot (1 - 2b_{mu}) \right) \quad (2.31)$$

При вычислении (2.31) можно применить модифицированный алгоритм БПУ размерностью 2^k с базовыми операциями “сравнение-пересылки” [12]. На рис.2.18 приведена схема элемента – парная “бабочка” i -го слоя этого алгоритма: выходные парные отсчеты $v_{h,i+1}(t), v_{l,i+1}(t)$ и $w_{h,i+1}(t), w_{l,i+1}(t)$,

являющиеся входными для $(i+1)$ -го слоя, формируются по правилу

$$v_{h,i+1}(t) = \max(v_{h,i}(t), w_{h,i}(t)), \quad v_{l,i+1}(t) = \max(v_{l,i}(t), w_{l,i}(t)),$$

$$v_{h,i+1}(t) = \max(v_{h,i}(t), w_{l,i}(t)), \quad w_{l,i+1}(t) = \max(v_{l,i}(t), w_{h,i}(t)).$$

Здесь $v_{h,i}(t), v_{l,i}(t)$ и $w_{h,i}(t), w_{l,i}(t)$ парные отсчеты на входе i -го слоя, $t = 0, 1, \dots, 2^{k-1} - 1$. На первом слое парные отсчеты задаются в следующем виде $v_{l,0}(t) = w_{l,0}(t) = 0$;

$v_{h,0}(t) = w_{h,0}(t) = x_u^{(j)}$, если $t = \sum_{p=0}^{k-1} g_{i,u} \cdot 2^p$ и $v_{h,0}(t) = w_{h,0}(t) = 0$ в противном

случае. На последнем k -ом слое определяются значения $\eta(b_i | \bar{x}^{(j)})$, задаваемые (2.31).

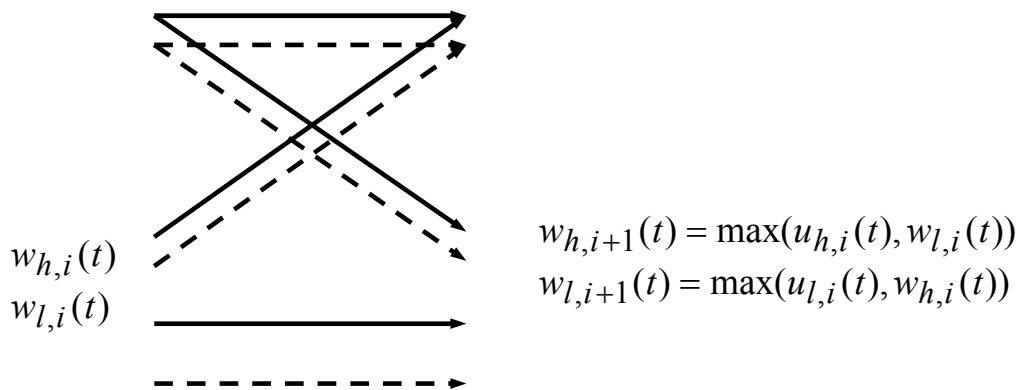


Рис.2.13. Схематическое изображение элемента (парная “бабочка”) модифицированного алгоритма быстрого преобразования Уолша-Адамара с базовыми операциями “сравнение-пересылки”.

На рис.2.14 приведена зависимость (кривая 1) вероятности ошибки на бит $P_{\bar{b}}$ от отношения $E_{\bar{b}} / N_0$ при применении процедуры итеративного приема на основе подоптимального вычисления отношений $\bar{\xi}^{(j)}$ и $\bar{\eta}^{(j)}$ для турбо-кода из рассматриваемого класса с кодовой скоростью $3/7$ и информационным объемом блока 4200 битов (20 итераций). В качестве внешнего кода C_1 используется

совокупность 1400 блоковых биортогональных кодов с параметрами (7,3). Видно, что вероятность ошибки $P_{\sigma} = 10^{-5}$ достигается при $E_{\sigma} / N_0 = 1.25$ дБ.

При увеличении объемов информационных блоков данного кода вероятностная кривая приближается к предельной кривой. Кривая 2 на рис.2.14 соответствует подобной зависимости для данного турбо-кода с объемом информационного блока 25200 битов (20 итераций). В качестве внешнего кода C_1 используется совокупность 8400 блоковых симплексных кодов (7,3). Видно, что вероятность ошибки $P_{\sigma} = 10^{-5}$ в этом случае достигается при $E_{\sigma} / N_0 \cong 1.0$ дБ, что на 0.25 дБ лучше кривой 1 и отличается лишь на 0.8 дБ от предела Шеннона для дискретно-непрерывного АБГШ канала с использованием сигналов с двоичной фазовой манипуляцией.

Кривая 3 на рис.2.14 соответствует подобной зависимости для сверточного кода с кодовой скоростью 1/2 и длиной кодового ограничения 7 в совокупности с алгоритмом приема Витерби. В этом случае вероятность ошибки $P_{\sigma} = 10^{-5}$ достигается при $\frac{E_{\sigma}}{N_0} = 4.2$ дБ и энергетический выигрыш при применении рассматриваемого турбо-кода (кривая 2) по отношению к данному сверточному коду для вероятности ошибки $P_{\sigma} = 10^{-5}$ достигает 3.2 дБ. При дальнейшем уменьшении ошибки P_{σ} значение энергетического выигрыша увеличивается.

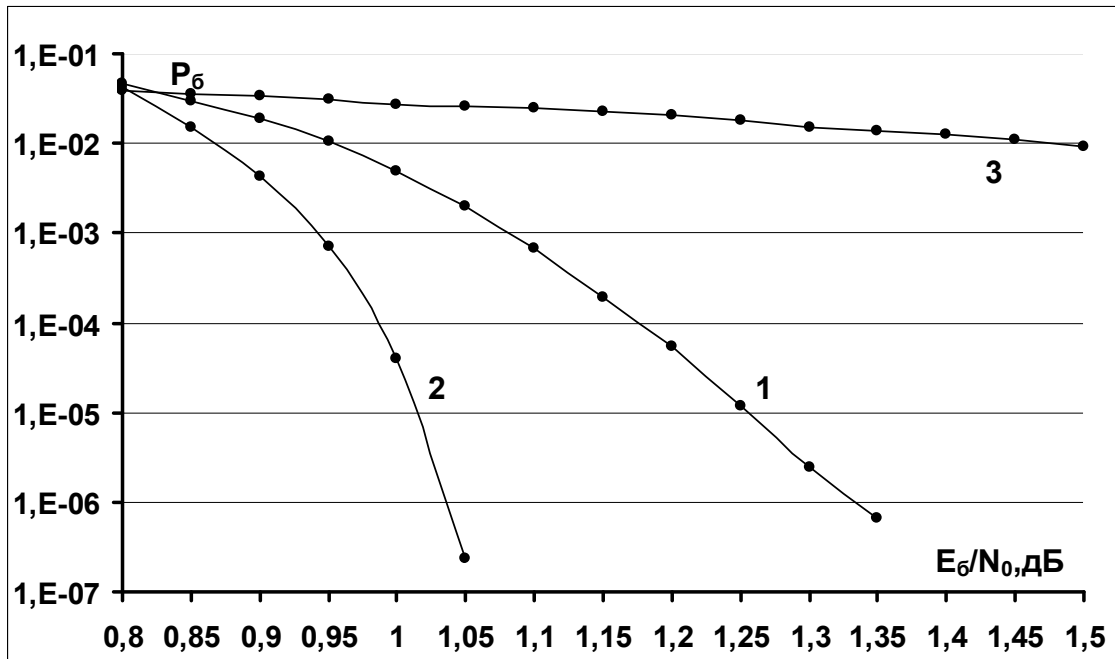


Рис.2.14. Вероятностные кривые: 1 - последовательный турбо-код с кодовой скоростью $3/7$ и информационным объемом 4200 битов (20 итераций); 2 - последовательный турбо-код с кодовой скоростью $3/7$ и информационным объемом 25200 битов (20 итераций); 3 - сверточный код с кодовой скоростью $1/2$ и длиной кодового ограничения 7 в совокупности с алгоритмом приема Витерби.

2.5. Формирование и прием сигнально-кодовых конструкций использующих битовую модуляцию с перемежением (ВКСМ), М-ичные сигналы и турбо-подобные коды

Кодированная модуляция с битовым перемежением (ВКСМ) в сочетании с итеративной обработкой на приеме является одним из перспективных направлений достижения высокой помехоустойчивости в каналах с многолучевостью [113]. На рис.2.15 приведена блок-схема формирования ВКСМ при использовании М-ичных сигналов. В качестве М-ичных сигналов далее будут рассматриваться либо ДЧ сигналы первого порядка либо ансамбль ортогональных сигналов на основе функций Уолша с использованием ФМ-2 манипуляции.

Для систем с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты и для передачи информации по нестационарным каналам процедуры оценивания начальных фаз радиосигналов с использованием устройств фазовой подстройки частоты характеризуется сложностью исполнения и низкой точностью [110]. Альтернативой является использование правил некогерентного приема.



Рис. 2.15 Блок-схема формирования ВКСМ при использовании .

Связку модулятора с кодером помехоустойчивого кода соединенным через перемежитель можно рассматривать как последовательный турбо-код (SCC) [113], модулятор при этом является безизбыточным внутренним кодом. Известно, что для последовательных турбо-кодов улучшение вероятностных характеристик при увеличении длины перемежителя (interleaver gain) происходит только в случае, если внутренний код является рекурсивным[113].

В состав схемы формирования турбо-подобных кодов рассмотренных в пункте 2.4 уже входит перемежитель и относительный кодер (код аккумулятора), поэтому с точки зрения минимизации реализационных затрат

такие турбо-подобные коды являются перспективными при реализации схем кодированной модуляции с перемежением (VICM).

В работе [114] была предложена и исследована сигнально-кодовая конструкция с использованием обработки по совместной кодовой решетке относительного кодера и M -ичных ортогональных сигналов, в качестве внешнего кода использованы простейшие сверточные коды с небольшой длиной кодового ограничения. Показано что обработка M -ичных сигналов путем построения совместной кодовой решетки кода аккумулятора как в случае ортогональных сигналов так и в случае дискретных частотных сигналов приводит к энергетическому выигрышу при итеративной обработке СКК с использованием турбо-подобных кодов рассмотренных в пункте 2.3 [115-117].

Пример такой решетки при использовании ансамбля содержащего 8 M -ичных сигналов приведен на рис. 2.16

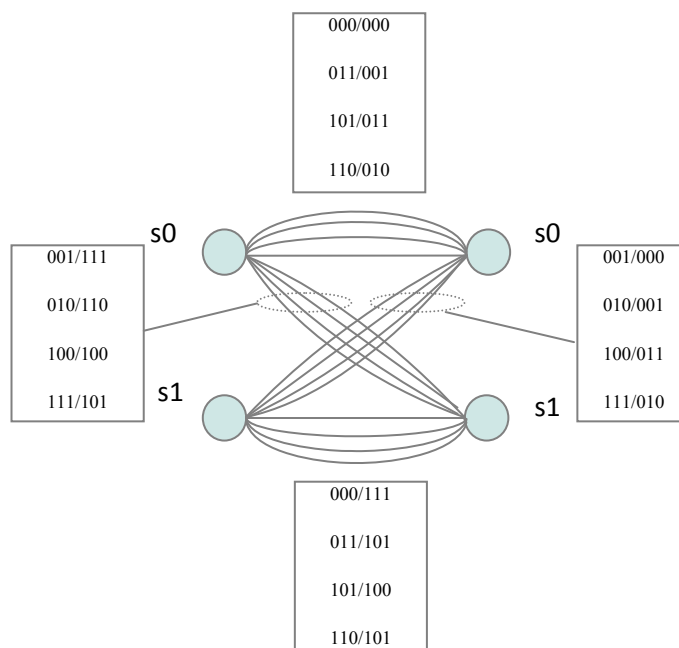


Рис.2.16 Фрагмент решетчатой структуры рекурсивного кода объединенного с M -ичными сигналами.

Ниже рассматривается кодовая конструкция на основе турбо-подобных кодов рассмотренных в пункте 2.4 и M -ичных сигналов, приведены описания

алгоритмов итеративного приема этой конструкции. Блок-схема кодера данной сигнально-кодовой конструкции, приведена на рис.2.17.

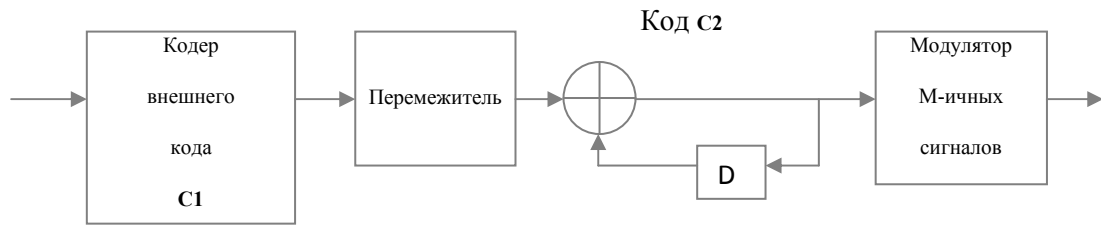


Рис. 2.17 Блок-схема формирования СКК

с использованием M-ичных сигналов и турбо-подобных кодов.

Внешний код C_1 включает l идентичных блоковых кодов (n, k) с порождающей матрицей $G = (g_{il}; 0 \leq i < k, 0 \leq l < n)$. Здесь n - длительность кодовых слов, k - объем информационного блока.

В качестве внутреннего кода C_2 используется блоковый код (nl, nk) , эквивалентный усеченному рекурсивному сверточному коду с кодовой скоростью 1 и длиной кодового ограничения 1 (число состояний кодовой решетки равно 2).

Длительность формируемых кодовых слов турбо-кодов равна $L = l \cdot n$, информационный объем равен $K = l \cdot k$, кодовая скорость равна $R = k/n$.

Кодирование осуществляется следующим образом - последовательность информационных символов \vec{a} длительностью K разбивается на l групп $\vec{a}_1, \dots, \vec{a}_l$ одинаковой длительности k , каждая из которых поступает на вход кодеров внешнего кода C_1 . Символы с выходов кодеров кода C_1 поступают на устройство перемежения Π и далее на вход кодера внутреннего кода C_2 .

Закон перемежения кодовых символов внешнего кода C_1 , выполняемый перемежителем Π , определяет вероятностные характеристики турбо-кодов.

Последовательность символов кодовых слов $\vec{c} = (c_1, c_2, \dots, c_L)$ турбо-кода разбивается на $N = \frac{n}{\mu}$ последовательностей длительностью μ , поступающих на

вход устройства формирования М-ичных сигналов, в качестве которых используется либо ансамбль функций Уолша объемом 2^μ , либо ансамбль дискретных частотных сигналов Уолша объемом 2^μ .

При использовании в качестве М-ичных сигналов функций Уолша и ФМ-2 манипуляции $\vec{Y}_c(\phi) = (y_{lc,j}; 0 \leq l < N)$, $\vec{Y}_s(\phi) = (y_{ls,j}; 0 \leq l < N)$ - прямая и квадратурная дискретные реализации с выхода демодулятора

$$\begin{aligned} y_{lc,j} &= \frac{AT}{2} \cdot \cos(\phi) \cdot h_{jl} + n_c \\ y_{ls,j} &= \frac{AT}{2} \cdot \sin(\phi) \cdot h_{jl} + n_s \\ V_j &= \sqrt{\left(\sum_{l=0}^{2^\mu} y_{lc,j} \right)^2 + \left(\sum_{l=0}^{2^\mu} y_{ls,j} \right)^2} \end{aligned} \quad (2.32)$$

Здесь A - амплитуда радиосигналов на входе приемного устройства, T - длительность символов радиосигналов, соответствующих символам дискретных сигналов, h_{jl} - символы (± 1) переданной функции Уолша с номером j $0 \leq j < N, 0 \leq l < 2^\mu$, n_c, n_s - помеховые составляющие, статистически независимые, имеющие гауссовский закон распределения с нулевыми средними и с дисперсиями $\sigma_{n_c}^2 = \sigma_{n_s}^2 = N_0 \frac{T}{4}$.

При использовании в качестве М-ичных сигналов - дискретных частотных сигналов первого порядка и упрощенной модели КВ канала с независимыми рэлеевскими замираниями по частотам, сигнал воздействующий на вход приемника при передаче сигнала $U_q(t)$ можно записать как:

$$\begin{aligned} z(t) &= \sum_{\nu=0}^{M-1} A \cdot \alpha_{\gamma_k(\nu)} \cdot U_q(t) + n(t) = \\ &= \sum_{\nu=0}^{M-1} A \cdot \alpha_{\gamma_q(\nu)} \cdot \Phi(t - \nu T_0) \cdot e^{j(\gamma_q(\nu) \Delta \omega t + \theta)} + n(t) \end{aligned}$$

где $\alpha_{\gamma_q}(\nu)$ комплексный коэффициент замирания на частоте $\gamma_k(\nu)$, A - амплитуда радиосигнала на входе приемного устройства, θ - начальная фаза радиосигнала, $n(t)$ - комплексный шум с квадратурными компонентами n_c, n_s имеющими нормальную плотность распределения и дисперсиями $\sigma_{c,s}^2 = \frac{N_0}{4}$, N_0 односторонняя спектральная плотность мощности.

Приемник формирует вектор

$$\vec{V} = \left\{ \nu_0^{0 \cdot \Delta\omega}, \nu_0^{1 \cdot \Delta\omega}, \nu_0^{2 \cdot \Delta\omega}, \dots, \nu_0^{(M-1) \cdot \Delta\omega}, \nu_1^{0 \cdot \Delta\omega}, \dots, \nu_{M-1}^{M-1} \right\}$$

$$\nu_v^{i \cdot \Delta\omega} = \sqrt{\left[\int_{(v-1)T_0}^{vT_0} z(t) \cdot \cos(i \cdot \Delta\omega t) dt \right]^2 + \left[\int_{(v-1)T_0}^{vT_0} z(t) \cdot \sin(i \cdot \Delta\omega t) dt \right]^2} \quad (2.33)$$

$$i = 0..M-1, v = 0..M-1$$

размерностью $M \times M$ путем взятия M отсчетов с выходов M -фильтров, согласованных с импульсами ДЧ сигнала на частотах $i \cdot \Delta\omega$, в моменты времени $t_s = \{t_{s0}, t_{s0} + T_0, t_{s0} + 2T_0, \dots, t_{s0} + (M-1) \cdot T_0\}$, где t_{s0} - момент взятия отсчета в значащей точке (идеальная синхронизация).

На рис.2.18 приведена блок схема итеративного приема СКК.

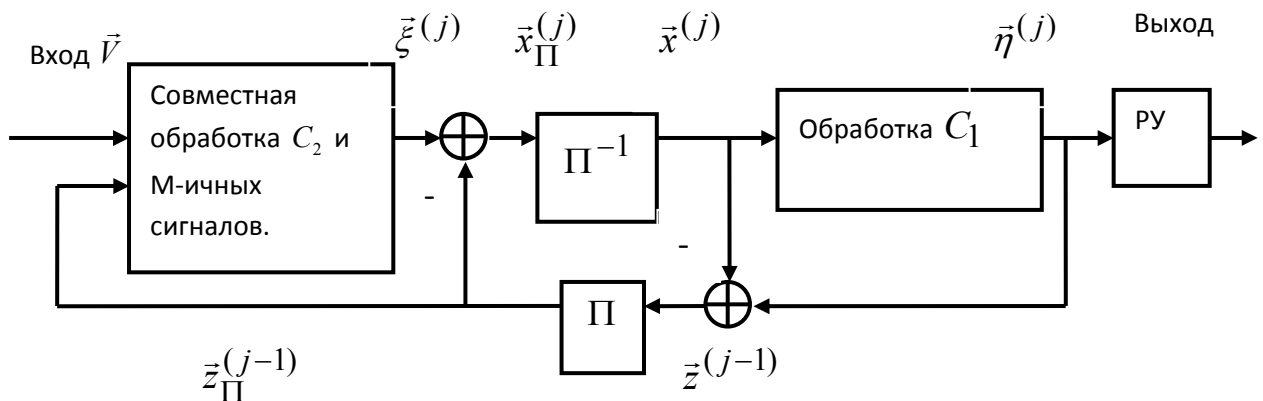


Рис. 2.18 Блок-схема итеративной обработки для рассматриваемой СКК.

Приведенная блок-схема подобна схеме на рис. 2.7. При приеме производится совместная обработка кода C_2 и M -ичных сигналов путем построения общей кодовой решетки [114,115]. Итерация итеративного приема выполняется в два этапа.

На первом этапе j -й итерации в блоке «Совместная обработка C_2 и ортогональных сигналов», вычисляются отношения апостериорных вероятностей для символов внутреннего кода C_2 : $\xi_i^{(j)} = \ln \left(\frac{Pr(c_i = 0 | \vec{V}, \vec{z}_{II}^{(j-1)})}{Pr(c_i = 1 | \vec{V}, \vec{z}_{II}^{(j-1)})} \right)$ и определяется функционал $x_{IIi}^{(j)} = \xi_i^{(j)} - z_{II}^{(j-1)}$. Здесь $Pr(c_i | \vec{V}, \vec{z}_{II}^{(j-1)})$ - апостериорные вероятности символов кода C_2 ; $\vec{z}_{II}^{(j-1)}$ - вектор априорной информации символов кода C_2 на $(j-1)$ -й итерации, на первой итерации его отсчеты равны нулю.

На втором этапе j -й итерации алгоритма приема в блоке «обработка C_1 », вычисляются отношения апостериорных вероятностей $\eta_i^{(j)} = \ln \left(\frac{Pr(b_i = 0 | \vec{x}^{(j)})}{Pr(b_i = 1 | \vec{x}^{(j)})} \right)$ для символов внешнего кода C_1 и определяется функционал $z_i^{(j)} = \eta_i^{(j)} - x_i^{(j)}$, где $x_i^{(j)}$ - отсчеты деперемеженной последовательности $\vec{x}_{II}^{(j)}$. Последовательность $\vec{z}_{II}^{(j)}$ с выхода блока перемежения принимается в качестве априорной информации $\vec{z}_{II}^{(j+1)}$ для последующей $(j+1)$ -й итерации.

После реализации задаваемого числа итераций вычисляются оценки информационных символов \hat{a}_i в решающем устройстве: если $\eta_i > 0$, то $\hat{a}_i = 0$ и $\hat{a}_i = 1$ в противном случае.

При вычислении на первом этапе отношений вероятностей ξ можно использовать алгоритм MAP (maximum a posteriori probability) и его модификации, основанные на представлении кодовых слов сверточного кода в виде решетчатой структуры описанный в пункте 2.2.1. Особенностью

обработки исследуемой сигнально-кодовой конструкции является наличие F параллельных ветвей между узлами решетки кода. Алгоритм MAP при наличии параллельных ветвей рассмотрен в [120].

Для рассматриваемого сверточного кода с решеткой, приведенной на рис. 2.12, суть алгоритма MAP-вычисление двух рекуррентных соотношений в прямом и обратном направлениях [117]:

$$\alpha_i^j(0) = \sum_f \gamma_{i,f}^{(j)}(0,0) \cdot \alpha_{i-1}^{(j)}(0) + \sum_f \gamma_{i,f}^{(j)}(1,0) \cdot \alpha_{i-1}^{(j)}(1), \alpha_0^{(j)}(0) = 1$$

$$\alpha_i^j(1) = \sum_f \gamma_{i,f}^{(j)}(0,1) \cdot \alpha_{i-1}^{(j)}(0) + \sum_f \gamma_{i,f}^{(j)}(1,1) \cdot \alpha_{i-1}^{(j)}(1)$$

$$\beta_{i-1}^j(0) = \sum_f \gamma_{i,f}^{(j)}(0,0) \cdot \beta_i^{(j)}(0) + \sum_f \gamma_{i,f}^{(j)}(1,0) \cdot \beta_i^{(j)}(1), \beta_L^{(j)}(0) = 0.5, \beta_L^{(j)}(1)$$

$$\beta_{i-1}^j(1) = \sum_f \gamma_{i,f}^{(j)}(0,1) \cdot \beta_i^{(j)}(0) + \sum_f \gamma_{i,f}^{(j)}(1,1) \cdot \beta_i^{(j)}(1)$$

Здесь $i = 1, 2, \dots, N$; s_0, s_1 - состояния кодовой решетки; $\gamma_{i,f}(m, m')$ - метрика перехода между состояниями кодовой решетки $s_{i-1} = m, s_i = m'$ ($m=0,1$ и $m'=0,1$) соответствующая f -й параллельной ветви $f = 0, 1, \dots, F-1$, задаваемая соотношением:

$$\gamma_{i,f}(m, m') = p(V_f | s_i = m, s_{i-1} = m', k) \cdot Pr(c_i | s_i = m, s_{i-1} = m') \cdot Pr(s_i = m | s_{i-1} = m') \quad (2.34)$$

Если между состояниями m и m' решетки существует переход, то в (2.34) $Pr(c_i | s_i = m, s_{i-1} = m') = 1$, в противном случае $Pr(c_i | s_i = m, s_{i-1} = m') = 0$.

Вероятность $Pr(s_i = m | s_{i-1} = m')$ в (2.34) задается соотношением

$$Pr(s_i = m | s_{i-1} = m') = \frac{\mu^{-1} e^{z_{\Pi,j} \cdot w_j^{(f)}}}{\prod_{j=0}^{\mu-1} (1 + e^{z_{\Pi,j}})} \quad [121]. \quad \text{Здесь } z_{\Pi,j} \text{ - символная априорная}$$

информация, вычисляемая для каждой итерации, $w_j^{(f)}$ двоичное представление номера M -ичного сигнала соответствующего f -ой параллельной ветви.

Выражение для $p(V_f | s_i = m, s_{i-1} = m')$ зависит от вида используемых M -ичных сигналов, принятой модели канала и способа приема. В случае использования в качестве M -ичных сигналов функций Уолша и ФМ-2 манипуляции при некогерентном приеме [115]

$$p(V_f | s_i = m, s_{i-1} = m') = R \cdot I_0 \left(\frac{AT}{2\sigma^2} \cdot V_f \right)$$

Здесь $I_0(x)$ -функция Бесселя 0-го порядка, R -постоянный множитель.

Выражение в случае использования ДЧ сигналов будет приведено ниже в главе 4.

Результирующее выражение для отношения апостериорных символьных вероятностей $\xi_i^{(j)}$ имеет вид:

$$\xi_i^{(j)} = \ln \left(\frac{\sum_m \sum_{m'} \sum_f \sum_{c_i=0} \alpha(m)_i^j \cdot \beta(m')_{i-1}^j \cdot \gamma_{i,f}(m, m')}{\sum_m \sum_{m'} \sum_f \sum_{c_i=1} \alpha(m)_i^j \cdot \beta(m')_{i-1}^j \cdot \gamma_{i,f}(m, m')} \right)$$

При реализации приведенной выше процедуры MAP требуется оценить энергетический параметр также необходимо вычислять нелинейные функции $\exp(x)$, $\ln(x)$, что усложняет ее исполнение. Модификация данной процедуры, известная как \max - \log - \max , является более простой для реализации и не требует оценки энергетического параметра [12]

$$\alpha_i^j(0) = \max_{f=0}^{F-1} (\gamma_{i,f}^{(j)}(0,0) \cdot \alpha_{i-1}^{(j)}(0)) + \max_{f=0}^{F-1} (\gamma_{i,f}^{(j)}(1,0) \cdot \alpha_{i-1}^{(j)}(1)), \quad (2.35)$$

$$\alpha_0^{(j)}(0) = 1, \alpha_0^{(j)}(1) = -\infty$$

$$\alpha_i^j(1) = \max_{f=0}^{F-1} (\gamma_{i,f}^{(j)}(0,1) \cdot \alpha_{i-1}^{(j)}(0)) + \max_{f=0}^{F-1} (\gamma_{i,f}^{(j)}(1,1) \cdot \alpha_{i-1}^{(j)}(1)) \quad (2.36)$$

$$\beta_{i-1}^j(0) = \max_{f=0}^{F-1} (\gamma_{i,f}^{(j)}(0,0) \cdot \beta_i^{(j)}(0)) + \max_{f=0}^{F-1} (\gamma_{i,f}^{(j)}(1,0) \cdot \beta_i^{(j)}(1)), \quad (2.37)$$

$$\beta_L^{(j)}(0) = 0.5, \beta_L^{(j)}(1) = 0.5$$

$$\beta_{i-1}^j(1) = \max_{f=0}^{F-1} (\gamma_{i,f}^{(j)}(0,1) \cdot \beta_i^{(j)}(0)) + \max_{f=0}^{F-1} (\gamma_{i,f}^{(j)}(1,1) \cdot \beta_i^{(j)}(1)) \quad (2.38)$$

$$\xi_i^{(j)} = \max_m \max_{m'} \max_f \max_{c_i=0} \alpha(m)_i^j \cdot \beta(m')_{i-1}^j \cdot \gamma_{i,f}(m, m') - \\ \max_m \max_{m'} \max_f \max_{c_i=1} \alpha(m)_i^j \cdot \beta(m')_{i-1}^j \cdot \gamma_{i,f}(m, m')$$

Вычисление выражений (2.35)-(2.38) является рекурсивным, для упрощения возможно использование значений α_i, β_i , полученных на предыдущей итерации [12].

$$\alpha_i^j(0) = \max_{f=0}^{F-1} (\gamma_{i,f}^{(j)}(0,0) \cdot \alpha_{i-1}^{(j-1)}(0)) + \max_{f=0}^{F-1} (\gamma_{i,f}^{(j)}(1,0) \cdot \alpha_{i-1}^{(j-1)}(1)), \alpha_0^{(j)}(0)$$

$$\alpha_i^j(1) = \max_{f=0}^{F-1} (\gamma_{i,f}^{(j)}(0,1) \cdot \alpha_{i-1}^{(j-1)}(0)) + \max_{f=0}^{F-1} (\gamma_{i,f}^{(j)}(1,1) \cdot \alpha_{i-1}^{(j-1)}(1))$$

$$\beta_{i-1}^j(0) = \max_{f=0}^{F-1} (\gamma_{i,f}^{(j)}(0,0) \cdot \beta_i^{(j-1)}(0)) + \max_{f=0}^{F-1} (\gamma_{i,f}^{(j)}(1,0) \cdot \beta_i^{(j-1)}(1)),$$

$$\beta_L^{(j)}(0) = 0.5, \beta_L^{(j)}(1) = 0.5$$

$$\beta_{i-1}^j(1) = \max_{f=0}^{F-1} (\gamma_{i,f}^{(j)}(0,1) \cdot \beta_i^{(j-1)}(0)) + \max_{f=0}^{F-1} (\gamma_{i,f}^{(j)}(1,1) \cdot \beta_i^{(j-1)}(1))$$

На втором этапе j -ой итерации в блоке “обработка C_1 ” вычисляется функционал $z_i^{(j)} = \eta(b_i | \bar{x}^{(j)}) - x_i^{(j)}$, где $\bar{x}^{(j)}$ - последовательность с выхода блока

деперемежения Π^{-1} , $\eta(b_i | \bar{x}^{(j)}) = \ln \left(\frac{\Pr(b_i = 0 | \bar{x}^{(j)})}{\Pr(b_i = 1 | \bar{x}^{(j)})} \right)$. Последовательность $\bar{z}^{(j)}$

после перемежения принимается в качестве априорной информации $\bar{z}_{\Pi}^{(j+1)}$ для последующей $j+1$ -ой итерации.

На рис.2.20 приведены вероятности ошибки на бит для сигнально-кодовой конструкции на основе турбо-подобного кода (10000,20000) и ансамбля функций Уолша объемом 256 (некогерентный прием, ФМ-2 манипуляция). Кривая 1 соответствует 10 итерациям (приближение max-log-map, вычисления метрик прямого и обратного прохода с использованием рекурсивных соотношений), кривая 2 20 итерациям (приближение max-log-map,

вычисления метрик прямого и обратного прохода с использованием рекурсивных соотношений), кривая 3 20 итерациям исходного алгоритма.

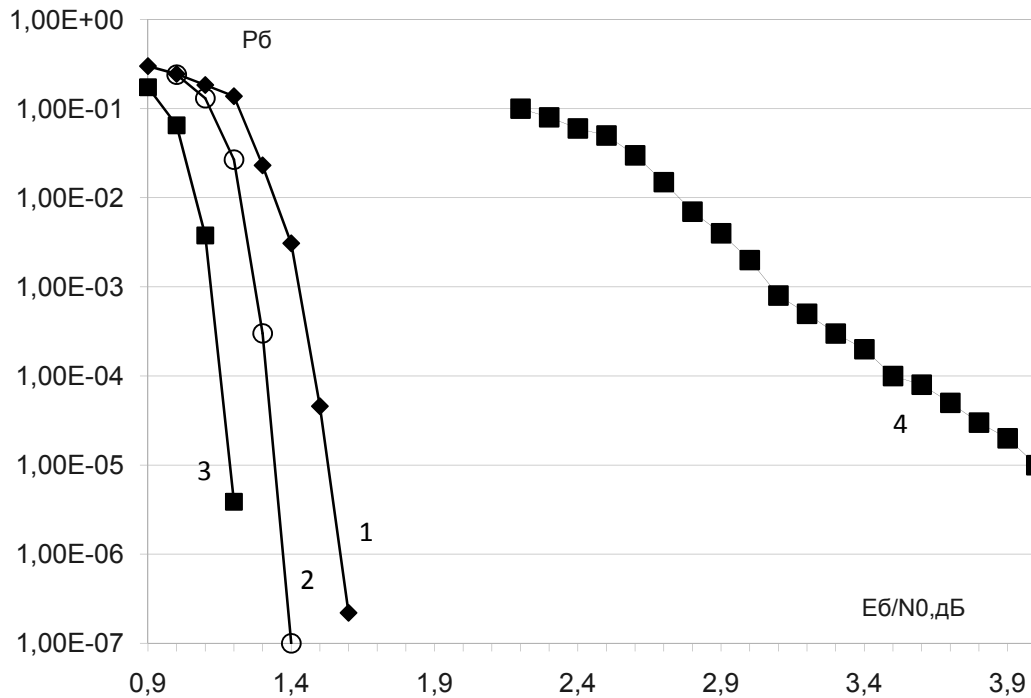


Рис.2.20 Вероятностные кривые для сигнально-кодовой конструкции на основе турбо-подобного кода (10000,20000) и ансамбля функций Уолша объемом 256 при использовании некогерентного прием. Кривая 1 соответствует 10 итерациям (приближение max-log-map, вычисления метрик прямого и обратного прохода с использованием рекурсивных соотношений), кривая 2 20 итерациям (приближение max-log-map, вычисления метрик прямого и обратного прохода с использованием рекурсивных соотношений), кривая 3 20 итераций исходный алгоритм, кривая 4 - код Рида-Соломона k=239 n=255 в поле GF(256) и ансамбль функций Уолша объемом 256 при использовании некогерентного приема.

Из рис.2.20 видно, что разработанная конструкция совместно с предложенным алгоритмом обеспечивает выигрыш по отношению к известной конструкции на основе кода Рида-Соломона и ансамбля функций Уолша.

Выводы по Главе 2

1. Приведен обзор эффективных методов помехоустойчивого кодирования, для которых разработаны алгоритмы итеративного приема. Применение этих алгоритмов приема обеспечивают достижение вероятностных характеристик, близких к характеристикам пропускной способности каналов передачи АБГШ.
2. Приведено описание класса кодовых конструкций, допускающих при их приеме применение алгоритмов итеративной обработки входных реализаций. В настоящее время данные кодовые конструкции рассматриваются как наиболее перспективные для использования в системах передачи дискретных сообщений различного назначения.
3. По вероятностным характеристикам и сложности реализации алгоритмов формирования и приема рассматриваемые кодовые конструкции составляют альтернативу известным кодам, включая сверточные коды в совокупности с алгоритмом приема «в целом» Витерби и блоковым кодам Рида-Соломона.
4. Приведены блок-схемы алгоритмов формирования и алгоритмов итеративного приема сигналов на основе кодовых конструкций из рассматриваемого класса:
 - для турбо-кодов на основе параллельного объединения составляющих ансамблей сигналов;
 - для турбо-кодов на основе последовательного объединения составляющих ансамблей сигналов;
 - для низкоплотностных кодов;
 - предложенных турбо-подобных кодов с пониженной сложностью алгоритмов приема.
5. Приведены блок-схемы алгоритмов формирования и алгоритмов итеративного приема сигнально-кодовых конструкций использующих битовую модуляцию с перемежением (BICM), M-ичные сигналы и турбо-подобные коды. Разработан алгоритм некогерентного итеративного приема сигнально-кодовых конструкций с использованием M-ичных сигналов и турбо-подобных кодов.

ГЛАВА 3 ТЕОРИЯ ДИСКРЕТНЫХ ЧАСТОТНЫХ СИГНАЛОВ

3.1 Дискретные частотные сигналы

Одним из видов сигналов, удовлетворяющих изложенным в пункте 1.6 требованиям, являются дискретные частотные сигналы. Дискретные частотные сигналы представляют собой последовательность радиоимпульсов, центральные частоты которых изменяются по заданному закону. Положим, что ДЧ сигнал состоит из M элементов, а все элементы имеют одинаковую форму $\Phi(t)$ [13,122,123]. Пусть номера элементов ν изменяются от 0 до $M-1$, $a_k(\nu)$ - комплексная амплитуда ν -го элемента k -го ДЧ сигнала, а положение ν -го элемента по частоте определяется сдвигом, равным $\gamma_k(\nu)\Delta\omega$, где $\Delta\omega$ - шаг разноса по частоте, $\gamma_k(\nu)$ - символ частотной кодовой последовательности, причем $\gamma_k(\nu)$ при изменении $\nu = \overline{0, M-1}$ меняется в таких же пределах от 0 до $M-1$, но в определенном порядке. Длительность импульса равна $T_0 = T/M$, а его ширина спектра $F_0 = 1/T_0 = M/T$ [13].

На рисунке 1.8а над каждым импульсом указана его несущая частота. На частотно-временной плоскости (рисунок 1.8б) штриховкой выделены квадраты, в которых распределена энергия импульсов ДЧ - энергия ДЧ распределена неравномерно на частотно-временной плоскости.

Для элементов верно условие $F_0T_0 = 1$ поэтому база ДЧ определяется соотношением

$$B = FT = MF_0 \cdot MT_0 = M^2 F_0 T_0 = M^2 \quad (3.1)$$

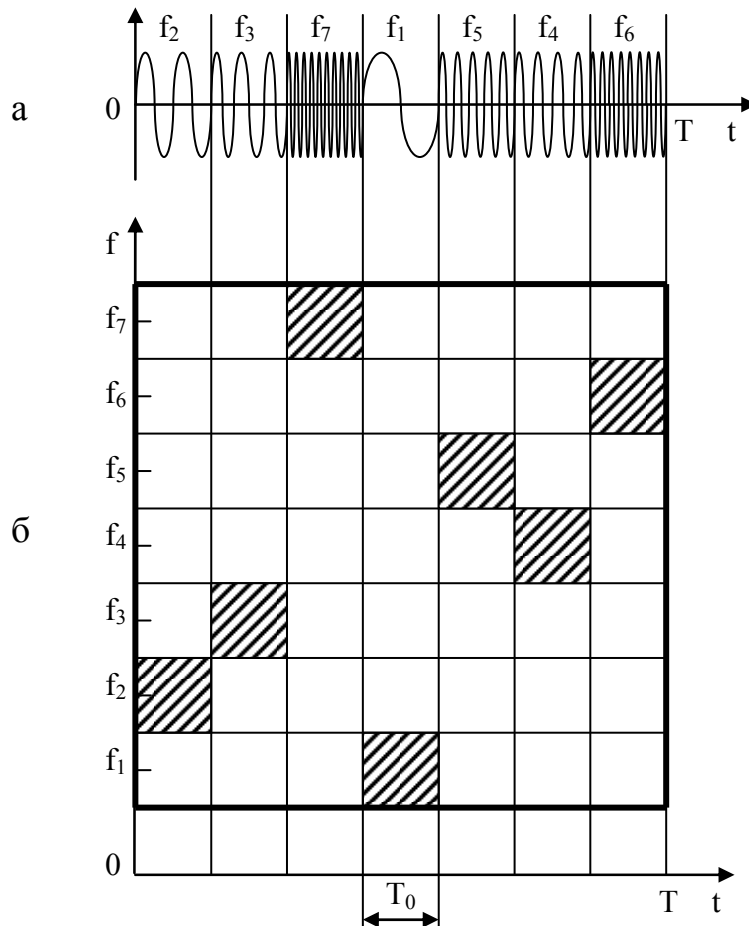


Рис. 3.1 а) Расположение импульсов на временной оси; б) расположение импульсов на частотно-временной плоскости.

Из формулы 3.1 следует основное достоинство ЧВС: для получения необходимой базы B требуется число элементов $M = \sqrt{B}$, т.е. значительно меньше, чем для ФМ-сигналов. Именно это обстоятельство и обусловило особое внимание к таким сигналам и их применение в системах связи.

Комплексная огибающая ДЧ сигнала имеет вид[13,122,123]:

$$U_q(t) = \sum_{\nu=0}^{M-1} a_q(\nu) \cdot \Phi(t - \nu T_0) \cdot e^{j\gamma_q(\nu)\Delta\omega t} \quad (3.2)$$

Для рассматриваемых ниже ДЧ сигналов первого порядка $a_q(\nu) = 1$ и форма $\Phi(t)$ имеет вид.

$$\Phi(t - \nu T_0) = \begin{cases} 1, (\nu - 1)T_0 \leq t \leq \nu T \\ 0, (\nu - 1)T_0 > t > \nu T \end{cases}$$

Модуль спектра комплексной огибающей радиоимпульса описывается функцией [13]:

$$|G(\omega)| = \sqrt{2P_c T} \left| \frac{\sin(\omega - \Delta\omega_n)T_0/2}{(\omega - \Delta\omega_n)T_0/2} \right|$$

где $\Delta\omega_n$ – расстройка между несущей частотой сигнала $\omega_0 = 2\pi f_0$ и несущей частотой радиоимпульса ω_n , т.е. $\Delta\omega_n = \omega_n - \omega_0$, причем $\overline{n = 1, M}$.

Взаимное расположение спектров радиоимпульсов может быть различным, что отображено на рисунке 3.2. В первом случае (рисунок 3.2а) расстройка по частоте между соседними спектрами $F_0 = 1/T_0$, во втором случае (рисунок 3.2 б) $F_0 = 2/T_0$.

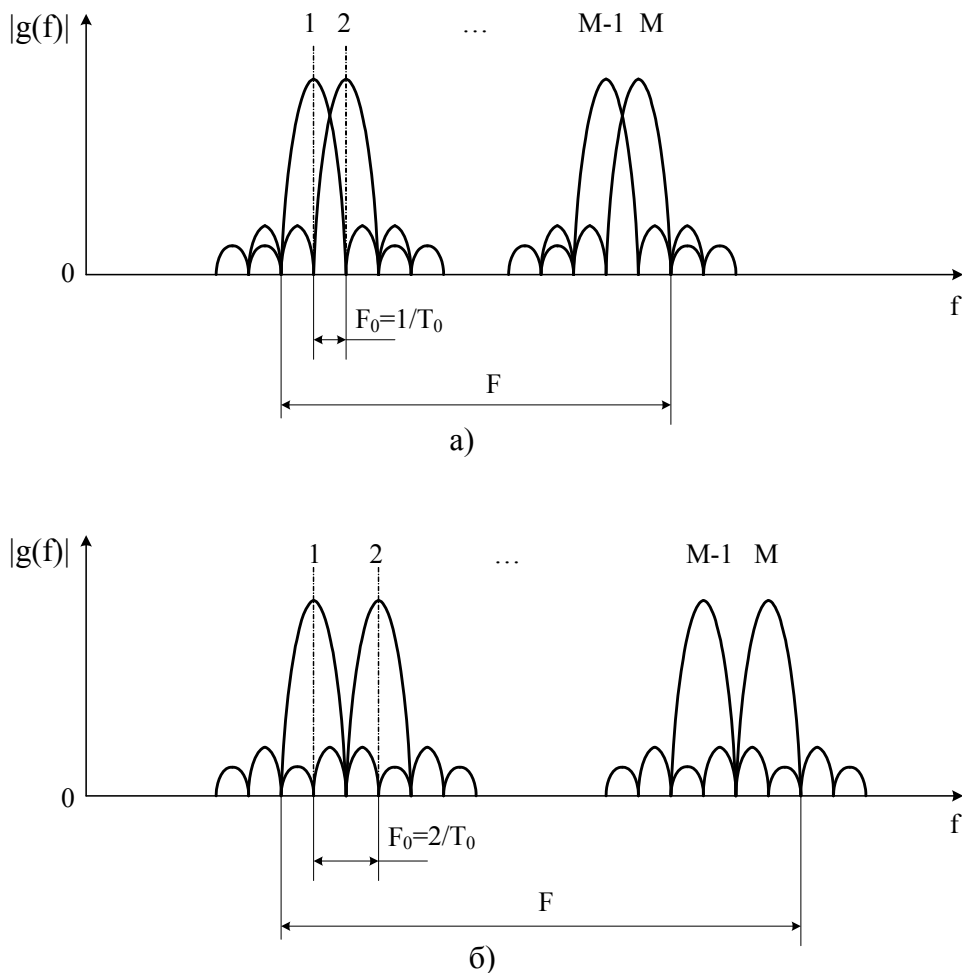


Рисунок 3.2 Спектры комплексных огибающих радиоимпульсов.

В отличие от фазоманипулированных сигналов ДЧ сигналы позволяют в той же полосе существенно повысить скорость, более просто реализовать большие базы.

В качестве ансамбля дискретных частотных сигналов далее будут использоваться либо полные, либо усеченные композиционные системы ДЧ сигналов [122,123], сформированные по следующему правилу:

$$\gamma_q(\nu) \equiv q\nu^r + c_0 \pmod{M} \quad (3.3)$$

где $\gamma_q(\nu)$ обозначает ν -й элемент q -й кодовой последовательности; $c_0 \equiv \overline{0, (M-1)}$ и $r \neq 1$; $\nu = \overline{1, (M-1)}$ - номер элемента в сигнале. Числа $r, M-1$ должны быть взаимно простыми. Объем системы для заданных значений c_0, r равен $M-1$ [13], варьируя c_0 можно сформировать ансамбль объемом до $J = (M-1) \times (M-1)$. Дальнейшее увеличение объема ансамбля сигналов может быть достигнуто изменением r . Далее в тексте ансамбль ДЧ сигналов помимо объема ансамбля будет характеризоваться двумя числами: M -количеством частот и ν -количеством элементов в q -й кодовой последовательности.

3.2 Квазикогерентный прием дискретных частотных сигналов первого порядка в канале с многолучевостью

При работе в многолучевом канале, описываемым формулой (1.5), наиболее простым способом приема ДЧ сигналов является детектирование по квадрату огибающей элементов сигнала. При этом каждая из частот ДЧ сигнала рассматривается как ветвь разнесения. Известная структурная схема согласованного фильтра для ДЧ сигнала [122] приведена на рис.3.3.

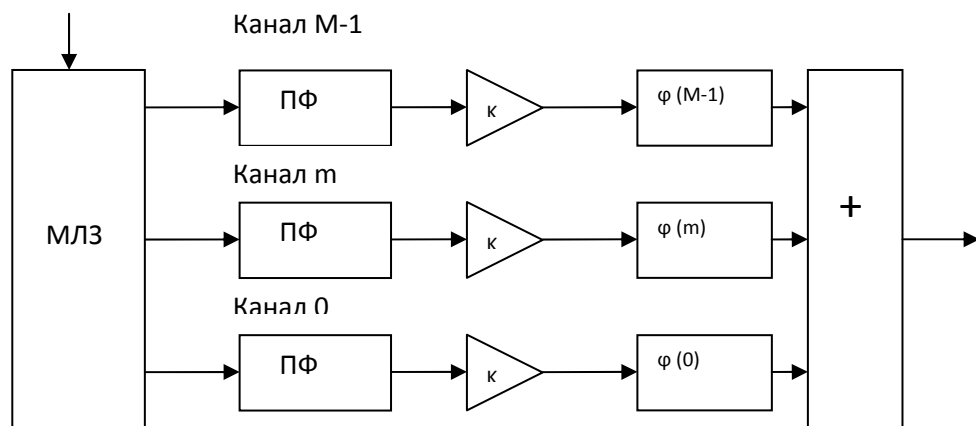


Рис. 3.3. Структурная схема согласованного фильтра для ДЧ сигнала.

На рис.3.3 введены обозначения: МЛЗ- многоотводная линия задержки, ПФ –полосовой фильтр, К-усилитель, $\phi(0)...\phi(M-1)$ -фазовращатели.

При реализации правила оптимального разнесенного когерентного приема при одинаковой спектральной плотности мощности шума во всех ветвях требуется вычисление корреляционных интегралов с последующим суммированием [43]

$$\sum_{i=0}^{M-1} \int_0^T \frac{K_i}{2\sigma_0} z(t) \cdot U_r(\phi_i, t) dt \geq \sum_{i=0}^{M-1} \int_0^T \frac{K_i}{2\sigma_0} z(t) \cdot U_m(\phi_i, t) dt$$

$$r = 0 \dots J-1, r \neq l$$

Здесь J -объем ансамбля ДЧ сигналов, $U_k(\phi_i, t)$ -сигнал $U_k(t)$ у которого все спектральные составляющие сдвинуты по фазе на ϕ_i , $z(t)$ - принятый сигнал.

Таким образом, в схеме согласованного фильтра для ДЧ сигнала на рис.3.3 каждый из фазовращателей должен обеспечить сдвиг по фазе на $-\phi_i$. Для этого необходимо произвести оценку фаз по каждому из частотных каналов ДЧ сигнала. При неизвестных коэффициентах замираний и неизвестной фазе используется правило оптимального разнесенного некогерентного приема [43]

$$\sum_{i=0}^{M-1} \int_0^T (z(t) \cdot U_r(t) dt)^2 > \sum_{i=0}^{M-1} \int_0^T (z(t) \cdot U_l(t) dt)^2$$

$$\sum_{i=0}^{M-1} \int_0^T (K_i \cdot e^{j \cdot \phi_i} \cdot U(t - \Delta t_i) \cdot U_r(t) dt)^2 >$$

$$\sum_{i=0}^{M-1} \int_0^T (K_i \cdot e^{j \cdot \phi_i} \cdot U(t - \Delta t_i) \cdot U_l(t) dt)^2$$

$$r = 0 \dots J-1, r \neq l$$
(3.4)

Далее рассматривается двухлучевой канал, результаты могут быть обобщены на большее число лучей и правило приема в соответствие с формулой (1.14). Предположим выполнение следующих условий.

1) Сформирован массив Y размерностью $M \times M$ путем взятия M отсчетов с выходов M -фильтров, согласованных с импульсами ДЧ сигнала, на частотах

$\nu \cdot \Delta\omega, \nu = \overline{0, M-1}$ в моменты времени $t_s = \{t_{s0}, t_{s0} + T_0, t_{s0} + 2T_0, \dots, t_{s0} + (M-1) \cdot T_0\}$, где t_{s0} - момент взятия отсчета в значащей точке так, что опорный сигнал синхронизирован с нулевым лучом т.е. $\Delta t_0 = 0$ (это предположение упрощает формульные соотношения).

2) Относительная задержка первого луча мала по сравнению с длительностью элементарного импульса ДЧ сигнала $\Delta t_1 < T_0$.

3) Разнос частот кратен $\frac{1}{T_0}$ и существенно больше минимально необходимого,

$$\Delta\omega > \frac{1}{T_0}$$

Рассмотрим способ вычисления корреляционной метрики с сигналом U_k . Для этого сформируем вектор L со снятой частотной модуляцией путем выборки элементов из массива Y в соответствие с законом $\gamma_k(\nu), L_\nu = Y_{\nu, \gamma_k(\nu)}, \nu = \overline{0, M-1}$. Сформируем переупорядоченный вектор $R_{\gamma_k(\nu)} = L_\nu$ по монотонному возрастанию частоты. Вектор R будет иметь вид:

$$R = \left[K_0 \cdot e^{j\phi_0} + K_1 \cdot e^{j\phi_1} \cdot e^{\Delta\omega \cdot \Delta t_1 \cdot 0}, \quad \dots \quad K_0 \cdot e^{j\phi_0} + K_1 \cdot e^{j\phi_1} \cdot e^{\Delta\omega \cdot \Delta t_1 \cdot (M-1)} \right]$$

Видно, что R содержит две частотных составляющих и лучи могут быть выделены при помощи фильтрации.

Вычислим две величины - сумму элементов вектора R и сумму элементов вектора R , предварительно поэлементно перемноженного с комплексной синусоидой $e^{-j\Delta\omega \cdot \Delta t_1 \cdot \nu}$

Первая сумма равна

$$S_0 = \sum_{\nu=0}^{M-1} R_\nu = \sum_{\nu=0}^{M-1} (K_0 \cdot e^{j\phi_0} + K_1 \cdot e^{j\phi_1} \cdot e^{j\Delta\omega \cdot \Delta t_1 \cdot \nu}) =$$

$$M \cdot K_0 \cdot e^{j\phi_0} + K_1 \cdot e^{j\phi_1} \cdot \sum_{\nu=0}^{M-1} e^{j\Delta\omega \cdot \Delta t_1 \cdot \nu} \quad (3.5)$$

Вторая сумма равна

$$\begin{aligned}
S_1 &= \sum_{v=0}^{M-1} R_v \cdot e^{-j\Delta\omega \cdot \Delta t_1 \cdot v} = \\
&\sum_{v=0}^{M-1} (K_0 \cdot e^{j\phi_0} + K_1 \cdot e^{j\phi_1} \cdot e^{j\Delta\omega \cdot \Delta t_1 \cdot v}) \cdot e^{-j\Delta\omega \cdot \Delta t_1 \cdot v} \\
&= M \cdot K_1 \cdot e^{j\phi_1} + K_0 \cdot e^{j\phi_0} \cdot \sum_{v=0}^{M-1} e^{-j\Delta\omega \cdot \Delta t_1 \cdot v}
\end{aligned} \tag{3.6}$$

Подавление составляющих с частотами отличными от 0 определяется величиной $\Delta\omega \cdot \Delta t_1$. При зафиксированных $\Delta\omega$ и количестве элементов ДЧ сигнала M коэффициент подавления второго луча определяется АЧХ фильтра сумматора [124] и равен

$$H(\Delta t_1) = \frac{1}{M} \cdot \left(\frac{1 - e^{-j \cdot \Delta\omega \cdot \Delta t_1 \cdot M}}{1 - e^{-j \cdot \Delta\omega \cdot \Delta t_1}} \right)$$

Примером модели двухлучевого канала является модель КВ канала в соответствии с рекомендацией ITU [39]. На рис. 3.4 построено подавление для ДЧ с $M=29$ и разносом частот 400 Гц. Как видно из рисунка, при выборе достаточно большой величины длительности элемента ДЧ сигнала T_0 и обработки по формулам (3.5) и (3.6) уверенно может быть выделена разность хода лучей в диапазоне 0.2...2.3 мс, что удовлетворяет моделям для средних широт в спокойном (0.5 мс), нормальном (1 мс) и возбужденном состоянии ионосферы (2мс) [39].

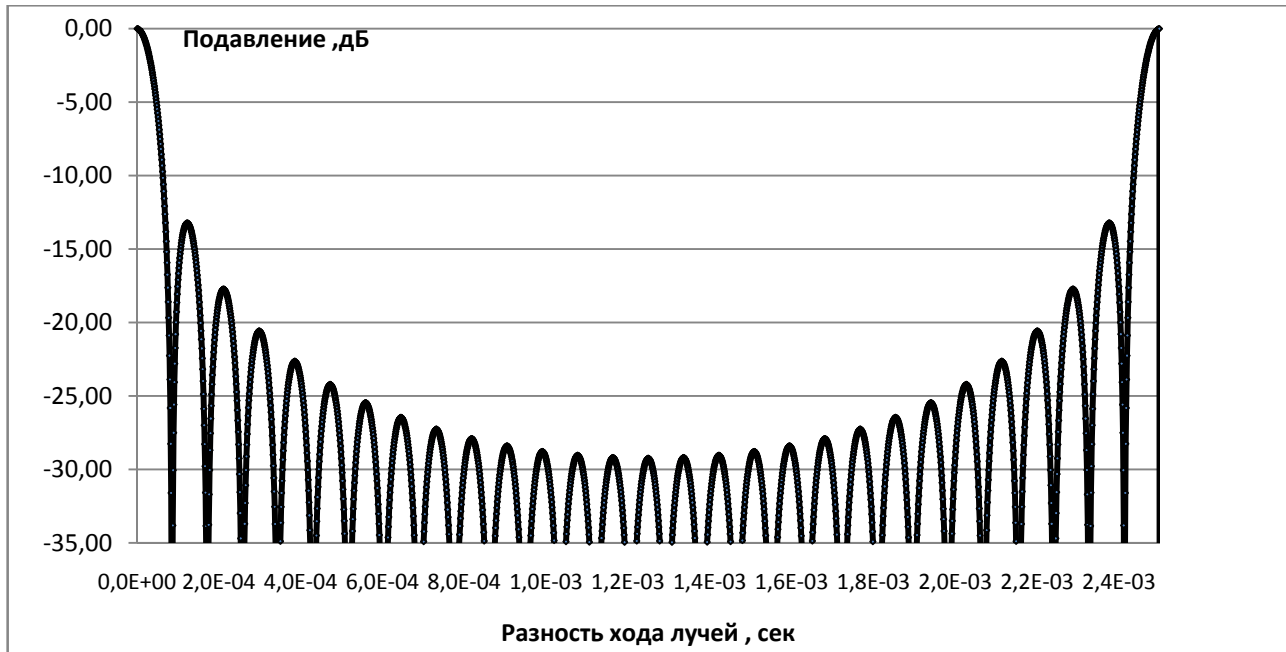


Рис. 3.4 Подавление дБ в зависимости от разности хода лучей для ДЧ сигнала с $M=29$ и разносом частот 400 Гц.

Для приближенного вычисления выражений 3.5 и 3.6, а так же при реализации системы синхронизации ДЧ сигналов в канале с многолучевостью, может быть использован аппарат быстрого преобразования Фурье. На рис.3.5 приведена предлагаемая структурная схема согласованного фильтра для ДЧ сигналов, прошедших двухлучевой канал [125,126].



Рис. 3.5 Структурная схема согласованного фильтра для ДЧ сигнала прошедшего двухлучевой канал.

Оценка наличия двух спектральных составляющих может производиться по преамбуле, обычно передаваемой в начале сообщения в системе связи.

3.3 Результаты компьютерного моделирования итеративного приема турбо-подобных кодов в сигнально-кодовой конструкции при использовании квазикогерентного приема дискретно-частотных сигналов

На рис.3.6 приведены результаты компьютерного моделирования сигнально-кодовой конструкции на основе укороченного кода Рида-Соломона $n=256$, $k=128$ в поле $GF(512)$ и ансамбля ДЧ сигналов 29,29 объемом 512, разнос частот 400 Гц, длительность элемента 10 мс (кривые 1 и 2). Модель канала для средних широт и умеренных условий в соответствии со стандартом ITU-RF.1487. При квазикогерентном приеме использовался БПФ размерностью 32 точки. Оценка частот производилась по преамбуле длительностью 8 ДЧ сигналов передаваемой вначале сообщения. Как видно из рис.3.6, использование квазикогерентного приема обеспечивает энергетический выигрыш для рассматриваемой сигнально кодовой конструкции в размере 3 дБ для вероятности ошибки на сообщение $P_w=0.1$ (доверительный интервал $[0.25 \cdot P_w, 1.25 \cdot P_w]$, с доверительной вероятностью $P_{довер} = 0.95$). Также на рис. 3.6 приведены результаты моделирования СКК с использованием турбо-подобного кода при использовании различных способов приема (кривые 3,4,5). Видно, что в случае турбо-подобного кода использование квазикогерентного приема позволяет получить энергетический выигрыш до 1.5 дБ при вероятности ошибки на сообщение $P_w = 10^{-2}$

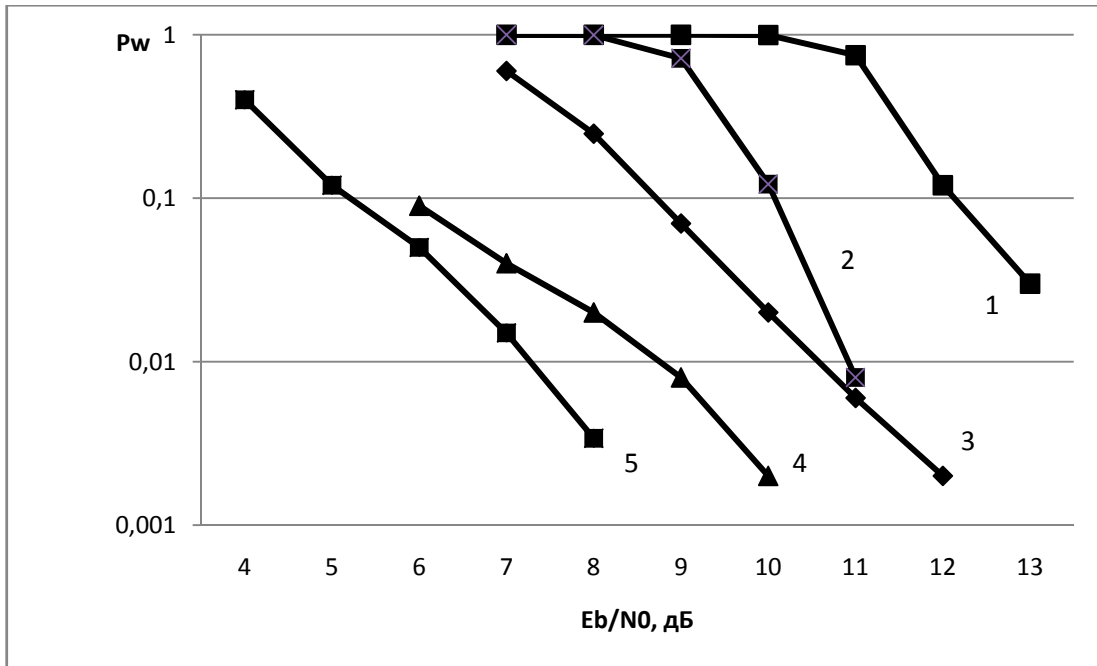


Рис.3.6 Вероятность ошибки на сообщение (P_w), модель канала для средних широт и умеренных условий в соответствии со стандартом ITU-RF.1487 (разность хода лучей 1 мс, Доплеровское расширения спектра 0.5 Гц). Кривая 1 СКК на основе кода Рида-Соломона $n=256$ $k=128$ в поле GF(512) и ансамбля ДЧ сигналов 29,29 объемом 512, разнос частот 400 Гц, длительность элемента 10 мс, детектирование по квадратам огибающей элементарных импульсов. Кривая 2 СКК на основе кода Рида-Соломона $n=256$ $k=128$ в поле GF(512) и ансамбля ДЧ сигналов 29,29 объемом 512, разнос частот 400 Гц, длительность элемента 10 мс, квазикогерентный прием с использованием БПФ размерностью 32 точки. Кривая 3 СКК на основе турбо-подобного кода $n=2304$ $k=1152$ и ансамбля ДЧ сигналов 29,29 объемом 512, разнос частот 400 Гц, длительность элемента 10 мс, детектирование по квадратам огибающей элементарных импульсов. Кривая 4 СКК на основе турбо-подобного кода $n=2304$ $k=1152$ и ансамбля ДЧ сигналов 29,29 объемом 512, разнос частот 400 Гц, длительность элемента 10 мс, квазикогерентный прием с использованием БПФ размерностью 32 точки. Кривая 5 СКК на основе турбо-подобного кода $n=2376$ $k=1188$ и ансамбля ДЧ сигналов 29,29 объемом 2048, разнос частот 400 Гц, длительность элемента 10 мс, квазикогерентный прием с использованием БПФ размерностью 32 точки.

Выводы по Главе 3

1. Приведено описание дискретных частотных сигналов, описание алгоритма формирования композиционного ансамбля сигналов ДЧ сигналов.
2. Разработан алгоритм квазикогерентного приема ДЧ сигналов в канале с многолучевым распространением.
3. Приведены результаты компьютерного моделирования квазикогерентного приема СКК с использованием турбо-подобных кодов и дискретных частотных сигналов. Показано наличие энергетического выигрыша при использовании квазикогерентного приема.

ГЛАВА 4. ОЦЕНИВАНИЕ ВЕРОЯТНОСТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК И ИССЛЕДОВАНИЕ СХОДИМОСТИ АЛГОРИТМОВ ПРИЕМА СИГНАЛЬНО-КОДОВЫХ КОНСТРУКЦИЙ НА ОСНОВЕ ТУРБО- ПОДОБНЫХ КОДОВ И ДИСКРЕТНЫХ ЧАСТОТНЫХ СИГНАЛОВ

4.1 Упрощенные модели КВ канала при использовании дискретных частотных сигналов

Рассмотрим ДЧ сигнал с огибающей (3.2) при прохождении через канал, задаваемый соотношением (1.5),

$$\begin{aligned}
 z(t) &= \sum_{k=0}^{L-1} K_k(t) \cdot [\cos(\theta_k(t)) \cdot U_m(t - \hat{\tau}_k) - \sin(\theta_k(t)) \hat{U}_m(t - \hat{\tau}_k)] + n(t) = \\
 & \sum_{k=0}^{L-1} K_k(t) \cdot [\cos(\theta_k(t)) \cdot \sum_{\nu=0}^{M-1} \Phi(t - \nu T_0 - \hat{\tau}_k) \cdot \cos(\gamma_q(\nu) \Delta \omega \cdot (t - \hat{\tau}_k)) \\
 & - \sin(\theta_k(t)) \cdot \sum_{\nu=0}^{M-1} \Phi(t - \nu T_0 - \hat{\tau}_k) \cdot \sin(\gamma_q(\nu) \Delta \omega \cdot (t - \hat{\tau}_k))] + n(t)
 \end{aligned} \tag{4.1}$$

Меняя порядок суммирования в (4.1), имеем соотношение [27]:

$$\begin{aligned}
 z(t) &= \sum_{\nu=0}^{M-1} \left(\cos(\gamma_q(\nu) \Delta \omega \cdot t) \cdot \sum_{k=0}^{L-1} \Phi(t - \nu T_0 - \hat{\tau}_k) \cdot K_{kc}(t) + \right. \\
 & \left. \sin(\gamma_q(\nu) \Delta \omega \cdot t) \cdot \sum_{k=0}^{L-1} \Phi(t - \nu T_0 - \hat{\tau}_k) \cdot K_{ks}(t) \right) \\
 K_{kc}(t) &= K_k(t) \cdot \cos(\theta(t)) \cdot \cos(\gamma_q(\nu) \Delta \omega \cdot \tau_k) \\
 & + K_k(t) \cdot \sin(\theta(t)) \cdot \sin(\gamma_q(\nu) \Delta \omega \cdot \tau_k) \\
 K_{ks}(t) &= K_k(t) \cdot \cos(\theta(t)) \cdot \sin(\gamma_q(\nu) \Delta \omega \cdot \tau_k) \\
 & - K_k(t) \cdot \sin(\theta(t)) \cdot \cos(\gamma_q(\nu) \Delta \omega \cdot \tau_k)
 \end{aligned} \tag{4.2}$$

Из (4.2) видно, что при большом числе лучей L следует ожидать нормализации квадратурных коэффициентов замираний при любых распределениях $K_k(t)$. При малом числе лучей будет наблюдаться периодическая составляющая в функции корреляции квадратурных коэффициентов замираний [27].

Для трасс средней дальности количество лучей при дискретной многолучевости может достигать 6 [127-128].

Особенностью рассматриваемых ДЧ сигналов, формируемых с использованием (3.3), является отсутствие повторений частот в сигнале (такие сигналы исключаются на этапе формирования ансамбля). Упрощенная модель с независимыми рэлеевскими замираниями по частотам, будет справедлива для рассматриваемых квазиоптимальных систем ДЧ сигналов при условии превышения величиной $M \cdot T_0$ времени изменения параметров канала, обусловленной доплеровским расширением спектра.

При использовании упрощенной модели КВ канала с независимыми рэлеевскими замираниями по частотам сигнал на входе приемника при передаче ДЧ сигнала $U_q(t)$ можно записать в виде:

$$z(t) = \sum_{\nu=0}^{M-1} A \cdot \alpha_{\gamma_k(\nu)} \cdot U_q(t) + n(t) = \sum_{\nu=0}^{M-1} A \cdot \alpha_{\gamma_q(\nu)} \cdot \Phi(t - \nu T_0) \cdot e^{j(\gamma_q(\nu) \Delta \omega t + \theta)} + n(t) \quad (4.3)$$

Здесь $\alpha_{\gamma_q(\nu)}$ - комплексный коэффициент замирания на частоте $\gamma_k(\nu)$, независимые квадратурные составляющие которого имеют нормальное распределение с нулевым средним, A - амплитуда радиосигнала на входе приемного устройства, θ - начальная фаза радиосигнала, $n(t)$ - комплексный шум с квадратурными компонентами n_c, n_s имеющими нормальную плотность распределения и дисперсиями $\sigma_{c,s}^2 = \frac{N_0}{4}$, N_0 - односторонняя спектральная плотность мощности.

4.2 Предельные значения энергетической эффективности ансамблей ДЧ сигналов в упрощенных моделях КВ канала

Рассмотрим случай, когда на приеме фаза входящего сигнала неизвестна, известным является среднее отношение энергии сигнала к спектральной плотности мощности шума. Рассматривается некогерентный прием ДЧ сигналов.

При некогерентном приеме в отличие от когерентного приема уменьшение кодовой скорости не всегда приводит к уменьшению отношения требуемой энергии бита E_b к спектральной плотности мощности шума N_0 [121,129,130]. Для выбора кодовой скорости, минимизирующей отношение $\frac{E_b}{N_0}$ в рассматриваемой модели канала при выбранном ансамбле сигналов, воспользуемся методикой, предложенной в работе [130].

Пропускная способность (1.16) задается без учета ограничений на способ приема и способ передачи. В реальных системах такие ограничения существуют. Так же как и в работах [121,129,130], ниже под пропускной способностью будет пониматься величина задаваемая соотношением (1.16) с учетом ограничений, обусловленных выбранным видом модуляции и способом приема.

Приемник для вынесения решения по принятому ДЧ сигналу формирует вектор \vec{V} , определяемый выражением (2.33). Можно показать [130], что при равновероятных входных сигналах справедливо соотношение

$$i(x; \vec{V}) = \ln(J) - \ln \frac{\sum_{x' \in S} p(\vec{V} | x')}{p(\vec{V} | x)} \quad (4.4)$$

Здесь J -кол-во сигналов в ансамбле ДЧ сигналов, $S = \{U_q(t), q = 0, 1, \dots, J-1\}$, $p(\vec{V} | x)$ -вероятность реализации вектора \vec{V} при переданном ДЧ сигнале x . Вычисление выражения (4.4) может быть произведено с помощью метода Монте-Карло путем моделирования работы демодулятора для тестовой последовательности символов. Рассматриваемый канал обладает свойством эргодичности, поэтому значение $i(x; \vec{V})$ будет стремиться к истинному значению с увеличением длины тестовой последовательности.

Так как шум и замирения независимы, то вероятность реализации вектора \vec{V} , при условии что передавался ДЧ сигнал U_q , $p(\vec{V} | U_q)$, имеет вид:

$$p(\vec{V} | U_q) = \left(\prod_{v=0}^{M-1} P(\nu_v^{\gamma_q(v)} | U_q) \right) \times \left(\prod_{v=0}^{M-1} \prod_{\substack{j=0 \\ j \neq \nu_q(v)}}^{M-1} P(\nu_v^j) \right)$$

Здесь $P(\nu_v^{\gamma_q(v)} | U_q)$ -вероятность реализации отсчета $\nu_v^{\gamma_q(v)}$ в момент времени $t_{s_0} + v \cdot T_0$ с выхода фильтра, согласованного с частотой $\nu_q(v)$, при условии передачи ДЧ сигнала U_q , $P(\nu_v^j)$ -вероятность реализации шума на частотно временных позициях, где энергия ДЧ сигнала U_q равна нулю.

В случае, когда на приеме известно только среднее отношение энергии сигнала к принятой спектральной плотности мощности шума (NCSI –no channel state information) и замирания имеют рэлеевское распределение $P(\nu_v^{\gamma_q(v)} | U_q), P(\nu_v^j)$, имеем [43]

$$P(\nu_v^{\gamma_q(v)} | U_q) = \frac{2 \cdot \nu_v^{\gamma_q(v)}}{\sigma_q^2} \cdot \exp \left[-\frac{(\nu_v^{\gamma_q(v)})^2}{\sigma_q^2} \right], \sigma_q^2 = \sigma_0^2 + \left(\frac{A \cdot T_0}{2} \right)^2$$

$$P(\nu_v^j) = \frac{2 \cdot \nu_v^j}{\sigma_0^2} \cdot \exp \left[-\frac{(\nu_v^j)^2}{\sigma_0^2} \right]$$

$$\text{Здесь } \sigma_0^2 = \frac{N_0 T_0}{4} .$$

В соответствии с теоремой Шеннона возможна организация передачи информации со сколь угодно малой вероятностью ошибки при условии $R < C$ [43]. Таким образом, можно построить зависимость минимально возможного

значения отношения $\frac{E_{\delta}}{N_0}$ от кодовой скорости для выбранного ансамбля

сигналов в рассматриваемой модели канала.

На рис.4.1 приведены границы предельных значений энергетической эффективности и кодовой скорости для рассматриваемой модели канала и ансамбля ДЧ сигналов 13,13 объемом 128. Видно, что в отличие от систем с когерентным приемом, у которых снижение кодовой скорости R помехоустойчивого кода приводит к улучшению энергетической эффективности, для некогерентного приема в рассматриваемой модели канала существует значение кодовой скорости $R < C$, минимизирующее требуемое отношение $\frac{E_b}{N_0}$. Для рассматриваемых СКК было выбрано значение кодовой скорости $R = 0.5$, проигрывающее оптимальному для данного ансамбля ДЧ сигналов значению $R = 0.58$ менее 0.1 дБ.

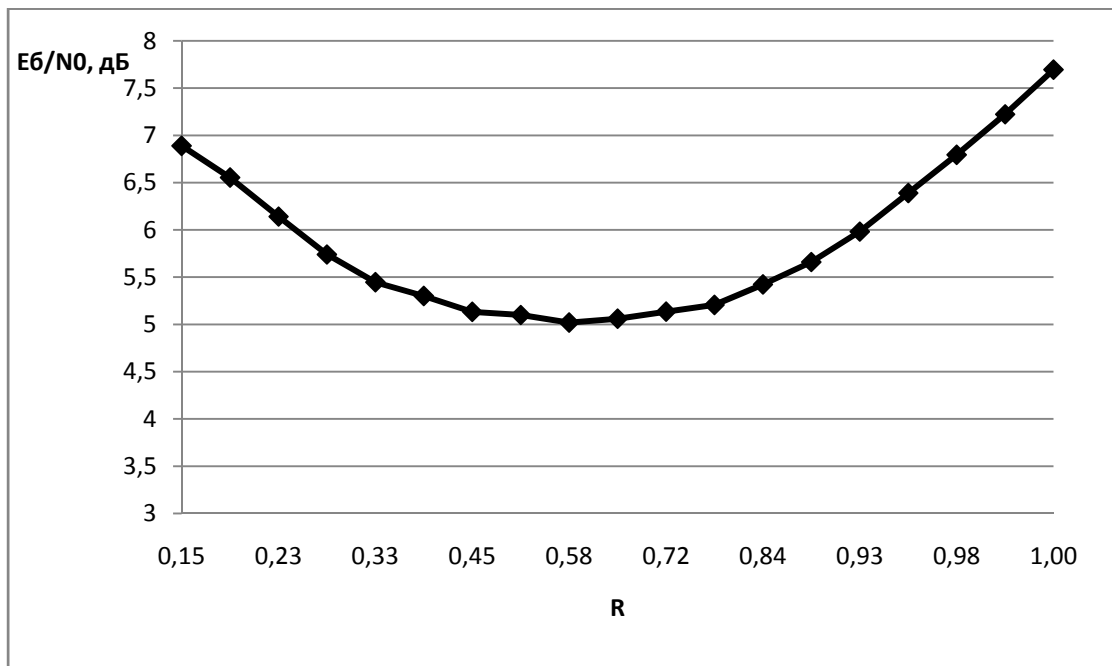


Рис.4.1 Границы предельных значений энергетической эффективности и кодовой скорости для ансамбля сигналов (3.3) с параметрами $M=13, r=5$. Ансамбль ДЧ сигналов 13,13 объемом 128.

4.3 Методика оценивания вероятностных характеристик сигнально-кодовых конструкций с использованием турбо-подобных кодов и дискретных частотных сигналов

Вследствие сложности вычисления точных значений вероятностных характеристик используют приближенные методы их оценивания, применяя верхние границы, например, аддитивную или мультипликативную границы [11, 114, 131-134].

Обозначим $P(\vec{c}_i, \vec{c}_j), i \neq j$ PEP (pairwise error event) вероятность того, что декодер выберет кодовое слово \vec{c}_j при условии, что передавалось \vec{c}_i в случае, когда возможны только два варианта решений у декодера выбрать \vec{c}_i или выбрать \vec{c}_j . Предполагается что при этом используется метод приема “в целом”. В общем случае вероятность $P(\vec{c}_i, \vec{c}_j)$ зависит от способа отображения Υ бит турбо-подобного кода в дискретные частотные сигналы, от расстояния Хэмминга h между кодовыми векторами турбо-подобного кода \vec{c}_i, \vec{c}_j , от корреляционных свойств ансамбля ДЧ сигналов X

$$P(\vec{c}_i, \vec{c}_j) = f(h, \Upsilon, X)$$

В [112] предложено считать, что существует некоторый усредненный способ отображения Υ бит турбо-подобного кода на дискретные частотные сигналы, при котором вероятность $P(\vec{c}_i, \vec{c}_j)$ зависит от расстояния Хэмминга между векторами \vec{c}_i, \vec{c}_j .

Верхняя аддитивная граница имеет вид [112]

$$\begin{cases} P_{Oш} \leq \sum_{d=1}^L A(h) \cdot f(d, \Upsilon, X) \\ P_{\bar{O}} \leq \frac{1}{K} \cdot \sum_{d=1}^L A(h) \cdot f(d, \Upsilon, X) \end{cases}$$

Здесь $A(h)$ спектр расстояний Хэмминга турбо-подобного кода. $P_{Oш}$ - вероятность ошибки на кодовый блок, $P_{\bar{O}}$ - вероятность битовой ошибки.

Сигнал воздействующий на вход приемника при передаче сигнала $U_q(t)$ описывается выражением 4.3.

При неизвестных коэффициентах замираний, неизвестных относительных задержках и неизвестных фазах лучей в каналах с многолучевым распространением используется правило некогерентного приема [43] с некогерентным накоплением. Элементы ДЧ сигнала $U_q(t), q = 0..J - 1$ обрабатываются некогерентно в соответствие с выражением (2.31) .

Комплексные коэффициенты замираний $\alpha_{\gamma_q(\nu)}$ на частотах $\gamma_q(\nu)$ имеют независимые квадратурные составляющие с нормальным распределением и с нулевым средним, компоненты шума также имеют нулевое среднее. Поэтому величина

$$\hat{V}_q = \sum_{\nu=0}^{M-1} \left[\int_{(\nu-1)T_0}^{\nu T_0} z(t) \cdot \cos(\gamma_q(\nu)\Delta\omega t) dt \right]^2 + \left[\int_{(\nu-1)T_0}^{\nu T_0} z(t) \cdot \sin(\gamma_q(\nu)\Delta\omega t) dt \right]^2$$

имеет центральное хи-квадрат распределение с $2M$ степенями свободы [48,135]:

$$P(\hat{V}_q) = \frac{1}{\sigma_v^{2M} \cdot 2^M \cdot \Gamma(M)} \cdot \hat{V}_q^{M-1} \cdot e^{-\hat{V}_q/2 \cdot \sigma_v^2}$$

Здесь $\Gamma(M) = (M-1)!$ -гамма функция, σ_v^2 -дисперсия гауссовских величин, формирующих \hat{V}_q .

Дисперсия квадратурных компонент при передаче сигнала U_p имеет вид.

$$\begin{aligned} \sigma_{v,p}^2 &= m_1 \left\{ \left(\int_0^{T_0} (A \cdot \alpha_{\gamma_p(v)} \cdot e^{j(\gamma_q(v)\Delta\omega t + \theta)} + n(t)) \cdot \cos(\gamma_p(v)\Delta\omega t) \right)^2 \right\} = \\ & m_1 \{A^2\} \cdot m_1 \{\alpha_{\gamma_p(v)}^2\} \cdot m_1 \{\cos(\theta)^2\} \cdot T_0 + m_1 \{2 \cdot A \cdot \alpha_{\gamma_p(v)} \cdot \cos(\theta) \cdot \int_0^{T_0} n(t) \cdot \cos(\gamma_p(v)\Delta\omega t)\} + \\ & m_1 \left\{ \left(\int_0^{T_0} n(t) \cdot \cos(\gamma_p(v)\Delta\omega t) \right)^2 \right\} = \frac{A^2 \cdot T_0}{2} + \frac{N_0}{2} \end{aligned}$$

Здесь m_1 - операция математического усреднения.

В случае отсутствия сигнала дисперсия квадратурных составляющих равна

$$\sigma_{v,p}^2 = m_1 \left\{ \left(\int_0^{T_0} (n(t)) \cdot \cos(\gamma_p(v)\Delta\omega t) \right)^2 \right\} = \frac{N_0}{2}$$

Вероятность правильного приема определяется системой неравенств $(\hat{V}_p > \hat{V}_q), q = 0..M-1, q \neq p$ при условии передачи сигнала U_p .

Вероятность ошибки может быть записана в виде [136]

$$P_0 = 1 - \Pr \{ \hat{V}_p > \hat{V}_0, \hat{V}_p > \hat{V}_1, \dots, \hat{V}_p > \hat{V}_{J-1} \} \quad (4.5)$$

Предположим, что построена такая система ДЧ сигналов, где все сигналы ортогональны. Тогда выражение (4.5) может быть записано в виде:

$$P_0 = 1 - \int_0^\infty P_{\hat{V}_p}(x) \cdot \left[\int_0^x P_{\hat{V}_q}(y) dy \right]^{J-1} dx$$

Рассмотрим интеграл $\int_0^x P_{\hat{V}_q}(y) dy$

$$\int_0^x P_{\hat{V}_q}(y) dy = \frac{1}{\sigma_{vq}^{2M} \cdot 2^M \cdot (M-1)!} \cdot \int_0^x y^{M-1} \cdot e^{-y/2 \cdot \sigma_{vq}^2} dy$$

Имеем $\int_0^u \exp(-\mu \cdot x) \cdot (x)^n dx = \frac{n!}{\mu^{n+1}} - e^{-u\mu} \cdot \sum_{k=0}^n \frac{n!}{k!} \cdot \frac{u^k}{\mu^{n-k+1}}$ [137], таким образом

$$\int_0^x P_{\hat{V}_q}(y) dy = \frac{1}{\sigma_{vq}^{2M} \cdot 2^M \cdot (M-1)!} \cdot \left(\frac{(M-1)!}{\left(\frac{1}{2 \cdot \sigma_{vq}^2}\right)^M} e^{-x \cdot \frac{1}{2 \cdot \sigma_{vq}^2}} \cdot \sum_{k=0}^{M-1} \frac{(M-1)!}{k!} \cdot \frac{x^k}{\left(\frac{1}{2 \cdot \sigma_{vq}^2}\right)^{M-k}} \right)$$

$$= 1 - \frac{e^{-x \cdot \frac{1}{2 \cdot \sigma_{vq}^2}} \cdot \sum_{k=0}^{M-1} \frac{(M-1)!}{k!} \cdot \frac{x^k}{\left(\frac{1}{2 \cdot \sigma_{vq}^2}\right)^{M-k}}}{\sigma_{vq}^{2M} \cdot 2^M \cdot (M-1)!}$$

Результирующее выражение для вероятности ошибки имеет вид

$$P_o = 1 - \frac{1}{\sigma_{vp}^{2M} \cdot 2^M \cdot (M-1)!} \cdot \int_0^\infty x^{M-1} \cdot e^{-x/2 \cdot \sigma_{vp}^2} \cdot \left(1 - \frac{e^{-x \cdot \frac{1}{2 \cdot \sigma_{vq}^2}} \cdot \sum_{k=0}^{M-1} \frac{1}{k!} \cdot \frac{x^k}{\left(\frac{1}{2 \cdot \sigma_{vq}^2}\right)^{M-k}}}{\sigma_{vq}^{2M} \cdot 2^M} \right)^{J-1} dx \quad (4.6)$$

Интеграл в формуле (4.6) может быть вычислен численными методами.

У каждого из ДЧ сигналов (3.3) имеется не более чем одна частотная позиция общая с любым другим ДЧ сигналом из данного ансамбля в заданный временной интервал, есть сигналы с которыми нет пересечений по частотам. Воспользуемся методикой, предложенной в [136]. Предположим, что синтезирован ансамбль ДЧ сигналов, у которого $M-1$ временных позиций различны по частоте для всех сигналов, а последняя позиция одинакова. Тогда вероятность ошибки в точности равна вероятности ошибки при передаче ортогональной совокупности содержащей первые $M-1$ временных позиций. Таким образом формула (4.6) может быть использована для оценки сверху

вероятности ошибки равноудаленных ДЧ сигналов при подстановке при вычислениях вместо величины M , величины $M - 1$.

Спектр расстояний Хэмминга турбо-подобного кода $A(h)$ может быть получен с использованием равновероятного перемежителя [113,132,134].

Введем в рассмотрение многочлен (IOWEF) [113]

$$A(W, H) = \sum_{w=1}^k \sum_{h=0}^n A(w, h) W^w H^h$$

от переменных W, H для блочного кода с

параметрами (n, k) , здесь $A(w, h)$ - количество кодовых слов с весом Хэмминга h анализируемого кода с весом информационной последовательности w . Равновероятный перемежитель осуществляет отображение последовательности кодовых символов внешнего кода длительностью N и весом w во все возможные последовательности на входе внутреннего кода турбо-кода с равными вероятностями $P(w, N) = 1/C_N^w$.

Для последовательного соединения турбо-кодов на основе составляющих блочных кодов $C_1 (n_1, k_1)$ и $C_2 (n_2, k_2)$ справедливо соотношение относительно $\bar{A}(w, h)$ [113]

$$\bar{A}(w, h) = \sum_{l=0}^{n_1} \frac{A^{C_1}(w, l) A^{C_2}(l, h)}{C_N^l}$$

Усредненный спектр расстояний Хэмминга кода полученного на основе последовательного соединения кодов равен $\bar{A}(h) = \sum_{w=0}^{n_1-1} \bar{A}(w, h)$

В качестве кода C_1 в рассматриваемой схеме используются l биортогональных кодов, соответствующих базисным функциям Уолша.

Многочлен $A^{k,n}(W, H)$ объединения l кодов определяется как [132]

$$A^{lk,ln}(W, H) = [A^{k,n}(W, H)]^l$$

Многочлен для усеченного рекурсивного сверточного кода с кодовой скоростью 1 и длиной кодового ограничения 1 определяется как [11]:

$$A^{acc}(w, h) = \binom{l \cdot n}{\lfloor w/2 \rfloor} \cdot \binom{h-1}{\lceil w/2 \rceil - 1}$$

Усредненный спектр для турбо-подобного кода на основе $l = 210$ биортогональных сигналов с параметрами $k = 4, n = 8$ приведен на рис. 4.2

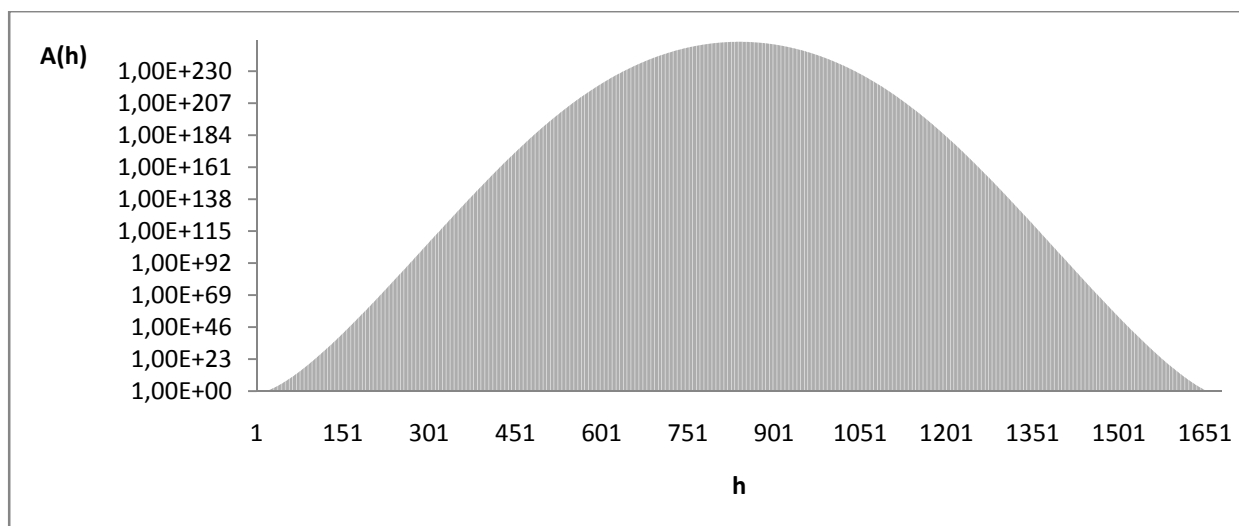


Рис.4.2 Усредненный спектр весов Хэмминга для турбо-подобного кода $n=1680, k=840$ полученного на основе биортогональных сигналов $n=8, k=4$.

Вероятность $P(\bar{c}_i, \bar{c}_j)$ зависит от распределения ошибочных бит при отображении на дискретные частотные сигналы. В работе [138] предложено выполнять усреднение по всем возможным способам отображения ненулевых бит в символы используемой модуляции с использованием равновероятного перемежителя, расположенного перед устройством отображения бит в дискретные частотные сигналы. При этом аддитивная граница может быть записана как

$$P_{\bar{c}} \leq \frac{1}{K} \cdot \sum_{d=1}^L A(h) \cdot \sum_f P(\bar{c}_i, \bar{c}_j, d, f) \cdot P_d(f) \quad (4.7)$$

Здесь $P_d(f)$ - вероятность появления именно этой комбинации отображения d ненулевых бит на символы. Вероятность $P(f)$ определяется как [138]:

$$P_d(f) = \frac{\binom{m}{1}^{f_1} \cdot \binom{m}{2}^{f_2} \cdot \dots \cdot \binom{m}{w}^{f_w}}{\binom{m \cdot N}{d}} \cdot \frac{N!}{f_0! \cdot f_1! \cdot \dots \cdot f_{w^*}!}$$

Здесь m - число бит переносимых одним ДЧ сигналом, N общее число ДЧ сигналов в кодовом блоке, $w^* = \min(d, m)$, $f_j, j = 1 \dots w^*$ вес Хэмминга бит, переносимых ДЧ сигналом в данной комбинации отображения ненулевых бит d .

Аддитивная граница имеет хорошую точность при больших отношениях сигнал/шум, при этом основной вклад вносят члены с минимальными весами Хэмминга в формуле (4.7). Из рис.4.3 видно, что при использовании усредненного множества $\overline{A(h)}$ и аддитивной границы теоретическая кривая (кривая 1) для рассматриваемого турбо-подобного кода близка к экспериментальной кривой (кривая 2). При расчете теоретической кривой использовались члены с весами Хэмминга не более 30. Экспериментальная кривая получена при использовании алгоритма итеративной демодуляции декодирования, описанного в пункте 2.5, количество итераций 50. Можно заключить, что для анализируемых значений сигнал/помеха энергетические потери при использовании алгоритма итеративного приема рассматриваемых турбо-подобных кодов достигают значений до 0.6 дБ по отношению к оптимальному приему, реализующему правило максимального правдоподобия.

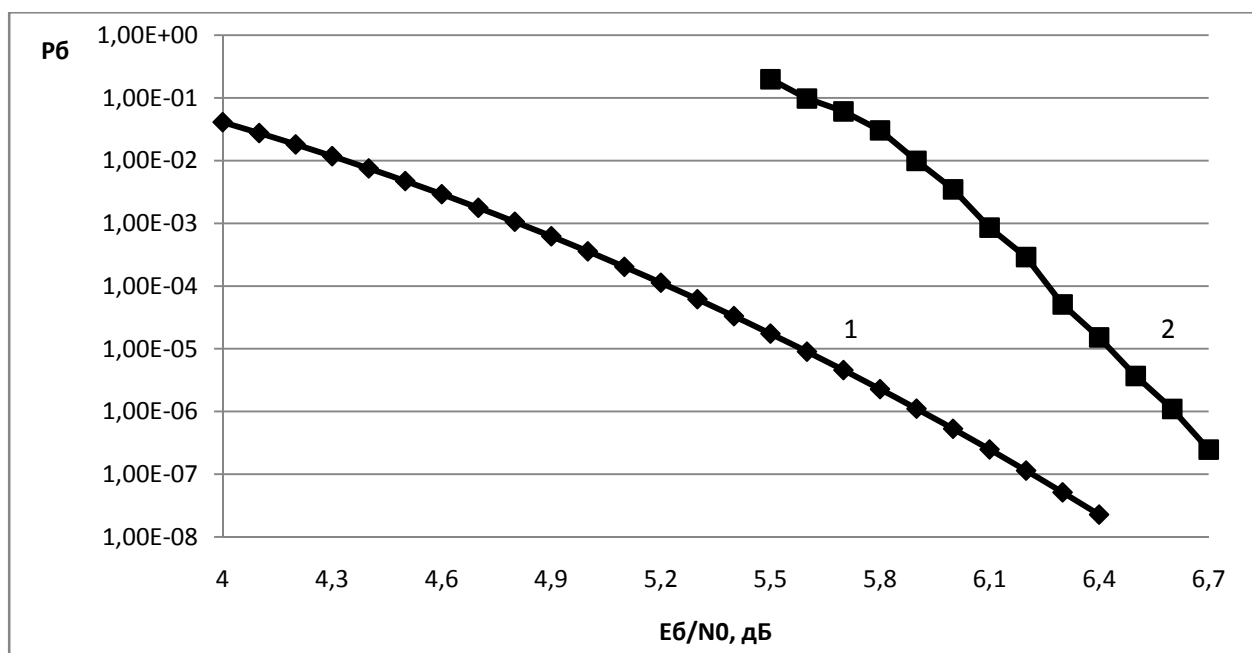


Рис.4.3 Вероятностные характеристики для турбо-подобного кода $n=1680$, $k=840$ на основе биортогональных сигналов $n=8$, $k=4$, ансамбль ДЧ сигналов с $M=13$, $J=128$: 1 - использование усредненного множества $\overline{A(h)}$ и аддитивной границы; 2 – экспериментальная кривая.

4.4 Исследование сходимости итеративных алгоритмов приема сигнально-кодовых конструкций на основе турбо-подобных кодов и дискретных частотных сигналов

На рис. 2.16 приведена общая схема формирования исследуемых конструкций. В качестве внешнего кода C_1 рассмотрены :

- код повторение (RA repeat accumulate)[11] с кодовой скоростью $R=1/2$;
- нерекурсивный несистематический сверточный код с порождающими полиномами $(7,5)_8$, кодовой скоростью $R=1/2$, и длиной кодового ограничения 3[113];
- совокупность биортогональных сигналов на основе функций Уолша с параметрами $(k=4, n=8)$ [12].

Рассмотрим две возможных схемы итеративной обработки указанных конструкций. На рис. 4.4 приведен первый вариант, итерация итеративного приема имеет два этапа обработки.

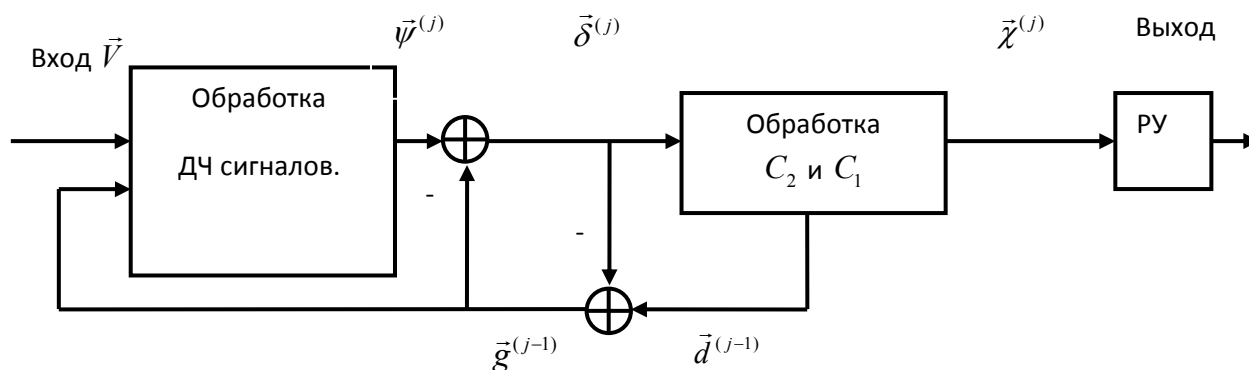


Рис. 4.4 Блок-схема итеративной обработки для рассматриваемых СКК вариант 1.

На первом этапе j -й итерации в блоке “Обработка ДЧ сигналов” вычисляются отношения логарифма апостериорных вероятностей (\log

likelihood ratio-LLR) для символов внутреннего кода C_2

$$\bar{\psi}^{(j)} = \ln \left(\frac{Pr(c_i = 0 | \vec{V}, \bar{g}^{(j-1)})}{Pr(c_i = 1 | \vec{V}, \bar{g}^{(j-1)})} \right) [121] :$$

$$\psi_i = \ln \left(\frac{\sum_{U_q: c_i(U_q)=1} p(\vec{V} | U_q) \cdot \prod_{\substack{l=0 \\ l \neq i}}^{\mu-1} e^{c_i(U_q) \cdot g_l}}{\sum_{U_q: c_i(U_q)=0} p(\vec{V} | U_q) \cdot \prod_{\substack{j=0 \\ j \neq i}}^{\mu-1} e^{c_i(U_q) \cdot g_l}} \right) \quad (4.8)$$

Здесь $q = 0..J-1$, $J = 2^\mu$ - размер ансамбля ДЧ сигналов, $Pr(c_i | \vec{V}, \bar{g}^{(j-1)})$ - апостериорные вероятности символов кода C_2 ; $\bar{g}^{(j-1)}$ - вектор априорной информации символов кода C_2 на (j-1)-й итерации, на первой итерации его отсчеты равны нулю.

На втором этапе j-й итерации алгоритма приема в блоке «обработка C_2 и C_1 », вычисляются отношения апостериорных вероятностей

$$\chi_i^{(j)} = \ln \left(\frac{Pr(b_i = 0 | \bar{\delta}^{(j)})}{Pr(b_i = 1 | \bar{\delta}^{(j)})} \right) \text{ для символов внешнего кода } C_1, \text{ вычисляется}$$

$$\text{отношение апостериорных вероятностей } d_i^{(j)} = \ln \left(\frac{Pr(c_i = 0 | \bar{\delta}^{(j)})}{Pr(c_i = 1 | \bar{\delta}^{(j)})} \right) \text{ для}$$

символов внутреннего кода C_2 и определяется функционал $g_i^{(j)} = d_i^{(j)} - \delta_i^{(j)}$.

Последовательность $\bar{g}^{(j)}$ принимается в качестве априорной информации для последующей (j+1)-й итерации.

После реализации задаваемого числа итераций вычисляются оценки информационных символов \hat{a}_i в решающем устройстве: если $\chi_i > 0$, то $\hat{a}_i = 0$ и $\hat{a}_i = 1$ в противном случае.

На рис. 2.18 в пункте 2.5 приведен второй вариант.

Исследование сходимости алгоритмов итеративной обработки конструкций с применением ДЧ сигналов произведено с использованием метода EXIT (extrinsic information transfer characteristics) chart. EXIT chart [139-141] это методика построения кривых зависимости взаимной информации между величинами логарифмов апостериорных вероятностей после вычета априорных вероятностей, так называемых extrinsic information LLR, и кодовых бит I_E от зависимости взаимной информации между входными LLR и кодовыми битами I_A . Такая зависимость является характеристикой выбранного модуля и позволяет произвести оценку вклада вносимого модулем в процесс итеративной обработки. При применении метода EXIT chart принимаются следующие допущения:

- длина перемежителя предполагается достаточно большой, чтобы LLR $\bar{g}^{(j-1)}$ в варианте обработки в соответствии с рис.3.4 и $\bar{z}_{II}^{(j-1)}$ в варианте обработки в соответствии с рис. 2.18, подаваемые в качестве априорных значений на вход демодулятора, считать независимыми;
- условная плотность вероятности LLR $\bar{g}^{(j-1)}$ и $\bar{z}_{II}^{(j-1)}$ считается гауссовской.

Ниже приведено описание для варианта обработки рис.2.18, для варианта обработки по рис.4.4 модификации нижеприведенных формул очевидны.

По определению средняя взаимная информация между LLR $\bar{z}_{II_i}^{(j-1)}$ и информационным битом c_i кода C_2 [139]:

$$\begin{aligned}
I(\bar{z}_{\Pi_i}^{(j-1)}, c_i) &= \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} p(\bar{z}_{\Pi_i}^{(j-1)}, c_i) \cdot \log_2 \left(\frac{p(\bar{z}_{\Pi_i}^{(j-1)}, c_i)}{p(\bar{z}_{\Pi_i}^{(j-1)}) \cdot p(c_i)} \right) = \\
&\frac{1}{2} \cdot \sum_{c_i = \pm 1} \int_{-\infty}^{+\infty} p(\bar{z}_{\Pi_i}^{(j-1)} | c_i) \\
&\cdot \log_2 \left(\frac{p(\bar{z}_{\Pi_i}^{(j-1)} | c_i)}{0.5 \cdot p(\bar{z}_{\Pi_i}^{(j-1)} | c_i = +1) + 0.5 \cdot p(\bar{z}_{\Pi_i}^{(j-1)} | c_i = -1)} \right)
\end{aligned} \tag{4.9}$$

Предполагая, что $\bar{z}_{\Pi_i}^{(j-1)}$ может быть представлена как :

$$\bar{z}_{\Pi_i}^{(j-1)} = \mu_{LLR} \cdot c_i + z_i \tag{4.10}$$

где z_i имеет нормальное распределение с дисперсией $\sigma_{LLR}^2 = 2 \cdot \mu_{LLR}$ взаимная информация в выражении (4.9) $I(\bar{z}_{\Pi_i}^{(j-1)}, c_i) = J(\sigma_{LLR})$ где [139] :

$$J(\sigma_{LLR}) = 1 - \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi} \cdot \sigma_{LLR}} \cdot e^{\left(\frac{-1}{2\sigma_{LLR}^2} \cdot \left(\bar{z}_{\Pi_i}^{(j-1)} - \frac{\sigma_{LLR}^2}{2} \right)^2 \right)} \cdot \log_2 \left(1 + e^{-\bar{z}_{\Pi_i}^{(j-1)}} \right) d\bar{z}_{\Pi_i}^{(j-1)}$$

Для функции $J(\sigma_{LLR})$ и обратной к ней $\sigma_{LLR} = J(\mathbf{I})^{-1}$ в [140] были получены аппроксимации:

$$J(\sigma_{LLR}) = \left(1 - 2^{-H_1(\sigma_{LLR})^{H_2}} \right)^{H_3}, J^{-1}(\mathbf{I}) = \left(\frac{-1}{H_1} \cdot \log_2 \left(1 - I^{\frac{1}{H_3}} \right) \right)^{\frac{1}{2 \cdot H_2}} \tag{4.11}$$

где $H_1 = 0.3073, H_2 = 0.8935, H_3 = 1.1064$.

Оценку взаимной информации между LLR на выходе демодулятора после вычитания априорной информации $x_{\Pi_i}^{(j)}$ и информационными битами кода C_2 можно произвести, используя результаты [141]:

$$I(x_{\Pi i}^{(j)}, c_i) = 1 - \frac{1}{N} \cdot \sum_{i=1}^N \log_2 \left(1 + e^{-c_i \cdot x_{\Pi i}^{(j)}} \right) \quad (4.12)$$

Здесь N число испытаний.

Для построения зависимости $I_E(I_A)$ демодулятора при заданном отношении E_s/N_0 формировалась реализация канала, исходя из заданного I_A по формуле (4.11), рассчитывалось σ_{LLR} , формировался вектор априорных значений $\bar{z}_{\Pi i}^{(j-1)}$, по формуле (4.10) производилась обработка в демодуляторе и оценка I_E с помощью выражения (4.12).

При построении зависимостей $I_E(I_A)$ для декодера кода C_1 , чтобы избежать предположений о распределении LLR на входе декодера, так же как и в работе [121,142] производилось совместное моделирование демодулятора и декодера, входное значение I_A для декодера определялось на основе значения полученного из зависимости $I_E(I_A)$ демодулятора.

Итеративный процесс по диаграмме EXIT chart считается сходящимся, если зависимости $I_E(I_A)$ двух исследуемых модулей не имеют пересечения до точки достижения одним из устройств значения $I_E=1$. Площадь области между двумя кривыми равна величине потери пропускной способности относительно максимально возможной величины [141], сужение туннеля между двумя кривыми приводит к увеличению числа требуемых итераций.

Ансамбль ДЧ сигналов (3.3) является практически эквидистантным, применение кода Грея по сравнению с прямым манипуляционным кодом не является эффективным.

На рис.4.5 приведена диаграмма изменения взаимной информации (EXIT chart) для варианта итеративной обработки, соответствующей рис.4.4 При обработке turbo-подобного кода использовался оптимальный алгоритм посимвольного приема log-map. Взаимная информация I_E с выхода демодулятора становится априорной взаимной информацией I_A для декодера,

взаимная информация с выхода декодера I_E становится априорной взаимной информацией I_A для демодулятора. Из рис.4.5 видно, что кривые при такой схеме обработки и значении $E_s/N_0 = -0.2$ ($E_b/N_0 = 5.5$ дБ при $R=1/2$) пересекаются до достижения характеристикой декодера величины I_E равной 1- процесс итеративного приема не сходится.

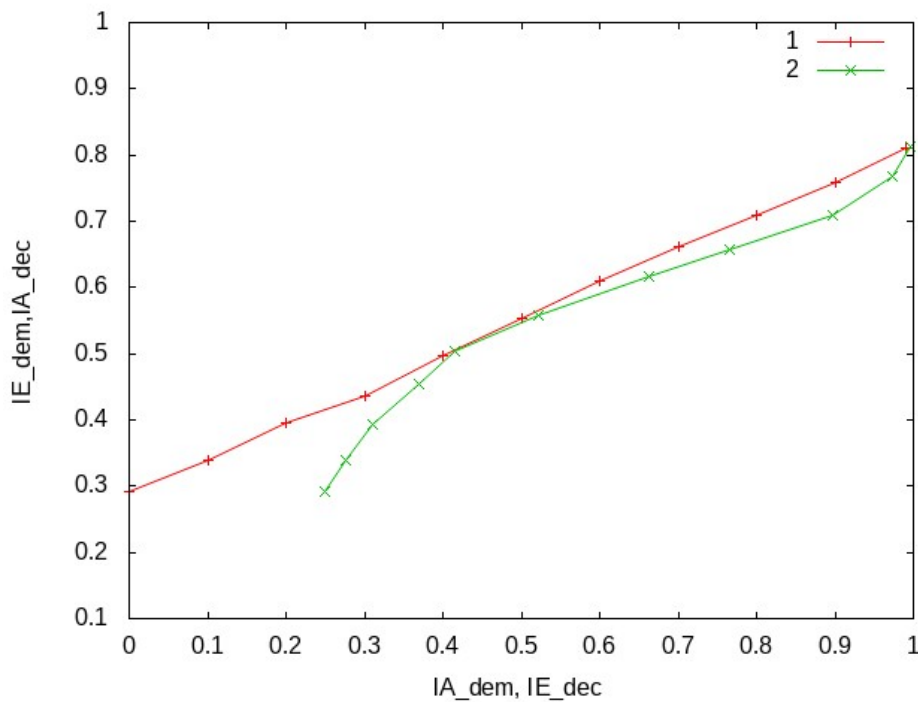


Рис.4.5 Диаграмма изменения взаимной информации(EXIT chart) для варианта итеративной обработки, соответствующей рис.5 . Ансамбль ДЧ сигналов 13,13 объемом 128. Турбо-подобный код на основе биортогональных сигналов (4,8), информационный объем $k=840$ бит, $E_s/N_0 = -0.2$ дБ. Кривая 1- зависимость $I_E(I_A)$ демодулятора (3.8). Кривая 2- зависимость $I_E(I_A)$ декодера турбо-подобного кода (обработка C_1 и C_2).

На рис.4.6 приведена диаграмма изменения взаимной информации для варианта итеративной обработки, соответствующей рис.2.18 для $E_s/N_0 = -0.2$ дБ. При обработке использовался оптимальный алгоритм посимвольного приема log-map. Как видно из рисунка, применение совместной обработки ДЧ сигналов и кода C_2 приводит к изменению характера зависимости $I_E(I_A)$

демодулятора (кривая 1) относительно зависимости исходного демодулятора (кривая 2). Модифицированный демодулятор характеризуется меньшими значениями величины I_E при малых значениях I_A относительно исходного демодулятора, но выигрывает при значениях $I_A \geq 0.7$, решение алгоритма приема сходится.

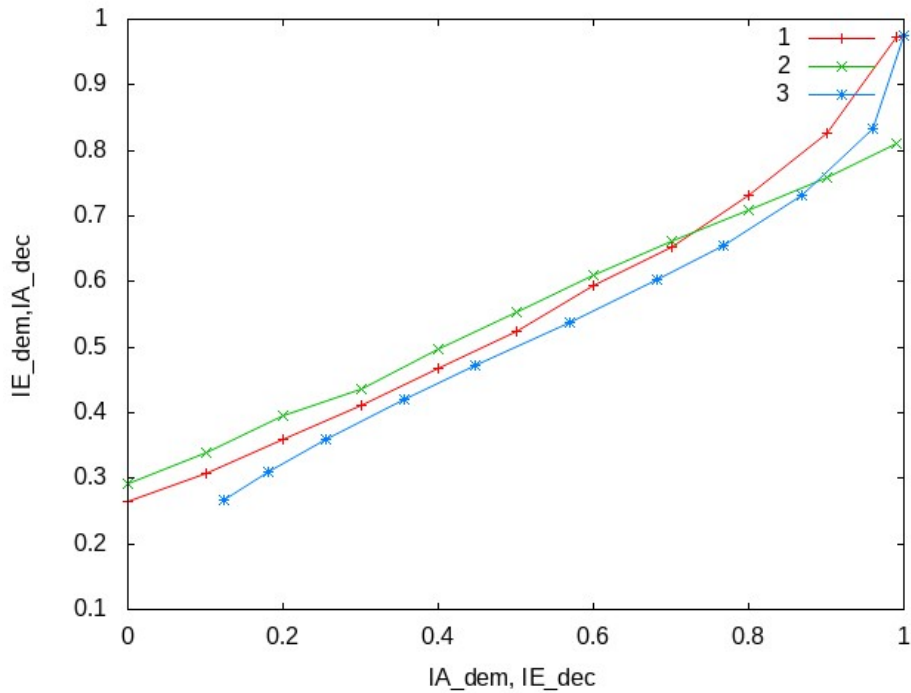


Рис.4.6 Диаграмма изменения взаимной информации(EXIT chart) для варианта итеративной обработки, соответствующей рис.6. Ансамбль ДЧ сигналов 13,13 объемом 128. Турбо-подобный код на основе биортогональных сигналов (4,8), информационный объем $k=840$ бит, $E_s/N_0 = -0.2$ дБ. Кривая 1- зависимость $I_E(I_A)$ демодулятора использующего совместный треллис с кодом C_2 . Кривая 2 -зависимость $I_E(I_A)$ демодулятора работающего по формуле (5). Кривая 3- зависимость $I_E(I_A)$ декодера биортогональных сигналов.

На рис.4.7 приведены результаты моделирования сигнально-кодовой конструкции с использованием ансамбля ДЧ сигналов 13,13 объемом 128 и турбо-подобного кода на основе биортогональных сигналов (4,8) информационный объем $k=840$ бит в упрощенной модели канала при

использовании различных схем итеративной обработки. В полном соответствии с результатом, полученном при помощи EXIT chart, схема обработки по рис.2.18 имеет лучшие вероятностно энергетические характеристики. Отличие порога сходимости в кривой 3 от точки полученной с помощью EXIT chart объясняется конечной длиной перемежителя.

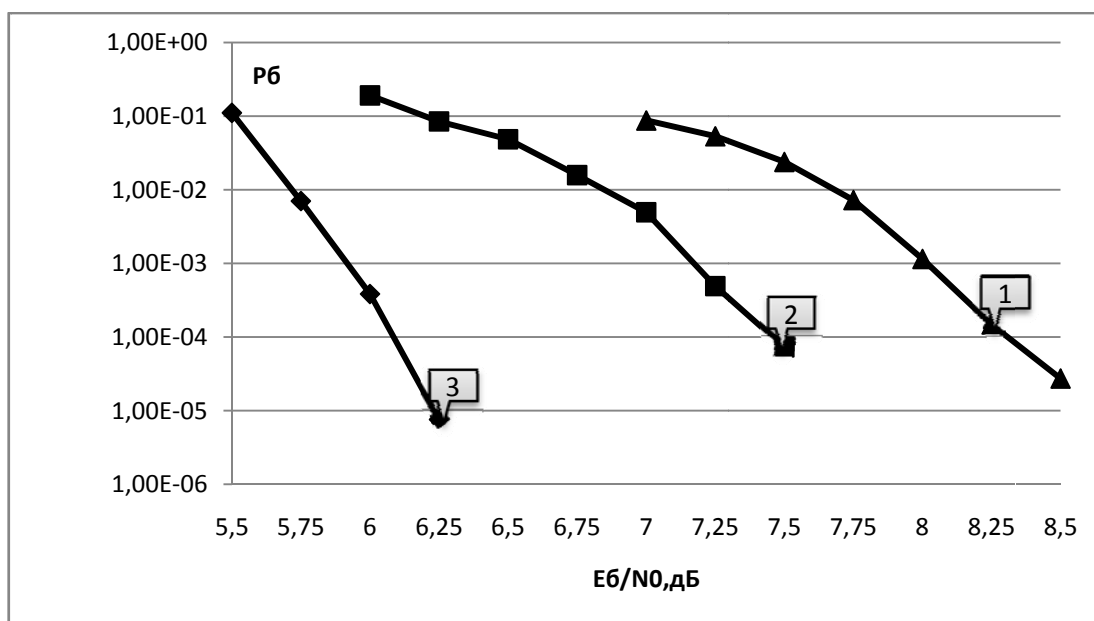


Рис.4.7 Вероятность ошибки на бит (P_b) для сигнально-кодовой конструкций с использованием ансамбля ДЧ сигналов 13,13 объемом 128 и турбо-подобного кода на основе биортогональных сигналов (4,8) информационный объем $k=840$ бит. Упрощенная модель КВ канала, по оси абсцисс отложены значения E_b/N_0 . Кривая 1 -прием без итеративной демодуляции декодирования, 20 итераций при декодировании турбо-подобного кода. Кривая 2- итеративная демодуляция декодирования в соответствии с рисунком 4.4 (20 эквивалентных совместных итераций). Кривая 3 -итеративная демодуляция декодирование в соответствии с рисунком 6 (20 совместных итераций).

На рис.4.8 приведено изменение взаимной информации для варианта итеративной обработки, соответствующей рис.2.18, при различных кодах C_1 в составе турбо-подобного кода с объемом информационной части $k=840$ бит.

Из рисунка видно, что декодер биортогональных сигналов (4,8) на основе функций Уолша (кривая 2) имеет характеристику $I_E(I_A)$, максимально близкую по форме модифицированному демодулятору (кривая 1) среди рассмотренных кодов. Кривая 4 соответствует зависимости $I_E(I_A)$ для кода повторения с $R=1/2$. Так как код представляет собой 2-х кратное повторение символа, то среднюю взаимную информацию он не меняет и $I_A = I_E$ (фактически в качестве extrinsic LLR выдаются, переставленные входные LLR).

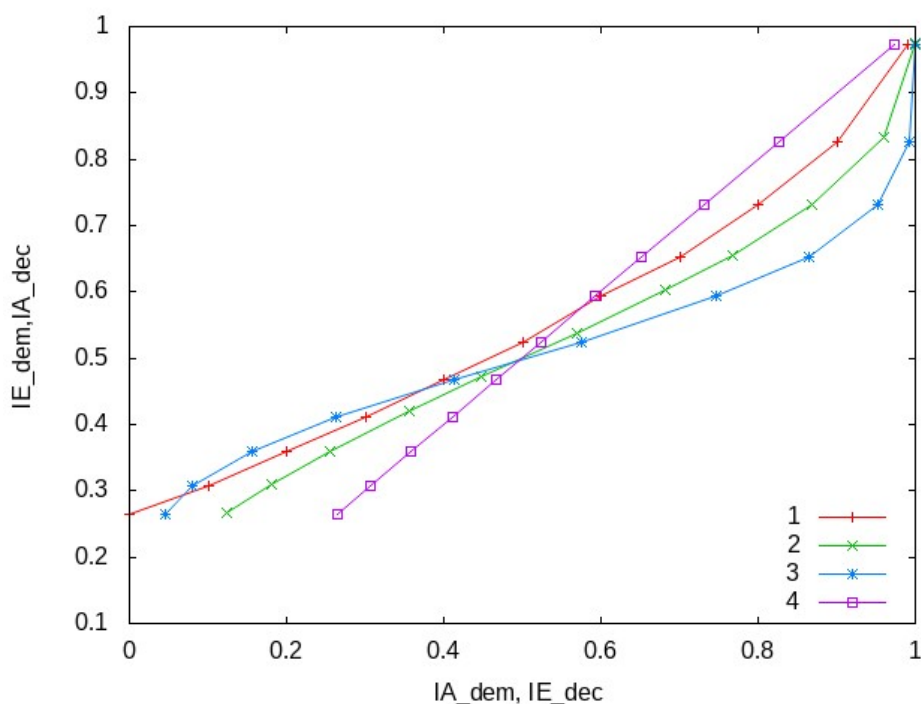


Рис.4.8 Диаграмма изменения взаимной информации(EXIT chart) для варианта итеративной обработки соответствующей рис.2.10 . Ансамбль ДЧ сигналов 13,13 объемом 128, $E_s/N_0 = -0.2$ ($E_b/N_0 = 5.5$ дБ для $R=1/2$). Кривая 1- зависимость $I_E(I_A)$ демодулятора использующего совместный треллис с кодом C_2 . Кривая 2 -зависимость $I_E(I_A)$ декодера биортогональных сигналов (4,8), информационный объем турбо-подобного кода $k=840$ бит. Кривая 3 -зависимость $I_E(I_A)$ декодера нерекурсивного несистематического сверточного кода с порождающими полиномами $(7,5)_8$, кодовой скоростью $R=1/2$, и длиной кодового ограничения 3. Кривая 4 зависимость $I_E(I_A)$ декодера кода повторения с $R=1/2$.

На рис.4.9 приведены результаты моделирования сигнально-кодовых конструкций с использованием ансамбля ДЧ сигналов 13,13 объемом 128 и различных кодов C_1 в составе турбо-подобного кода в упрощенной модели канала. Как видно из рисунка, наилучшими вероятностно энергетическими характеристиками обладает конструкция с использованием биортогональных сигналов (4,8) на основе функций Уолша в качестве кода C_1 что соответствует результатам, полученным с помощью технологии EXIT chart.

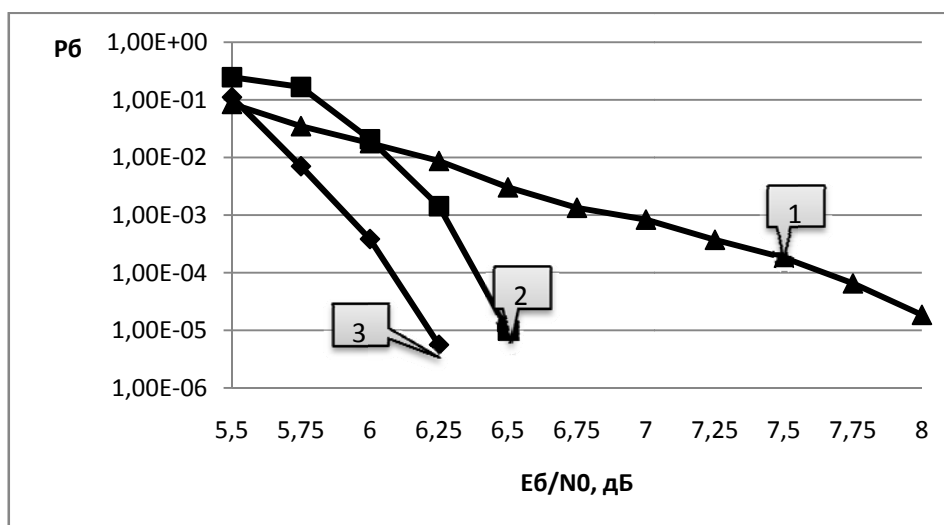


Рис.4.9 Вероятность ошибки на бит (P_b) для сигнально-кодовых конструкций с использованием ансамбля ДЧ сигналов 13,13 объемом 128. Упрощенная модель КВ канала, по оси абсцисс отложены значения E_b/N_0 . Итеративная обработка в соответствии с рис.2.18, 20 итераций демодуляции декодирования. Кривая 1- турбо-подобный код на основе кода повторения $R=1/2$, объем информационной части $k=840$ бит. Кривая 2 -турбо-подобный код на основе нерекурсивного несистематического сверточного кода с порождающими полиномами , кодовой скоростью $R=1/2$, и длиной кодового ограничения 3 объем информационной части $k=838$ бит. Кривая 3 - турбо-подобный код на основе биортогональных сигналов (4,8) объем информационной части $k=840$ бит.

Выводы по Главе 4

1. Разработана методика теоретического оценивания вероятностных характеристик при приеме сигнально-кодовых конструкций с использованием турбо-подобных кодов и ДЧ сигналов для упрощенной модели КВ канала. В качестве вероятностной характеристики принята вероятность ошибки P_{σ} на бит при использовании метода приема “в целом”.
2. Основу разработанной методики оценки P_{σ} составляет аддитивная граница. Используется усредненный спектр весов Хэмминга для турбо-подобного кода.
3. Выполнена апробация приведенной методики при исследовании вероятностных характеристик для турбо-подобного кода. Показано соответствие теоретических и экспериментальных вероятностных кривых.
4. Разработанная методика может быть применена для теоретического оценивания вероятностных характеристик общего класса сигнально-кодовых конструкций с использованием последовательного соединения ДЧ сигналов и схем помехоустойчивого кодирования.
5. С помощью технологии EXIT chart показано, что использование совместной кодовой решетки ДЧ сигналов и кода-аккумулятора при демодуляции ДЧ сигналов приводит к изменению характера передаточной характеристики $I_E(I_A)$ такого демодулятора, что снижает пороговое отношение сигнал/шум, необходимое для сходимости алгоритмов итеративной обработки СКК с использованием ДЧ сигналов и турбо-подобных кодов.
6. Показано, что турбо-подобные коды на основе биортогональных сигналов имеют передаточную характеристику $I_E(I_A)$, близкую по характеру к передаточной характеристике модифицированного демодулятора. Близость характеристик демодулятора и декодера приводит к снижению порогового отношения сигнал/шум необходимого для сходимости алгоритмов итеративной обработки СКК.
7. Приведены результаты компьютерного моделирования рассмотренных сигнально-кодовых конструкций с использованием упрощенной модели КВ канала.

Глава 5 РЕАЛИЗАЦИЯ РАЗРАБОТАННЫХ АЛГОРИТМОВ И ЭКСПЕРЕМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ

Сигнально-кодовые конструкции с применением турбо-подобных кодов и М-ичных сигналов были использованы при создании ряда устройств формирования и приема. Ниже приведены описания данных устройств.

5.1 Реализация итеративного приема турбо-подобных кодов в сигнально-кодовой конструкции с использованием дискретных частотных сигналов для передачи данных по КВ каналу

5.1.1 Описание использованной аппаратной платформы

Основу созданных устройств формирования и приема СКК с использованием турбо-подобного кода и дискретных частотных сигналов составили: базовая плата FMC116V с мезонином FM416x250mda и базовая плата FMC116V с мезонином FM416x1G5D, разработки фирмы ЗАО “Инструментальные системы” [143].



Рис. 5.1 Фото базовой платы FMC116V использованной при создании устройств формирования и приема СКК на основе турбо-подобных кодов и дискретных частотных сигналов.

Устройство приема выполнено на плате FMC116V укомплектованной мезонином FM416x250M содержащим 4 16-битных АЦП с частотой оцифровки

до 250 МГц. Плата FMC116V содержит программируемую логическую схему (ПЛИС) XC6VVSX315[144] и цифровой сигнальный процессор (ЦСП) TMS320с6678 имеющий 8 ядер[145]. Управление устройством производится с использованием специализированной ЭВМ.

На рис. 5.2 приведена структурная схема устройства приема.

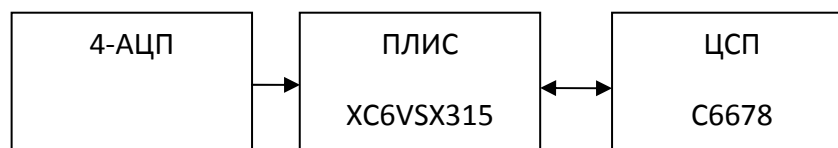


Рис.5.2 Структурная схема устройства приема СКК с использованием турбо-подобного кода и дискретных частотных сигналов.

Устройство формирования имеет идентичную структурную схему за исключением мезонина FM416x1G5D.



Рис. 5.3 Фото СЭВМ с установленной базовой платой FMC116V.

В таблице 5.1 приведены характеристики реализованной сигнально-кодовой конструкции.

Таблица 5.1 Характеристики реализованной сигнально-кодовой конструкции.

Параметры СКК	ДЧ-29,4
Бодовая скорость	200,150,100,50
Кол-во частот М	29
Кол-во элементов во временной области	4
Объем ансамбля ДЧ сигналов	512
Кодовая скорость турбо-подобного кода R	5/16
Параметры кодового блока турбо-подобного кода	k=2025 n=6480
Разнос частот, Гц	410,1750
Полоса, кГц	12,51
Длительность преамбулы элементов	128
Информационная скорость, бит/сек	135,100,67,34
Время передачи блока, сек	15, 20, 30,60

5.1.2 Помехи в КВ диапазоне

По форме и характеристикам в работе В.А. Котельникова помехи делятся на следующие виды[146]:

I. Синусоидальные помехи в виде одного или конечного, обычно небольшого, числа синусоидальных колебаний. К таким помехам обычно сводятся помехи от паразитного излучения радиостанций или от радиостанций, работающих на близких к принимаемой частотах.

II. Импульсные помехи в виде одиночных импульсов, следующих один за другим через такие большие промежутки времени, что нестационарные явления в радиоприемнике от одного импульса успевают практически затухнуть к моменту прихода следующего импульса. К таким помехам следует отнести некоторые виды атмосферных помех и помех от электрических приборов.

III. Нормально флюктуационные или, как их иногда называют, гладкие помехи, состоящие также из отдельных импульсов, но возникающих один за другим настолько часто через случайные промежутки времени, что нестационарные явления в приемнике от отдельных импульсов накладываются друг на друга в таком числе, что к ним можно применить законы больших чисел теории вероятностей. К таким помехам относятся ламповые шумы, шум от теплового движения электронов в контурах, некоторые виды атмосферных помех и помех от электрических приборов.

IV. Импульсные помехи промежуточного типа, когда нестационарные явления в радиоприемнике от отдельных импульсов хотя и накладываются друг на друга, но не в таком большом количестве, чтобы к ним можно было применять с достаточной точностью законы больших чисел. Этот случай помех является промежуточным между случаями II и III. Format

Можно также классифицировать помехи по их источникам[147]:

- атмосферные помехи;
- промышленные помехи (индустриальные помехи);
- космические помехи;
- электризационные помехи;
- помехи посторонних каналов связи;
- внутренние шумы.

Атмосферные помехи обусловлены электрическими процессами в атмосфере и, прежде всего, грозowymi разрядами. Промышленные помехи возникают из-за резких изменений тока в электрических цепях всевозможных электроустановок. К ним относятся помехи от электротранспорта, электрических моторов, медицинских установок, систем зажигания двигателей

и т.д. Космические помехи создаются радиоизлучением внеземных источников. Электризационные помехи, часто возникающие во время пурги или песчаной бури, создаются наэлектризованными снежными частицами или песчинками. Эти помехи возникают при скорости ветра свыше 5,5 м/с и ощутимы на частотах ниже 15 МГц. Помехи посторонних каналов связи – обусловлены работой посторонних радиостанций. С учетом источника происхождения их называют также стационарными. Этот вид помех наиболее характерен для КВ диапазона.

Помехи типа атмосферных и промышленных, характеризуются большой изменчивостью и специфическими характеристиками, приведенными в Рекомендации Р.372-8 Международного союза электросвязи. При рассмотрении интегральной картины сосредоточенных помех КВ диапазона следует учитывать, что эти помехи образуются большим числом отдельных независимых составляющих, число которых на некоторых участках диапазона может исчисляться тысячами при случайной фазе этих составляющих. В [148] показано, что временные статистические распределения вероятности уровня помех на любой, случайно выбранной частоте КВ диапазона в большинстве случаев достаточно хорошо аппроксимируются нормальным законом.

5.1.3 Особенности реализации

В работе [20] указывается, что низкоскоростные СКК должны сохранять работоспособность при воздействии узкополосных помех с уровнем на 80 дБ превышающим уровень полезного сигнала. При использовании для приема ДЧ сигналов многоканальных согласованных фильтров узкополосные помехи, не подающие на частоты ДЧ сигнала будут ослабляться крайне слабо - пропорционально АЧХ согласованных фильтров. АЧХ фильтров для ДЧ сигналов первого порядка с элементами, являющимися прямоугольными радиоимпульсами определяется формулой[13]

$$S(\omega) = \frac{T_0 \cdot \sin\left(\frac{\omega \cdot T_0}{2}\right)}{\frac{\omega \cdot T_0}{2}}$$

Эффективным способом борьбы с узкополосными помехами в частотной области является применение фильтров с АЧХ убывающих быстрее, чем АЧХ приведенная выше. В ряде случаев, платой за это является появление межсимвольной интерференции за счет удлиненных фильтров. Эффект межсимвольной интерференции будет проявляться только при совпадении начальной и конечной частот передаваемых ДЧ сигналов.

В каналах при наличии сосредоточенных помех и невозможности/нецелесообразности различать структуру сигнала и сосредоточенной помехи, оптимальное правило некогерентного разнесенного приема соответствует формуле (1.14) [25]. Таким образом, необходимо производить оценку \hat{h}_k^2 для каждой из частот, используемых в ДЧ сигнале. В реализованном устройстве приема, оценка отношения средней энергии элемента сигнала к спектральной плотности помех в k ой ветви, производилась по следующей формуле:

$$\hat{h}_k^2 = \frac{(\nu_v^{\gamma_q(\nu)\Delta\omega})^2}{\sum_{i=-\Phi_k}^{\Phi_k} \left(\nu_{v+i}^{\gamma_q(\nu)\Delta\omega} \right)^2 - (\nu_v^{\gamma_q(\nu)\Delta\omega})^2}$$

где величина $\nu_v^{\gamma_q(\nu)\Delta\omega}$ определяется формулой (2.31), интервал оценки Φ_k был принят равным 24.

Известным способом борьбы с узкополосными помехами является схема ШОУ (широкая полоса-ограничитель – узкая полоса)[43]. Мероприятия по подавлению импульсных помех в значительной мере противоречат условиям, при которых возможно подавление сосредоточенных помех. Для подавления импульсных помех используется нелинейное устройство, если на входе такого

нелинейного устройства имеются мощные сосредоточенные помехи, то на его выходе появятся комбинационные частоты, часть которых может оказаться в полосе частот сигнала.

В устройстве приема, для борьбы с импульсными помехами был применен аналог метрики с использованием оценки смеси сигнал шум (AGC metric) [149], отсчеты всех фильтров согласованных с частотами ДЧ сигналов нормировались в соответствие с формулой:

$$(\nu_j^{k\Delta\omega})^2 = \frac{(\nu_j^{k\Delta\omega})^2}{\sum_{i=0}^{M-1} (\nu_j^{i\Delta\omega})^2}, j = 0 \dots nT \cdot N$$

где N число ДЧ сигналов в кодовом блоке, nT число временных позиций задействованных в ДЧ сигналах из M возможных.

На рис.4.4 приведены результаты компьютерного моделирования реализованной СКК с использованием модели канала в соответствие со стандартом ITU-RF.1487 как при использовании алгоритмов для борьбы с непреднамеренными помехами, так и без. Видно, что принятие мер для борьбы с помехами приводит к ухудшению вероятностно-энергетических характеристик на 0.5 дБ в условиях без помех.

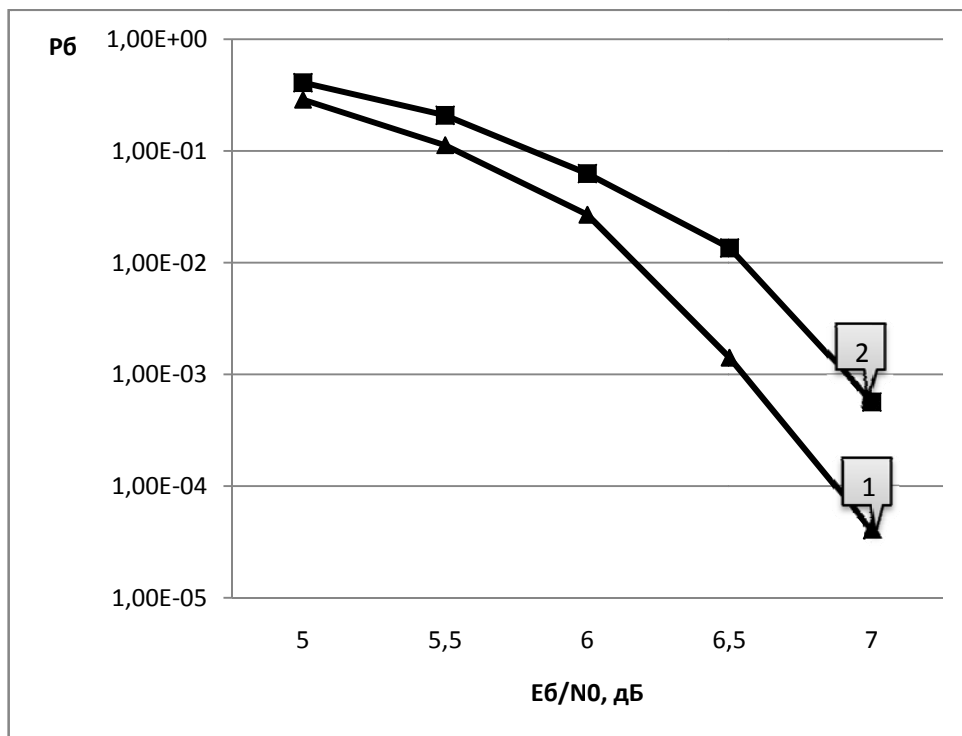


Рис.5.4 Вероятность ошибки на бит (P_b) для сигнально-кодовой конструкции с использованием дискретных частотных сигналов. Ансамбль ДЧ сигналов 29,4 объемом 512, разнос частот 410 Гц, длительность элемента 10 мс, детектирование по квадратам огибающей элементарных импульсов. Модель канала для средних широт и возмущенных условий в соответствии со стандартом ITU-RF.1487 (разность хода лучей 2 мс, Доплеровское расширения спектра 1.0 Гц). Кривая 1 вероятностно-энергетическая характеристика без применения мер по борьбе с помехами. Кривая 2 вероятностно-энергетическая характеристика с применением мер по борьбе с помехами.

Для сравнения, промышленно выпускаемый КВ модем фирмы RapidM, превосходящий требования стандарта MIL-STD-188-110B, в аналогичной модели канала при скорости передачи информации 75 бит/сек для обеспечения вероятности ошибки на бит $P_b = 10^{-3}$, требует отношения энергии бита к спектральной плотности мощности шума не менее 10 дБ [150].

На рис. 5.5 приведены результаты компьютерного моделирования реализованной СКК при наличии различных помех. На рис. 5.6 приведен спектр мощности сигнала и мешающей помехи в части полосы полезного сигнала.

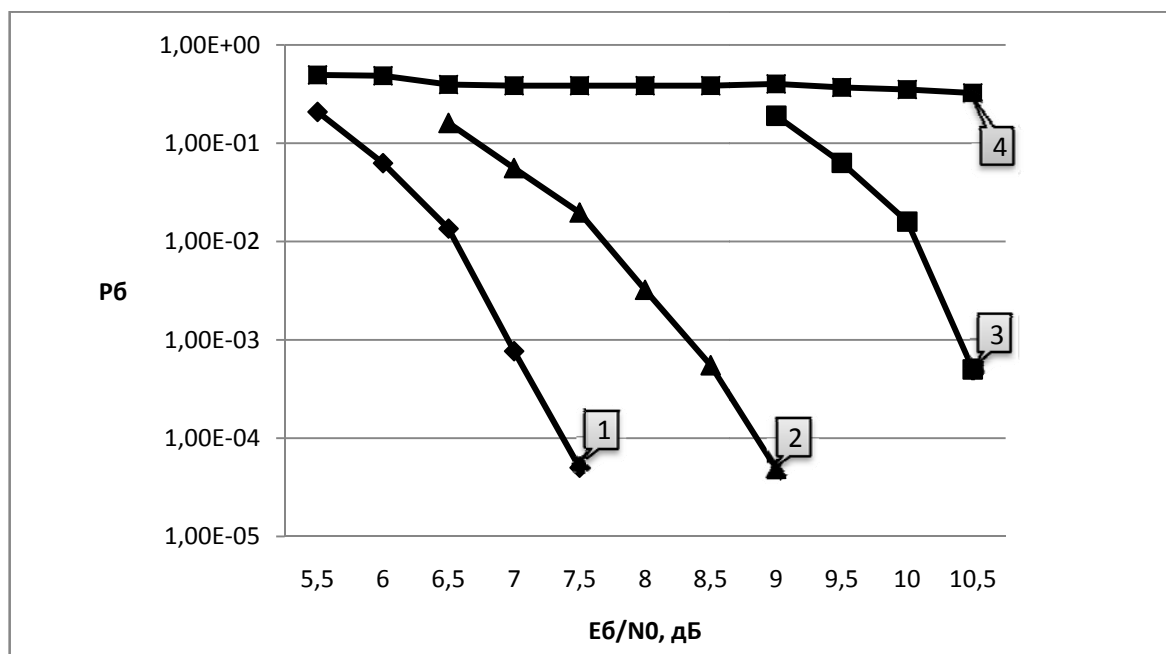


Рис.5.5 Вероятность ошибки на бит (P_b) для сигнально-кодовой конструкции с использованием дискретных частотных сигналов. Ансамбль ДЧ сигналов 29,4 объемом 512, разнос частот 410 Гц, длительность элемента 10 мс, детектирование по квадратам огибающей элементарных импульсов. Модель канала для средних широт и возмущенных условий в соответствии со стандартом ITU-RF.1487 (разность хода лучей 2 мс, Доплеровское расширения спектра 1.0 Гц). Кривая 1 вероятностно-энергетическая характеристика без помех. Кривая 2 вероятностно-энергетическая характеристика при воздействии импульсной помехи с длительностью импульса 40 мс период повторений 1 с, уровень импульса на 60 дБ выше уровня сигнала. Кривая 3 вероятностно-энергетическая характеристика при воздействии помехи в части полосы, ширина спектра помехи 4КГц, уровень помехи на 60 дБ выше уровня сигнала. Кривая 4 вероятностно-энергетическая характеристика при воздействии указанных помех без использования мер по борьбе с помехами .

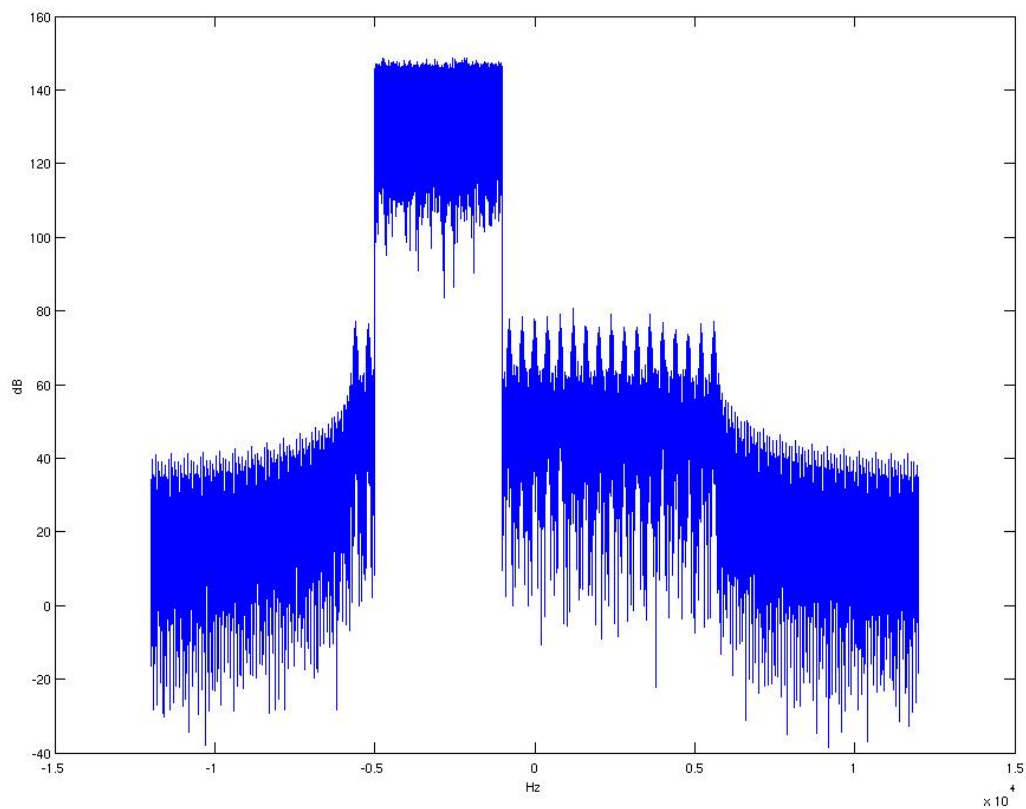


Рис.5.6 Спектр мощности сигнала и помехи в части полосы полезного сигнала.

Как видно из рис. 5.5, без использования мер по борьбе с помехами СКК подавляется как импульсной помехой, так и помехой в части полосы полезного сигнала.

5.2 Реализация итеративного приема турбо-подобных кодов в сигнально-кодовой конструкции с использованием ортогональных сигналов и некогерентным приемом

В работе [151] рассмотрен метод некогерентного приема, основанный на каскадной схеме с использованием алфавита ортогональных сигналов - используется внешний блоковый турбо код и внутренней ансамбль ортогональных сигналов, в [152] показано, что применение совместной итеративной обработки между декодером ортогональных сигналов и декодером блоковых турбо-кодов позволяет получить дополнительный выигрыш.

Турбо-подобные коды на основе биортогональных сигналов рассмотренные в главе 2 при применении ортогональных сигналов совместно с ФМ-2 манипуляцией использованы для решения задачи некогерентного приема. Параметры реализованной СКК приведены в таблице 5.2.

Таблица 5.2 Параметры реализованного устройства формирования приема СКК.

Номер режима	Параметры турбо-подобного кода	Базис Уолша	Еб/№0, дБ требуемое для достижения $P_b = 10^{-5}$	Скорость декодирования Кбит/сек.
1	k=240, n=480	2^8	2.8	200
2	k=624, n=1248	2^8	2.2	208
3	k=1872, n=3744	2^6	2.4	502
4	k=4992, n=9984	2^4	3.9	3605



Рис. 5.7. Фото платы использованной при лабораторных испытаниях реализованного устройства формирования приема сигнально-кодовой конструкции с использованием правил некогерентного приема.

На рис. 5.8 приведены вероятностные кривые для реализованной сигнально-кодовой конструкции с использованием правил некогерентного приема, полученные в ходе лабораторных испытаний. Отличие от компьютерной модели не превышает 0.25 дБ.

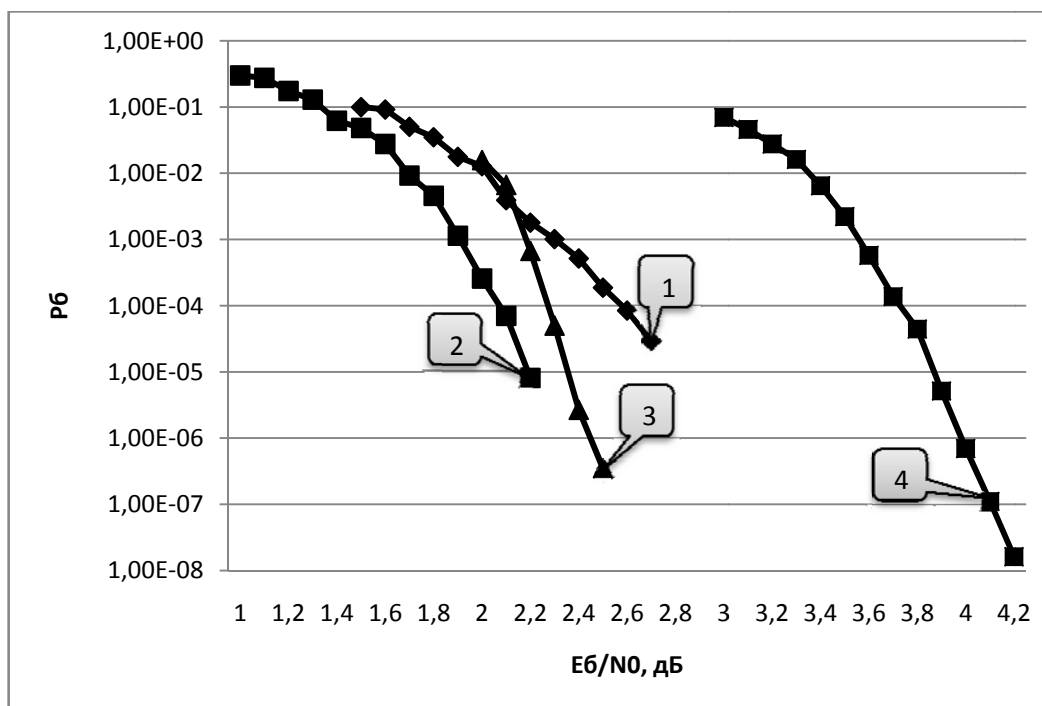


Рис. 5.8 Вероятностные кривые для реализованной сигнально-кодовой конструкции с использованием правил некогерентного приема, полученные в ходе лабораторных испытаний. Кривая 1 турбо-подобный код (240,480) , ансамбль функций Уолша объемом 256, 15 итераций. Кривая 2 турбо-подобный

код (624,1248) , ансамбль функций Уолша объемом 256, 15 итераций. Кривая 3 турбо-подобный код (1872, 3744) , ансамбль функций Уолша объемом 64, 15 итераций. Кривая 4 турбо-подобный код (4992, 9984) , ансамбль функций Уолша объемом 16, 10 итераций.

5.3 Экспериментальные исследования квазикогерентного приема дискретных частотных сигналов

Для апробации предложенного в главе 3 алгоритма квазикогерентного приема были произведены экспериментальные исследования на трассе Москва-Санкт-Петербург (расстояние 630 км). Использовался передатчик мощностью 2 Вт и антенна “наклонный луч” для передачи. При проведении испытаний была задействована технология Web SDR[153]. Основа технологии - сеть Software Defined Radio (SDR) станций предоставляющих возможность прослушивания и записи радиосигналов в on-line режиме через сеть Internet. Ширина спектра доступная для записи при таком эксперименте лимитируется скоростью потока отсчетов транслируемых от SDR станции через Internet к потребителю. Для использованной SDR станции частота оцифровки транслируемого потока к потребителю составляет 8 кГц. Структурная схема эксперимента приведена на рис. 5.9

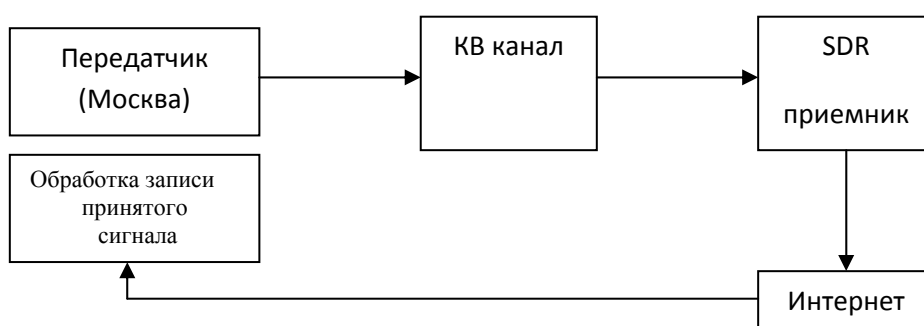


Рис. 5.9 Структурная схема эксперимента по апробации предложенного алгоритма квазикогерентного приема.

Для эксперимента использовалась сигнально-кодовая конструкция с параметрами, приведенными в таблице 5.3.

Таблица 5.3 Характеристики использованной СКК на основе турбо-подобных кодов и ДЧ сигналов.

Бодовая скорость	125
Кол-во частот	13
Кол-во элементов во временной области	13
Разнос частот, Гц	250
Полоса, кГц	3.25
Объем ансамбля ДЧ сигналов	128
Параметры турбо-подобного кода	$k=392, n=784$
Скорость передачи информации, бит/сек	33

На рис. 5.10 приведено изменение уровня отношения сигнал/шум усредненное по всем частотам ДЧ сигнала в ходе одного из сеансов связи на трассе Москва – Санкт-Петербург. Среднее отношение сигнал/шум в полосе 125 Гц составило 10.2 дБ.

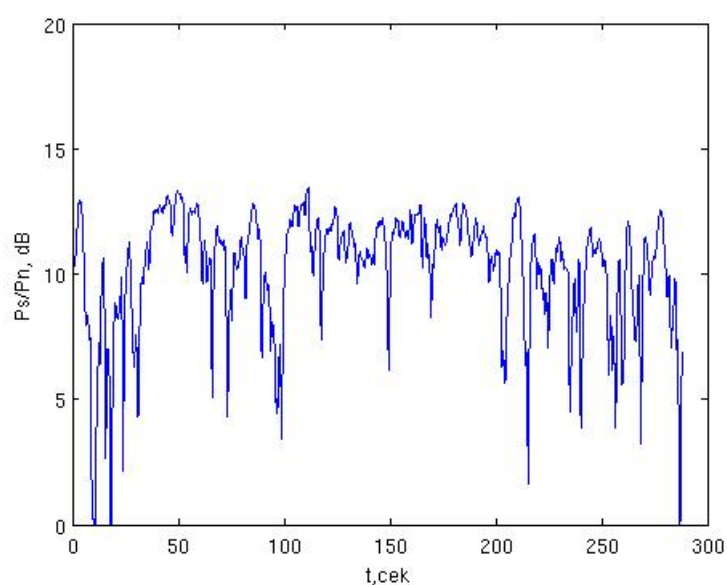
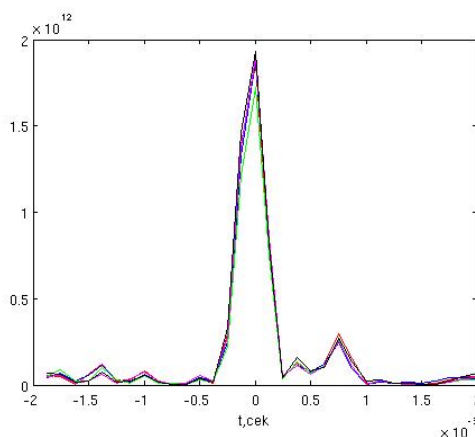


Рис. 5.10 Оценка уровня сигнал/шум (усреднение по всем частотам ДЧ сигнала) принимаемого сигнала в ходе одного из сеансов на трассе Москва-Санкт-Петербург 2 июня 2016 г. частота 7.174 МГц.

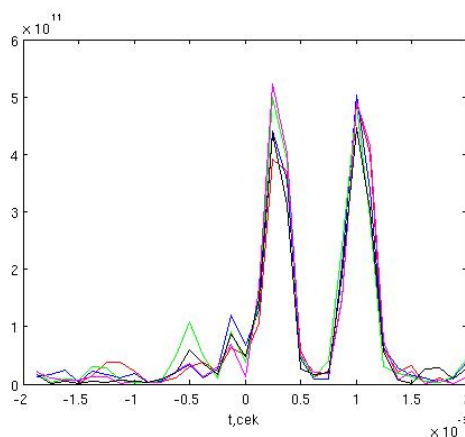
С помощью предложенного алгоритма квазикогерентного приема ДЧ сигналов (блок схема приведена на рис.3.5) производился прием сигнала и оценка количества лучей. Из формулы (3.6) можно заметить, что величина частоты комплексной синусоиды $e^{-j\Delta\omega \cdot \Delta t_1 \cdot \nu}$, $\nu = 0 \dots M - 1$, при заданном $\Delta\omega$ - расстоянии между частотами ДЧ сигнала, определяется Δt_1 -разностью хода лучей. Отсюда, результаты на выходе БПФ, в блок схеме рис.3.5 могут быть использованы для оценки разности хода лучей.

На трассе Москва-Санкт-Петербург наблюдалось до 3-х лучей с максимальной относительной разностью хода 1 мсек. На рис 5.11 приведены результаты выхода БПФ при приеме 5-ти ДЧ сигналов (часть преамбулы перед кодовым блоком) с частотной осью, пересчитанной в разность хода лучей для выбранных параметров ДЧ.

а)



б)



в)

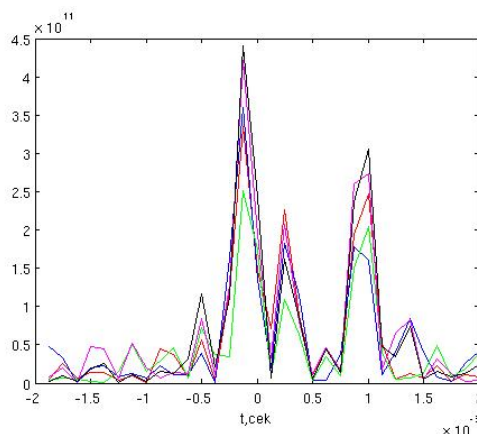


Рис. 5.11 Оценки разности хода лучей наблюдаемых в ходе эксперимента на трассе Москва-Санкт-Петербург. а)-один луч, б) два луча с разностью хода ~ 0.7 мсек, в) три луча с максимальной разностью хода 1 мсек.

Запись принятого сигнала обрабатывалась, как с помощью применения алгоритма квазикогерентного приема при вычислении мягких решений для декодера турбо-подобного кода, так и с помощью вычисления мягких решений, по квадратам огибающей элементарных импульсов. При квазикогерентном приеме использовался БПФ размерностью 32 точки.

В таблице 5.4 приведены результаты сравнения двух алгоритмов приема полученные в ходе эксперимента. Всего было произведено 4 сеанса связи каждый длительностью до 5 минут.

Таблица 5.4 Результаты приема СКК при использовании различных алгоритмов.

Общее число переданных кодовых блоков	Число корректно принятых блоков с детектированием по квадратам огибающей элементарных импульсов ДЧ сигнала	Число корректно принятых блоков при использовании квазикогерентного приема
71	56	63

Из таблицы 5.4 видно, что использование алгоритма квазикогерентного приема обеспечивает более низкое значение вероятности ошибки на кодовый блок. В ходе испытаний наблюдались как частотно-селективные замирания в полосе 3.25 кГц, так и дружные замирания всей полосы. Основной вклад в ошибки вносили именно дружные замирания. В отсутствии дружных замираний оба алгоритма обеспечивали безошибочный прием.

Выводы по Главе 5

1. Приведены описания реализованных устройств формирования и приема СКК с использованием турбо-подобных кодов и дискретных частотных сигналов. Основу устройств составил цифровой сигнальный процессор TMS320c6678 (ЦСП) и программируемая логическая интегральная схема XC6VSX315 (ПЛИС). Реализованное устройство приема обеспечивает одновременную обработку до 8-ми сигналов.
2. Предложен ряд мер по борьбе с непреднамеренными помехами характерными для КВ диапазона.
3. Приведено описание реализованного кодека СКК с применением турбо-подобных кодов и ортогональных сигналов использующего некогерентный прием. Основу устройства составила программируемая логическая интегральная схема XC7K325T (Kintex-7). В наиболее скоростном режиме скорость передачи информации достигает 3.6 Мбит/сек.
4. Произведены лабораторные испытания устройств формирования и приема СКК с использованием турбо-подобных кодов и ортогональных сигналов с некогерентным приемом.
5. Произведены натурные испытания СКК с использованием дискретных частотных сигналов и турбо-подобных кодов. Выполнена апробация алгоритма квазикогерентного приема. Эксперимент подтвердил наличие выигрыша при применении алгоритма квазикогерентного приема в многолучевом канале.

Заключение

При выполнении работы получены следующие основные результаты:

1. Разработана методика формирования и приема сигнально-кодовых конструкций с использованием турбо-подобных кодов с пониженной сложностью алгоритмов приема. Характерным свойством данных конструкций является возможность применения при их приеме итеративных процедур обработки, незначительно отличающихся от оптимальных процедур приема по вероятностным характеристикам, но существенно более простых по сложности исполнения. Данные ансамбли сигналов в совокупности с процедурами итеративного приема при ансамблях с объемом более 4000 битов обеспечивают достижение практически предельной помехоустойчивости.
2. Разработан алгоритм итеративной обработки сигнально-кодовых конструкций на основе турбо-подобных кодов и М-ичных сигналов при использовании правила некогерентного приема. Произведено сравнение с известными конструкциями. Показано наличие энергетического выигрыша.
3. Разработан алгоритм квазикогерентного приема ДЧ сигналов в канале с многолучевым распространением. Путем компьютерного моделирования показано наличие энергетического выигрыша при использовании предложенного способа приема, по сравнению со способом приема по квадратам огибающей элементарных импульсов.
4. Разработана методика оценки вероятностно-энергетических характеристик сигнально-кодовых конструкций с использованием турбо-подобных кодов и ДЧ сигналов в упрощенной модели КВ канала. Выполнена апробация приведенной методики при исследовании вероятностных характеристик для турбо-подобного кода. Показано соответствие теоретических и экспериментальных вероятностных кривых.
5. Исследована сходимость алгоритмов приема сигнально-кодовых конструкций с использованием турбо-подобных кодов и ДЧ сигналов с помощью технологии EXIT chart. Показано, что использование совместной кодовой решетки ДЧ сигналов и кода аккумулятора при демодуляции ДЧ

сигналов приводит к изменению характера передаточной характеристики $I_E(I_A)$ такого демодулятора, что снижает пороговое отношение сигнал/шум необходимое для сходимости алгоритмов итеративной обработки СКК с использованием ДЧ сигналов и турбо-подобных кодов.

6. Разработаны и программно-аппаратно реализованы устройства формирования и приема сигнально-кодовой конструкции с использованием турбо-подобного кода и ансамбля ДЧ сигналов. Разработан комплекс мер по борьбе с непреднамеренными помехами характерными для КВ диапазона. Основу устройств составил цифровой сигнальный процессор TMS320c6678 (ЦСП) и программируемая логическая интегральная схема XC6VSX315 (ПЛИС). Произведены лабораторные испытания реализованных устройств.

7. Разработаны и программно-аппаратно реализованы устройства формирования и некогерентного приема сигнально-кодовых конструкций с использованием турбо-подобных кодов и ансамбля ортогональных сигналов. Реализация выполнена с использованием ПЛИС Kintex-7 фирмы Xilinx. Произведены лабораторные испытания реализованных устройств.

8. Проведены натурные испытания для апробации алгоритма квазикогерентного приема ДЧ сигналов в КВ канале. Испытания подтвердили наличие выигрыша при использовании разработанного алгоритма квазикогерентного приема.

Список основных сокращений

АБГШ – аддитивный белый гауссовский шум,

АЧХ – амплитудно-частотная характеристика,

БПФ – быстрое преобразование Фурье,

БПУ- быстрое преобразование Уолша,

ДЧ – дискретные частотные сигналы,

КВ – короткие волны,

ЛЧМ – линейная частотная модуляция,

МПЧ- максимально применимая частота,

МСИ- межсимвольная интерференция,

ОКР – опытно-конструкторская работа,

ОСШ – отношение сигнал/шум,

СКК – сигнально-кодовая конструкция,

ФМ- фазовая манипуляция,

ПЛИС- программируемая интегральная схема,

ЦСП- цифровой сигнальный процессор,

ШПС- шумоподобный сигнал,

КАМ- квадратурная амплитудная модуляция,

ВІСМ- кодированная модуляция с битовым перемежением (bit interleaved coded modulation),

LDPC- коды с низкой плотностью проверок на четность (Low Density Parity Check Code),

LLR- логарифм отношения правдоподобия (Log Likelihood Ratio)

Литература

1. Price R., Green P. A communication technique for multipath channels. Proc. IRE, U958, v. 46, No 3.
2. Окунев, Ю. Б. Широкополосные системы связи с составными сигналами /Ю. Б. Окунев, Л. А. Яковлев ; под ред. А. М. Заездного. – М. : Связь, 1968. – 168 с.
3. Заездный А. М., Окунева Ю. Б., Аппаратура передачи дискретных сообщений МС5 — Издательство «Связь». 1970 г.
4. Петрович Н. Т. Относительные методы передачи информации. М: Книга-М, 2003. - 108с.
5. Watterson C., Juroshek J., Bensema, W. Experimental Confirmation of an HF Channel Model // Communication Technology, IEEE Transactions on, Vol. 18, №6, December 1970, P. 792-803
6. Vogler L. and Hoffmeyer. J. A model for wideband HF propagation channels. Radio Science, 28(6): 1131-1142, Nov 1993.
7. Иванов Д.В. Методы и математические модели исследования распространения сложных декаметровых сигналов и коррекции их дисперсионных искажений. Монография. — Йошкар-Ола: МарГТУ, 2006 г., — 266с.
8. C. Berrou, A. Glavieux, and P. Thitimajshima. Near shannon limit error correcting coding and decoding: turbo-codes. In Proceedings of IEEE International Conference on Communications (ICC'93), pages 1064–1070, GENEVA, May 1993.
9. R. G. Gallager. Low density parity check codes. IRE Trans. Info. Theory, IT-8:21-28, Jan 1962.
10. D. J. C. MacKay and R. M. Neal. Good codes based on very sparse matrices. In Colin Boyd, editor, Cryptography and Coding. 5th IMA Conference, number 1025 in Lecture Notes in Computer Science, pages 100-111. Springer, Berlin, 1995.

11. D. Divsalar, H. Jin and R. J. McEliece, "Coding theorems for 'turbo-like' codes," in Proc.36th Allerton Conf. on Communications, Control and Computing, Allerton, IL, pp. 201–210,1998.
12. Назаров Л. Е., Головкин И. В. Последовательные турбо-коды с пониженной сложностью алгоритмов приема.// Радиотехника и электроника. - 2010. - Т. 55, N 10. - С. 1193-1199.
13. Варакин Л. Е. Теория систем сигналов. — М.: Сов. радио, 1978. 304 с.
14. MIL-STD-188-110C – "Interoperability and Performance Standards for Data Modems", 27 APRIL 2000
15. MIL-STD-188-148 – "Anti -jam communications in HF band" 2004
16. Аджемов С.С., Воробьев К.А., Косилов И.С., Кочетков Ю.А., Лобов Е.М. Аппаратно-программный макет модема для организации ионосферной связи с использованием многочастотных широкополосных сигналов //Т-сomm – Телекоммуникации и транспорт. – М.: ИД Медиа Паблишер, 2012. – №9, С.4-8
17. Лобов, Е.М. Помехоустойчивость передачи информации в системе связи, использующей сигналы типа OFDM в средах с частотной дисперсией //Доклады 5-й Всероссийской научно-технической конференции «Радиолокация и радиосвязь», – М.: ИРЭ РАН, 2011. – С.262-265.
18. Назаров Л.Е., Головкин И.В., Манькин Д.Н., Зудилин А.С. Программа имитатора помехоустойчивой системы связи с использованием сигналов с ортогональным частотным мультиплексированием // Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2011616874
19. Назаров Л.Е., Головкин И.В., Манькин Д.Н., Куляс М.Е., Щеглов М.А.,Моисеев Н.И., Романовский М.И. Разработка и исследование методов помехоустойчивой обработки сигналов в спутниковых системах связи с ортогональным частотным уплотнением. // Труды Всероссийской научно-технической конференции "Актуальные проблемы ракетно-

- космического приборостроения и информационных технологий”. 2010. Москва. Стр.496-499.
20. Маковий В.А. Построение современных систем радиосвязи КВ диапазона. // Теория и техника радиосвязи. – 2009. – № 3. – С. 76–87.
 21. Чупеев С.А., Белицкий А.М. Выбор сигнально-кодовых конструкций для радиолинии управления критическими объектами.// Теория и техника радиосвязи. – 2014. – № 4. – С. 53–61.
 22. Витерби А.Д., Омура Дж.К. Принципы цифровой связи и кодирования. Пер.с англ. -М.:Радио и связь. -1982. -536 с.
 23. Теория электрической связи: Учебник для вузов / под ред. Д.Кловского.– М.: Радио и связь, 1999. – 432 с.
 24. Теория передачи сигналов/К. Г. Зюко, Д. Д. Кловский, М. В. Назаров, Л. М. Финк. — М.: Связь, 1980.— 288 с.
 25. Зюко А.Г., Фалько А.И., Панфилов И.П., Банкет В.Л., Иващенко П.В. Помехоустойчивость и эффективность систем передачи информации. - М.:Радио и связь. - 1985. - 272 с.
 26. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Перевод с англ. - М.: Издательский дом “Вильямс”. - 2003. - 1104 с.
 27. Коржик В.И., Финк Л.М., Щелкунов К.Н. Расчет помехоустойчивости систем передачи дискретных сообщений. Справочник. - М.: Радио и связь. - 1981. - 232 с.
 28. Кириллов Н.Е. Помехоустойчивая передача сообщений по линейным каналам со случайно изменяющимися параметрами. М.: Связь. 1971. 256 с.
 29. Немировский А.С. Борьба с замираниями при передаче аналоговых сигналов. М.:Радио и связь. 1984.
 30. Сорочинский М.В., Кузнецов О.О., Назаров Л.Е. Некоторые модели каналов передачи сигналов и экспериментальное определение их параметров.// Электронная техника. Выпуск 2(482). 2003. С.119-124.

31. Долуханов М.П. Распространение радиоволн.-М.: Связь, 1972.
32. В.И.Нефедов. Основы радиоэлектроники и связи: Учебное пособие,-М., Высш. школа, 2002.
33. Калинин А.И., Черенкова Е.Л. Распространение радиоволн и работа радиолиний.-М.: Связь, 1971.
34. Johnson, Eric E., Erik Koski, William N. Furman, Mark Jorgenson, and John Nieto. Third-Generation and Wideband HF Radio Communications. Norwood, NJ: Artech House, 2012.
35. Иванов, В.А. Стохастические дисперсионные искажения характеристик широкополосных высокочастотных радиоканалов / В.А. Ивагюв, Д.В. Иванов, Н.Н.Михеева // Электромагнитные волны и электронные системы. - 2012. - №9. - С. 37-41.
36. Иванов В. А., Иванов Д. В., Рябова Н. В. Зондирование ионосферы и декаметровых каналов связи сложными радиосигналами // Вестник МарГТУ: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. 2010. Т. 8. № 1. С. 3–37.
37. Аджемов С.С., Русанов В.Э., Лобов Е.М. К вопросу об использовании широкополосных сигналов в ионосферном канале. // Т-comm – Телекоммуникации и транспорт. – 2010. – №11. – С. 49-55.
38. Barry Research Communications. AN/TRQ-35(v) Tactical frequency Management System. 1985.
39. ITU-R F.1487. Testing of HF modems with bandwidths of up to about 12 kHz using ionospheric channel simulators, 2000, 13 p.
40. INTERNATIONAL TELECOMMUNICATION UNION (ITU)ITU-R F.520-2 Use of high frequency ionospheric channel simulators
41. MIL-STD-188-110A. 30.09.1991.Military Standard. Interoperability and Performance Standards for Data Modems.
42. MIL-STD-188-110B, 27 APRIL 2000. Military Standard. Interoperability and Performance Standards for Data Modems.

43. Финк Л.М. Теория передачи дискретных сообщений. - М.:Сов.радио. - 1970. - 722с.
44. Андронов И.С., Финк Л.М. Передача дискретных сообщений по параллельным радиоканалам / И.С. Андронов, Л.М. Финк. – М.: Советское радио, 1971. – 408с.
45. Трифонов А.П., Шинаков Ю.С. Совместное различение сигналов и оценка их параметров на фоне помех. М.: Радио и связь. 1986. 264 с.
46. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. - М.: Сов. Радио. -1966. - 678 с.
47. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. 3-е изд., перераб. и доп. — М.: Радио и связь, 1989. — 656 с.
48. Прокис Дж. Цифровая связь: Пер. с англ. - М.: Радио и связь, 2000. - 800 с.
49. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Перевод с англ. - М.: Издательский дом “Вильямс”. -2003. - 1104 с.
50. Волков Л. Н., Немировский М. С., Шинаков Ю. С. Основы цифровой радиосвя-зи: базовые методы и характеристики: учебн. пособие. — М.: Эхо Трендз, 2005. — 392 с.
51. Феер К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширение спектра. Перевод с англ. под редакцией В.И.Журавлева. М.: Радио и связь.-2000. -520 с.
52. Design and System Implications of a Family of Wideband HF Data Waveforms
53. William Ryan, Shu Lin, «Channel Codes: Classical and Modern» Cambridge University Press, 2009
54. Consultative Committee for Space Data Systems. CCSDS 131.0-B-1. September. 2003.

55. 3GPP Technical Specification: Group Radio Access Network, Evolved Universal Terrestrial Radio Access, Multiplexing and Channel Coding (Release 8), TS 36.212 v8.3.0, May 2007.
56. 3GPP Technical Specification: Group Radio Access Network, Evolved Universal Terrestrial Radio Access, Multiplexing and channel coding (Release 6), TS 25.212 v3.3.0, June 2000.
57. Hagenauer J., Offer E., Papke L. Iterative decoding of binary block and convolutional codes. // IEEE Transactions on Information Theory. 1996. V.42. N2. P.429-448.
58. Valenti M.C., Sun J. The UMTS Turbo Code and an Efficient Decoder Implementation Suitable for Software-Defined Radios. // International Journal of Wireless Information Networks. 2001. Vol. 8. N4. October. P.203-215.
59. Головкин И.В., Назаров Л.Е., Назарова З.Т., Манькин Д.Н., Щеглов М.А. Программно-аппаратная реализация сверточных турбо-кодов стандарта CCSDS // Электросвязь 2012. №2. С.25-27.
60. CCSDS 131.2-R-2, "Flexible advanced coding and modulation scheme for high rate telemetry applications", Draft Recommended Standard, August 2011
61. Назаров Л.Е., Головкин И.В. Посимвольный прием сигналов, соответствующих высокоскоростным сверточным кодам и турбо-кодов на их основе. // Радиотехника и электроника. 2007. Т.32. №10. Стр.1220-1227.
62. "Part 16: Air Interface for Fixed and Mobile Broadband Wireless Access Systems Amendment for Physical and Medium Access Control Layers for Combined Fixed and Mobile Operation in Licensed Bands", IEEE P802.16e-2005, October 2005.
63. IEEE 802.11n. Wireless LAN Medium Access Control and Physical Layer specifications: Enhancements for Higher Throughput. IEEE P802.16n/D1.0, Mar 2006.
64. Pundiah R.M. Near-optimum decoding of product codes: block turbo-codes. // IEEE Transactions on Communication. 1998. V.46. N8. P.1003-1010.

65. L.E. Nazarov and V.M. Smolyaninov. Use of fast walsh-hadamard transformation for optimal symbol-by-symbol binary block-code decoding. Electronics Letters, 34:261–262, 1998.
66. C. Berrou, Ed., “Codes and Turbo Codes” Springer, Germany, 2010.
67. Назаров Л.Е., Головкин И.В Реализация алгоритмов итеративного приема блоковых турбо-кодов //Цифровая обработка сигналов. 2009. № 2. С. 2-6.
68. Назаров Л.Е., Головкин И.В Программно-аппаратная реализация алгоритмов формирования приема турбо-кодов Материалы конференции «Проблемы передачи и обработки информации в сетях и системах телекоммуникаций», Рязань, 2004 г. С. 56-57
69. Назаров Л.Е., Головкин И.В К вопросу выбора типа турбо-кодеков в системах передачи информации// Сборник докладов 7-ой Международной конференции “Цифровая обработка сигналов и ее применение”. 16-18 марта. Москва, 2005. Стр.19-21
70. Головкин И.В. Разработка и реализация устройств формирования и приема дискретных сигналов с характеристиками, близкими к Шенноновской границе.// Нелинейный мир. 2007. Т. 5. № 5. С. 295-296.
71. Головкин И.В. Разработка эффективных алгоритмов посимвольного приема сигналов соответствующих двоичным блоковым кодам. Нелинейный мир. 2009. Т. 7. № 3. С. 178-179.
72. Головкин И.В., Назаров Л.Е Турбокоды на основе блоковых кодов. Принципы формирования и приема.//Телекоммуникации. 2005. № 11. С. 9-13
73. Головкин И.В., Назаров Л.Е. Разработка и реализация алгоритмов итеративного приема турбо-кодов на основе блоковых кодов. //Труды Международной научно-технической конференции к 100-летию со дня рождения В.А.Котельникова.. 21-23 марта. Москва. Стр.133-135.

74. Назаров Л.Е., Головкин И.В. Разработка и реализация алгоритмов итеративного декодирования блочных турбо-кодов. Цифровая обработка сигналов. 2009. № 4. С. 37-40.
75. Головкин И.В. Программно-аппаратная реализация сигнально-кодовых конструкций перспективных для систем космической связи.// Нелинейный мир. 2008. Т. 6. № 4. С. 241-242.
76. Назаров Л.Е., Головкин И.В., Манькин Д.Н., Куляс М.Е, Щеглов М.А., Моисеев Н.И., Романовский М.И. Особенности программно-аппаратной реализации сигнально-кодовых конструкций перспективных для система космической связи.// Труды научно технической конференции ФГУП РНИИ КП 2007 г. с 173-180
77. Назаров Л.Е., Головкин И.В. Устройство для приема дискретных сигналов . //патент на полезную модель RUS 107613 25.03.2011
78. Назаров Л.Е.,Головкин И.В., Данилович Н.И.,Моисеев Н.И., Романовский М.И. Устройство для приема дискретных сигналов . // Патент на изобретение №2480839
79. Назаров Л.Е.,Головкин И.В.,Данилович Н.И.,Лукьянова Л.М.,Моисеев Н.И.,Романовский М.И. Устройство итеративного декодирования блочных турбокодов и SISO декодер для его реализации. // Патент на изобретение №2504901
80. Назаров Л.Е.,Головкин И.В.,Манькин Д.Н.,Романовский М.И.,Щеглов М.А. Программа кодеров блочных турбо-кодов. // Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2011616892
81. Назаров Л.Е.,Головкин И.В.,Манькин Д.Н.,Романовский М.И.,Щеглов М.А. Программа кодеров сверточных турбокодов. // Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2012616258
82. European Telecommunications Standards Institute. «Digital video broadcasting(DVB) second generation framing structure, channel coding and modulation systems for broadcasting, interactive services, news gathering and other broadband satellite applications.» DRAFT EN 302 307

83. Назаров Л.Е., Головкин И.В. Алгоритмы итеративного приема сигналов на основе блоковых низкоплотностных кодов. // Межвузовский сборник «Математическое и программное обеспечение вычислительных систем». 2009. Часть 2. Стр.76-82. Рязань. РГРТА.
84. Головкин И.В., Назаров Л.Е. Программно аппаратная реализация помехоустойчивых кодов стандарта CCSDS.// //Труды 5 Всероссийской научно-технической конференции «Радиолокация и связь». 21 -25 ноября. 2011 г. Москва. Стр.229-232.
85. Назаров Л.Е., Головкин И.В. Разработка и исследование высокоскоростных низкоплотностных кодов, перспективных для применения в системах спутниковой связи. // Труды Всероссийской научно-технической конференции “Актуальные проблемы ракетно-космического приборостроения и информационных технологий”. 2-4 июня. 2010. Москва. Стр.500-507
86. Aliazam Abbasfar, Turbo-like Codes: Design for High Speed Decoding, Springer Publishing Company, Incorporated, 2007
87. Назаров Л.Е., Головкин И.В. Класс турбо-подобных кодов с пониженной сложностью алгоритмов декодирования. //Труды 3 Всероссийской научно-технической конференции «Радиолокация и связь». 26 -30 октября. 2009 г. Москва. Т.2 Стр.202-203.
88. Назаров Л.Е., Головкин И.В. Турбо-подобные коды с пониженной сложностью алгоритмов приема. //Труды Всероссийской научно-технической конференции “Актуальные проблемы ракетно-космического приборостроения и информационных технологий”. 28-30 апреля. 2008. Москва. Стр.37-38.
89. Назаров Л.Е., Головкин И.В. Характеристики турбо-кодов с пониженной сложностью алгоритмов приема. //Доклад на 10-ой Международной конференции “Цифровая обработка сигналов и ее применение”. 26-28 марта. Москва. 2008. Стр.31.

90. Назаров Л.Е., Головкин И.В. Класс турбо-кодов с пониженной сложностью алгоритмов декодирования. //Электросвязь. 2010. №7. Стр. 12-14.
91. Назаров Л.Е., Головкин И.В. Разработка и реализация турбо-подобных кодов, перспективных для применения в спутниковых системах связи. // Труды Всероссийской научно-технической конференции “Актуальные проблемы ракетно-космического приборостроения и информационных технологий”. 2-4 июня. 2009. Москва. CD-ROM.
92. Месси Дж. Пороговое декодирование / Пер. с англ.; Под ред. Э.Л. Блоха. М.: Мир, 1966. 208 с.
93. Золотарев В.В., Овечкин Г.В. Помехоустойчивое кодирование. Методы и алгоритмы. Справочник. М.: Горячая линия - Телеком, 2004. 126 с.
94. Золотарев В.В. Теория и алгоритмы многопорогового декодирования - М.: Радио и связь. Горячая линия - Телеком, 2006. 232 с.
95. Arikan, E. "Channel Polarization: A Method for Constructing Capacity-Achieving Codes for Symmetric Binary-Input Memoryless Channels". IEEE Transactions on Information Theory 55 (7): 3051–73
96. Vera Miloslavskaya , Peter Trifonov Sequential Decoding of Polar Codes IEEE Communications Letters, 18(7):1127 – 1130 July 2014
97. P. Trifonov , V. Miloslavskaya Polar subcodes IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 34(2):254-266 February 2016
98. Ben-Yue Chang, Dariush Divsalar, and Lara Dolecek, “Non-binary Protograph-Based LDPC Codes for Short Block-lengths”, Information Theory Workshop (ITW), Lausanne.
99. CCSDS 231.1 -0-1, “SHORT BLOCK LENGTH LDPC CODES FOR TC SYNCHRONIZATION AND CHANNEL CODING”, Orange Book. April, 2015.
100. Лобов Е.М., Косилов И.С., Кандауров Н.А., Елсуков Б.А. Метод определения помехоустойчивости сложных сигнально-кодовых

конструкции на основе семейства широкополосных ортогональных сигналов и недвоичного LDPC кода в условиях ионосферного канала.// Т-сomm – Телекоммуникации и транспорт. – 2014. – №8. – С. 55-60.

101. Головкин И.В., Клоков С.С., Косилов И.С. Сопоставимость дискретных частотных сигналов и М-ичной ЧМ при некогерентном приеме с использованием недвоичных LDPC кодов. // Сборник докладов 17-ой Международной конференции “Цифровая обработка сигналов и ее применение”. Москва, 2015. Стр.229-231
102. A soft-input soft-output APP module for iterative decoding of concatenated codes.Sergio Benedetto, Dariush Divsalar, Guido Montorsi, Fabrizio Pollara IEEE Communications Letters 01/1997; 1:22-24.
103. Error control coding for B3G/4G wireless systems : paving the way to IMT-advanced standards Chichester, West Sussex, UK ; Hoboken, NJ : Wiley, 2011
104. Turbo Code Applications A Journey from a Paper to Realization By Keattisak Sripimanwat Springer 2005
105. Channel Coding in Communication Networks: From Theory to Turbocodes By Alain Glavieux Wiley-ISTE 2007
106. Питерсон У., Уэлдон Э. Коды, исправляющие ошибки. Перев. с англ. М.: Мир. 1964.
107. Смольянинов В.М., Назаров Л.Е. Применение спектрального преобразования Уолша при оптимальном посимвольном приеме сигналов, основанных на линейных кодах. // Радиотехника и электроника. 1997. Т.42. №10. С.124-1219.
108. Tanner R.M. A recursive approach to low complexity codes.// IEEE Trans. on Inform. Theory. 1981. V.27. N5. P. 535-547.
109. Назаров Л.Е., Головкин И.В. Итративный посимвольный прием ансамблей сигналов на основе низкоплотностных кодов. Известия вузов. Электроника. 2007. №3 Стр.43-49.

110. Кларк Дж., Кейн Дж. Кодирование с исправлением ошибок в системах цифровой связи. Пер. с англ. – М.: Радио и связь., 1987. – 390 с.
111. David Declercq and Marc Fossorier, “Decoding Algorithms for Nonbinary LDPC Codes over $GF(q)$ ”.
112. G. Caire, G. Taricco, and E. Biglieri, Bit-interleaved coded modulation, IEEE Trans. Inf. Theory, vol. 44, no. 3, pp. 927-946, 2 1998.
113. Benedetto S., Divsalar D., Montorsi G., Pollara F. Serial concatenation of interleaved codes: performance analysis, design, and iterative decoding.// IEEE Trans. on Inform. Theory. 1998. V.44. N3. P.909-926.
114. S. Cheng and M. C. Valenti, “Union bound analysis of bit interleaved coded orthogonal modulation with differential precoding,” in Proc. IEEE Int. Symp. on Inform. Theory (ISIT), Seattle, WA, July 2006.
115. Головкин И.В., Манькин Д.Н., Елсуков Б.А., Клоков С.С. Сигнально кодовая конструкция с использованием ортогональных сигналов и турбоподобных кодов для некогерентного приема. // Т-comm – Телекоммуникации и транспорт. – 2014. – №10. – С. 15-20.
116. Головкин И.В., Назаров Л.Е. , Шишкин П.В. Сигнально кодовые конструкции для некогерентного приема // Труды 68-й Научной сессии, посвященной Дню Радио. 21-23 мая 2013.
117. Головкин И.В. Сигнально-кодовая конструкция с использованием дискретных частотных сигналов для сложной помеховой обстановки.// Труды конференции Радиолокация и связь. 25-27 ноября 2013. Москва. Стр.269-272.
118. Головкин И.В., Манькин Д.Н. Сравнительный анализ помехоустойчивых кодов для систем с использованием дискретных частотных сигналов и некогерентным приемом // Сборник докладов 16-ой Международной конференции “Цифровая обработка сигналов и ее применение”. Москва, 2014. Стр.228-230
119. Головкин И.В. Сравнительный анализ помехоустойчивых кодов для систем с использованием дискретных частотных сигналов и итеративной

- обработкой в каналах с зами-раниями. // Труды 69-й Научной сессии, посвященной Дню Радио. 21-23 мая 2014. Стр.203-205
120. Dariush Divsalar, Guido Montorsi, Fabrizio Pollara, Sergio Benedetto. “A soft-input soft-output APP module for iterative decoding of concatenated codes. IEEE Communications Letters 01/1997; 1:22-24.
121. Valenti M. C. and Cheng S., “Iterative demodulation and decoding of turbo coded M-ary noncoherent orthogonal modulation,” IEEE J. Select. Areas Commun., vol. 23, pp. 1738–1747, Sept. 2005.
122. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами, – М.: Радио и связь, 1985,384с.
123. Варакин Л. Е. Теория сложных сигналов. — М.: Сов. радио, 1970. 376 с.
124. Ричард Лайонс , Цифровая обработка сигналов: Второе издание. Пер. с англ. – М.: ООО« Бинوم-Пресс», 2006. – 656 стр.
125. Головкин И.В. Способ приема дискретных частотных сигналов первого порядка в канале с многолучевостью.// Журнал радиоэлектроники (электронный журнал). 2015. – № 5. – URL: <http://jre.cplire.ru/jul12/5/text.pdf>.
126. Головкин И.В. Квазикогерентный прием сигнально-кодовых конструкций с использованием дискретных частотных сигналов и турбоподобных кодов в КВ канале. // Труды 9 Всероссийской научно-технической конференции «Радиолокация и связь». 23 -25 ноября. 2015 г. Москва. Стр.15-18.
127. Дэвис К. Радиоволны в ионосфере. Перевод с англ. - М.: Мир. -1973. - 502 с.
128. Иванов В.А. Диагностика ионосферы широкополосными сигналами синусоидальной частотной модуляцией. // Сборник докладов Всероссийской научной конференции “Широкополосные сигналы в радиолокации, связи и акустике”. -Муром. -1-3 июля. -2003. -Стр.28-32.

129. Stark W. E., "Capacity and cutoff rate of noncoherent FSK with nonselective Rician fading," IEEE Trans. Commun., vol. COM-33, no. 11, pp. 1153-1159, Nov. 1985.
130. Cheng S., Iyer Sehshadri R., Valenti M.C., and Torrieri D.. The capacity of noncoherent continuous-phase frequency shift keying.// in Proc. Conf. on Info. Sci. and Sys (CISS), (Baltimore, MD), Mar. 2007.
131. Смольянинов В.М., Назаров Л.Е. Мультипликативная граница вероятности правильного распознавания при когерентном приеме.// Радиотехника и электроника. 1987. Том 32. №2. Стр. 446-449.
132. Benedetto S., Montorsi G. Unveiling turbo-codes: some results on parallel concatenated coding schemes.// IEEE Trans. Inform. Theory. 1996. V.42. №2. P.409-429.
133. Назаров Л.Е., Головкин И.В. О поведении предельных вероятностных характеристик итеративного приема турбо-кодов на основе блоковых кодов.// Радиотехника и электроника. 2006. Т. 51. № 6. С. 713-719.
134. Головкин И.В. Методика оценивания вероятностных характеристик сигнально-кодовых конструкций с использованием турбо подобных кодов и дискретных частотных сигналов в КВ канале. // Журнал радиоэлектроники (электронный журнал). 2015. – № 9. – URL: <http://jre.cplire.ru/jul12/5/text.pdf>.
135. Marvin K. Simon, Probability Distributions Involving Gaussian Random Variables: A Handbook for Engineers, Scientists and Mathematicians, Springer-Verlag New York, Inc., Secaucus, NJ, 2006
136. Витерби Э.Д. Принципы когерентной связи. Перевод с англ. М.: Сов. Радио. 1970. 392 с.
137. Градштейн И.С., Рыжик И.М. Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений. М: Гос. изд-во физ.-мат. литературы. 1963. 1100 с.
138. P. Yeh, S. Zummo, and W. Stark, "Error probability of bit-interleaved coded modulation in wireless environments," IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 55, no. 2, pp. 722-728, 2006.

139. Johnson S.J. Iterative error correction: turbo, low-density parity-check and repeat-accumulate codes. – Cambridge University Press, 2010.
140. Brannstrom F., Rasmussen L., and Grant A.. Convergence analysis and optimal scheduling for multiple concatenated codes. IEEE Transactions on Information Theory, 51:3354-3364, September 2005.
141. Hagenauer J., "The exit chart - introduction to extrinsic information transfer in iterative processing" in in Proceedings of the 12th European Signal Processing Conference (EUSIPCO), pp. 1541-1548, 2004.
142. Головкин И.В. Исследование сходимости итеративных алгоритмов обработки сигнально-кодовых конструкций с использованием дискретных частотных сигналов и турбо-подобных кодов. // Т-comm – Телекоммуникации и транспорт. – 2016. – №3. – С. 21-28.
143. Электронный ресурс <http://www.insys.ru/products/fmc/fmc116v>
144. Virtex-6 Family Overview http://www.xilinx.com/support/documentation/data_sheets/ds150.pdf
145. Multicore Fixed and Floating-Point Digital Signal Processor TMS320C6678 <http://www.ti.com/lit/gpn/tms320c6678>
146. Котельников В. А. Теория нотенциальной помехоустойчивости. - М.: Радио и связь, 1998.-152 с.
147. Васильев К.К., Глушков В.А., Дормидонтов В.А., Нестеренко А.Г.; под общ. ред. К.К. Васильева. Теория электрической связи: учебное пособие . – Ульяновск: УЛГТУ, 2008. – 452 с.
Recommendation P. 372-8. Radio noise // International Telecommunication Union. Radiocommunication Assembly (ITU-R). Geneva, 2003. — 75 p
148. Комарович В. Ф., Сосунов В. Н. Случайные радиопомехи и надежность КВ связи.-М.: СВЯЗЬ, 1977.-136 с.
149. Don Torrieri, Principles of Spread-Spectrum Communication Systems, 2nd Edition, Springer Publishing Company, Incorporated, 2011
150. Электронный ресурс RM6 standart performance www.rapidm.com/P/pdf/RM-RM6_HF_Data_Modem.pdf

151. Назаров Л.Е., Головкин И.В. Реализация некогерентного приема турбо-кодов на основе блоковых кодов. // Труды 61-й Научной сессии, посвященной Дню Радио. 21-23 мая. Москва, 2006. Стр. 347-348
152. Назаров Л. Е., Шишкин П. В. Алгоритмы некогерентного приема сигнально-кодовых конструкций на основе блоковых турбо-кодов.// Журнал Радиоэлектроники №7, 2012
153. Электронный ресурс <http://www.websdr.org>