ВЛАДИМИРСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ ИМЕНИ АЛЕКСАНДРА ГРИГОРЬЕВИЧА И НИКОЛАЯ ГРИГОРЬЕВИЧА СТОЛЕТОВЫХ



На правах рукописи

Дмитрий Вячеславович Синицин

Повышение помехоустойчивости радиотехнических систем передачи информации с использованием сверточных алгоритмов обработки сигналов

ДИССЕРТАЦИЯ

на соискание ученой степени кандидата технических наук по специальности 05.12.04 «Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения»

Научный руководитель – д.т.н., доцент, профессор кафедры радиотехники и радиосистем ВлГУ Полушин Петр Алексеевич

Владимир – 2014

СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ
1.ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ ПОВЫШЕНИЯ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ
СВЕРТОЧНОГО КОДИРОВАНИЯ ПРИ ЗАМИРАНИЯХ СИГНАЛОВ И
ВОЗДЕЙСТВИИ ПОМЕХ
1.1. Предпосылки использования сверточного
кодирования в условиях замираний сигналов и воздействии помех
1.2. Принцип сверточного кодирования 11
1.2.1. Принцип работы и параметры сверточного кодера 11
1.2.2. Формулировка задачи сверточного кодирования 17
1.2.3. Алгоритм сверточного декодирования Витерби 19
1.2.4. Другие алгоритмы декодирования сверточных кодов
1.3. Модели каналов передачи и информационных сигналов 25
1.3.1. Модели каналов передачи 25
1.3.2. Модели информационных сигналов 30
1.4. Методы перемежения и разнесения сигналов
1.4.1. Методы перемежения 33
1.4.2. Методы разнесения 35
1.5. Модели помеховых сигналов в системах передачи информации 37
1.6. Краткие выводы 42
2.АДАПТАЦИЯ АЛГОРИТМА СВЕРТОЧНОГО ДЕКОДИРОВАНИЯ
ВИТЕРБИ В УСЛОВИЯХ ПЕРЕМЕЖЕНИЯ СИМВОЛОВ
2.1.Возможность использования модифицированного метода декодирования
сверточных кодов в условиях перемежения символов
2.2. Принцип работы модифицированнго метода декодирования сверточных
кодов в условиях перемежения символов 49
2.3. Характеристики модифицированного метода декодирования
сверточных кодов в условиях перемежения символов
2.4. Краткие выводы 69

3. АЛГОРИТМЫ КОМПЕНСАЦИИ УЗКОПОЛОСНЫХ ПОМЕХ В
СИСТЕМАХ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ СО СВЕРТОЧНЫМ
КОДИРОВАНИЕМ
3.1. Степень влияния сосредоточенных помех на системы передачи
информации со сверточным кодированием71
3.2. Алгоритм предварительного снижения уровня помехи
3.3. Комплексный алгоритм сверточного декодирования цифровых сигналов
при воздействии узкополосных помех
3.4. Краткие выводы
4. ВНУТРЕННЯЯ АДАПТАЦИЯ СВЕРТОЧНЫХ КОДОВ В СИСТЕМАХ
ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ С РАЗНЕСЕНИЕМ СИГНАЛОВ
4.1. Адаптация сверточного кода при частотном разнесении
4.2. Адаптация сверточного кода при пространственном разнесении 103
4.3. Адаптация сверточного кода в системах с обратной связью 105
4.4. Краткие выводы 111
ЗАКЛЮЧЕНИЕ
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы. В настоящее время развитие систем передачи информации по радиоканалам имеет тенденцию, заключающуюся в непрерывном росте количества радиоизлучающих средств за счет развития современных систем передачи информации. Увеличивается разнообразие источников радиоизлучения, в том числе от промышленного оборудования и транспорта. Одновременно при этом должны сохраняться требования на качественные характеристики, что определяет важную научную и практическую проблему, заключающуюся в разработке новых методов и алгоритмов сверточной обработки сигналов для повышения помехоустойчивости систем передачи информации в условиях ухудшающейся помеховой обстановки. Эта проблема может быть разрешена за счет повышения характеристик путем модификации имеющихся алгоритмов сверточной обработки сигналов.

Широкое применение в системах передачи цифровой информации нашли сверточные коды. Они используются в системах мобильной и спутниковой связи, в модемах для телефонных линий связи и в других радиотехнических системах. Сверточные коды рассматривались в работах таких ученых, как Л.М. Финк, А.Г. Зюко, В.Л. Банкет, Э.Витерби, Дж. Кларк, Дж. К. Омура, Дж. Хеллер и др. Особенно эффективным считается алгоритм сверточного декодирования, впервые предложенный Э.Витерби. Однако в современных условиях эффективность многих методов сверточной обработки сигналов оказывается недостаточной. Эти методы разрабатывались для работы в условиях воздействия аппаратурных шумов. При наличии внешних помех или замираний сигналов существующие методы сверточной обработки сигналов уже не обеспечивают необходимого качества передаваемой информации, а при некоторых условиях может возникнуть полный срыв связи. В то же время имеется возможность производить внутреннюю адаптацию некоторых методов сверточной обработки сигналов, повышающих помехоустойчивость, при различных условиях работы. **Цель исследований.** Целью диссертации является разработка и исследование методов и алгоритмов сверточной обработки сигналов для повышения устойчивости систем передачи информации к внешним узкополосным помехам и замираниям уровня сигнала.

Для достижения указанной цели в диссертационной работе поставлены и решены следующие задачи:

- разработка и исследование метода сверточного декодирования в условиях перемежения символов;

- исследование влияния узкополосных помех на характеристики алгоритма сверточного декодирования Витерби;

- разработка алгоритма предварительного снижения уровня узкополосной помехи до декодирования;

- разработка комплексного алгоритма сверточного декодирования при воздействии узкополосных помех;

- разработка алгоритмов адаптации сверточных кодов в системах передачи информации с различными видами разнесения.

Методы исследования. При решении поставленных задач использовались методы, основанные на положениях теории вероятностей, математической статистики, теории кодирования. Для практической реализации осуществлялось компьютерное моделирование с использованием ЭВМ и языка программирования Matlab.

Научная новизна работы заключается в следующем:

1. Разработан и исследован модифицированный метод декодирования сверточных кодов в условиях перемежения символов.

2. Для случая воздействия узкополосных помех разработаны алгоритм предварительного снижения уровня помехи до декодирования и комплексный алгоритм сверточного декодирования.

5

3. В системах с разнесением и обратной связью предложены и обоснованы варианты адаптации сверточных кодов.

Практическая значимость работы заключается в следующем:

1. Разработанный модифицированный метод сверточного декодирования на основе алгоритма Витерби обеспечивает выигрыш в помехоустойчивости на 0,5 - 4 дБ по сравнению с работой «классического» алгоритма Витерби в условиях перемежения символов.

2. Предложен и проанализирован комплексный алгоритм сверточного декодирования символов, позволяющий устранить влияние узкополосной помехи.

3. Для частотного и пространственного разнесения разработаны варианты адаптации алгоритма сверточного декодирования, дающие выигрыш в помехоустойчивости от 2,5 дБ до 6 дБ по сравнению с работой «классического» алгоритма Витерби при замираниях сигналов.

4. Для систем двухсторонней передачи с обратной связью и пространственном разнесении разработана и проанализирована структурная схема передатчика с фазовым управлением мощностью разнесенных сигналов.

Результаты исследований внедрены в учебный процесс кафедры радиотехники и радиосистем ВлГУ для направления «Радиотехника», а также на предприятии ОАО Владимирский завод «Электроприбор».

Личный вклад автора. Синициным Д.В. на основе проведенного анализа сформулированы задачи диссертационного исследования, предложены новые методы и алгоритмы сверточной обработки сигналов, новизна которых подтверждается 3 патентами и 6 свидетельствами о государственной регистрации программы для ЭВМ. Автором лично подготовлены и опубликованы полученные результаты исследования, проведены модельные эксперименты.

Достоверность полученных в работе результатов подтверждается результатами компьютерного моделирования, демонстрирующими

6

эффективность предложенных методов и алгоритмов сверточной обработки сигналов, совпадением результатов моделирования с результатами, известными из литературы.

Положения, выносимые на защиту:

1. Метод адаптации сверточного алгоритма декодирования Витерби при перемежении символов, позволяющий в условиях воздействия замираний и использования перемежения символов повысить эффективность исправления ошибок при сверточном декодировании символов.

2. Комплексный алгоритм сверточного декодирования, дающий возможность устранять воздействие узкополосных помех на систему передачи информации и восстанавливать эффективность сверточного декодирования.

3. Алгоритм, использующий предварительную обработку кодированных сигналов, позволяющий повысить помехоустойчивость передачи цифровых сигналов при одновременном воздействии внешней помехи и аддитивных шумов.

Апробация работы. Основные положения диссертации обсуждались на следующих научно-технических конференциях и семинарах:

- IX, X МНТК «Перспективные технологии в средствах передачи информации» (2011, 2013), Владимир – Суздаль;

- XV Всероссийской научной конференции студентов – радиофизиков (2011), Санкт-Петербург;

- Всероссийской научной конференции молодых ученых «Наука. Технологии. Инновации» (2013), Новосибирск;

- XX Всероссийской научной конференции студентов – физиков и молодых ученых (2014), Ижевск;

- IX МНТК «Физика и радиоэлектроника в медицине и экологии» (2014), Владимир – Суздаль. **Публикации по работе.** По теме диссертации опубликовано 20 научных работ, из них 4 статьи в журналах, рекомендованных ВАК, 1 публикация в зарубежных изданиях, получен 1 патент на изобретение, 2 патента на полезную модель и 6 свидетельств о государственной регистрации программы для ЭВМ.

Структура и объем работы. Диссертация состоит из введения, четырех глав и заключения, содержит 125 страниц основного текста, 47 рисунков и 1 таблицу, список литературы из 111 наименований.

1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ ПОВЫШЕНИЯ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ СВЕРТОЧНОГО КОДИРОВАНИЯ ПРИ ЗАМИРАНИЯХ СИГНАЛОВ И ВОЗДЕЙСТВИИ ПОМЕХ

В главе излагается принцип сверточного кодирования. Рассматривается процесс кодирования входных информационных сообщений, дается описание алгоритма декодирования Витерби. Проводится обзор других алгоритмов сверточного декодирования. Для анализа эффективности сверточного каналов информации кодирования рассматриваются модели передачи И используемых в них сигналов. Дается краткое описание методов перемежения и разнесения сигналов. Приводятся модели помеховых сигналов в системах передачи информации.

1.1. Предпосылки использования сверточного

кодирования в условиях замираний сигналов и воздействии помех

Развитие современных средств передачи информации приводит к постоянному росту количества и качества радиоэлектронных средств (РЭС). Количественный рост обусловлен растущими потребностями экономики и широким набором возможностей, представляемых пользователям, что неизбежно ведет за собой и требования к повышению качества радиоаппаратуры.

Тенденция к увеличению количества радиоэлектронных средств является причиной роста перегруженности эфира и увеличению количества помех, действующих в системе передачи информации. Источниками помех могут являться различные промышленные, транспортные, бытовые и другие технические средства. Так как нет основания полагать, что в ближайшее время вредное воздействие помех будет ослабевать, то разработка методов борьбы с ними приобретает все большую актуальность.

В случае, если основной поток информации распространяется по каналу передачи в цифровом виде, то перспективным направлением является

совершенствование сверточных алгоритмов обработки сигналов. Алгоритмы сверточного декодирования разработаны достаточно давно и хорошо изучены. Особый интерес представляет собой возможность внутренней модификации алгоритма сверточного декодирования Витерби из-за относительной простоты реализации по сравнению с другими алгоритмами сверточного декодирования.

Как известно, при прохождении через канал передачи информации, сигналы подвергаются замираниям различного уровня и длительности. Для борьбы с замираниями используется перемежение символов и разнесение сигналов.

Метод перемежения основан на перегруппировании информационных символов при их передаче и последующем деперемежении на приемной стороне, то есть восстановлении исходного порядка следования символов. При этом соседние символы, подвергшиеся замираниям, оказываются разнесены и дальше возможно их дальнейшее декодирование.

Также для борьбы с замираниями сигналов широко применяются различные виды разнесения, в том числе частотное, пространственное и поляризационное. Линии передачи информации большим С числом интервалов зачастую используются для передачи сигналов в обоих направлениях, при этом обе станции на концах одного интервала могут по служебным каналам транслировать друг другу информацию о текущем состоянии каналов передачи. Здесь возможна сверточного совместная реализация методов разнесения сигналов И декодирования.

Однако как для случая перемежения, так и для разнесения сигналов, применение стандартного сверточного алгоритма декодирования Витерби уже не обеспечивает надлежащего уровня качества декодирования. Поэтому возникает необходимость во внутренней адаптации алгоритма для улучшения качественных характеристик декодирования информационных символов.

Аналогичная ситуация наблюдается и в случае воздействия различного вида помех. Достаточно распространенной является помеха, представляющая собой набор гармонических сигналов различной амплитуды и частоты, спектр которой лежит в довольно узком диапазоне. Такая узкополосная сосредоточенная по

10

спектру помеха при определенных условиях может проникать во входные цепи приемника, складываться с полезным сигналом и вызывать значительное ухудшение характеристик помехоустойчивости сверточного кода, вплоть до полного срыва связи.

Таким образом, возникает необходимость в качественном повышении потенциальной помехоустойчивости сверточного кодирования в условиях воздействия узкополосных помех и замираний сигналов.

1.2. Принцип сверточного кодирования

1.2.1. Принцип работы и параметры сверточного кодера

Сверточное кодирование является одним из наиболее распространенных видов помехоустойчивого кодирования. Оно применяется в цифровых системах передачи информации, как наземной, так и спутниковой, в системах радиовещания и телевизионного вещания.

На рисунке 1.2.1.1 представлена упрощенная функциональная схема системы передачи информации применительно к сверточному кодированию и модуляции [12, 32, 44, 56, 63, 70, 81, 82]. Через $\mathbf{m} = m_1, m_2, \dots, m_i, \dots, r$ де $m_i - m_i$ двоичный бит, обозначено исходное входное сообщение. Предположим, что все двоичные биты независимы между собой и принимают значения «0» или «1» с равной вероятностью. Задача кодера состоит в преобразовании каждой последовательности **m** в последовательность кодовых слов $U=G(\mathbf{m})$. Сверточный код обладает памятью, так как его выходные символы зависят не только от текущих входных символов, но и от предыдущих символов. Каждое кодовое двоичных кодовых СИМВОЛОВ, слово состоит ИЗ которые не являются независимыми.



Рисунок 1.2.1.1. Кодирование и модуляция в канале связи

В обычных системах передачи информации последовательность кодовых слов модулируется сигналом S(t). Во время прохождения сигнала по каналу связи он поражается шумом, в результате чего на вход демодулятора поступает сигнал $\hat{S}(t)$. Далее производится демодуляция сигнала, который затем поступает на вход декодера. Задача декодера состоит в том, чтобы при наличии априорных знаний о структуре кодера и принятой последовательности **Z** произвести оценку $\hat{\mathbf{m}} = \hat{m}_1, \hat{m}_2, ..., \hat{m}_i, ...,$ исходной последовательности сообщения.

Рассмотрим принцип сверточного кодирования [4, 10, 12, 24, 35, 45, 63, 70, 75, 81]. На рисунке 1.2.1.2 показана структура обычного сверточного кодера. Он состоит из регистра сдвига и n сумматоров по модулю 2. Для описания сверточного кодера достаточно задаться тремя целыми числами k, n и K. Число k показывает количество входных символов, поступающих за один такт на вход сверточного кодера. Число n характеризует общее количество разрядов в соответствующем кодовом слове на выходе кодера, а отношение k/n называется скоростью кода. Она показывает меру избыточности кода (информация, приходящаяся на один закодированный символ).

Еще одним важным параметром является длина кодового ограничения *K*, которая показывает число информационных входных символов, влияющих на выходные символы кодера в каждый момент времени.



Рисунок 1.2.1.2. Структура сверточного кодера

Для примера рассмотрим кодирование входного сообщения «110» с помощью сверточного кодера со скоростью 1/2 и *K*=3, изображенного на рисунке 1.2.1.3.



Рисунок 1.2.1.3. Сверточный кодер со степенью кодирования 1/2 и К=3

На рисунке 1.2.1.4 показан процесс кодирования данного сообщения.





Рисунок 1.2.1.4. Кодирование сообщения «110»

Все символы по очереди поступают на вход регистра сдвига. В момент времени t_1 поступает символ «1». В результате операции суммирования по модулю 2 получается выходное сообщение «11». Аналогично происходит и в моменты времени t_2 и t_3 . Далее вводится два нулевых входных бита для очистки регистра сдвига. В результате на выходе получается кодированная последовательность «11010111».

Любой сверточный код можно представить с помощью генератора кода или вектора связи. Генератор кода показывает наличие или отсутствие связи регистра сдвига с сумматором по модулю 2. Если на *i*-й позиции вектора присутствует «1», то соответствующий разряд в регистре сдвига связан с сумматором по модулю 2, а «0» указывает на отсутствие такой связи. Например, для кода, изображенного на рисунке 1.2.1.3, генератор кода для верхних и для нижних связей будет выглядеть следующим образом:

 $g_1 = 111;$

g₂=101.

На практике кодовые генераторы записываются в восьмеричной системе. Рассмотренный выше код будет записываться как (7,5).

Для того, чтобы описать сверточный код, необходимо определить кодирующую функцию, то есть функцию, по которой можно по данной входной последовательности символов определить выходную последовательность. Существует несколько способов задания такой функции. Это графическая связь, полиномы связи, диаграмма состояний, древовидная и решетчатая диаграммы.

Последняя является наиболее удобной и наглядной по отношению ко всем остальным. Рассмотрим принцип построения и структуру решетчатой диаграммы.

На рисунке 1.2.1.5 представлена решетчатая диаграмма, соответствующая коду (7,5).



Рисунок 1.2.1.5. Решетчатая диаграмма для кода (7,5)

Решетчатая диаграмма показывает все возможные переходы кодера из предыдущего состояния в последующее. Решетка состоит из 2^{K-1} узлов, где K – длина кодового ограничения. Каждый узел характеризует состояние кодера, то есть состояние регистра сдвига. Из каждого текущего состояния кодера можно перейти в одно из двух последующих состояний. При этом одна ветвь соответствует входному нулевому биту, а другая – входной единице. Цифры над переходом обозначают кодовые слова на выходе кодера. Сплошная линия обозначает входной «0», а пунктирная – входную «1». После достижения глубины решетки, равной *K*, она имеет периодическую структуру.

Если на выходе декодера с некоторой периодичностью проводить выкалывание, или перфорацию кодовых символов, то есть не передавать их по каналу связи, то такой код будет называться перфорированным. Перфорированные сверточные коды были введены в [24, 91]. Как известно, наиболее простыми в реализации являются коды со скоростью R=1/2. Но часто бывает необходимо повысить скорость кода без изменения его структуры. Этого можно достигнуть путем перфорации символов на выходе кодера. Так как при этом структура решетки исходного низкоскоростного кода не изменяется, то с

помощью одного И того же исходного кода можно получить другие высокоскоростные коды. (Например, для кода, изображенного на рисунке 1.2.1.3, перфорация будет заключаться в выкалывании каждого четвертого символа на выходе кодера). При этом скорость кода увеличится и будет R=2/3. Для обозначения правила удаления выходных символов используется матрица перфорации. Для вышеобозначенного примера матрица перфорации будет выглядеть следующим образом:

$$P = \begin{pmatrix} 5 & 5 \\ 7 & X \end{pmatrix},$$

где знак *X* указывает местоположение вычеркнутого символа. В табл. 1.2.1.1 представлены различные матрицы перфорации на базе стандартного сверточного кода со скоростью R=1/2 и K=7 (код NASA) [62]. Существуют и другие матрицы перфорации [3, 85, 93, 110].

Рассмотрим решетчатую диаграмму перфорированного сверточного кода $\binom{5}{7} \binom{5}{X}$:



Рисунок 1.2.1.6. Решетчатая диаграмма перфорированного сверточного кода $\begin{pmatrix} 5 & 5 \\ 7 & X \end{pmatrix}$

Она состоит из двух повторяющихся шагов. На первом шаге присутствуют ветви, соответствующие первому столбцу матрицы перфорации. На втором шаге вычеркнутый символ не передается по каналу связи. Таким образом, декодирование сверточных кодов, полученных путем перфорации первоначального кода со скоростью 1/2 возможно декодером, который реализован согласно этой скорости.

Таблица 1.2.1.1

Скорость кода, <i>R</i>	Матрица перфорации
1/2	(133 171)
2/3	$\begin{pmatrix} 133 & 133 \\ 171 & X \end{pmatrix}$
3/4	$ \begin{pmatrix} 133 & 133 & X \\ 171 & X & 171 \end{pmatrix} $
4/5	$\begin{pmatrix} 133 & 133 & 133 & 133 \\ 171 & X & X & X \end{pmatrix}$
5/6	$\begin{pmatrix} 133 & 133 & X & 133 & X \\ 171 & X & 171 & X & 171 \end{pmatrix}$
6/7	$ \begin{pmatrix} 133 & 133 & 133 & X & 133 & X \\ 171 & X & X & 171 & X & 171 \end{pmatrix} $
7/8	$ \begin{pmatrix} 133 & 133 & 133 & 133 & X & 133 & X \\ 171 & X & X & X & 171 & X & 171 \end{pmatrix} $

Матрицы перфорации для кода NASA

1.2.2. Формулировка задачи сверточного кодирования

Как известно, при равенстве вероятностей появления всех входных последовательностей, минимальная вероятность ошибки получается при использовании декодера, сравнивающего условные вероятности $P(Z/U^{(m)})$, где Z – принятая последовательность, $U^{(m)}$ - возможная переданная последовательность, и выбирающего максимальную. Решение принимается в пользу $U^{(m')}$, если

$$P(Z/U^{(m')}) = \max P(Z/U^{(m)})$$
(1.2.2.1)
по всем $U^{(m)}$

Формула (1.2.2.1) описывает принцип максимального правдоподобия [10, 63, 70, 90]. При использовании сверточного декодирования принцип максимального правдоподобия будет заключаться в выборе наиболее вероятной последовательности переданных кодовых слов. Таким образом, декодер выбирает $U^{(m')}$, если вероятность $P(Z/U^{(m')})$ больше вероятности всех остальных возможных переданных последовательностей. Если данное правило выполняется, то декодер работает согласно принципу максимального правдоподобия.

Для канала с аддитивным белым гауссовым шумом (АБГШ) с нулевым средним и скоростью кода 1/*n* функция правдоподобия будет выглядеть следующим образом:

$$P(Z/U^{(m)}) = \prod_{i=1}^{\infty} P(Z_i/U_i^{(m)}) = \prod_{i=1}^{\infty} \prod_{j=1}^{n} P(Z_{ij}/U_{ji}^{(m)}), \qquad (1.2.2.2)$$

где $Z_i - i$ -я ветвь принятой последовательности, $U_i^{(m)}$ - ветвь отдельной последовательности кодовых символов $U^{(m)}$; $Z_{ij} - j$ -й кодовый символ $U_i^{(m)}$. Каждая ветвь состоит из *n* кодовых символов. Задача декодирования заключается в выборе пути по решетчатой диаграмме таким образом, чтобы произведение $\prod_{i=1}^{\infty} \prod_{j=1}^{n} P(Z_{ji}/U_{ji}^{(m)})$ было максимальным.

Чтобы произведения заменить суммой, удобно прологарифмировать функцию правдоподобия, тогда

$$\gamma_U(m) = \lg P(Z/U^{(m)}) = \sum_{i=1}^{\infty} \lg P(Z_i/U_i^{(m)}) = \sum_{i=1}^{\infty} \sum_{j=1}^{n} \lg P(Z_{ji}/U_{ji}^{(m)}) \quad (1.2.2.3)$$

Здесь путь по решетке ищется таким образом, чтобы максимизировать $\gamma_{U}(m)$.

Существует несколько способов декодирования сверточных кодов, среди которых наиболее часто используется алгоритм сверточного декодирования Витерби, который работает с решетчатым представлением и отбрасывает пути,

заранее не соответствующие критерию максимального правдоподобия. Работа ведется только с выжившими путями. При этом данный алгоритм работает в соответствии с принципом максимального правдоподобия.

1.2.3. Алгоритм сверточного декодирования Витерби

Алгоритм декодирования Витерби был разработан в 1967 г. [10, 104, 105] с целью уменьшения объема вычислений по сравнению с алгоритмом последовательного декодирования. В 1969 г. Омурой было показано, что данный алгоритм основывается на оценке максимального правдоподобия [100].

Главное достоинство алгоритма Витерби заключается в том, что в нем не рассматриваются пути, которые согласно принципу максимального правдоподобия не могут быть оптимальными. Алгоритм включает в себя операции вычисления расстояния между принятым сигналом в момент времени *t*₁, и всеми путями решетки, которые входят в каждое состояние в момент времени *t*_i. Если в одно состояние входят два пути, то выбирается выживающий путь с наименьшей метрикой. В результате работы декодер постепенно проходит решетку и исключает наименее вероятные пути.

Рассмотрим работу алгоритма Витерби [4, 10, 12, 24, 35, 63, 70] на конкретном примере. В качестве меры расстояния используем метрику Хэмминга. Воспользуемся кодером, изображенным на рисунке 1.2.1.3 и соответствующей ему решетчатой диаграммой, изображенной на рисунке 1.2.1.5.

Предположим, что мы имеем входную информационную последовательность m=10010. После кодирования ее сверточным кодером получаем последовательность U=111011110, которая передается по каналу связи. В результате воздействия шума принятая последовательность будет иметь вид Z=1110011110, то есть имеет место искажение одного символа, а именно пятого бита.

На рисунке 1.2.3.1 представлена решетчатая диаграмма, в которой над каждой ветвью обозначено расстояние Хэмминга между принятым кодовым символом и кодовым словом, соответствующем данной ветви.

Рассмотрим решетку в момент времени t_1 . Переход между состояниями $00 \rightarrow 00$ приводит к появлению на выходе кодового слова 00, но получено 11, следовательно, Хэммингово расстояние равно 2. Переход между состояниями $00 \rightarrow 10$ приводит к появлению на выходе кодового слова 11, что полностью совпадает с полученной последовательностью, и, следовательно, Хэммингово расстояние равно 0. Таким образом помечается вся решетка в последующие моменты времени.



Рисунок 1.2.3.1. Решетчатая диаграмма, соответствующая коду (7,5)

Теперь рассмотрим детально работу алгоритма декодирования Витерби на примере данной последовательности и кодера. Основной смысл алгоритма Витерби заключается в том, что если два пути в решетке сходятся в одной точке, то один из них при поиске оптимального пути исключается, то есть исключается путь, имеющий большую суммарную метрику пути. В случае совпадения суммарных метрик путей, путь выбирается произвольно.

В нашем случае в момент времени t_1 приняты кодовые символы 11. Переходу между состояниями 00 \rightarrow 00 соответствует метрика ветви 2, а между состояниями 00 \rightarrow 10 метрика ветви 0 (рисунок 1.2.3.2).













д)



Рисунок 1.2.3.2. Пример работы алгоритма сверточного декодирования Витерби

В следующий момент времени t₂ из каждого предыдущего состояния выходят еще 2 ветви (рисунок 1.2.3.2. б). Через Га, Гb, Гс и Гd обозначены суммарные метрики путей. В момент времени t₃ опять происходит разветвление путей (рис 1.2.3.2. в) и в момент времени t_4 имеется по 2 пути, входящие в каждое состояние. Путь, имеющий наибольшую суммарную метрику, может быть исключен. В результате на рисунке 1.2.3.2. г показаны выжившие пути. Та же самая процедура происходит в момент времени t_5 (рисунок 1.2.3.2. д). На рисунке 1.2.3.2. е показаны выжившие пути в данный момент времени. Здесь между моментами времени t₁ и t₂ остался только один выживший путь, который называется полной ветвью. При этом декодер, исходя из свойств решетки, решает, что сделан переход 00→10, которому соответствует единичный входной бит. Далее на каждом следующем шаге происходит исключение одного из путей, ведущих в каждое состояние. Таким образом, декодер будет постепенно проходить вглубь решетки, и устранять все пути кроме одного. Следует заметить, что первый бит декодируется только тогда, когда декодер углубится внутрь решетки на некоторое расстояние. Обычно оно равно 4-5 длинам кодового ограничения.

Из анализа решетчатой диаграммы сверточного кода можно сделать вывод, что существует 2^{*K*-2} непересекающихся ячейки, каждая из которых включает 2^{*K*-1} возможных перехода. Из этих ячеек и логических элементов, которые корректируют метрики состояний, и состоит декодер. Каждая ячейка реализуется с помощью логической операции, которая называется сложение, сравнение и

выбор. Поскольку практическая реализация этой операции не составляет большой сложности, то очевидным преимуществом алгоритма Витерби является возможность вносить в него некоторые внутренние корректировки применительно к различным внешним условиям.

1.2.4. Другие алгоритмы декодирования сверточных кодов

До появления алгоритма Витерби использовался алгоритм последовательного декодирования. Он был предложен Возенкрафтом [11, 106, 107] и доработан Фано [92]. Также алгоритмы последовательного декодирования описаны в [21]. Главным достоинством этого метода является способность декодировать сверточные коды с большой длиной кодового ограничения (*K* ≥ 9).

Сущность данного алгоритма заключается в том, что происходит обновление метрики только наиболее вероятного пути. Данная метрика рассчитывается как разность между принятым сигналом и гипотезой о переданной последовательности кодовых символов. Если достоверность пути будет ниже некоторого текущего порога, то декодер последовательно перебирает все другие пути, пока не будет найден наиболее правдоподобный путь. Таким образом, данный алгоритм можно сравнить с методом проб и ошибок для поиска правильного пути по решетке.

Главным алгоритма недостатком последовательного декодирования является зависимость числа перебираемых метрик состояний от соотношения «сигнал/шум» в канале передачи. Из-за наличия такой зависимости требуется большой объем памяти для хранения поступивших последовательностей. Иногда возникают ситуации, когда происходит переполнение буфера памяти. Так как алгоритм последовательного декодирования не является алгоритмом максимального правдоподобия, то при прочих равных условиях он уступает алгоритму Витерби.

Алгоритм декодирования с обратной связью был предложен Хеллером [95] и основан на алгоритме порогового декодирования [98]. Он предназначен для

принятия жестких решений в двоичном симметричном канале. Решение об информационном символе на *j*-м шаге делается исходя из метрик, вычисленных от *j* до *j*+*m* шага, где *m* – целое положительное число. Вводится параметр – длина упреждения L=m+1. Она определяет количество принятых кодовых символов, которое задается для декодирования информационного бита. Решение в пользу «0» или «1» принимается исходя из минимального расстояния Хэмминга для пути, который начинается на *j*-м шаге и кончается на *j*+*m* шаге, и количества «0» или «1» в ветвях, исходящих шага *j*. Часть дерева, которая не связана с решением об информационном символе, отбрасывается, а оставшаяся часть расширяется, и рассматриваются пути от шага *j*+*1* до *j*+1+*m*. Данная процедура повторяется на каждом шаге.

Алгоритм с обратной связью имеет меньшую задержку (не более двух длин кодового ограничения) по сравнению с алгоритмом Витерби, но он принимает только жесткие решения.

Стек – алгоритм предложен Елинеком [96] в 1969 г. Стек – алгоритм работает всего с несколькими путями. В верхней части стека располагается путь, имеющий наибольшую метрику. Далее на каждом шаге только головной путь проверяется по разветвлению. В результате образуется 2^{*K*} продолжений путей, которые затем вместе с другими путями упорядочиваются согласно с величинами их метрик. Затем все пути, значения метрик которых располагаются ниже некоторой величины от метрики главного пути, отбрасываются, и процесс продолжения путей с наибольшими метриками вновь повторяется.

По сравнению с алгоритмом Витерби, стек – алгоритм требует меньшего числа сравнений метрик, но требуется большая вычислительная способность для его реализации.

Далее, для анализа эффективности сверточного кодирования, рассмотрим модели каналов передачи информации и используемых в них сигналов.

1.3. Модели каналов передачи и информационных сигналов

1.3.1. Модели каналов передачи

Под моделью канала передачи будем понимать сумму факторов, которые определяют отличия принимаемого информационного сигнала от переданного. В это понятие входит физическая среда распространения между передатчиком и приемником, а также составные части приемо – передающей системы, которые вносят в информационный сигнал различные искажения. Рассмотрим основные модели каналов передачи.

Дискретный канал без памяти [10, 63, 70] имеет дискретные входные и выходные алфавиты и описывается набором условных вероятностей P(j/i) $(1 \le i \le M, 1 \le j \le N)$, где i – модулятор M – ного входного сигнала, j – демодулятор N - го выходного сигнала, P(j/i) - условная вероятность того, что принят символ *i* при переданном символе *i*. Выходной символ канала зависит только соответствующего ему входного символа И для входной OT последовательности $U = u_1; u_2; u_3 ... u_m ... u_N$ условная вероятность $Z = z_1; z_2; z_3 ... z_m ... z_N$ выходной последовательности соответствующей записывается следующим образом:

$$P(Z/U) = \prod_{m=1}^{N} (z_m/u_m).$$

Частным случаем канала без памяти является двоичный симметричный канал (ДСК). Его входные и выходные алфавиты состоят из бинарных элементов (0 и 1). При этом наблюдается симметрия вероятностей:

$$P(0/1) = P(1/0) = P;$$

$$P(1/1) = P(0/0) = 1 - P$$

Еще одним важным видом канала является гауссов канал. В нем происходит добавление аддитивного белого гауссова шума (АБГШ) ко всем выходным

символам. Согласно общепризнанному подходу, АБГШ возникает в основном во входных цепях приемников, имеет гауссову функцию распределения с нулевым средним и равномерную в полосе частот спектральную мощность [18, 25, 34, 36, 37, 49, 70]. В этом случае выходной алфавит становится непрерывным и лежит в диапазоне ($-\infty;\infty$). Результирующая функция плотности вероятности (ФПВ) принимает случайные величины *z* при условной передаче символа U_k будет выглядеть следующим образом:

$$P(z/u_k) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left[\frac{-(z-u_k)^2}{2\sigma^2}\right],$$

где *k*=1,2,...,*M*.

В работе в качестве модели канала будет рассматриваться канал с замираниями. В этом случае сигнал в точке приема образуется в результате интерференции радиоволн, приходящих по различным путям распространения. Кроме прямого распространения радиоволн могут иметь место еще три механизма передачи энергии [103]:

- отражение, когда размер гладкой поверхности, взаимодействующей с волной, намного больше длины волны;

- дифракция, или затенение, когда размеры преграждающего тела больше длины волны, что вызывает появление позади идущих вторичных волн;

- рассеяние, когда происходит столкновение радиоволны с поверхностью, размеры которой соизмеримы или меньше длины волны.

Каждая волна характеризуется своими параметрами, такими как время распространения, амплитуда, доплеровская частота. Это может быть выражено следующим образом [20, 33]:

$$S(t) = \sum_{i=1}^{N_{\alpha}} \sum_{j=1}^{M_i} C_{ij} \cos\left[\omega_i \left(t - T_{ij}\right) + \omega_i T_{ij}\right],$$

где α_i – угол прихода *i* волны, *T*_{ij} – время задержки каждой радиоволны, ω_i – доплеровский частотный сдвиг, *C*_{ij} – амплитудные множители, характеризующие энергию каждой составляющей. В случае изменения условий распространения

радиоволн, свойств и местоположения отражающих объектов, проявляется нестационарность интерференционной картины, что приводит к колебаниям уровня мощности принимаемого сигнала. Такое явление характерно, например, для мобильных станций (МС). При перемещении МС могут происходить 2 процесса:

- изменение фазовых соотношений между складывающимися волнами;

- изменение физического состояния среды распространения.

Первый процесс является причиной быстрых замираний, а второй – медленных.

Согласно точечной модели рассеяния, сигнал $S_{ex}(t)$ в точке приема образуется путем суммирования большого числа длин волн, пришедших по различным путям с задержками [8, 25, 34, 36, 64, 69, 74, 81, 88]. В случае достаточно узкополосного излучаемого сигнала напряжение в приемнике будет равным:

$$S_{BX}(t) = \int_{V} \mu_i S_n(t-t_i) e^{j\omega_0(t-t_i)} dV,$$

где V – эффективно участвующий объем в переизлучении, μ_i – коэффициент отражения от *i* - й точки объема, t_i – время суммарной задержки сигнала при его распространении от передатчика через *i* – ю точку до приемника, ω_0 – центральная частота передаваемого узкополосного сигнала.

В случае, если $t_{max} - t_{min} << 1/\Pi_c$, где Π_c – полоса спектра сигнала, то взаимные фазовые сдвиги частотных компонент комплексной огибающей можно не учитывать. Тогда:

$$S_{BX}(t) = S_n(t-t_{cp}) \int_V \mu_i e^{j\omega_0 \Delta t_i} dV,$$

где t_{cp} – значение задержки, усредненной по объему; $\Delta t_i = t_i - t_{cp}$. Комплексный коэффициент передачи канала $\mu = \int_V \mu_i \exp\{-j\omega_0 \Delta t_i\} dV$ имеет ортогональные компоненты:

$$\mu_c = \operatorname{Re}\{\mu\}; \ \mu_s = \operatorname{Im}\{\mu\}. \tag{1.3.1.1}$$

При тропосферных анализе И ионосферных каналов В течение продолжительного интервала времени следует учитывать, что величина μ процессом. случайным Ho является нестационарным B течение непродолжительных интервалов времени (порядка нескольких минут) процесс можно считать локально – стационарным, а его статистические характеристики неизменными во времени.

Процессы быстрых замираний можно описать с помощью различных моделей и вытекающих из них распределений. Среди последних это релеевское, четырехпараметрическое, *m* – распределение Накагами и другие [13, 22, 25, 33, 34, 54, 81, 99, 108]. Существуют и другие модели каналов [29, 65, 78]. Рассмотрим более подробно наиболее общую четырехпараметрическую модель.

Из формулы 1.3.1.1. следует, что компоненты μ_C и μ_S определяются путем суммирования достаточно большого числа слагаемых, и интенсивность каждого элемента μ_i представляет собой случайную величину. Вследствие этого согласно центральной предельной теореме компоненты μ_C и μ_S можно считать распределенными по гауссовому закону со средними μ_{C0} и μ_{S0} и дисперсиями σ_S^2 и σ_C^2 [25, 34]:

$$\omega(C,S) = \frac{1}{2\pi\sigma_C\sigma_S} \exp\left[-\frac{(C-m_C)^2}{2\sigma_C^2} - \frac{(S-m_S)^2}{2\sigma_S^2}\right].$$

Путем поворота системы координат можно избавиться от корреляции величин μ_C и μ_S и перейти к совместной плоскости распределения двух новых независимых величин *C* и *S* с параметрами m_C , m_S , σ_C и σ_S . Рассмотрим некоторые частные случаи распределения / μ /[31]:

Если mc = ms = 0; $\sigma_C = \sigma_S = \sigma$, то имеет место распределение Релея:

$$\omega(\mu) = \frac{\mu}{\sigma^2} \exp[-\frac{\mu^2}{2\sigma^2}]$$

В этом случае отсутствует регулярная составляющая сигнала. Если же регулярная составляющая присутствует, то $m_C = m_S \neq 0$; $\sigma_C = \sigma_S = \sigma$ и имеет место распределение Райса (обобщенное релеевское распределение):

$$\omega(\mu) = \frac{\mu}{\sigma^2} \exp[-\frac{\mu^2 + m_0^2}{2\sigma^2}] I_0(\frac{\mu m_0}{\sigma^2}),$$

где $I_0(z)$ – модифицированная функция Бесееля 1 – го рода 0 – го порядка.

Наиболее глубокие замирания характеризует односторонне – нормальное распределение. Оно наблюдается, когда $m_c = m_s = 0$, а также $\sigma_c = 0$, $\sigma_s = \sigma$ (или $\sigma_s = 0$, $\sigma_c = \sigma$):

$$\omega(\mu) = \frac{2}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp[-\frac{\mu^2}{2\sigma^2}].$$

Медленные замирания имеют другое происхождение. Они определяются, прежде всего, состоянием среды распространения в различные моменты времени и имеют большой интервал стационарности (часы или сутки). Вследствие этого для их описания нельзя пользоваться центральной предельной теоремой.

Медленные замирания хорошо описываются логарифмически – нормальным законом распределения [8, 64, 69]:

$$\omega(z) = \frac{1}{z\sqrt{2\pi\sigma_M^2}} \exp\left[-\frac{\left[\ln(z) - m_M\right]^2}{2\sigma_M^2}\right], z \ge 0$$

Если все частотные составляющие сигнала замирают одновременно, то замирания называются гладкими. В противном случае имеют место частотно – селективные замирания (ЧСЗ). Они образуются вследствие изменения величины всех фазовых набегов при изменении частоты несущего колебания. В результате коэффициент передачи канала на различных частотах имеет разные значения.

ЧСЗ характеризует радиус корреляции *R_K*, который определяет такое расстояние между двумя немодулированными несущими, при котором их амплитудные замирания можно считать независимыми.

В работе используется модель канала с быстрыми замираниями. Так как большую часть времени в канале передачи информации присутствуют релеевские замирания, то все расчеты приводятся преимущественно для данного распределения.

1.3.2. Модели информационных сигналов

После соответствующей модуляции и кодирования из исходного сообщения получают информационный сигнал, который затем передается по каналу передачи информации. При этом исходное сообщение может быть как дискретным по времени и квантованным по уровню, так и непрерывным. Его основными параметрами являются полоса занимаемых частот Π_{H} и общая длительность сообщения T_{H} , а также параметр, заложенный в изменении уровня сигнала.

В системах передачи информации часто присутствует избыточность ресурса, присутствующего в параметрах сигнала, ресурсе системы или канале связи. Избыточность вносится многими современными видами модуляции и кодирования. Иногда избыточность может дополнительно присутствовать в скрытой форме при одновременном использовании разнесённого приёма и нелинейных видов модуляции. При частотной избыточности полоса частот сигнала Π_C значительно больше Π_H (Сюда не относятся такие методы, как ОБП, а также некоторые телеметрические сигналы). Частотная избыточность может быть как относительно небольшой (порядка двух при амплитудной модуляции), так и значительной – до сотен единиц в ШПС (при использовании большой базы $B = \Pi_C T_C$, где T_C – длительность сигнала) [9, 64, 69, 70, 74, 81, 111].

В случае использования систем сигналов [29, 74, 77, 81] общая полоса Π_C заполняется составляющими сигнала по соответствующему правилу. При этом принято представлять сигналы в геометрической форме на плоскости с координатами частоты f и времени t. Соответствующий прямоугольник со сторонами, равными отводимыми для передачи полосой f_0 и временем T_0 , заполняется по определенному закону элементарными сигналами с полосой f_3 , длительностью T_3 и площадью $F_3 \times T_3$. При этом в той или иной степени покрывается общая площадь $F_0 \times T_0$. Элементарным сигналам может быть присвоена некоторая нумерация, соответствующая последовательности их передачи по времени. В цифровых системах передачи информации основной мерой качества является наихудшая вероятность ошибки, P_{MAX} , задаваемая при определенных условиях (например, в определенном проценте времени работы устройства). Она является границей приемлемого качества связи. При этом в подавляющем проценте времени текущая вероятность ошибки лучше, чем этот граничный показатель. Если текущая вероятность ошибки равна P_T , то разница между P_{MAX} и P_T косвенно указывает на текущую степень избыточности по уровню в данной системе передачи информации.

В общем случае, чем больше при прочих равных условиях количество квантованных уровней исходного сообщения, которое переносит один отсчет передаваемого сигнала, тем больше средняя вероятность ошибки. Поэтому, если при вероятности ошибок P_T используется m_1 уровней квантования, то без выхода за рамки задаваемых требований на качество передачи можно было бы это число уровней увеличить до такого m_2 , чтобы вероятность ошибки приблизилась к P_{MAX} . Разница между количеством информации в уровнях m_1 и m_2 определит текущую избыточность сигнала по уровню.

Цифровая модуляция – процесс преобразования импульсов в сигналы, совместимые с каналами передачи информации. Ha выходе цифровых радиоимпульсы модуляторов присутствуют с синусоидальным ИЛИ шумоподобным заполнением. В общем случае можно сказать, что происходит процесс варьирования амплитуды, частоты или фазы несущей в соответствие с передаваемой информацией. Тогда несущую записывают следующим образом [70]:

$$S(t) = A(t)\cos\Theta(t), \qquad (1.3.2.1)$$

где A(t) – изменяющаяся во времени амплитуда, $\Theta(t)$ – изменяющийся угол. В свою очередь

$$\Theta(t) = \omega_0(t) + \varphi(t). \qquad (1.3.2.2)$$

Подставляя (1.3.2.2) в (1.3.2.1) получим:

$$S(t) = A(t) \cos[\omega_0 t + \varphi(t)]$$

где ω_0 – угловая частота несущей, $\varphi(t)$ – фаза несущей.

При описании различных видов информационных сигналов удобно пользоваться векторным представлением сигналов. Введем комплексную запись синусоидальной несущей:

$$e^{j\omega_0 t} = \cos \omega_0 t + j \sin \omega_0 t$$

Компонента $\cos \omega_0 t$ называется синфазной компонентой несущей, а компонента $\sin \omega_0 t$ – квадратурной компонентой несущей. Немодулированную несущую можно представить в полярной системе координат в виде единичного вектора, который вращается против часовой стрелки со скоростью ω_0 рад/с. Проекции данного вектора в декартовой системе координат образуют синфазную (I) и квадратурную (Q) составляющие сигнала. Они взаимно ортогональны (рисунок 1.3.2.1)



Рисунок 1.3.2.1. Синфазная и квадратурная компоненты сигнала

Основными типами цифровой модуляции являются амплитудная манипуляция (ASK), частотная манипуляция (FSK), фазовая манипуляция (PSK) и модуляция без разрыва фазы (CPM) [50, 63, 81]. Если в процессе демодуляции используется информация о фазе несущей, то детектирование называется когерентным, в противном случае детектирование некогерентное. Тогда случае фазоманипулированный сигнал можно записать следующим образом:

$$S(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos\left(\bigotimes_{\substack{0 \le t \le T}} t + \varphi_i(t) \right).$$

Единичным и нулевым посылкам соответствуют противофазные сигналы несущей. В.А. Котельниковым доказано [30], что именно фазовая манипуляция для каналов без помех и шумов обеспечивает потенциальную помехоустойчивость. Данный тип модуляции используется в работе.

Также в качестве модели информационного сигнала будут использоваться разнесенные сигналы. Применительно к сверточному кодированию будут исследованы сигналы с частотным и пространственным разнесением.

В следующем параграфе рассмотрим некоторые методы перемежения и разнесения сигналов.

1.4. Методы перемежения и разнесения сигналов

1.4.1. Методы перемежения

Перемежение является весьма эффективным методом борьбы с ошибками, имеющими структуру пакетов. Суть метода заключается в разнесении кодовых символов во времени. На передающей стороне происходит перестановка кодовых символов, а на приемной стороне исходный порядок сообщений восстанавливается. Благодаря такой операции идущие подряд ошибочные символы оказываются разнесенными во времени и для декодера они становятся случайно распределенными, что позволяет в дальнейшем применить исходный код, исправляющий ошибки [10, 70, 81, 109].

Существует 2 класса устройств перемежения: периодические и случайные [24]. Псевдослучайные перемежители имеют блоковую структуру. Блоки из *N* – канальных символов после декодирования переставляются псевдослучайным образом. Это может быть достигнуто путем последовательной записи *N* – символов в память с произвольной выборкой и затем их считывания псевдослучайным образом. При изменении параметров пакетов сигналов данный

метод может обеспечить достаточно высокую помехоустойчивость, однако его реализация значительно сложнее, чем периодического перемежителя.

Среди периодических перемежителей следует выделить диагональные [94], сверточные [93, 102], межблоковые [94] и блоковые [97].

В блоковых устройствах перемежения входные символы поступают блоками и далее эти блоки переставляются согласно одному и тому же принципу.

Структура сверточного перемежителя представлена на рисунке 1.4.1.1



Рисунок 1.4.1.1 Схема сверточного перемежителя

Кодовые символы последовательно поступают на вход блока, состоящего из N регистров. Каждый следующий регистр имеет память на M символов больше, чем предыдущий. Через нулевой регистр кодовые символы передаются напрямую. После прихода каждого нового символа коммутатор переключается на следующий регистр и процесс приема кодового символа длится до тех пор, пока самый первый кодовый символ в регистре не будет передан на модуляторе. После достижения (*N-1*) регистра коммутатор возвращается в исходное состояние к нулевому регистру и процесс повторяется. Для правильной работы устройства требуется синхронизация входа и выхода перемежителя и деперемежителя.

1.4.2. Методы разнесения

Одним из методов повышения помехоустойчивости при передаче информации в системах различного назначения выступает использование разнесенного приема [8, 17, 18, 25, 34, 37, 49, 64, 69, 82]. Различные методы разнесения были предложены и проанализированы применительно к системам коротковолновой связи, тропосферной связи, а также микроволновым радиорелейным системам, работающим в пределах прямой видимости. Выигрыш, получаемый за счет разнесения, увеличивается по мере возрастания требований к качеству обслуживания в цифровых системах подвижной радиосвязи, поскольку более существенное влияние быстрых замираний многолучевости проявляется при цифровой передаче.

Методы разнесения требуют организации нескольких путей передачи сигналов, называемых ветвями разнесения, и схемы их комбинирования или выбора одного из них. В зависимости от характеристик распространения радиоволн в системах подвижной радиосвязи существует несколько методов построения ветвей разнесения, которые могут быть разбиты на следующие группы, объединяющие пространственное, угловое, поляризационное, частотное и временное разнесение. Дадим краткую характеристику каждому из перечисленных методов:

Пространственное разнесение. Этот метод широко используется из-за своей простоты и низкой стоимости. Он требует одной передающей антенны и нескольких приемных антенн. Расстояние между соседними приемными антеннами выбирается с таким расчетом, чтобы замирания из-за многолучевости в каждой ветви разнесения были некоррелированными.

Пространственное разнесение обычно осуществляется посредством набора принимающих антенн, разнесенных на расстояние, не меньшее 10 длин волн при размещении на приемнике. Для выбора наилучшего выхода антенн или для когерентного объединения всех выходов следует реализовать специальные методы обработки сигналов.

Угловое разнесение. Этот метод, который получил название разнесения по направлению, требует несколько направленных антенн. Каждая антенна независимо реагирует на волну, приходящую под определенным углом или с определенного направления, и формирует некоррелированные замирающие сигналы.

Поляризационное разнесение. Данный метод позволяет реализовать только две ветви разнесения. Он использует тот факт, что сигналы, переданные с помощью двух ортогонально-поляризованных радиоволн, характерных для ОВЧ и УВЧ сухопутных систем подвижной радиосвязи, в точке приема имеют некоррелированные статистики замираний из-за многолучевости.

Частотное и временное разнесение. Различия в частоте и/или времени передачи могут быть использованы для организации ветвей разнесения с некоррелированными статистиками замирании. Требуемый разнос по времени и частоте можно определить, исходя из имеющихся характеристик временного рассеяния и максимальной доплеровской частоты. Основное преимущество этих двух методов разнесения по сравнению с пространственным, угловым и поляризационным состоит в том, что для их реализации требуется лишь одна передающая и одна приемная антенны, а недостаток — в том, что требуется более широкая полоса частот.

Кодирование с исправлением ошибок также может рассматриваться как один из вариантов временного разнесения в цифровых системах передачи информации.

Существует несколько способов комбинирования некоррелированных разнесенных сигналов на приемной стороне. Обычно они классифицируются по следующим трем категориям:

1) оптимальное (по критерию максимального отношения сигнал/шум) сложение.

2) сложение с равными весами (линейное сложение).

3) автовыбор [19, 38, 39, 41, 46, 51, 52, 53].
При когерентной демодуляции характеристики додетекторного и ПОследетекторного сложения оказываются одинаковыми. Олнако при не когерентной демодуляции цифровых ЧМ сигналов, осуществляемой с помощью корреляционного приемника, характеристики додетекторного И последетекторного сложения оказываются различными.

При идеальной реализации метод оптимального додетекторного сложения обеспечивает максимальное улучшение характеристик помехоустойчивости по сравнению с другими методами. Однако для него требуются блоки фазирования, весовой обработки и сложения, что существенно усложняет его реализацию. Улучшение характеристик помехоустойчивости, обеспечиваемое линейным сложением, по сравнению с оптимальным сложением, оказывается несколько меньше, поскольку помехи и шум, искажающие сигнал и содержащиеся в «зашумленных» ветвях разнесения, могут суммироваться с «чистыми» сигналами ветвей разнесения, не содержащими помех.

Согласно методу *автовыбора* всякий раз выбирается наилучшая ветвь разнесения, то есть ветвь с максимальным уровнем сигнала.

Далее, для дальнейшего анализа эффективности сверточного кодирования в условиях воздействия помех, рассмотрим модели помеховых сигналов в системах передачи информации.

1.5. Модели помеховых сигналов в системах передачи информации

Помеховая обстановка в районе расположения приемного устройства в конкретных ситуациях определяется сочетанием видов используемых сигналов, структурой и особенностями совокупности мешающих воздействий, объединяющих внутренние шумы приемной аппаратуры, искажениями сигналов при прохождении по каналу передачи и воздействием помех от внешних источников.

В настоящее время классификация мешающих сигналов достаточно общепризнанна [2, 5, 6, 7, 9, 12, 15, 27, 28, 42, 43, 77, 84, 86, 87, 89], хотя различные авторы могут подходить к ней с различных позиций.

Наиболее общим результатом мешающих воздействий на систему телекоммуникаций, очевидно, нужно считать ухудшение способности передавать информацию. В любом случае это ухудшение является следствием уменьшения избыточности различного вида, которой располагает система передачи информации. При этом, пока уровень избыточности не достигает некоторого порогового уровня, ухудшение качества связи происходит относительно медленно. Если же уровень избыточности падает ниже соответствующего порога, то качество связи тоже начинает резко падать вплоть до полного ее срыва. Подобный пороговый уровень определяется многими факторами, зависящими от вида канала, сигналов и каналообразующей аппаратуры.

Рассмотрим различные виды мешающих воздействий. По месту появления их можно разделить на внутрисистемные и внесистемные (внешние). К наиболее фундаментальному из внутрисистемных мешающих воздействий относится тепловой шум, который возникает в основном во входных цепях приемников. Общепризнанной моделью такого воздействия является случайный процесс с гауссовым распределением и равномерной спектральной плотностью (АБГШ). При нормальной работе аппаратуры этот процесс можно считать стационарным. Однако при использовании разнесения параметры шума в различных цепях разнесения зачастую различны. В аппаратуре могут быть источники шума и другого происхождения (дробовый, флуктационный и др.) с другой формой спектральной плотности («спектральный» шум), однако их влияние невелико и при необходимости может быть учтено в соответствующих алгоритмах обработки сигналов.

Другим видом внутрисистемных мешающих помех являются узкополосные помехи. Причиной их появления выступают наводки от различных гетеродинов, генераторов и др. Они представляют собой совокупность процессов, близких к

гармоническим. Одна или несколько подобных помех из всего комплекса их комбинаций могут попадать в полосу обработки информационного сигнала.

Сосредоточенными помехами называют такие аддитивные помехи, у которых основная часть мощности сосредоточена в отдельных полосах частот, меньших или сравнимых с 1/T, где T — длительность элемента сигнала. Они возникают чаще всего в каналах передачи информации в результате воздействия на приемное устройство сигналов, принадлежащих посторонним каналам связи.

Идеализированным предельным случаем сосредоточенной помехи является сумма монохроматических помех со случайными (но не изменяющимися во времени) амплитудами, частотами и фазами. Суммарная полоса частот, занимаемая такой помехой, является нулевой и поэтому не снижает пропускную способность канала. Отсюда следует, что должны существовать методы приема сигналов, при которых идеализированные сосредоточенные помехи могут быть полностью подавлены, то есть не вызовут ошибок.

Реальные составляющие сосредоточенных помех не являются в точности монохроматическими, поэтому полное подавление таких помех невозможно, однако возможно их частичное подавление.

В работах [26, 76] исследуется влияние сосредоточенных помех на решающую схему, оптимальную при гауссовом шуме, и вычисляются соответствующие вероятности ошибок. Однако практическое значение описываемых в данной литературе методов ограничивается только теми каналами, в которых интенсивность сосредоточенной помехи относительно мала по сравнению с интенсивностью флуктуационной помехи.

Внутри самой аппаратуры также могут появляться помехи импульсного характера с широким спектром, обусловленные различными коммутациями. При этом в полосу сигнала попадает часть спектра переходных процессов достаточно сложной формы, что также обусловлено недостатками применяемой аппаратуры.

Среди внешних помех наиболее важный признак разделяет их на природные помехи и помехи, вызванные действием человека. Управлять природными процессами человек как правило не может, поэтому можно лишь, изучив их

особенности, приспосабливаться к ним. В частности, природные процессы могут порождать помехи двух основных видов – аддитивные, когда их присутствие и мешающее действие не зависят от наличия сигнала, и мультипликативные, которые имеют смысл только при наличии сигнала. Внешние аддитивные помехи природного происхождения в основном подразделяются на атмосферные и космические. Космические помехи связаны с электромагнитными процессами, происходящими на объектах, расположенных в открытом космосе. Основная доля высокоэнергетических космических лучей приходится на Солнце.

Атмосферные помехи возникают в результате движения электрических зарядов в атмосфере. Это наблюдается в основном при грозах, а также при стекании зарядов при электризации проводов и прочих токопроводящих предметов накануне гроз и при сильном ветре. Поскольку на Земле ежесекундно происходит около 100 ударов молнии и электромагнитное поле от грозовых зарядов распространяется на тысячи километров, то совокупное воздействие этого фактора присутствует практически всегда, перераспределяясь в зависимости от времени года по долям, вносимым от дальних и ближних гроз.

Среди видов непреднамеренных помех основными выступают следующие.

1. Индустриальные помехи. Они обусловлены работой различных электрических устройств. Как правило соответствующие процессы имеют импульсный характер, обусловленный контактными явлениями в электрических цепях. Источниками искрения могут быть электрогенераторы, электродвигатели, системы зажигания автомобилей, мощные коммутаторы, сварочные аппараты, коронные разряды на ЛЭП и другие. Интенсивность подобных помех убывает с расстоянием достаточно быстро, но подсоединенная к их источникам электросеть может играть роль эффективной излучающей антенны.

Суммарное воздействие индустриальных помех может создавать сплошной достаточно равномерный по частотной оси фон, более интенсивный в дневные (рабочие) часы. Такие помехи ощущаются при удалении от больших городов на десятки километров.

2. Помехи от радиопередающих устройств. В настоящее время практически BO всех используемых частотных лиапазонах растет количество радиоизлучающих устройств. В результате, не смотря на жесткие нормы на внеполосное излучение и совокупность организационно-эксплуатационных мер и служб правил, уровень радиопомех от средств различных И частных пользователей постоянно возрастает.

В сотовых (а также в транкинговых) системах передачи информации возможно появление внутриканальных помех, которые образуются за счет влияния других зон, в которых используются те же, или близкие рабочие частоты, а также внутрисотовых помех, обусловленных мешающим действием передатчиков абонентских станций, которые работают в зоне действия той же базовой станции.

Таким образом, несмотря на большое разнообразие источников помех, многие из них имеют сходные свойства и по результату воздействия на системы передачи информации их можно объединить в следующие группы:

1. Помехи, близкие по свойствам к «белому» гауссову шуму, занимающие полосу спектра сопоставимую с полосой информационного сигнала. В этой группе объединяются кроме собственно теплового шума блоков приемника (и других видов шума его активных элементов) также соответствующие внешние помехи атмосферного и космического происхождения.

2. Сосредоточенные помехи (включая узкополосные и синусоидальные). Полоса помехи много меньше полосы сигнала, при этом спектральная плотность в полосе велика, поскольку существенное влияние на помехоустойчивость оказывают лишь достаточно мощные помехи. В эту группу входят из внутрисистемных помех наводки от собственных генераторов и гетеродинов.

3. Импульсные помехи. В эту группу из внутрисистемных и внешних индустриальных помех могут включаться те, что возникают в результате различных процессов коммутации. Сюда включаются помехи, создаваемые импульсным излучающим оборудованием большой мощности, например, радиолокационным, радионавигационным и т.п.

В заключение приведем основные выводы по итогам данной главы.

1.6. Краткие выводы

1. Внутренняя структура алгоритма сверточного декодирования Витерби позволяет производить его внутреннюю адаптацию при различных внешних условиях.

2. Современные системы передачи информации функционируют в разных условиях, обусловленных разнообразием каналов передачи и видов используемой радиоаппаратуры. Специфика каналов передачи вызывает появление различных видов искажений сигналов, которые могут быть объединены по сходным чертам. Каждому виду искажений можно сопоставить свой механизм адаптации сверточного алгоритма декодирования.

3. Для описания механизма быстрых замираний сигналов оптимальным является использование четырехпараметрической модели, параметры которой будут затем учитываться при адаптации алгоритма сверточного декодирования.

4. Разнообразие сочетаний форм информационных сигналов и помеховой обстановки не позволяет применить универсальный метод подавления помех для последующего успешного декодирования полезного сигнала, а требует использования набора различных методов.

На основе выводов данной постановочной главы далее будут рассмотрены и исследованы предложенные автором методы и алгоритмы адаптации сверточных кодов в условиях перемежения символов и применения разнесенного приема, а также при воздействии узкополосных помех.

2. АДАПТАЦИЯ АЛГОРИТМА СВЕРТОЧНОГО ДЕКОДИРОВАНИЯ ВИТЕРБИ В УСЛОВИЯХ ПЕРЕМЕЖЕНИЯ СИМВОЛОВ

Перемежение символов широко используется для борьбы с замираниями сигналов. В то же время «классический» алгоритм сверточного декодирования Витерби часто оказывается недостаточно эффективным в данных условиях. В главе автором ставится и решается задача адаптации алгоритма Витерби при использовании перемежения символов, приводятся математическое обоснование Исследуются пути реализации метода адаптации. характеристики И помехоустойчивости предложенного метода компьютерного путем моделирования.

2.1. Возможность использования модифицированного метода декодирования сверточных кодов в условиях перемежения символов

Существуют различные способы декодирования сверточных кодов, основанные на перемежении и деперемежении цифровых символов для борьбы с группированием ошибок в результате воздействия замираний сигналов [35, 69]. В результате перемежения идущие подряд сильно искаженные символы претерпевают разнесение во времени и далее можно успешно применять сверточное декодирование согласно алгоритму Витерби.

Однако при применении перемежения возможен неправильный выбор наилучшего пути по решетке и, следовательно, неправильное декодирование какого-то участка переданной информационной последовательности [46, 67]. Изза того, что каждая метрика пути вычисляется по одному и тому же правилу, это соответствует предположению, что средний уровень шума на всей длине пути остается постоянным. При отсутствии перемежения данное предположение является точным, но при перемежении в путь по решетке попадают символы, разнесенные по времени передачи. Отношение «сигнал/шум» в моменты приема таких символов может существенно отличаться. Другими словами, величина вклада каждого символа в формирование суммарной метрики каждого пути должна различаться, а в стандартном алгоритме Витерби данная корректировка не производится.

Задачей предлагаемого метода декодирования сверточных кодов является вероятности ошибки декодировании снижение при И повышение помехоустойчивости передаваемой информации. Как известно, основной принцип «мягкого» способа декодирования по алгоритму Витерби заключается в выборе того пути по решетчатой диаграмме, который в целом обладает минимальной метрикой, то есть минимальной суммой евклидовых расстояний по всем принятым символам от варианта кода, соответствующего каждому символу, до значения напряжения, полученного с выхода демодулятора во время прихода этого символа [10, 35, 70, 104, 105]. Каждый вариант пути соответствует определенному варианту последовательности переданных символов, путь с наименьшей метрикой соответствует наиболее вероятной переданной последовательности символов.

Это правило обусловлено такими соотношениями. Согласно методу максимального правдоподобия, необходимо из всех возможных вариантов последовательностей принятых символов выбирать наиболее вероятную [31, 78]. Пусть вероятность q-того варианта последовательности равна P_q , тогда необходимо найти тот номер q, при котором обеспечивается максимальное значение { P_q }.

Пусть длина последовательности символов равна *N*. Каждый вариант q состоит из своей последовательности логических нолей и единиц. Обозначим через $a_i^{(q)}$ значение *i*-того символа в последовательности номера q. Поскольку обычно полагается, что и значения передаваемых символов, и шумовые реализации на временных интервалах разных символов взаимно независимы, то вероятности P_q равны:

$$P_q = \prod_i^N p_i^{(q)} \{ y_i / a_i^{(q)} \}, \qquad (2.1.1)$$

где $p_i^{(q)}\{y_i/a_i^{(q)}\}$ – условная вероятность того, что при значении переданного *i*-того символа, равном $a_i^{(q)}$, на выходе демодулятора появится напряжение, равное y_i .

Первоначально рассмотрим ситуацию, когда замирания уровня принимаемого сигнала отсутствуют, то есть при передаче перемежения и при приеме деперемежения не производится. Тогда при воздействии шума, имеющего гауссов характер распределения, каждая условная вероятность в формуле (2.1.1) будет равна:

$$p_i^{(q)}\{y_i / a_i^{(q)}\} = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\{-\frac{[y_i - a_i^{(q)}]^2}{2\sigma^2}\},$$
(2.1.2)

где σ^2 – мощность шума, одинаковая для всех принятых символов.

При нахождении последовательности с максимальным значением P_q возможно сравнивать не величины P_q , а величины $\ln(P_q)$, что даст тот же результат, поскольку логарифм – монотонная функция. Тогда:

$$\ln(P_q) = -0.5N \ln(2\pi\sigma) - \frac{1}{2\sigma^2} \sum_{i}^{N} [y_i - a_i^{(q)}]^2 . \qquad (2.1.3)$$

Поскольку для всех вариантов *q* величина $-0.5N\ln(2\pi\sigma)$ остается одна и та же, то при определении максимальной P_q ее можно не учитывать, и также можно не учитывать сомножитель $1/2\sigma^2$ перед суммой. Поскольку знак суммы отрицательный, то максимальное значение P_q будет при минимальном значении этой суммы без знака «минус», то есть при минимуме выражения $\{\sum_{i}^{N} [y_i - a_i^{(q)}]^2\}$.

Таким образом, «классическое» правило алгоритма Витерби будет заключаться в выборе пути с минимальной суммой расстояний между принятыми значениями символов y_i и их вариантов $a_i^{(q)}$ для каждого из возможных путей. При этом эффективнее использовать не просто линейную метрику, а квадратичную [40].

Другая картина наблюдается при наличии замираний, когда на передающей стороне производится перемежение символов, а на приемной стороне – их обратное деперемежение. В этом случае соседние декодируемые символы при

передаче по каналу будут отстоять друг от друга на значительный интервал времени. Уровень принимаемого сигнала при этом может сильно различаться. Таким образом, при постоянном уровне шума входных цепей, который в основном и определяет общий уровень шума, отношение «сигнал/шум» принимаемых сигналов в разные моменты времени может сильно различаться.

Поскольку при фазовой демодуляции из сигнала предварительно убираются изменения амплитуды, то при уменьшении отношения «сигнал/шум» на входе демодулятора, оно уменьшается и на выходе, но при этом уровень выходного сигнала остается постоянным, а уровень шума увеличивается. Поэтому в соседних декодируемых символах уровни шума могут быть различные и формулы (2.1.2) и (2.1.3) уже не описывают наилучший метод декодирования. В частности, теперь функция плотности вероятности каждого символа равна:

$$p_i^{(q)}\{y_i / a_i^{(q)}\} = \frac{1}{\sigma_i \sqrt{2\pi}} \exp\{-\frac{[y_i - a_i^{(q)}]^2}{2\sigma_i^2}\}, \qquad (2.1.4)$$

где σ_i – среднеквадратическое значение шума на временном интервале *i*-того символа. Формула (2.1.3) также преобразуется в:

$$\ln(P_q) = -0.5N \ln 2\pi - \sum_{i}^{N} \ln \sigma_i - \sum_{i}^{N} \frac{1}{2\sigma_i^2} [y_i - a_i^{(q)}]^2 =$$
$$= -0.5N \ln 2\pi - \sum_{i}^{N} \ln \sigma_i - \sum_{i}^{N} \alpha_i [y_i - a_i^{(q)}]^2, \qquad (2.1.5)$$

где $\alpha_i = 1/2\sigma_i^2$ – некоторые корректирующие коэффициенты.

Величина $\sum_{i}^{N} \ln \sigma_{i}$ одинакова для всех последовательностей. Таким образом, в предлагаемом способе правило декодирования состоит в выборе той последовательности символов, которой соответствует минимум суммы $\sum_{i}^{N} \alpha_{i} [y_{i} - a_{i}^{(q)}]^{2}$. Действительно, при суммировании для каждого варианта пути всех метрик его переходов, нельзя между собой приравнивать их «качество». Сказанное иллюстрируется рисунком 2.1.1.



Рисунок 2.1.1. Неравнозначность информации на разных шагах, служащей для определения метрик переходов

Рассмотрим верхний график на этом рисунке. Он соответствует ситуации, когда до демодуляции отношение «сигнал/шум» имеет большую величину, то есть после демодуляции уровень шума относительно невелик. Уровень y_k символов после демодуляции при отсутствии шума может принимать значения +1 или –1 в соответствии с логическими значениями «1» и «0» переданных символов x_k .

Когда присутствует шум, то уровень символов y_k может принимать любое значение из непрерывного интервала. Условная вероятность $P\{y_k/x_k=1\}$ того, что при передаче $x_k=1$ значение символа после демодуляции будет равно y_k , имеет плотность распределения, показанную на рисунке сплошной кривой (правый график). Условная вероятность $P\{y_k/x_k=0\}$ того, что при передаче $x_k=0$ значение символа после демодуляции будет равно y_k , имеет плотность распределения, показанную на рисунке прерывистой кривой (левый график).

Широкой вертикальной прямой показана ситуация получения в результате демодуляции значения y_q некоторого конкретного символа. Условная вероятность $P\{y_q/x_q=1\}$, что при этом передавался $x_q=1$, обозначена точкой под номером 1. Условная вероятность $P\{y_q/x_q=0\}$, что при этом передавался $x_q=0$, обозначена

точкой под номером 2. Условная вероятность первой ситуации существенно выше, чем второй, и когда будет принято решение, что величина символа $x_q=1$, такое решение будет достаточно правдоподобным.

Теперь рассмотрим нижний рисунок на рисунке 2.1.1. Он соответствует ситуации, когда до демодуляции отношение «сигнал/шум» невелико, при этом уровень шума после демодуляции существенно выше, чем в первой ситуации. Соответственно, обе кривые условной плотности распределения существенно более растянуты по горизонтальной оси.

В этом случае, при получении после демодуляции такого же значения символа y_q , точка 1, соответствующая передаче $x_q=1$, также расположена выше точки 2, соответствующей передаче $x_q=0$. Однако обе точки расположены существенно ближе друг к другу, то есть значения условной вероятности для обоих значений x_q различаются мало. И, хотя в этом случае также будет принято решение, что передавался символ $x_q=1$, но ценность, «качество» такого решения будет существенно ниже, чем в первой ситуации, а ошибка такого решения – более вероятна.

Возвращаясь к сравнению различных путей по решетчатой диаграмме с целью выбора пути с минимальной суммарной метрикой переходов, можно отметить, что простое суммирование метрик переходов даст правильное решение только в случае равноправия и одинаковости условий вычисления каждой метрики. Если же условия неодинаковы, то простое суммирование, которое производится в случае использования «классического» алгоритма, может дать неправильный выбор наилучшего пути, а, следовательно, неправильное декодирование принятой последовательности.

В этом случае необходимо учитывать условия работы при вычислении каждой метрики перехода, и уже проводить взвешенное суммирование для вычисления метрик различных путей. Как было показано выше, чтобы решение было максимально правдоподобным, весовые коэффициенты при этом должны определяться в соответствии с приведенными формулами.

Далее покажем возможные пути реализации предлагаемого модифицированного метода.

2.2. Принцип работы модифицированнго метода декодирования сверточных кодов в условиях перемежения символов

На рисунке 2.2.1 представлена схематическая последовательность операций предлагаемого метода [40, 46, 59, 60, 61, 67, 71].



Рисунок 2.2.1 Последовательность операций предлагаемого способа декодирования

Операции осуществляются следующим образом. Сначала происходит прием радиосигналов из канала передачи (блок Пр.), то есть усиление и перенос сигнала в низкочастотную часть спектра, необходимую для дальнейшей обработки. После этого производится автоматическая регулировка усиления (блок АРУ), в результате чего средний уровень принимаемого сигнала становится постоянным, что необходимо для «мягкой» демодуляции и работы алгоритма Витерби. Далее осуществляется демодуляция (блок Дем.) в соответствии со способом модуляции бинарного сигнала, используемым на передающей стороне. При использовании метода BPSK (двоичная фазовая манипуляция) при демодуляции обычно применяется корреляционный прием, когда принятый сигнал, выровненный по уровню, перемножается с опорным синусоидальным колебанием и результат интегрируется на интервале времени, равным длительности одного символа. Причем осуществляется «мягкая» демодуляция, то есть ее результатом является некоторый напряжения, лежащий уровень между заранее известными постоянными максимальным положительным и максимальным отрицательным уровнями в зависимости от мгновенной реализации шума на конкретном временном интервале длительности данного символа.

Амплитуда опорного сигнала постоянна и имеет такую величину, чтобы без учета теплового шума результат усреднения равнялся некоторой величине U_S при передаче логической единицы, и $-U_S$ при передаче логического нуля. Величина U_S принципиального значения не имеет, для удобства изложения будем считать $U_S=1$.

Однако присутствие теплового шума в трактах реальных приемников приводит к тому, что результат усреднения после демодуляции принимает не два возможных значения (+1 и -1), а может лежать в некотором непрерывном интервале значений между +1 и -1. Будем считать, что если результат перемножения получается больше +1 или меньше -1, то при демодуляции он принимается равным +1 или -1 соответственно. (Для удобства дальнейшей обработки результат перемножения может оцифровываться, хотя конечная цель

предлагаемого способа – повышение помехоустойчивости передачи – может быть достигнута и при использовании результата перемножения в аналоговой форме).

В последующей операции первого деперемежения (блок Деп.1) порядок следования принятых символов изменяется обратно перемежению, осуществляемому на передающей стороне, и получается последовательность символов y_i разного уровня. (Этот уровень зависит от реализации суммарного с сигналом шумового процесса на временном интервале данного символа.) В результате получается последовательность символов y_i , значения которых лежат в интервале от +1 до -1. Эта последовательность подается для дальнейшей обработки согласно алгоритму Витерби. Набор вышеназванных операций является известным и стандартным при осуществлении «мягкого» декодирования.

Одновременно с демодуляцией и первым деперемежением после приема осуществляется операция амплитудного детектирования (блок АД) принятых В вырабатывается последовательность символов. результате сигналов, пропорциональных уровню принимаемых символов. После этого принятая некотором $T_{\rm S}$, последовательность усредняется на интервале времени определяемом, как $T_S = 1/F$, где F – максимальная частота замираний (блок Уср.). Фактически при этом производится усреднение на интервале длительности нескольких символов для устранения влияния компоненты шума, различной на временных интервалах каждого символа.

После этого осуществляется второе деперемежение (блок Деп.2), которое полностью идентично первому деперемежению и производится в те же моменты времени. Таким образом, величина сигналов после второго деперемежения в каждый *i*-тый момент времени соответствует по времени уровню символа *y_i* сразу после приема до регулировки его уровня и демодуляции.

Далее осуществляется нелинейное преобразование (блок НП) уровней полученных сигналов. Как известно, после демодуляции, например фазового детектирования, отношение «сигнал/шум» U_{Bblx}/σ_{Bblx} связано с этим отношением до детектирования U_{Bx}/σ_{Bx} , как:

$$U_{BbIX}/\sigma_{BbIX} = f(U_{BX}/\sigma_{BX}),$$

где $U_{\rm BX}$ и $U_{\rm BbIX}$ – средние уровни полезных сигналов до и после демодуляции; σ_{BX} и σ_{BbIX} – среднеквадратический уровень шума до и после демодуляции; f – некоторая монотонно возрастающая нелинейная функция, вид которой зависит от используемого вида модуляции [14, 23]. При больших отношениях «сигнал/шум» до демодуляции эта функция является линейной, то есть:

$$U_{BbIX}/\sigma_{BbIX} = k_1(U_{BX}/\sigma_{BX}),$$

где *k*₁ – некоторый коэффициент пропорциональности.

Уровень входного шума σ_{BX} – величина известная и, как правило, постоянная в течение сеанса передачи, то есть σ_{BX} =const. Уровень полезного сигнала после демодуляции определяется параметрами модуляции и для фазовой манипуляции от амплитуды входного сигнала не зависит. Поэтому при уменьшении отношения «сигнал/шум» из-за уменьшения среднего уровня полезного $U_{\rm BX}$ сигнала до демодуляции, в сигнале после демодуляции отношение «сигнал/шум» тоже уменьшается, но за счет возрастания уровня шума σ_{BbIX} .

Для получения коэффициентов α_i , требующихся для обработки сигналов в соответствии с формулой (2.1.5), необходимо найти величину $1/\sigma^2_{Bblx}$.

$$\alpha_{i} = \frac{1}{\sigma_{BbIX}^{2}} = \frac{1}{U_{BbIX}^{2}} f^{2} \left(\frac{U_{BX}}{\sigma_{BX}} \right) = F(U_{BX}), \qquad (2.2.1)$$

где функции f и F определяются характеристиками демодулятора.

Эта величина меняется только при изменениях среднего уровня входного сигнала, поскольку остальные величины можно считать постоянными. Для больших входных отношений «сигнал/шум» формула (2.2.1) приобретает вид:

$$\alpha_{i} = \frac{1}{\sigma_{BbIX}^{2}} = \frac{k_{1}^{2}}{U_{BbIX}^{2} \sigma_{BX}^{2}} U_{BX}^{2} = k_{2} U_{BX}^{2},$$

где k₂ – некоторый коэффициент.

Таким образом, после нелинейного преобразования, вырабатываются значения коэффициентов α_i, которые соответствуют символам *y_i*. Эти коэффициенты при перемножении - суммировании домножаются на евклидовы расстояния между принятым символом и всеми вариантами в разных переходах и

для каждого перехода полученные произведения складываются по всем символам принятой кодовой группы, образуя метрику данного перехода.

Кроме введенного в данном методе многоканального перемножения суммирования, остальные операции алгоритма производятся известным способом. Алгоритм сверточного декодирования Витерби включает в себя несколько операций. На основе кодов переходов δ_j , которые определяются структурой используемого сверточного кода, являются заранее известными и остаются постоянными в процессе работы, определяются метрики переходов до внесения коррекции на основе уровней принятых символов (блок ОМП). Для этого по каждому принятому символу находятся квадраты разностей величины y_i и кодов для каждого перехода кодера при данном шаге из предыдущего состояния в последующее. Далее осуществляется операция многоканального перемножениясуммирования МПС, которая вводится в данном методе в стандартный алгоритм Витерби. В этой операции все полученные метрики по каждому символу домножаются на коэффициенты, равные α_i для данного символа, и полученные произведения суммируются по всем символам данной кодовой группы. В результате получаются метрики каждого перехода μ для данного шага.

В операции многоканального суммирования (блок MC) получают метрики путей. Для этого к метрикам Γ_j всех предыдущих состояний кодера прибавляются полученные в предыдущей операции метрики μ тех переходов, которые отходят от каждого состояния. В блоке СиВ (сравнение метрик путей и выбор пути с минимальной метрикой) анализируются по каждому состоянию те два перехода, которые к нему подходят, в частности, полученные в предыдущей операции величины их сумм Γ_j и μ . По каждому состоянию выбирается тот переход, у которого такая сумма меньше по величине. Она становится метрикой данного состояния для последующей обработки. Второй переход с бо́льшим значением суммы отбрасывается. Оставленный переход добавляется к той совокупности переходов, которые вели к состоянию, из которого этот переход выходит, образуя один из путей.

В блоке ОиЗ (переход к следующему шагу с отбрасыванием путей с большими метриками и запоминание оставленных путей) все оставшиеся пути запоминаются, а пути, оказавшиеся отброшенными на этом шаге, из памяти удаляются. При переходе к следующему шагу после получения группы кодовых символов, соответствующих новому переданному информационному символу, полученные новые метрики переходов используются в операции многоканального суммирования теперь уже в качестве исходных для вычислений следующего шага. Кроме этого, на тех предыдущих шагах, на которых остался только один из путей, номера его переходов в блоке Восст. (восстановление переданной информационной последовательности по оставшемуся пути) соотносятся с соответствующими ИМ символами И полученная декодированная информационных символов последовательность подается на выход ЛЛЯ последующего использования.

На рисунке 2.2.2. показан пример укрупненной структурной схемы реализации предлагаемого способа.



Рисунок 2.2.2. Укрупненная структурная схема реализации предлагаемого способа

В приемнике (блок Пр.) производится прием радиосигналов, прошедших через канал передачи, его необходимое усиление и перенос спектра сигнала в низкочастотную область для дальнейшей обработки. В блоке автоматической регулировки усиления (АРУ) производится автоматическая регулировка усиления, после чего средний уровень принимаемого сигнала становится постоянным. В демодуляторе (Дем.) осуществляется демодуляция (фазовое детектирование) с помощью корреляционной обработки, то есть после выравнивания по среднему уровню сигнал перемножается на синусоидальное напряжение опорного генератора постоянной амплитуды, частота которого совпадает с частотой сигнала, их результат усредняется на интервале времени, равном длительности символа. В первом блоке деперемежения (Деп.1) производится восстановление порядка следования кодированных символов, который был до перемежения в передатчике.

Параллельно с этими процедурами производится получение весовых коэффициентов α_i , соответствующих каждому символу y_i , и необходимых для декодирования согласно данному способу. В амплитудном детекторе (АД) выделяется напряжение, пропорциональное уровню принимаемого радиосигнала. В усреднителе (Уср.) производится усреднение уровней принимаемых символов на интервале времени, равном квазипериоду замираний. Во втором блоке деперемежения Деп.2 производится такое же деперемежение путем переставления порядка следования символов, которое производилось В первом блоке деперемежения. В нелинейном блоке (H**b**) производится нелинейное преобразование входного напряжения, определяемое видом используемой модуляции-демодуляции в системе передачи.

Декодер Витерби осуществляет сверточное декодирование по «мягкому» алгоритму. В разрыв его цепей, соединяющих многоканальный вычитатель (В) с последующими цепями, помещен многоканальный перемножитель - сумматор (ПС), в котором производится умножение сигнала каждого из выходов многоканального вычитателя на выходное напряжение второго блока деперемежения (Деп.2).

На рисунке 2.2.3 представлена детальная реализация предлагаемого способа. В детекторе Витерби первый блок памяти БП1 содержит коды переходов δ_i . В многоканальном вычитателе В вычисляются квадраты разностей величины y_i и кода для каждого перехода. Далее в многоканальном перемножителе -

сумматоре ПС они для каждого символа умножаются на коэффициент α_i с выхода нелинейного блока НБ, образуя метрики переходов μ_i . Со второго блока памяти БП2 поступают значения метрик состояний Γ_i , полученные на предыдущем шаге. В многоканальном сумматоре С они складываются с метриками тех переходов, которые выходят из каждого состояния. После этого в блоке сравнения и выбора СиВ производится анализ этих сумм по каждому новому состоянию. В каждое состояния входит два перехода. Сравниваются соответствующие им суммы, и выбирается тот переход, сумма которого меньше по величине, другой переход отбрасывается. Таким образом, получаются новые метрики состояний Γ_{i+1} , которые будут использоваться в следующем шаге. Эти метрики запоминаются в третьем блоке памяти БП3 и при начале следующего шага передаются во второй блок памяти БП2.



Рисунок 2.2.3. Подробная схема реализации предлагаемого способа

Также в третьем блоке памяти БПЗ запоминаются номера оставшихся переходов для каждого состояния и присоединяются к тем номерам переходов, которые составляли путь до данного состояния. Пути, подходившие к отброшенным на этом шаге переходам, из памяти удаляются. В памяти по каждому шагу хранятся пути, если их остается более одного. Когда остается для каждого шага только один переход, то информационный символ, закодированный на этом шаге, считается декодированным и номера переходов, составляющие этот путь, из третьего блока памяти БПЗ удаляются и передаются в четвертый блок памяти БП4. В нем коды этих переходов сравниваются с соответствующими им значениями информационных символов и раскодированная информационная последовательность с выхода четвертого блока памяти БП4 поступает на выход устройства.

Рассмотрим осуществление сверточного кодирования в передатчике на основе рисунка 2.2.4.



Рисунок 2.2.4. Структурная схема получения сверточного кода со скоростью 1/2

Как известно, при сверточном кодировании каждый получаемый после кодирования символ определяется значениями нескольких информационных символов (в рассматриваемом примере – трех символов). Кроме этого, при получении от источника информации каждого нового информационного символа на его основе и нескольких предыдущих информационных символов вырабатывается не один, а группа подряд идущих кодовых символов (в рассматриваемом примере – группа из двух символов), все они получены различными логическими операциями.

Таким образом, в рассматриваемом примере кодер содержит сдвиговый регистр, состоящий из трех разрядов. В него последовательно вводятся информационные символы S_i (ввод слева направо, нумерация разрядов также слева направо). По мере ввода каждого нового символа вся их комбинация сдвигается на один разряд вправо. Символы вводятся через интервал времени 2*T*.

На первый сумматор по модулю два поступают сигналы со всех трех разрядов сдвигового регистра. На второй сумматор по модулю два поступают сигналы с первого и третьего разрядов сдвигового регистра. Результаты суммирования по модулю два образуют сигналы, соответственно, x_{i1} и x_{i2} , которые подаются на входы коммутатора К. Коммутатор через интервалы времени, равные T, поочередно подключает на свой выход то один, то другой из этих сигналов. Таким образом, с приходом каждого нового информационного символа S_i , на выход кодера последовательно подается соответствующая ему группа символов x_{i1} и x_{i2} .

Рассмотрим процедуру декодирования по известному алгоритму Витерби (рисунок 2.2.3). В первом блоке памяти БП1 хранятся варианты кодов выходных сигналов кодера δ_{j} , которые он вырабатывает при поступлении на его вход очередного информационного символа и с учетом тех символов, которые поступили до этого. В рассматриваемом примере вновь пришедший символ будет записан в первый разряд сдвигового регистра (рисунок 2.2.4), два предыдущих символа размещаются во втором и третьем разрядах сдвигового регистра.

Эти два предыдущих символа определяют состояние регистра до прихода следующего символа. В зависимости от их логических значений возможны четыре комбинации – 00, 10, 01 и 11 (здесь первая цифра соответствует символу во втором разряде регистра, вторая цифра – символу в третьем разряде регистра). На рисунке 2.2.5 эти состояния пронумерованы номерами, соответственно, 1, 2, 3 и 4.



Рисунок 2.2.5. Решетчатая диаграмма сверточного кода со скоростью 1/2

При приходе очередного информационного символа вся последовательность записанных в регистр символов сдвигается вправо. Вновь пришедший символ помещается в первый разряд, символ из первого разряда перемещается во второй, из второго в третий, а из третьего разряда символ удаляется. Таким образом, комбинация символов во втором и третьем разрядах либо изменяется, либо нет.

На рисунке 2.2.5 левый столбец жирных точек под номерами 1-4 соответствует предыдущему состоянию кодера, правый столбец точек соответствует его последующему состоянию. Стрелками обозначены возможные варианты переходов из предыдущего состояния в последующее при приходе очередного символа. Сплошные стрелки обозначают переходы в случае, если в первом разряде сдвигового регистра записывается логический ноль, прерывистые стрелки означают, что в первом разряде записывается логическая единица. Таким образом, возможных вариантов переходов – восемь, они соответствуют восьми различным комбинациям содержимого регистра.

Кодовые символы, вырабатываемые кодером, определяются той комбинацией, которая записана в регистре. В рассматриваемом примере коды

состоят из групп, содержащих по два символа, *x*_{i1} и *x*_{i2}. Эти символы получаются в результате логических операций вида:

$$x_{i1} = S_1 \oplus S_2 \oplus S_3,$$
$$x_{i2} = S_1 \oplus S_3,$$

где S_1 , S_2 , S_3 – символы в первой, второй и третьей ячейке сдвигового регистра соответственно; знаком \oplus обозначена операция сложения по модулю два. Обозначим группу из значений этих двух символов через δ_j , $j=1\div8$, т.е. возможны восемь вариантов кодовых групп, соответствующих восьми вариантам переходов. (На рисунке 2.2.5 около переходов написаны варианты соответствующих им кодовых групп).

На приемной стороне все варианты известны и хранятся в первом блоке памяти БП1, откуда по многоканальный шине поступают на многоканальный вычитатель. В многоканальном вычитателе для каждого *i*-того символа вычисляется набор напряжений вида $[\delta_j(1)-y_{i1}]^2$ и $[\delta_j(2)-y_{i2}]^2$, *j*=1÷8, где $\delta_j(1)$ – значение первого символа в *j*-том варианте кодовой группы, $\delta_j(2)$ – значение второго символа в этом варианте; y_{i1} и y_{i2} – принятые символы, соответствующие переданным символам x_{i1} и x_{i2} .

Эти напряжения по многоканальной шине поступают на входы многоканального перемножителя - сумматора, где вычисляются метрики переходов для каждого *j*-того варианта перехода по формуле:

$$\mu_{i12} = \alpha_{i1} [\mathbf{\delta}_{j}(1) - y_{i1}]^{2} + \alpha_{i2} [\mathbf{\delta}_{j}(2) - y_{i2}]^{2},$$

где α_{i1} и α_{i2} весовые коэффициенты, соответствующие символам y_{i1} и y_{i2} .

В многоканальном сумматоре, эти метрики переходов складываются с метриками состояний $\Gamma_{1,i}$, $\Gamma_{2,i}$, $\Gamma_{3,i}$, $\Gamma_{4,i}$, соответствующими предыдущему шагу (до принятия текущей кодовой группы). Метрика каждого перехода складывается с метрикой того состояния, откуда выходит этот переход (в соответствии с рисунком 2.2.6).



Рисунок 2.2.6. Решетчатая диаграмма с нумерациями переходов для сверточного кода со скоростью 1/2

В блоке сравнения и выбора формируются метрики для следующих состояний *i*+1. Для этого по каждому из состояний (в каждое из состояний входят два перехода) сравниваются две суммы этих двух переходов. Выбирается тот переход, сумма которого меньше по величине. Другой переход отбрасывается. Эта сумма становится метрикой данного состояния для последующего шага и запоминается в третьем блоке памяти БПЗ.

В рассматриваемом примере новые метрики состояний $\Gamma_{1,i+1}$, $\Gamma_{2,i+1}$, $\Gamma_{3,i+1}$, $\Gamma_{4,i+1}$, определяются по формулам (в них метрики переходов, полученные на данном шаге, пронумерованы по номерам переходов индексом *j* от 1 до 8, *j*=1÷8):

$$\Gamma_{1,i+1} = \min\{\Gamma_{1,i} + \mu_{1}; \Gamma_{3,i} + \mu_{5}\},\$$

$$\Gamma_{2,i+1} = \min\{\Gamma_{1,i} + \mu_{2}; \Gamma_{3,i} + \mu_{6}\},\$$

$$\Gamma_{3,i+1} = \min\{\Gamma_{2,i} + \mu_{3}; \Gamma_{4,i} + \mu_{7}\},\$$

$$\Gamma_{4,i+1} = \min\{\Gamma_{2,i} + \mu_{4}; \Gamma_{4,i} + \mu_{8}\}.$$
(2.2.2)

При расчетах на данном шаге метрики берутся из второго блока памяти БП2. После получения по формулам (2.2.2) метрик $\Gamma_{1,i}$, $\Gamma_{2,i}$, $\Gamma_{3,i}$, $\Gamma_{4,i}$ для расчетов на следующем шаге, эти метрики поступают во второй блок памяти БП2, где

предыдущие метрики удаляются, а вместо них теперь сохраняются метрики Г_{1,i+1}, Г_{2,i+1}, Г_{3,i+1}, Г_{4,i+1} до проведения аналогичных процедур с приходом следующей кодовой группы. Перед началом сеанса работы метрики всех состояний равны нулю.

В третьем блоке памяти хранятся номера тех переходов, которые остались после сравнения по правилу (2.2.2), а также номера предыдущих оставшихся переходов, которые подходили к каждому состоянию и были оставлены, так как соответствующие им суммы были минимальны. Если к какому-либо предыдущему состоянию подходил переход, оставленный на (i-1)-м шаге (то есть на шаге до рассматриваемого сейчас), а теперь переход до этого состояния оказался отброшенным, то отбрасывается и удаляется из третьего блока памяти номер и предыдущего перехода, оставленного на (i-1)-м шаге.

Таким образом, в третьем блоке памяти БПЗ сохраняются номера переходов, пока для каждого шага остаются запомненными номера более чем одного перехода. Когда же по мере получения новых кодовых групп для предыдущих шагов останется запомненным номер только какого-либо одного перехода, то такие номера передаются в четвертый блок памяти БП4. В нем хранится информация о соответствии каждого номера перехода передаче либо логической единицы, либо логического нуля. Тогда логический символ, переданный на таком шаге, считается раскодированным и поступает на выход устройства.

Если не вводить поправки путем умножения на весовые коэффициенты α_i , то описанный алгоритм является стандартной процедурой «мягкого» декодирования Витерби. Но без введения таких поправок в случае работы с перемежением - деперемежением символов при определении наилучшего пути с помощью выбора пути с минимальной метрикой, будут совершаться ошибки выбора, так как в этих условиях правило вычисления минимальных метрик должно быть другое и реализовываться по формулам (2.1.4) и (2.1.5). А правило вычисления, используемое в известном способе, будет не соответствовать принципу максимального правдоподобия для рассматриваемых условий работы,

значит будет порождать неверный выбор пути и большое количество ошибок при декодировании.

Таким образом, использование предлагаемого способа при работе в условиях перемежения - деперемежения передаваемых закодированных сверточным кодом символов позволяет снизить вероятность ошибки при декодировании и повысить помехоустойчивость передаваемой информации.

Дополнительный выигрыш в помехоустойчивости можно достичь путем использования пространственного разнесения, а именно различных методов квазиоптимального управления передачей разнесенных сигналов [19, 38, 39, 41, 46, 51, 53, 55, 58, 59, 67, 68, 101]. В работе использован метод линейного сложения сигналов. Суть его заключается в том, что оба кодовых символа передаются по двум независимым друг от друга каналам передачи информации. В декодере вычисляются метрики состояний для каждого канала в соответствие с предлагаемым методом, которые затем складываются. В дальнейшем последовательность алгоритма такая же, как и в описываемом выше методе.

Далее будут исследованы характеристики предложенного модифицированного метода при работе в различных условиях.

2.3. Характеристики модифицированного метода декодирования сверточных кодов в условиях перемежения символов

Было проведено компьютерное моделирование процесса сверточного декодирования согласно модифицированному алгоритму Витерби [57, 59, 60, 61, 62, 71]. В качестве входных параметров задается длина кодового ограничения, вектор кода и параметры четырехпараметрического распределения: математическое ожидание и дисперсия. После ввода исходных данных для моделирования вычисляется решетчатая диаграмма кодера, определяется вектор переходов из предыдущих состояний в последующие. Далее формируются

нормальное распределение с нулевым средним, соответствующее АБГШ во входных цепях приемника, и распределения, характеризующие замирания сигналов.

Затем происходит генерация входных информационных сообщений, последующее их кодирование и имитация поражения белым шумом и замираниями сигналов. Далее начинается работа алгоритма Витерби. Сначала определяются все евклидовы расстояния между двумя кодовыми символами и вектором переходов из текущего состояния в последующее.

Следующим шагом вычисляются суммарные метрики состояний слева и справа от текущей ячейки, определяются переходы, имеющие преимущества по МИНИМУМУ суммарной метрики. Ненужные переходы отбрасываются. а оставшиеся соотносятся с решетчатой диаграммой и последним шагом на выходе получается исходная входная последовательность информационных символов. Полученная последовательность сравнивается с первоначальной и определяется число неправильно декодированных символов. Итогом работы программы является получение зависимости ошибочного декодирования входного символа от соотношения энергии сигнала, приходящейся на один бит сообщения, к спектральной мощности шума.

Ниже представлены некоторые из полученных графиков зависимости вероятности ошибки декодирования символа от соотношения энергии сигнала, приходящейся на один бит входного сообщения, к спектральной мощности шума. Для моделирования использовались стандартные сверточные коды (7,5) и (171,133) (код NASA) со скоростями 1/2 и 2/3 соответственно (код со скоростью 2/3 получен путем перфорации кода со скоростью 1/2). В качестве моделей замираний использовались:

- односторонне – нормальное распределение ($m_x=0$; $m_y=0$; $\sigma_x=0$; $\sigma_y=1$);

- релеевское распределение ($m_x=0; m_y=0; \sigma_x=1; \sigma_y=1$);

- распределение Райса с параметрами ($m_x=2; m_y=0; \sigma_x=1; \sigma_y=1$);

- распределение Райса с параметрами ($m_x=4$; $m_y=0$; $\sigma_x=1$; $\sigma_y=1$).

m_x, *m_y*, σ_x и σ_y – математические ожидания и дисперсии ортогональных компонент четырехпараметрической модели замираний сигналов.

Также при моделировании использовалось двукратное разнесение при линейном сложении сигналов на приемной стороне. Моделирование производилось с помощью программы, написанной на языке Matlab и выполненной в среде Guide.

На рисунке 2.3.1 представлены результаты моделирования. По горизонтальной оси отложено соотношение энергии сигнала, приходящейся на один бит входного сообщения, к спектральной мощности шума, а по вертикальной – вероятность ошибки декодирования в логарифмическом масштабе.



Рисунок 2.3.1. Сравнительные характеристики сверточного кода (7,5) со скоростями 1/2 и 2/3 при различных моделях замираний сигналов

Рисунку 2.3.1-а соответствует сверточный код (7,5) со скоростью 1/2, рисунку 2.3.1-б соответствует перфорированный сверточный код со скоростью 2/3. Графикам 1,2,3,4, обозначенных пунктирными линиями, соответствует работа

стандартного алгоритма Витерби в условиях перемежения символов, графикам 5,6,7,8 соответствует работа модифицированного алгоритма Витерби в условиях перемежения символов, графику 9 соответствует работа стандартного алгоритма Витерби без наличия замираний и перемежения.

Графикам 1,5 соответствует односторонне – нормальное распределение, графикам 2,6 – релеевское, графикам 3,7 – распределение Райса ($m_x=2; m_y=0; \sigma_x=1; \sigma_y=1$), графикам 3,8 - распределение Райса ($m_x=4; m_y=0; \sigma_x=1; \sigma_y=1$). Аналогичные обозначения для графиков использованы в рисунках 2.3.2, 2.3.3 и 2.3.4.

Из графиков следует, что при увеличении доли регулярной составляющей в распределении огибающей замираний сигналов, помехоустойчивость сверточных кодов возрастает. Наихудшая ситуация наблюдается при односторонне-ЧТО нормальном распределении, подтверждается теорией. Выигрыш в помехоустойчивости предлагаемого метода при релеевских замираниях составляет 4 дБ для кода (7,5) со скоростью 1/2 при величине вероятности ошибки декодирования 10⁻³. При переходе к распределению Релея – Райса выигрыш составляет 3 дБ и 1 дБ для кода (7,5) со скоростью 1/2 и 4 дБ и 1 дБ для кода со скоростью 2/3. При увеличении скорости кода его помехоустойчивость уменьшается, что подтверждается теоретически.

На рисунке 2.3.2 представлены результаты моделирования для кода NASA. Рисунку слева соответствует сверточный код (171,133) со скоростью 1/2, рисунку справа соответствует перфорированный сверточный код (171,133) со скоростью 2/3.

Из графиков можно сделать вывод, что код NASA обладает большей помехоустойчивостью, чем простейший код (7,5), что подтверждается теорией. Разница в помехоустойчивости между этими кодами составляет 1 дБ при вероятности ошибки декодирования 10⁻³. Выигрыш в помехоустойчивости предлагаемого метода при релеевских замираниях составляет 4 дБ для кода NASA со скоростью 1/2 при величине вероятности ошибки декодирования 10⁻³. При переходе к распределению Релея – Райса выигрыш составляет 2 дБ и 1 дБ для кода NASA со скоростью 1/2, и 4 дБ и 1 дБ для кода со скоростью 2/3.



Рисунок 2.3.2. Сравнительные характеристики сверточного кода (171,133) со скоростями 1/2 и 2/3 при различных моделях замираний сигналов

На рисунке 2.3.3 представлены результаты моделирования для кода (7,5) со скоростями 1/2 и 2/3 с учетом разнесения сигналов, а именно линейного сложения.

Выигрыш по помехоустойчивости от линейного сложения сигналов составляет 3 дБ. Также при использовании разнесения сигналов перемежение символов в меньшей степени влияет на величину вероятности ошибки декодирования, чем без использования разнесения. Характер влияния скорости кода и модели замираний сигналов такой же, как для предыдущих рисунков. Выигрыш В помехоустойчивости предлагаемого метода при релеевских замираниях составляет 2,5 дБ для кода (7,5) со скоростью 1/2 и 4 дБ для кода (7,5) со скоростью 2/3 при величине вероятности ошибки декодирования 10⁻³. При переходе к распределению Релея – Райса выигрыш составляет 2 дБ и 1 дБ для кода (7,5) со скоростью 1/2 и 2,5 дБ и 0,8 дБ для кода (7,5) со скоростью 2/3.



Рисунок 2.3.3. Сравнительные характеристики сверточного кода (7,5) со скоростями 1/2 и 2/3 при различных моделях замираний сигналов с учетом разнесения сигналов

На рисунке 2.3.4 представлены результаты моделирования для кода (171,133) со скоростями 1/2 и 2/3 с учетом разнесения сигналов.

При скорости кода 1/2 достигается максимальная эффективность от применения предлагаемого кривые помехоустойчивости метода, И модифицированного алгоритма совпадают кривой помехоустойчивости, с соответствующей работе кодера в отсутствие перемежения символов. Выигрыш в помехоустойчивости предлагаемого метода при релеевских замираниях составляет 3 дБ для кода NASA со скоростью 1/2 и 4 дБ для кода NASA со скоростью 2/3 при величине вероятности ошибки декодирования 10⁻³. При переходе к распределению Релея – Райса выигрыш составляет 1,5 дБ и 0,3 дБ для кода NASA со скоростью 1/2 и 2,5 дБ и 0,5 дБ для кода со скоростью 2/3.



Рисунок 2.3.4. Сравнительные характеристики сверточного кода (171,133) со скоростями 1/2 и 2/3 при различных моделях замираний сигналов с учетом разнесения сигналов

Сформулируем основные выводы по итогам исследования данного модифицированного метода.

2.4. Краткие выводы

1. Наличие замираний сигналов в канале передачи информации существенно ухудшает помехоустойчивость систем передачи информации со сверточным кодированием.

2. На основе уже существующего «классического» алгоритма сверточного декодирования Витерби путем несложных преобразований получен новый метод декодирования сверточных кодов, который позволяет решать задачу работы системы передачи информации в условиях перемежения символов.

3. Независимо от типа сверточного кода и модели замираний сигналов характеристики помехоустойчивости модифицированного алгоритма Витерби при перемежении символов выше, чем у стандартного алгоритма Витерби.

4. Из рассмотренных кодов наибольший выигрыш от применения модификации наблюдается при использовании сверточных кодов со скоростью 1/2, у перфорированных кодов при увеличении скорости кода эффективность от применения метода снижается.

В следующей главе рассмотрим алгоритмы компенсации сосредоточенных помех в системах передачи информации со сверточным кодированием.

3. АЛГОРИТМЫ КОМПЕНСАЦИИ УЗКОПОЛОСНЫХ ПОМЕХ В СИСТЕМАХ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ СО СВЕРТОЧНЫМ КОДИРОВАНИЕМ

В главе рассматривается работа сверточного декодера в условиях воздействия узкополосных помех. Определяется характер и степень влияния сосредоточенных помех на системы передачи информации со сверточным кодированием. Дается описание двух алгоритмов компенсации узкополосных помех: первый алгоритм основан на предварительном снижении уровня помехи ниже порогового значения, при котором она не будет оказывать существенного влияния на декодер; второй алгоритм заключается во взвешенном вычитании соседних отсчетов сигнала перед декодером и изменением внутренней структуры алгоритма сверточного декодирования Витерби.

3.1. Степень влияния сосредоточенных помех на системы передачи информации со сверточным кодированием

Воздействие сосредоточенных ПО спектру помех может вызвать группирование ошибок, что является характерной ситуацией при поражении системы передачи информации помехами от внешних источников [47, 48, 66]. Если на определенном интервале времени, даже достаточно коротком, появляется узкополосная помеха заметного уровня, это приводит к росту вероятности ошибки декодирования. Когда длительность помехи невелика, то перемежение символов способно нивелировать негативные последствия ее воздействия. Однако и в этом случае статистические свойства соседних декодируемых символов возникают дополнительные особенности работы меняются И алгоритма декодирования. Рассмотрим их.

Как известно, при обработке сигналов согласно принципу максимального правдоподобия, должна оцениваться вся последовательность принятых символов.

При ее сверточном декодировании перебираются все возможные варианты последовательностей, соответствующих различным путям по решетке, и выбирается наиболее вероятная последовательность. Обозначим через N длину последовательности, а через q – номера ее вариантов. При декодировании необходимо найти тот номер q, для которого вероятность P_q , что был передан именно этот вариант последовательности символов, была бы максимальной.

Как ранее было проделано, обозначим через $a_i^{(q)}$ значение *i*-того символа в *q*-том варианте последовательности. Поскольку значения шумовой компоненты в различных символах можно считать одинаковыми, то вероятности P_q для разных *q* будут равны:

$$P_q = \prod_i^N p_i^{(q)} \{ y_i / a_i^{(q)} \}, \qquad (3.1.1)$$

где $p_i^{(q)}\{y_i/a_i^{(q)}\}$ – условная вероятность того, что при значении переданного *i*-того символа, равном $a_i^{(q)}$, на выходе демодулятора появится напряжение, равное y_i .

Сначала рассмотрим ситуацию, когда уровень шумов достаточно мал по сравнению с уровнем узкополосной помехи и им можно пренебречь [47, 48, 66]. Пусть по системе передачи информации передается сигнал с модуляцией BPSK вида:

$$S_i(t) = U_C \cos(\omega_C t + \varphi_i) = U_{Ci} \cos(\omega_C t),$$

где *i* – номер текущего символа; фаза φ_i может принимать значения 0° или 180°; внешняя помеха описывается выражением $Z(t)=U_{\Pi}\cos(\omega_{\Pi}t+\psi)$; ω_C и ω_{Π} – частоты сигнала и помехи; ψ – начальная фаза помехи. U_{Ci} может принимать значения +1 и -1 в зависимости от передаваемой информации.

В приемнике с помощью опорного колебания $S_0(t)=U_0\cos\omega_C t$, синфазного с несущей информационного сигнала, осуществляется корреляционный прием. После интегрирования на интервале T_C времени длительности символа *i*-е значение полезной составляющей равно $y_i=x_iU_0T_C/2$, где x_i принимает значения +1 или –1 в зависимости от передаваемых символов. Интегрирование результата корреляционной обработки сигнала, пораженного помехой, на этом же интервале, определит уровень помеховой составляющей в суммарном сигнале:
$$z_{i} = \frac{1}{2} U_{\Pi} U_{0} T_{C} \frac{\sin(\Delta \varphi/2)}{(\Delta \varphi/2)} \cos[(i+0,5)\Delta \varphi + \varphi_{\Pi}], \qquad (3.1.2)$$

где $\Delta \phi = \Delta \omega T_C = (\omega_0 - \omega_\Pi) T_C.$

Необходимо отметить, что ширина полосы тракта усиления приемника как правило определяется шириной полосы спектра передаваемого сигнала (величиной T_C), поэтому помехи с частотой ω_C , отличающейся от ω_{Π} на значение $2\pi/T_{\rm C}$, рассматривать не имеет смысла. Таким образом, присутствие помехи выражается в том, что в приемнике после коррелятора к значениям отсчетов добавляются компоненты, огибающая передаваемого сигнала которых представляет собой гармоническую функцию. Для удобства дальнейшего рассмотрения работы декодера, будем считать коэффициенты передачи соответствующих цепей такими, что модуль информационной составляющей отсчетов равен единице. В таком случае амплитуда r огибающей помеховой составляющей будет равна:

$$r = U_{\Pi} \sin(\Delta \varphi/2)/(\Delta \varphi/2)$$
.

В случае применения процедуры деперемежения символов, последовательность помеховых компонент отсчетов сигнала также изменяется. Поскольку в общем случае величина $\Delta \varphi$ некратна 2π , то характер значений помеховых компонент в соседних отсчетах становится псевдослучайным с функцией $W_1(u)$ плотности распределения вида:

$$W_1(u) = 1/\pi\sqrt{r^2 - u^2}$$

В этой ситуации свойства результатов декодирования существенно изменяются и зависят от значения величины *r*. На рисунках 3.1.1 и 3.1.2 приведены графики функции плотности условной вероятности $p(y_i/x_i)$ для случаев, соответственно, *r*<1 (рисунок 3.1.1) и *r*>1 (рисунок 3.1.2).

В ситуации на рисунке 3.1.1 оба распределения при передаче двух вариантов значений символов (+1 и -1) не перекрываются.



Рисунок 3.1.1. График условной вероятности $p(y_i/x_i)$ для случая r < 1



Рисунок 3.1.2. График условной вероятности $p(y_i/x_i)$ для случая r>1

Любое значение *y_i* позволяет однозначно отнести соответствующий переданный кодовый символ либо к значению +1, либо к значению -1. Декодирование при этом происходит без ошибок, а разница в помехоустойчивости между «мягким» и «жестким» алгоритмом отсутствует.

Однако при значительном уровне помехи (рисунок 3.1.2) оба распределения начинают перекрываться и алгоритм Витерби в «классическом» варианте становится непригоден. Он предполагает работу в условиях воздействия только шума, имеющего гауссово распределение, симметричное относительно нулевого значения аргумента, и монотонно убывающее при удалении от него. Мерой величины значений соответствующих условных вероятностей служит при этом приближенность величины аргумента к нулю.

А плотность распределения сосредоточенной по спектру помехи хотя и имеет симметричную форму, но является бимодальной функцией с провалом при нулевом значении аргумента. В связи с этим в области, где распределения, соответствующие передаче разных символов, перекрываются (область A на рисунке 3.1.2), должно действовать обратное правило соотнесения значений принятых символов. Оно заключается в том, что если величина $y_i>0$, то вероятнее,

что передавалось значение символа, равное -1, а если $y_i < 0$, то вероятнее передача значения +1. В том случае, если значение принятого отсчета не попадает в область A, то декодирование можно осуществить безошибочно.

Таким образом, осуществляемое «классическим» алгоритмом Витерби вычисление метрик различных путей по решетке, как суммы расстояний (независимо, по правилу Хемминга или по правилу Эвклида) между принятым отсчетом и вариантом перехода, дает заведомо неправильный вывод о преимуществе того или иного пути.

Выходом из данной ситуации могут служить два варианта обработки сигналов. Один из них заключается в том, что при вычислении метрик необходимо производить дополнительные нелинейные преобразования. Действительно, условная вероятность $p_i^{(q)} \{ y_i / a_i^{(q)} \}$ (3.1.1), будет равна:

$$p_i^{(q)}\{y_i / a_i^{(q)}\} = \begin{cases} \frac{1}{\pi \sqrt{r^2 - (y_i - a_i^{(q)})^2}} & \text{при } 1 - r < y < r - 1, \\ 0 & \text{вне этого интервала.} \end{cases}$$
(3.1.3)

Подставляя (3.1.3) в (3.1.1), получим:

$$P_{q} = \frac{1}{\pi} \prod_{i}^{N} \frac{1}{\sqrt{r^{2} - (y_{i} - a_{i}^{(q)})^{2}}} = \frac{1}{\pi} \prod_{i}^{N} \exp\{-0.5 \ln[r^{2} - (y_{i} - a_{i}^{(q)})^{2}]\} =$$
$$= \frac{1}{\pi} \exp\{-0.5 \sum_{i}^{N} \ln[r^{2} - (y_{i} - a_{i}^{(q)})^{2}]\}.$$
(3.1.4)

Теперь наилучший путь по решетке определяется максимальным значением вероятности P_q , соответствующим минимуму суммы $\sum_{i}^{N} \ln[r^2 - (y_i - a_i^{(q)})^2]$, причем если значение какого-либо отсчета не попадает в интервал A, то в полученной сумме в качестве соответствующего слагаемого вместо логарифма следует подставлять ноль. Таким образом, после «мягкой» демодуляции следует до декодирования осуществлять нелинейную обработку сигналов согласно (3.1.4), в этом случае обычный алгоритм Витерби сохранит работоспособность.

Второй вариант обработки заключается в мерах по снижению уровня помехи до деперемежения символов, чтобы обеспечить условия работы алгоритма по рисунку 3.1.1. Рассмотрим условия работы при одновременном воздействии и внешней помехи, и шумов. В этом случае после деперемежения функция плотности распределения значений отсчетов будет иметь следующий вид [72]:

$$p_{i}^{(q)} = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\{-\frac{(y_{i} - a_{i}^{(q)})^{2} + r^{2}/2}{2\sigma^{2}}\}\{I_{0}(\frac{r^{2}}{4\sigma^{2}})I_{0}[\frac{r(y_{i} - a_{i}^{(q)})}{\sigma^{2}}] + 2\sum_{n=1}^{\infty}(-1)^{n}I_{n}(\frac{r^{2}}{4\sigma^{2}})I_{2n}[\frac{r(y_{i} - a_{i}^{(q)})}{\sigma^{2}}]\}, \qquad (3.1.5)$$

где *I_n* – бесселевы функции *n*-го порядка от мнимого аргумента.

Ниже представлены графики функции плотности распределения значений отсчетов сигнала при одновременном воздействии шума и помехи. Использовались два значения амплитуды узкополосной помехи: 0,2 для рисунка 3.1.3 (уровень помехи небольшой) и 1,5 для рисунка 3.1.4 (уровень помехи значительный).



Рисунок 3.1.3. Функция плотности распределения значений отсчетов сигнала при одновременном воздействии шума и помехи при небольшом уровне помехи



Рисунок 3.1.4. Функция плотности распределения значений отсчетов сигнала при одновременном воздействии шума и помехи при значительном уровне помехи

Графики построены для пяти значений уровня шума: кривой 1 соответствует отношение «сигнал/шум» 2 дБ, кривой 2 – 5 дБ, кривой 3 – 8 дБ, кривой 4 – 12 дБ и кривой 5 – 20 дБ.

Из анализа рисунков можно сделать вывод, что при небольшом уровне помехи функции распределения перекрываются только при очень большом уровне шума, при соотношении с/ш больше 5 дБ распределения становятся легко различимы и возможна безошибочная работа стандартного алгоритма Витерби. Другая картина наблюдается при значительном уровне помехи. Форма функции распределения уже не является унимодальной, но имеет достаточно сложную форму, которая характеризует степень перекрытия двух распределений. В таком случае использование «классического» алгоритма Витерби также становится невозможным. Описанное выше использование промежуточной нелинейной обработки отсчетов после демодуляции, как и в предыдущем случае, встречает определенные трудности, заключающиеся в необходимости аппроксимации выражения (3.1.4), параметры которого достаточно сложным образом зависят сразу от двух переменных – уровней шума и помехи. В этом случае предпочтительнее применять упомянутый второй вариант обработки, заключающийся в снижении уровня помехи до деперемежения таким образом, чтобы форма распределения вероятности отсчетов стала унимодальной. В случае достижения успеха «мягкий» алгоритм Витерби вновь обеспечит оптимальный вариант обработки сигналов.

Рассмотрим влияние узкополосной помехи на характеристики помехоустойчивости сверточного кода [47, 48, 66]. Для этого проводилось компьютерное моделирование на основе программы, описанной в разделе 2.3. Различия состоят в том, что уже не используется адаптация алгоритма Витерби для случая перемежения символов, и дополнительно к параметру отношения энергии сигнала, приходящейся на один бит входного сообщения, к спектральной мощности шума, добавляется параметр «отношение сигнал/помеха».

Сначала рассмотрим графики зависимостей вероятности ошибки от соотношения «сигнал/помеха» при фиксированном значении соотношения «сигнал/шум» на входе коррелятора. На рисунке 3.1.5-а показаны графики зависимости вероятности ошибки декодирования ОТ соотношения «сигнал/помеха» при заданном соотношении «сигнал/шум», равным 2 дБ, 4 дБ и 6 дБ соответственно. По горизонтальной оси отложено отношение «сигнал/помеха», по вертикальной – значения вероятности ошибочного декодирования символов. При моделировании используется код (7,5) со скоростью 1/2. Графики 1-3 соответствуют отношению $E_b/N_0=2$ дБ, графики 4 – 6 – отношению $E_b/N_0=4$ дБ, графики 7 – 9 – отношению $E_b/N_0=6$ дБ. Графикам 1,4,7 соответствует величина $\Delta \phi = 2\pi/10^6$, графикам 2,5,8 соответствует величина $\Delta \phi = 2\pi/10^5$, графикам 3,6,9 соответствует величина $\Delta \phi = 2\pi/3$. На рисунке 3.1.5-б показаны те же зависимости, но уже для перфорированного сверточного кода (7,5) со скоростью R=2/3.

Из графиков следует важный вывод, что при увеличении разницы между центральной частотой полезного сигнала и помехи эффективность сверточного кода возрастает, то есть более удаленные от центральной частоты сигнала помехи сильнее ухудшают помехоустойчивость. Чем меньше шумовая составляющая в сигнале, тем сильнее разница в помехоустойчивости от воздействия помех разных



частот. Как и в случае работы модифицированного алгоритма Витерби, при увеличении скорости кода его помехоустойчивость уменьшается.

Рисунок 3.1.5. Зависимость вероятности ошибки декодирования от соотношения «сигнал/помеха» при заданном соотношении «сигнал/шум» для кода (7,5)

6

0

2

4

a)

8

10

c/n, дБ

10⁻³

0

2

4

6

б)

8

10

c/n, дБ

На рисунке 3.1.6 показаны графики зависимости вероятности ошибки декодирования от соотношения «сигнал/помеха» при тех же соотношениях «сигнал/шум», но уже для кода (171,133) (код NASA) со скоростями 1/2 и 2/3 соответственно.

Код NASA обладает большей помехоустойчивостью при воздействии узкополосных помех. Для сравнения разница в помехоустойчивости между двумя кодами составляет 5 дБ при отношении E_b/N_0 6 дБ для скорости кода 1/2 и 7 дБ для скорости 2/3.



Рисунок 3.1.6. Зависимость вероятности ошибки декодирования от соотношения «сигнал/помеха» при заданном соотношении «сигнал/шум» для кода (171,133)

На следующих рисунках представлены графики зависимости вероятности ошибки декодирования от частоты узкополосной помехи при различных соотношениях «сигнал/шум» и «сигнал/помеха». Частота помехи нормируется относительно длины сигнала T_c . Рисунку 3.1.7-а соответствует код (7,5) со скоростью R=1/2, рисунку 3.1.7-б перфорированный код со скоростью R=2/3. Графики 1 – 3 соответствуют соотношению с/ш=3 дБ, графики 4 – 6 соответствуют соотношению 6 дБ. Графикам 1,4 соответствует соотношение с/п=0 дБ, графикам 2,5 соответствует соотношение с/п=3дБ, графикам 3,6 соответствует соотношение с/п=6дБ.

80



Рисунок 3.1.7. Зависимость вероятности ошибки декодирования от частоты узкополосной помехи при различных соотношениях «сигнал/шум» и «сигнал/помеха» для кода (7,5)

На рисунке 3.1.8 представлены графики той же зависимости, но уже для кода NASA. Рисунку 3.1.8-а соответствует код со скоростью R=1/2, а рисунку 3.1.8-б перфорированный код со скоростью R=2/3. Обозначения для графиков те же, что и в предыдущем случае.

Из данных графиков видно, что ухудшение помехоустойчивости значительно возрастает при сближении центральной частоты полезного сигнала и узкополосной помехи. Это может быть объяснено сильной коррелированностью отсчетов сигнала, пораженного такой помехой. Так как сверточный код обладает памятью путей, то ошибка в декодировании одного символа ведет к дальнейшему нарастанию числа ошибочно декодированных подряд символов.



Рисунок 3.1.8. Зависимость вероятности ошибки декодирования от частоты узкополосной помехи при различных соотношениях «сигнал/шум» и «сигнал/помеха» для кода (171,133)

Далее подробно рассмотрим алгоритм предварительного снижения уровня помехи до декодера.

3.2. Алгоритм предварительного снижения уровня помехи

При осуществлении данного алгоритма используется достаточная степень детерминированности помеховых компонент соседних отсчетов сигнала до деперемежения, описываемых формулой (3.1.2). В этом случае не обязательно полностью устранять помеху, а достаточно снизить ее до уровня, когда алгоритм декодирования вновь станет работоспособным [79].

Для реализации этого алгоритма до осуществления деперемежения символов формируется модель узкополосной помехи, и затем ее отсчеты вычитаются из суммарных значений отсчетов сигнала. Формирование модели

82

помехи и ее компенсация реализуется структурной схемой, изображенной на рисунке 3.2.1.



Рисунок 3.2.1. Структурная схема устройства, реализующего формирование и удаление помехи

Принятый входной сигнал $S_{BX}(t)$ демодулируется в корреляторах (К1 и К2), на выходе которых формируются отсчеты, содержащие кроме полезного сигнала также и помеховую компоненту. В качестве эталонного сигнала в первом корреляторе используется сигнал опорного генератора (ОГ), который синхронизирован с несущим колебанием по частоте и фазе. Помеховая компонента на его выходе описывается формулой (3.1.2). Во втором корреляторе используется сдвинутый по фазе на 90° сигнал того же опорного генератора. В результате помеховые составляющие на его выходе описываются выражением:

$$z_i = U_{\Pi} U_0 T_C \frac{\sin(\Delta \varphi/2)}{(\Delta \varphi/2)} \sin[(i+0.5)\Delta \varphi + \varphi_{\Pi}], \qquad (3.2.1)$$

то есть они также ограничены гармонической огибающей, но она сдвинута по фазе на 90° по сравнению с огибающей после первого коррелятора. Оцифрованные в аналого-цифровых преобразователях (АЦП1 и АЦП2) сигналы поступают на входы первого и второго сдвиговых регистров (СР1 и СР2) и в блок памяти (П). Блоки СР1, СР2 и П состоят из последовательно включенных ячеек памяти, в которых записываются значения поступающих на них отсчетов. С

приходом следующего отсчета записанный в каждую ячейку текущий символ последовательно перезаписывается в следующую ячейку.

Факт воздействия помехи определяется обнаружителем помехи (Обн.). Пусть помеха появилась начиная с некоторого отсчета, который далее будем считать первым. После этого момента с него в блок П записывается *N* отсчетов, далее запись прекращается и в ячейках хранятся зафиксированные значения до момента следующего сеанса записи. В блоках СР1 и СР2 запись и последовательный сдвиг производятся непрерывно независимо от присутствия помехи.

В блоках измерения коэффициента корреляции (ИКК1 и ИКК2) осуществляется перемножение значений, которые записаны в двух ячейках с одинаковым номером (В ИКК1 – в ячейках блоков П и СР1, в ИКК2 – блоков П и СР2). Результаты перемножения складываются с весовым коэффициентом 1/*N*. Таким образом, значения отсчетов на выходе ИКК1 определятся как:

$$\begin{split} v_{Cj} &= \frac{1}{N} \sum_{k=i}^{i+N} \{ x_k x_{j+k} + r^2 \cos[(k+0,5)\Delta \varphi + \varphi_{\Pi}] \cos[(j+k+0,5)\Delta \varphi + \varphi_{\Pi}] + n_k n_{j+k} \} = \\ &= \frac{1}{N} \sum_{k=i}^{i+N} \{ x_k x_{j+k} + 0.5r^2 \cos(j\Delta \varphi) + 0.5r^2 \cos[(j+2k+1)\Delta \varphi + 2\varphi_{\Pi}] + n_k n_{j+k} \} \approx \\ &\approx 0.5r^2 \cos(j\Delta \varphi) \,. \end{split}$$

При большом числе отсчетов сумма косинусов итогового выражения будет достаточно мала, также малы будут и суммы произведений информационных сигналов и суммы произведений шумов из-за независимости значений сомножителей в этих произведениях. Таким образом, на выходе блока ИКК1 остается только составляющая помехи, достаточно очищенная от компонент информационного сигнала и шумов. Степень очистки определяется величиной *N*. Проделывая аналогичные преобразования, нетрудно установить, что после ИКК2 значения отсчетов определятся, как:

$$v_{Si} \approx 0.5r^2 \sin(j\Delta \varphi)$$

Далее обе полученные ортогональные помеховые компоненты вычитаются из суммарных отсчетов сигнала. Для этого можно использовать схемы

классических корреляционных компенсаторов (КК1 и КК2). Как описано в [1], в компенсаторах из основного сигнала удаляются составляющие, коррелированные первом компенсаторе опорным сигналом. В вычитается квадратурная С составляющая помехи. Во втором корреляционном компенсаторе вычитается синфазная составляющая помехи. Таким образом, из значений отсчетов у_i будут последовательно удалены обе помеховые компоненты при любых значениях начальной фазы помехи φ_{Π} . Вычитание производится на интервале времени действия помехи, вне этого интервала обнаружитель помехи компенсирующие сигналы отключает. После компенсации отсчеты подвергаются деперемежению (ДП) и декодированию (ДК), образуя выходной информационный поток символов \mathcal{U}_i . В результате работы алгоритма компенсации величина помеховых составляющих значительно снижается, что вновь дает возможность использовать алгоритмы декодирования.

На рисунках 3.2.2 и 3.2.3 представлены результаты моделирования работы устройства, реализующего описываемый алгоритм.



Рисунок 3.2.2. Графики пошагового уменьшения уровня помехи после корреляционных компенсаторов



Рисунок 3.2.3. Графики пошагового уменьшения уровня помехи после корреляционных компенсаторов

На рисунках 3.2.2 – 3.2.3 приведены графики пошагового уменьшения уровня помехи после корреляционных компенсаторов. По оси абсцисс отложено число шагов $N_{\text{адапт}}$ от начала подстройки компенсаторов. По оси ординат отложен остаточный уровень $P_{\text{ост}}$ помеховой составляющей по отношению к ее исходному уровню. Графики получены при разном отношении уровней сигнала и помехи до компенсации. Их номера соответствуют следующими значениям отношения: график 1 – 6 дБ; график 2 – 4 дБ; график 3 – 2 дБ; график 4 – 0 дБ; график 5 – 3дБ. Скорость адаптации определялась долей изменения остаточного уровня помехового сигнала на каждом шаге и составляла в данном случае величину, равную 0,02 от текущего остаточного уровня. Величина $\Delta \phi$ составляла $2\pi/10^6$ для графика 3.2.2-а, $2\pi/10^4$ для графика 3.2.2-б, $2\pi/10$ для графика 3.2.3-а и $2\pi/3$ для графика 3.2.3-б. Отношение сигнал/шум составляло 10 дБ.

86

Из графиков следует вывод, что скорость компенсации возрастает при увеличении доли помеховой составляющей сигнала. Также скорость адаптации возрастает при уменьшении величины $\Delta \varphi$, то есть чем ниже частота узкополосной помехи, тем она быстрее подавляется. Для сравнения при соотношении уровней сигнала и помехи 6 дБ подавление уровня помехи в 2 раза происходит за 1300 шагов адаптации при $\Delta \varphi = 2\pi/10^6$, за 2300 шагов при $\Delta \varphi = 2\pi/10^4$; за 3000 шагов при $\Delta \varphi = 2\pi/10$ и за 5000 шагов при $\Delta \varphi = 2\pi/3$. Таким образом, максимальная разница в скорости адаптации может отличаться в 3 раза при различной частоте помехи.

На рисунке 3.2.4 представлены графики зависимости вероятности ошибки $P_{\text{ош}}$ после декодирования от отношения энергии E_b символа к спектральной мощности шума N_0 . Исходное отношение уровней сигнала и помехи составляло 0 дБ, величина $\Delta \varphi = 2\pi/3$. График 1 соответствует сверточному коду с параметрами (7,5), график 2 соответствует сверточному коду NASA с параметрами (171, 133). Если сравнить кривую 1 помехоустойчивости кода (7,5) рисунка 3.2.4 с кривой 9 рисунка 2.3.1-а, то они совпадают. Это говорит о достижении приемлемого уровня подавления помехи, что позволяет алгоритму Витерби работать эффективно. Аналогично кривая 2 помехоустойчивости кода NASA рисунка 3.2.4 с совпадает с кривой 9 рисунка 2.3.2-а.

Следует отметить, что степень подавления помехи достаточно высока и величина помехи не превышает порогового уровня, при котором происходит резкое ухудшение помехоустойчивости, в результате вероятность ошибки декодирования не зависит от соотношения уровней помехи и сигнала на входе устройства, а также от частоты помехи. Характеристики помехоустойчивости декодера после обработки данным устройством, приближаются к характеристикам декодера, работающего в отсутствие сосредоточенной помехи.



Рисунок 3.2.4. Зависимость вероятности ошибочного декодирования от соотношения энергии сигнала к спектральной мощности шума при использовании алгоритма предварительного снижения помехи

В следующем параграфе рассмотрим комплексный алгоритм сверточного декодирования цифровых сигналов на основе стандартного алгоритма Витерби при воздействии сосредоточенных по спектру помех.

3.3. Комплексный алгоритм сверточного декодирования цифровых сигналов при воздействии узкополосных помех

Как уже отмечалось, помеховые составляющие соседних отсчетов сигнала сильно коррелированны. Значение огибающей помеховой составляющей отсчета номера *i*+1 можно выразить через составляющую предыдущего отсчета *i* следующим образом:

 $z_{i+1} = A\cos[(i+1)\Delta\varphi + \varphi_{\Pi}] = A\cos\Delta\varphi\cos(i\Delta\varphi + \varphi_{\Pi}) + A\sin\Delta\varphi\sin(i\Delta\varphi + \varphi_{\Pi}) = az_i + b\tilde{z}_i,$

где
$$\tilde{z}_i = \frac{1}{2} U_{\Pi} U_0 T_C \frac{\sin(\Delta \varphi/2)}{(\Delta \varphi/2)} \sin[(i+0,5)\Delta \varphi + \varphi_{\Pi}].$$

Эта ортогональная составляющая может быть получена, если в дополнительном корреляторе в качестве опорного сигнала использовать не колебание $S_0(t)=U_0\cos\omega_C t$, а сдвинутое на $\pi/2$ колебание $S_0(t)=U_0\sin\omega_C t$. Таким образом, если из значения текущего отсчета вычесть значения предыдущих отсчетов после «косинусного» и «синусного» корреляторов, домноженные на соответствующие коэффициенты *a* и *b*, то помеховая составляющая в отсчетах будет удалена.

Подобная быть операция удаления может помеховых компонент реализована схемой, приведенной на рисунке 3.3.1. В корреляторах (Корр.1 и Корр.2) с помощью сигнала опорного генератора (ОГ) и фазовращателя (ФВ) на 90° образуются колебания, содержащие информационную и помеховую составляющие. При этом в сигнале после «синусного» коррелятора Корр.2 информационная составляющая будет отсутствовать, поскольку подаваемое в него опорное колебание ортогонально несущей информационного сигнала. Далее в аналого-цифровых преобразователях (АЦП) отсчеты оцифровываются.



Рисунок 3.3.1. Устройство, реализующее удаление помеховых компонент

В одинаковых элементах задержки (ЭЗ) они задерживаются по времени на длительность символа T_c . В блоках регулировки (БР) задержанные отсчеты домножаются на коэффициенты a и b, далее в вычитателе (–) из суммарного сигнала удаляются помеховые компоненты. После этого сигнал декодируется в декодере (ДК).

Коэффициенты *a* и *b* определяются после перемножения в перемножителях (X) значений соседних отсчетов и усреднения этих произведений в усреднителях (Уср.). Действительно, поскольку составляющие информационного сигнала в соседних отсчетах можно считать независимыми и принимающими с одинаковой вероятностью значения +1 и -1, то в результате усреднения их доля может быть сделана достаточно малой. По этой же причине после усреднения малой будет и составляющая шумов. Помеховые компоненты на выходах, соответственно, «косинусного» и «синусного» перемножителей будут равны:

$$z_{i+1}z_i = A^2 \cos[(i+1)\Delta\varphi + \varphi_{\Pi}]\cos(i\Delta\varphi + \varphi_{\Pi}) =$$

= 0,5A² cos\Delta\varphi + 0,5A² cos[(2i+1)\Delta\varphi + 2\varphi_{\Pi}];
$$z_{i+1}\widetilde{z}_i = A^2 \cos[(i+1)\Delta\varphi + \varphi_{\Pi}]\sin(i\Delta\varphi + \varphi_{\Pi}) =$$

= 0,5A² sin\Delta\varphi + 0,5A² sin[(2i+1)\Delta\varphi + 2\varphi_{\Pi}].

На выходах усреднителей будут только первые слагаемые этих выражений, так как в случае, если величина $\Delta \phi$ некратна π , вторые слагаемые усреднятся, а в случае, если величина $\Delta \phi$ близка к кратной π , то в соответствии с (3.2.1) амплитуда помеховых составляющих будет близка к нулю.

Таким образом, на выходах усреднителей будут величины $v_c=0,5A^2\cos\Delta\varphi$ и $v_s=0,5A^2\sin\Delta\varphi$. В вычислителе (Выч.) определяется величина:

$$v = \sqrt{(2v_C)^2 + (2v_S)^2} = A^2$$

После этого коэффициенты передачи блоков регулировки управляются таким образом, чтобы удалить из значений выходных сигналов элементов задержки составляющую A^2 .

Важным является факт, что удаление помехи описываемым образом сопровождается изменением структуры кодированного информационного сигнала. Вместо сигнала y_{i+1} на декодер поступает сигнал $y_{i+1}-v_Cy_i$. («синусная» составляющая на информационный сигнал не влияет.) Для его правильного декодирования алгоритм Витерби также должен быть модифицирован.

Сверточное кодирование сигнала на передающей стороне производится с помощью набора логических операций, поэтому ранее в приемнике для декодирования использовались также только логические операции. Однако удаление помеховых компонент производится с помощью арифметической операции вычитания, поэтому в декодере теперь должна появляться арифметическая составляющая.

Действительно, проведение операции вычитания аналогично тому, что в передатчике вместо обычного кодированного сверточным кодом сигнала y_{i+1} передавались бы разности двух соседних кодированных сигналов $y_{i+1} - v_C y_i$. Сказанное на простом примере иллюстрируется рисунками 3.3.2 и 3.3.3. Ha рисунке 3.3.2 приведен стандартный сверточный кодер типа (7.5). Входная информационная кодируемая последовательность \mathcal{U}_i подается на последовательный вход сдвигового регистра, состоящего из трех ячеек (Я1, Я2 и ЯЗ). Из него содержимое ячеек поступает на два логических сумматора по модулю 2. Выходные логические сигналы сумматоров, равные «1» и «0», преобразуются в модуляторах (М) в несущие колебания, соответствующие начальным фазам $\phi=0^{\circ}$ (далее обозначена, как «+1») и $\phi=180^{\circ}$ (далее обозначена, как «-1»). Скорость кода при этом равна 1/2, то есть при поступлении каждого нового передаваемого информационного символа на выходе кодера образуется два последовательно передаваемых кодовых символа. С помощью коммутатора они по очереди подключаются к выходу передатчика S_{вых}. (Сначала с выхода верхнего сумматора, затем – с выхода нижнего сумматора). В соответствии с этим строится и решетчатая диаграмма сверточного кодера.

91



Рисунок 3.3.2. Стандартный Рисунок 3.3.3. Схема модифицированного кодера кодер (7,5)

В новой ситуации, когда на вход декодера вместо сигналов y_i поступают сигналы $y_i - v_C y_{i-1}$, это эквивалентно тому, что в передатчике использовался бы кодер, структура которого изображена на рисунке 3.3.3. Его сдвиговый регистр содержит уже четыре последовательно включенные ячейки (Я1–Я4). Два сумматора по модулю 2, как и ранее, подключены к первым трем ячейкам. Появившийся вновь третий сумматор по модулю 2 подключен к ячейкам Я2 и Я4. Теперь первым в новой паре кодированных символов передается разность первого кодированного символа из текущей пары символов и второго кодированного символов новой пары передается разность первого и второго символов текущей пары по исходному варианту. А вторым символом новой пары передается разность первого и второго символов текущей пары по исходному варианту. Разностные сигналы соответствующих модуляторов образуются в вычитателях (–). Также возможны и другие варианты модификации исходного кодера.

Решетчатая диаграмма декодера Витерби в новых условиях также претерпевает изменения. Для их иллюстрации первоначально на рисунке 3.3.4 приведен фрагмент исходной решетчатой диаграммы. Информационные символы «0» или «1». Каждый передаваемый принимают логические значения кодированный символ в паре может принимать значения «+1» или «-1». Регистр сдвига содержит три ячейки и крупными точками с левого края диаграммы обозначены четыре варианта состояний правых ячеек. Новый двух информационный символ записывается в крайнюю левую ячейку. После передачи

92

пары кодированных символов содержимое ячеек последовательно сдвигается на один разряд вправо. Точками с правого края диаграммы обозначены новые состояния содержимого двух правых ячеек.

Сплошные стрелки соответствуют переходам из одного состояния в другое, когда новый информационный символ имеет нулевое значение, пунктирными стрелками – когда новый информационный символ принимает единичное значение. Напротив переходов показана пара кодовых символов, которые вырабатывает кодер с приходом каждого нового информационного символа.



Рисунок 3.3.4. Решетчатая диаграмма стандартного кодера (7,5)

На рисунке 3.3.5 представлен соответствующий фрагмент решетчатой диаграммы модифицированного арифмологического алгоритма Витерби. Поскольку регистр сдвига содержит уже четыре ячейки, то возможны восемь различных вариантов содержимого трех последних ячеек, как и для кода с длиной кодового ограничения K=4. Каждый из двух кодовых символов теперь может принимать не два, а четыре возможных значения: « $-1-v_C$ », « $-1+v_C$ », « $1-v_C$ » и « $1+v_C$ ». В соответствии с этим при «мягком» декодировании метрики переходов вычисляются как евклидовы расстояния от величины принятого символа уже до этих значений, а не до значений «-1» и «+1» как в обычном декодировании. А метрики различных путей по решетке находятся также, как и в стандартном кодере как суммы вычисленных метрик составляющих их переходов.



Рисунок 3.3.5. Решетчатая диаграмма сверточного арифмологического кодера

После вычитания изменяется уровень аддитивных шумов и несколько ухудшается соотношение «сигнал/шум». Поскольку можно считать шумовую компоненту различных отсчетов независимой, то мощность шумов теперь будет равна:

$$P_n = P_1(1 + v_C^2 + v_S^2),$$

где *P*₁ – мощность шумовой компоненты одного отсчета после коррелятора до вычитания (равная половине мощности шума на входе коррелятора). А средний уровень сигнала определится, как:

$$P_{C}=0,5[(1+v_{C})^{2}+(1-v_{C})^{2}]=1+v_{C}^{2}$$

Степень уменьшения отношения «сигнал/шум» определится величиной вычитаемой «синусной» помеховой компоненты, т.е. коррелированностью помеховых компонент соседних отсчетов. В связи с этим имеет смысл компенсировать помеху описанным способом лишь когда ее уровень значителен и выигрыш от компенсации преобладает над проигрышем от возрастания шумов.

На рисунках 3.3.6 и 3.3.7 представлены результаты моделирования работы устройства, реализующего описываемый алгоритм. За основу программы, реализующей данный алгоритм, использована программа, описанная в разделе 2.3. После вычисления коэффициентов *a* и *b* определяется последовательность соседних символов из текущих, и далее производится их вычитание. Также в соответствие с коэффициентами *a* и *b* строится вектор переходов из текущего состояния в последующее. После этого осуществляется процесс декодирования.



Рисунок 3.3.6. Зависимость вероятности ошибки декодирования *P*_{ou} от отношения энергии *E*_b символа к спектральной мощности шума *N*₀

Представлены графики зависимости вероятности ошибки декодирования P_{out} от отношения энергии E_b символа к спектральной мощности шума N_0 . Исходное отношение уровней сигнала и помехи составляет 0 дБ для рисунков 3.3.6-а и 3.3.6-б, -6 дБ для 3.3.7-а и 6 дБ для 3.3.7-б. Величина $\Delta \varphi$ составляет $2\pi/10^4$ для графика 1, $2\pi/20$ для графика 2, $2\pi/10$ для графика 3 и $2\pi/6$ для графика 4. Размер окна усреднения составляет 10^4 символов для рисунка 3.3.6-а и 3.3.7-а и 3.3.7-б соответственно.



Рисунок 3.3.7. Зависимость вероятности ошибки декодирования *P*_{out} от отношения энергии *E*_b символа к спектральной мощности шума *N*₀

Из графиков можно сделать вывод, что при увеличении величины $\Delta \phi$ помехоустойчивость комплексного декодера возрастает. При $\Delta \phi = 2\pi/6$ отношение сигнал/шум при вероятности ошибки 10^{-3} составляет 3,7 дБ, что соответствует работе декодера в отсутствие помех. Увеличение размера окна усреднения для вычисления корреляционной функции также повышает помехоустойчивость. При величине $\Delta \phi = 2\pi/10^4$ выигрыш составляет 1 дБ при увеличении размера окна в 10 раз. Также можно отметить, что при малых значениях $\Delta \phi$ возможно некоторое

ухудшение помехоустойчивости нового алгоритма. В таком случае максимальная разница в помехоустойчивости стандартного и арифмологического алгоритмов не превышает 3 дБ.

Подытожим проведенные исследования основными выводами по данной главе.

3.4. Краткие выводы

1. Из анализа графиков, характеризующих влияние узкополосной помехи на характеристики помехоустойчивости сверточного кода видно, что воздействие сосредоточенной по спектру помехи выше определенного порогового значения сильно ухудшает помехоустойчивость кода. Чем меньше отстройка центральной частоты полезного сигнала от частоты узкополосной помехи, тем корректирующая способность сверточного декодера становится меньше.

2. Использование алгоритма предварительного снижения уровня помехи дает результаты при различных частотах помехи и соотношения уровней сигнала и помехи. Уровень помехи после подобной обработки становится ниже порогового значения, при котором работа алгоритма сверточного декодирования Витерби становится возможной.

3. Алгоритм комплексного декодирования является простым в реализации и не требует формирования модели помехи. Достигается уровень подавления помехи ниже порогового значения, однако наблюдается некоторое ухудшение помехоустойчивости при использовании данного алгоритма, поэтому его целесообразно использовать при достаточно больших значениях соотношения уровня помехи и шума.

В заключительной главе рассмотрим способы адаптации сверточных кодов применительно к системам передачи информации с разнесением и обратной связью.

4. ВНУТРЕННЯЯ АДАПТАЦИЯ СВЕРТОЧНЫХ КОДОВ В СИСТЕМАХ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ С РАЗНЕСЕНИЕМ СИГНАЛОВ

При использовании разнесенного приема сигналов появляются дополнительные возможности улучшения характеристик помехоустойчивости для систем, использующих разнесение. В главе автором рассматривается возможность адаптации сверточной обработки сигналов с использованием частотного и пространственного разнесения. Для систем передачи информации с обратной связью рассмотрен принцип фазовой регулировки передаваемых разнесенных сигналов.

4.1. Адаптация сверточного кода при частотном разнесении

Так как сверточный код всегда обладает избыточностью информации, то возможность использовать эту избыточность появляется при разнесении сигналов. Эффективно применение частотного разнесения, так как оно не требует использования обратной связи. Рассмотрим случай использования двукратного частотного разнесения, то есть когда N=2 [19, 38, 41, 46, 52, 58, 60, 67]. При этом по каждому из каналов передачи транслируются одинаковые копии сигнала. На приемной стороне они принимаются, переводятся на одну промежуточную частоту (при додетекторном комбинировании) по или отдельности демодулируются (при последетекторном комбинировании). Далее сигналы складываются либо с одинаковыми весовыми коэффициентами при линейном сложении, либо с коэффициентами, зависящими от «качества» каждого из принятых разнесенных сигналов - при оптимальном сложении. Как известно, при этом достигаются две цели: уменьшение влияния замираний амплитуды сигнала при достаточном частотном разнесении каналов и увеличение отношения «сигнал/шум».

Дополнительные возможности повышения помехоустойчивости появляются, если после кодирования отдельные фрагменты выходного сигнала передавать по различным каналам разнесения.

Рассмотрим работу при сверточном кодировании со скоростью R=1/2. С появлением каждого информационного символа кодер передатчика вырабатывает символа, которые два кодовых В «классическом» методе передаются последовательно по времени. При этом длительность каждого кодового символа в два раза меньше длительности информационного символа. В предлагаемом алгоритме один из кодовых символов передается по одному из частотноразнесенных каналов, а другой - по другому. На приемной стороне оба символа по отдельности демодулируются и подаются в нужном порядке на декодер, восстанавливающий из них исходную информационную последовательность.

Нетрудно заметить, что в данном случае средняя мощность сигналов, поступающих на декодер в обоих вариантах, одинакова. Действительно, при «классическом» методе отношение «сигнал/шум» после комбинирования в среднем возрастает в два раза, поскольку полезные составляющие входных сигналов синфазны, а шумы в разных каналах разнесения независимы друг от друга.

Такое же возрастание наблюдается и в предлагаемом алгоритме, но по другой причине. Поскольку оба кодовых символа передаются по отдельным каналам, то длительность каждого из них может быть увеличена в два раза. Следовательно, в два раза возрастает отношение E_b/N_0 , где E_b – энергия сигнала, приходящаяся на один бит принимаемого сообщения, N_0 – спектральная мощность шума.

Различия между алгоритмами наблюдаются в законе распределения уровня сигнала перед декодированием. В «классическом» алгоритме оба кодовых символа, относящихся к одному информационному символу, замирают синхронно и с одинаковой амплитудой. В случае рассмотрения наиболее распространенной релеевской модели замираний [25] интегральное распределение амплитуды сигналов *Y* при линейном сложении определится формулой:

$$W_{_{\pi u \mu}}(Y) = 1 - \exp(-Y)\sqrt{\pi Y} \Phi((Y) - \exp(-2Y), \qquad (4.1.1)$$

где Φ – интеграл вероятности. При оптимальном сложении, использующем весовые коэффициенты для сигналов, интегральное распределение уровня сигналов описывается формулой:

$$W_{onm}(Y) = 1 - (1 + Y) \exp(-Y).$$
 (4.1.2)

В предлагаемом алгоритме огибающие уровня каждого из двух кодовых символов, относящихся к одному информационному символу, также замирают по релеевскому независимо закону, но уже одна OT другой. Повышения помехоустойчивости можно добиться при использовании обработки, описанной в [46, 67, 71]. Принцип заключается в том, что поскольку уровни соседних кодовых символов различаются, то при сверточном декодировании с помощью алгоритма Витерби нужно вводить свои различные поправки в соответствующие метрики переходов в решетчатой диаграмме по каждому символу из пары. Действительно, при сравнении различных вариантов путей по решетке, соответствующих разным принятой последовательности возможным вариантам И равных сумме соответствующих метрик, различные метрики имеют разное «качество», в паре символов зависящее от соотношения «сигнал/шум» в двух разнесенных каналах в момент поступления данного кодового символа. И в этом случае, как и в разделе 2, метрики, соответствующие символам, принятым при высоком отношении «сигнал/шум», должны входить в общую сумму метрик с большим весом, и структурная наоборот. Укрупненная схема предлагаемого алгоритма представлена на рисунке 4.1.1.



Рисунок 4.1.1. Схема, реализующая частотное разнесение сигналов

Ha передающей **(K)** стороне на кодер поступает передаваемая информационная последовательность S_{BX}. На выходах кодера формируются второй кодовые символы, относящиеся первый x_1 И x_2 к текущему информационному символу. Сформированные кодовые символы направляются, соответственно, на первый и на второй модуляторы (M1 и M2), а с них сигналы подаются на первый и второй передатчики (ПрД.1 и ПрД.2). Передатчик 1 излучает через соответствующий облучатель антенны А1 сигнал одной частоты, а передатчик 2 (через облучатель антенны А2) – сигнал другой частоты. Первый кодовый символ излучается антенной А1, второй кодовый символ – антенной А2.

На приемной стороне в каждой антенне один из облучателей принимает только сигналы, излученные антенной A1, а другой облучатель – только сигналы, излученные антенной А2. Далее сигналы первого символа с обеих антенн складываются одним из методов сложения в первой схеме комбинирования (СК1), а сигналы второго символа складываются во второй схеме комбинирования (СК2). После этого сигналы демодулируются в демодуляторах (ДМ1 и ДМ2) и декодер (ДК), вырабатывающий на ИХ основе подаются на выходной информационный сигнал S_{вых}.

Кроме этого с помощью амплитудных детекторов (АД1 AД2) И определяются текущие уровни сигналов, соответствующих принятым первому и второму символам. Затем на основе этого в ДК производятся соответствующие поправки при вычислении метрик переходов. Обработка информационных информация обратной сигналов (обычно ЭТО связи), передаваемых В противоположном направлении, производится аналогично.

Подобная внутренняя адаптация сверточного декодера дает дополнительное улучшение его исправляющих свойств и снижает вероятность появления ошибок. Эффективность предлагаемого алгоритма исследовалась с помощью компьютерного моделирования. Его результаты представлены на рисунке 4.1.2.

По горизонтальной оси отложено отношение энергии сигнала, приходящейся на один входной бит, к спектральной мощности шума, по вертикальной – значения вероятности ошибочного декодирования символов.

Использовалась релеевская модель замираний сигналов. Принималось, что блоки длиной 10³ символов (рисунок 4.1.2 а) и 10⁴ символов (рисунок 4.1.2 б) замирают по одинаковому закону. Использовался стандартный сверточный код (7,5). Кривой 1 соответствует работа декодера без адаптации, кривой 2 – с адаптацией по предлагаемому алгоритму.



Рисунок 4.1.2. Зависимость вероятности ошибочного декодирования символа от соотношения *E_b*/*N*₀ при использовании алгоритма адаптации для частотного разнесения

При величине вероятности ошибки 10⁻³ выигрыш в помехоустойчивости предлагаемого алгоритма составляет 6 дБ при длине блока с одинаковой амплитудой замираний сигналов 10³ символов, и 2,5 дБ при длине блока с одинаковой амплитудой замираний сигналов 10⁴ символов.

Предлагаемый алгоритм также может быть использован при другой кратности разнесения и других кодовых скоростях. В этом случае, если N=1/R, то по каждому каналу разнесения передается один из кодовых символов, соответствующих одному информационному символу. Если N<1/R, то по каждому из частотно-разнесенных каналов передается несколько кодовых символов. Если

же *N*>(1/*R*), то несколько частотно-разнесенных каналов используется для передачи каждого кодового символа.

Следует отдельно отметить еще одну особенность, возникающую при использовании предлагаемого алгоритма. Поскольку длительность символов, передаваемых по каждому из каналов, увеличивается в два раза, то, соответственно, в два раза уменьшается и полоса частот, занимаемая каждым из каналов. Как следствие имеет место существенная экономия ширины общей спектральной полосы. «Сэкономленный» таким образом частотный диапазон может быть использован для других целей.

Следующий параграф посвящен рассмотрению адаптации сверточного кода применительно к пространственному разнесению.

4.2. Адаптация сверточного кода при пространственном разнесении

При использовании пространственного разнесения также возможно применить предлагаемый алгоритм - однако при этом возникают определенные трудности разделения принятых сигналов, поскольку они будут передаваться на одинаковой частоте. Данный алгоритм при определенной модификации применим в частности для кодовой скорости $R \ge 1/2$ и наиболее эффективен для кратности разнесения N=2.

Поскольку при пространственном разнесении оба разнесенных сигнала излучаются на одной и той же частоте, то встает задача разделения в каждой из приемных антенн сигналов, пришедших от каждой из передающих антенн. Для этих целей может быть использовано поляризационное разделение. Укрупненная структурная схема, реализующая подобную обработку сигналов, представлена на рисунке 4.2.1. Она отличается от схемы, изображенной на рисунке 4.1.1 тем, что в ней используется один генератор.



Рисунок 4.2.1. Схема, реализующая поляризационное разделение сигналов

Суть способа заключается в том, что каждый из двух кодовых символов излучается отдельной антенной, при этом один символ имеет горизонтальную поляризацию, а другой вертикальную. На передающей стороне на кодер (К) поступает передаваемая информационная последовательность S_{BX} . На двух его выходах формируются первый x_1 и второй x_2 кодовые символы, относящиеся к текущему информационному символу. Сформированные кодовые символы направляются, соответственно, на первый и на второй модуляторы (М1 и М2), а с них сигналы подаются на первый и второй передатчики (ПрД.1 и ПрД.2). Передатчик 1 излучает через соответствующий облучатель антенны A1 вертикально поляризованную волну, а передатчик 2 через облучатель антенны A2 – горизонтально поляризованную волну. Первый кодовый символ излучается антенной A1, второй кодовый символ – антенной A2.

На приемной стороне в каждой антенне один из облучателей принимает только сигналы, излученные антенной A1, а другой облучатель – только сигналы, излученные антенной A2. Далее сигналы первого символа с обеих антенн складываются одним из методов сложения в первой схеме комбинирования (СК1), а сигналы второго символа складываются во второй схеме комбинирования (СК2). Далее сигналы демодулируются в демодуляторах (ДМ1 и ДМ2) и подаются на декодер (ДК), вырабатывающий на их основе выходной информационный сигнал $S_{\text{BыX}}$.

Кроме этого с помощью амплитудных детекторов (АД1 и АД2) определяются текущие уровни сигналов, соответствующих принятым первому и

второму символам. Затем на основе этого в ДК производятся соответствующие поправки при вычислении метрик переходов. Обработка информационных сигналов, передаваемых в противоположном направлении, производится аналогично.

Разная поляризация используется не для разнесения, а только лишь для разделения. Разнесение имеет пространственный характер и при достаточном расстоянии между антеннами статистика замираний близка к статистике замираний при частотном разнесении. Однако после комбинирования распределение уровней каждого из кодовых символов уже не остается релеевским, а определяется формулами (4.1.1) и (4.1.2). Таким образом может быть реализовано два алгоритма разнесения сигналов при использовании сверточного кодирования.

В последнем параграфе рассмотрим алгоритм адаптации сверточного кода для систем передачи информации с обратной связью.

4.3. Адаптация сверточного кода в системах с обратной связью

Если в системе передачи информации используется двухсторонняя передача, то можно, анализируя уровни сигналов после амплитудных детекторов, транслировать эту информацию по служебному каналу обратной связи на передающую сторону. На ее основе общую мощность передатчиков можно перераспределять между антеннами таким образом, чтобы получить дополнительный выигрыш в помехоустойчивости при передаче информации.

Для осуществления оптимального перераспределения мощности передающей стороны необходимо определить, как влияет неравенство уровней первого и второго кодовых символов на результирующую вероятность ошибки после декодирования.

Будем исходить из того, что суммарная излучаемая мощность $P_0=P_1+P_2$ в общем случае неравномерно распределяется между мощностями $P_1=k_nS_1^2$ и $P_2=k_nS_2^2$, излучаемыми первой и второй антеннами, где S_1 и S_2 – уровни сигналов, поступающих на антенны, k_n – соответствующий коэффициент пропорциональности. Пусть K_1 и K_2 – коэффициенты передачи сигналов от первой и второй антенн до выходов блоков комбинирования СК1 и СК2 соответственно, $y_1=K_1S_1$ и $y_2=K_2S_2$ – амплитуды первого и второго кодовых символов на их выходах. Тогда зависимость между y_1 и y_2 выразится формулой:

$$y_2 = \sqrt{P_0 / k_n K_2^2 - K_1^2 y_1^2 / K_2^2} . \qquad (4.3.1)$$

Введем обозначения:

$$y_0^2 = (P_0/k_n K_2^2)$$
 и $k = (K_1^2/K_2^2).$ (4.3.2)

Зависимость между величинами y_1 и y_2 при разных k приведена на рисунке 4.3.1. Графику 1 соответствует случай, когда k<1, графику 2 - k=1 и графику 3 - k>1.



Рисунок 4.3.1. Теоретическая зависимость между у1 и у2

При равных коэффициентах передачи по обоим каналам (k=1) оптимальный режим (в смысле минимизации вероятности ошибочного декодирования символа) будет, когда общая мощность передающей стороны поровну распределяется между антеннами. Однако, при различающихся значениях коэффициентов передачи, минимальная вероятность ошибки достигается уже при неравном распределении общей мощности. Если $K_1 > K_2$, то выгоднее отдавать большую мощность первому каналу, чем второму.

Зависимость величины ошибки декодирования от соотношения уровней сигналов в приемнике известна заранее. Поэтому процессор в приемнике на основе соотношения величин K_1 и K_2 определяет оптимальные доли для

перераспределяемой между антеннами мощности в передатчике. Эта информация транслируется по служебному каналу на передающую сторону.

Однако регулировка мощности высокочастотного сигнала, вырабатываемого мощными выходными каскадами передатчика, сопряжена с определенными трудностями. Если использовать один передатчик, то плавно перераспределять его мощность между антеннами затруднительно, так как сигналы, излучаемые ими, различны. Если применять два передатчика, то отводить часть мощного высокочастотного сигнала одного из передатчиков в другую антенну технически также затруднительно.

Это возможно осуществить, если использовать принцип фазовой регулировки разнесенных сигналов с помощью квадратурного моста, который поясняется рисунком 4.3.2.



Рисунок 4.3.2. Схема использования квадратурного моста

Как известно, на входы такого моста подаются сигналы от двух однотипных усилителей мощности. Обычно оба сигнала одинаковы по уровню, но сдвинуты по фазе на 90°. В результате на одном из выходов моста сигналы складываются по мощности, а на другом выходе они вычитаются. Таким образом, при равенстве их уровней, вся общая мощность выделяется на одном из выходов.

Однако такой квадратурный мост можно использовать и по-другому. Пусть на входах моста (рисунок 4.3.2) комплексные амплитуды (с учетом фазы сигнала) напряжений равны \dot{U}_a и \dot{U}_b . Тогда комплексные амплитуды на его выходах будут равны:

$$\dot{S}_{1} = \left(\dot{U}_{a} \exp\left(-j\frac{\pi}{2}\right) + \dot{U}_{b} \exp\left(-j\pi\right)\right) / \sqrt{2} , \qquad (4.3.3)$$

$$\dot{S}_{2} = \left(\dot{U}_{a} \exp\left(-j\pi\right) + \dot{U}_{b} \exp\left(-j\frac{\pi}{2}\right)\right) / \sqrt{2} \quad . \tag{4.3.4}$$

С предыдущих каскадов на входы квадратурного моста подаются следующие сигналы: на первый вход – с амплитудой $\dot{U}_1 = \dot{U}_a$, а на второй вход – такой же сигнал с некоторым фазовым сдвигом, равным $\varphi + \pi/2$. Комплексная амплитуда на втором входе равна $\dot{U}_2 = \dot{U}_b \exp\left(j\varphi + j\frac{\pi}{2}\right)$. Пусть также обе амплитуды подчиняются соотношению: $\dot{U}_1 = \dot{U}_2 = \dot{U}$. Тогда амплитуды сигналов на выходах моста будут равны:

$$\dot{S}_1 = \exp\left(j\frac{\pi}{2}\right) \left(\dot{U}_1 + \dot{U}_2 \exp(j\varphi)\right) / \sqrt{2} = j\dot{U} + \left(\exp(j\varphi)\right) / \sqrt{2}, \qquad (4.3.5)$$

$$\dot{S}_2 = (\dot{U}_1 \exp(-j\pi) + \dot{U}_2 \exp(j\varphi))/\sqrt{2} = \dot{U}(-1 + \exp(j\varphi))/\sqrt{2}.$$
 (4.3.6)

В «классическом» случае $\varphi=0$, сигнал на втором выходе равен нулю, а амплитуда сигнала на первом выходе равна $\sqrt{2}\dot{U}$, что соответствует удвоенной мощности. Если $\varphi\neq 0$, то средняя мощность сигналов на первом и втором выходах будет равна:

$$P_{1} = \overline{(\dot{S}_{1}\dot{S}_{1}^{*})}/2 = P(1 + \exp(j\varphi))(1 + \exp(-j\varphi))/2 =$$

$$= P[1 + (\exp(j\varphi) + \exp(-j\varphi))/2] = P(1 + \cos\varphi), \qquad (4.3.7)$$

$$P_{2} = \overline{(\dot{S}_{2}\dot{S}_{2}^{*})}/2 = P(-1 + \exp(j\varphi))(-1 + \exp(-j\varphi))/2 =$$

$$= P[1 - (\exp(j\varphi) + \exp(-j\varphi))/2] = P(1 - \cos\varphi). \qquad (4.3.8)$$

где P – мощность сигнала амплитуды \dot{U} ; «звездочка» означает комплексное сопряжение; черта над выражением – усреднение по времени. Таким образом, изменяя величину φ , можно плавно перераспределять общую мощность передатчика, равную 2*P*, между выходами моста. На рисунке 4.3.3. показана зависимость уровней мощности передатчиков P_1 и P_2 от величины фазового сдвига φ между сигналами, поступающими на вход квадратурного моста.


Рисунок 4.3.3. Распределение общей мощности передатчика

На практике в схемах передатчиков с мостовым сложением мощностей на входах моста ставятся мощные усилители. Регулировку фазы второго сигнала можно производить до входа второго усилителя мощности. В этом месте схемы уровень сигнала невелик и техническая реализация подстройки фазы затруднений не вызывает.

Определим фазовый сдвиг между выходными сигналами моста:

$$\frac{\dot{S}_2}{\dot{S}_1} = -j\frac{\exp(j\varphi) - 1}{\exp(j\varphi) + 1} = -j\frac{\exp\left(j\frac{\varphi}{2}\right) - \exp\left(-j\frac{\varphi}{2}\right)}{\exp\left(j\frac{\varphi}{2}\right) + \exp\left(-j\frac{\varphi}{2}\right)} = tg\frac{\varphi}{2}.$$
(4.3.9)

Таким образом, сигналы на выходах моста либо синфазны (при $0 < \varphi < \pi$), либо противофазны (при $-\pi < \varphi < 0$). Это свойство используется при организации адаптивного управления на передающей стороне. Укрупненная структурная схема передатчика приведена на рисунке 4.3.4.

Первая и вторая антенны (A1 и A2) подсоединены к выходам квадратурного моста (Кв.М). На его входах стоят одинаковые по своим свойствам усилители мощности (УМ1 и УМ2).



Рисунок 4.3.4. Укрупненная структурная схема передатчика

С задающего генератора несущей частоты (Г) сигнал поступает на модулятор (М) и дальше на усилители мощности: на УМ1 – непосредственно, а на УМ2 – через перестраиваемый фазовращатель и далее через фазосдвигающую цепочку, в которой в сигнал вносится постоянный фазовый сдвиг, равный +90°. В фазовращателе величина фазового сдвига регулируется управляющим сигналом.

Значение управляющего сигнала U_y поступает с противоположной станции по обратной связи через служебный канал. Перед фазовращателем стоит коммутатор (Комм.), который подает для управления либо напрямую напряжение U_y , либо прошедшее через инвертор (Инв.). Изменение величины U_y позволяет регулировать фазовый сдвиг от 0 до π при его положительном значении и от 0 до $-\pi$ при его отрицательном значении. На управляющий вход модулятора поступают логические сигналы, в соответствии с которыми в сигнал задающего генератора вносится фазовый сдвиг, равный 0° (если поступает логическая единица), или 180° (если поступает логический ноль).

В сверточном кодере (К) на основе каждого из входных информационных сигналов S_{BX} вырабатываются первый (x_1) и второй (x_2) кодовые символы. Первый кодовый символ управляет работой модулятора. Кроме того, в логическом блоке (ЛБ) на основе первого и второго кодовых символов производится логическая операция $z = x_1 x_2 \vee \overline{x_1 x_2}$. При совпадении логических значений вырабатывается логическая единица, при несовпадении – логический ноль. Выходным сигналом

ЛБ управляется коммутатор. Если управляющий сигнал z равен единице, то на выход коммутатора подается величина « U_y ,» если управляющий сигнал равен нулю, то подается « $-U_y$.» После кодера при формировании кодовой последовательности логическое значение второго кодового символа может либо совпадать с логическим значением первого кодового символа, либо быть инверсным к нему.

В соответствие с этим, начальная фаза сигнала, излучаемого первой антенной, определяется первым кодовым символом. Начальная фаза сигнала, излучаемого второй антенной, совпадает с фазой сигнала, излучаемого первой антенной, если логические значения первого и второго кодовых символов совпадают. Если же они не совпадают, то фазы сигналов, излучаемых антеннами, будут различаться на 180°. Кроме того производится перераспределение мощности между излучаемыми сигналами в соответствие с текущей величиной коэффициентов передачи по разнесенным каналам.

Обобщим основные результаты исследований для описанных выше способов выводами по данной главе.

4.4. Краткие выводы

1. Для адаптации сверточного кода при частотном разнесении компьютерное моделирование показало высокую эффективность применения данного алгоритма. При этом выигрыш в помехоустойчивости составляет от 2,5 дБ до 6 дБ в условиях замираний сигналов в зависимости от типа используемого сверточного кода.

2. Адаптация сверточного кода при пространственном разнесении реализуется схожим алгоритмом, но для разделения сигналов, пришедших от каждой передающей антенны, используется поляризационное разнесение.

3. Для адаптации сверточного кода в системах с обратной связью выигрыш в помехоустойчивости достигается за счет перераспределения мощности между антеннами на передающей стороне. Путем автоматической подстройки фазы

111

одного из двух сигналов, поступающих на вход квадратурного моста, может осуществляться перераспределение общей мощности, необходимое для реализации оптимального алгоритма управления передачей разнесенных сигналов.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Применение перемежения символов для борьбы с замираниями сигналов в системах передачи информации, использующих алгоритм сверточного декодирования Витерби, приводит к существенному ухудшению качественных характеристик системы передачи информации.

2. При применении модифицированного метода сверточного декодирования Витерби в условиях перемежения символов характеристики помехоустойчивости приближаются к характеристикам для кода, работающего в канале без замираний сигналов. Выигрыш от применения метода составляет 0,5 – 4 дБ при работе в условиях замираний сигналов в зависимости от типа используемого сверточного кода.

3. В условиях воздействия сосредоточенных по спектру помех большого уровня происходит резкое ухудшение корректирующей способности сверточных кодов.

4. Предложен и исследован алгоритм предварительного снижения уровня узкополосной помехи. Результаты моделирования показали, что применение данного алгоритма позволяет достичь уровня помехи, при котором алгоритм сверточного декодирования Витерби вновь становится работоспособным.

5. Для работы в условиях большого уровня узкополосной помехи предложен и проанализирован комплексный алгоритм сверточного декодирования Витерби. При достаточной простоте реализации алгоритм обеспечивает подавление помехи до значения ниже порогового.

6. Доказана эффективность применения модифицированных алгоритмов сверточного декодирования при замираниях сигналов для частотного и пространственного разнесения. Организация адаптации не требует введения дополнительных сложных устройств в схемы передатчиков, а лишь организации использования каналов разнесения. Выигрыш в помехоустойчивости составляет от 2,5 дБ до 6 дБ при замираниях сигналов в зависимости от типа используемого кода.

7. Предложен и исследован алгоритм фазового управления передачей разнесенных сигналов, который решает задачу регулировки мощности высокочастотных сигналов на выходах передатчиков.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Адаптивная компенсация помех в каналах связи / Под ред. Ю.И. Лосева. - М.: Радио и связь, 1988. - 208 с.

Атражев, М.П. Борьба с радиоэлектронными средствами / М.П.
 Атражев, В.А. Ильин, Н.П. Марьин. – М.: Воениздат, 1972. – 272 с.

3. Берлекэмп, Э.Р. Техника кодирования с исправлением ошибок. / Э.Р. Берлекэмп // ТИИЭР. - 1980, т. 68. - № 5. - С. 24 -58.

4. Блейхут, Р. Теория и практика кодов, исправляющих ошибки: пер. с англ. / Р.Блейхут. – М.: Мир, 1986. – 576 с.

5. Блэттнер, Д. Методы радиопротиводействия / Д. Блэттнер // Зарубежная радиоэлектроника. – 1960. – №4. – С. 14–20.

6. Бородич, С.В. Искажения и помехи в многоканальных системах радиосвязи с частотной модуляцией / С.В. Бородич. – М.: Связь, 1976. – 256 с.

7. Вакин, С.А. Основы радиопротиводействия и радиотехнической разведки / С.А. Вакин, Л.Н. Шустов. – М.: Сов. радио, 1968. – 448 с.

Варакин, Л.Е. Сотовые системы подвижной связи / Л.Е. Варакин, В.Н.
 Трубин // Радиотехника и электроника. - 1986. – №2. – С. 3–32.

9. Варакин, Л.Е. Теория систем сигналов / Л.Е. Варакин. – М.: Сов. Радио, 1978. – 304 с.

Витерби А.Д. Принципы цифровой связи и кодирования; пер. с англ. /
 А.Д. Витерби, Дж.К. Омура. – М. : Радио и связь, 1982. – 536 с.

 Возенкрафт, Дж. Теоретические основы техники связи; пер. с англ. / Дж. Возенкрафт, И.Джекобс. – М. : Мир, 1969. – 462 с.

12. Волков, Л.Н. Системы цифровой радиосвязи. / Л.Н.Волков, М.С.Немировский, Ю.С.Шинаков. – М.: Экотрендз, 2005. – 392 с.

13. Галкин, А.П. Моделирование каналов систем связи / А.П. Галкин, А.Н. Лапин, А.Г. Самойлов. – М.: Связь, 1979. – 94 с.

14. Гоноровский, И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. /
 И.С.Гоноровский. – М.: Советское радио, 1977. – 608 с.

Гохберг, А.П. Режекция комплекса сосредоточения помех / А.П.
 Гохберг // Радиотехника. – 1989. – №6. – С. 3–9.

Громаков, Ю.А. Стандарты и системы подвижной радиосвязи. / Ю.А.
 Громаков. – М.: Эко-Трендз, 1998. – 239 с.

17. Гусятинский, И.А. Дальняя тропосферная связь. / И.А. Гусятинский [и др.] – М.: Связь, 1968. – 231 с.

18. Дальнее тропосферное распространение УКВ / Под ред. Б.А. Введенского. – М.: Сов. радио, 1965.– 415 с.

19. Двухсторонняя адаптивная линия передачи разнесенных сигналов: патент на полезную модель 127563 Рос. Федерация: МПК Н04В 7/04 / Полушин П.А., Матюха В.А., Леммле Д.В., Синицин Д.В.; заявитель и патентообладатель ФГБОУ ВПО Владимирский государственный университет. - № 2012118156/07; заявл. 03.05.2012; опубл. 27.04.2014; Бюл. №12.

20. Джейкс, У.К. Связь с подвижными объектами в диапазоне СВЧ: пер. с англ. / У.К. Джейкс. – М.: Связь, 1979. – 520 с.

Зигангиров, К.Ш. Принципы последовательного кодирования. / К.Ш.
 Зигангиров. – М.: Связь, 1974. – 207 с.

22. Исакевич, В.В. О параметрах быстрых замираний дальнего тропосферного распространения радиоволн / В.В. Исакевич, В.И. Кленов, Е.Я. Марченко, П.А. Полушин // В кн.: «Повышение эффективности и надёжности РЭС»: Межвуз. сб. науч. трудов. – Л., ЛЭТИ. - 1976, вып. 6. – С. 37–44.

23. Кантор, Л.Я. Методы повышения помехозащищенности приема ЧМ сигналов. / Л.Я.Кантор. – М.: Связь, 1967. –256 с.

24. Кларк, Дж., мл. Кодирование с исправлением ошибок в системах цифровой связи: пер. с англ.; под. редакцией Б.С. Цыбакова / Дж. Кларк, мл., Дж. Кейн. – М.: Радио и связь, 1987. – 392 с.

Кловский, Д.Д. Передача дискретных сообщений по радиоканалам. /
 Д.Д. Кловский. – М.: Радио и связь, 1982. – 304 с.

26. Кловский, Д.Д. Помехоустойчивость бинарных систем при флуктуационной и сосредоточенной помехах / Д.Д. Кловский // Электросвязь. - 1965, №2.

27. Князев, А.Д. Элементы теории и практики обеспечения электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств / А.Д. Князев. – М.: Радио и связь, 1984. – 336 с.

28. Ковит, Д. Методы и техника радиопротиводействия и борьбы с ним /
 Д. Ковит [и др.] // Зарубежная радиоэлектроника – 1966. – №1. – С. 3–31.

29. Коржик, В.И. Помехоустойчивое кодирование дискретных сообщений в каналах со случайной структурой / В.И. Коржик, Л.М. Финк – М.: Связь, 1979.– 272 с.

Котельников, В.А. Теория потенциальной помехоустойчивости. / В.А.
 Котельников. – М. – Ленинград, 1956. – 152 с.

31. Левин, Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники / Б.Р. Левин. – М.: Сов. радио, 1974, Т. 1 – 552 с; 1975, Т. 2 – 392 с.; 1976, Т. 3 – 288 с.

Левин, Л.С. Цифровые системы передачи информации / Л.С. Левин,
 М.А. Плоткин. – М.: Радио и связь, 1982. – 216 с.

33. Ли, У.К. Техника подвижных систем связи. / У.К. Ли. – М.: Радио и связь, 1985. – 390 с.

34. Миддлтон, Д. Введение в статистическую теорию связи: пер. с англ. /
Д. Миддлтон. – М.: Сов. радио, 1961, Т. 1, – 782 с., 1962, Т. 2 – 831 с.

35. Морелос – Сарагоса, Р. Искусство помехоустойчивого кодирования. Методы, алгоритмы, применения: пер. с англ. / Р. Морелос – Сарагоса. – М.: Техносфера, 2005. – 320 с.

36. Немировский А.С., Системы связи и радиорелейные линии / А.С. Немировский, Е.В. Рыжков. – М.: Связь, 1980. – 432 с.

 Немировский, А.С. Борьба с замираниями при передаче аналоговых сигналов. – М.: Радио и связь, 1984. – 208 с.

38. Никитин, О.Р. Использование пространственной матрицы при разнесенном приеме сигналов / О.Р.Никитин, П.А.Полушин, М.В.Гиршевич,

В.А.Пятов // Известия института инженерной физики. – 2009. - № 2(12). – С. 63–
66.

39. Никитин, О.Р. Метод комбинированной обработки разнесенных сигналов / О.Р.Никитин, П.А.Полушин, М.В.Гиршевич, В.А.Пятов // Вестник Рязанского радиотехнического университета. – 2009. – № 1 (вып. 27). – С. 32-37.

40. Никитин, О.Р. Метрика при сверточной обработке сигналов / О.Р. Никитин, П.А. Полушин, Д.В. Синицин, Е.В. Ульянова // Фундаментальные исследования. – 2012. - № 11, ч.2. – С. 450 - 453.

41. Никитин, О.Р. Управление приемом и передачей сигналов в двусторонних системах с многократным пространственным разнесением / О.Р. Никитин, П.А. Полушин, Д.В. Синицин, В.А. Матюха // Вестник Нижегородского университета им. Н.И.Лобачевского. – 2012. - № 5, ч.1. – С. 65 - 70.

42. Палий, А.И. Радиоэлектронная борьба / А.И. Палий. – М.: Воениздат, 1981. – 320 с.

43. Папалекси, Н.Д. Радиопомехи и борьба с ними / Н.Д. Папалекси. – М.:
ОГИЗ, Государственное издательство технико-экономической литературы, 1942. – 187
с.

44. Пенин, П.И. Системы передачи цифровой информации / П.И. Пенин. –
 М.: Сов. радио, 1976 – 368 с.

45. Питерсон, У. Коды, исправляющие ошибки: пер. с англ.; под ред. Р.Д. Добрушина и С.И. Самойленко / У. Питерсон, Э. Уэлдон. – М.: Мир, 1976. – 593 с.

46. Полушин, П.А. Адаптация алгоритма сверточного кодирования при замираниях сигналов / П.А. Полушин, Д.В. Синицин, Д.А. Мартышевская // Перспективные технологии в средствах передачи информации: материалы Х МНТК. – Владимир, 2013. – С. 134–136.

47. Полушин, П.А. Влияние узкополосной помехи на характеристики цифровых сигналов с кодированием / П.А. Полушин, Д.В. Синицин, Д.А. Мартышевская // Физика и радиоэлектроника в медицине и экологии (ФРЭМЭ 2014): материалы XI МНК. - Владимир, 2014. – книга 2. - С. 121 – 123.

48. Полушин, П.А. Воздействие сосредоточенных помех на системы передачи сигналов со сверточным кодированием / П.А. Полушин, Д.В. Сиицин, И.Джулани, Ж.Л. Гомес // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2014. - № 3(15). – С. 69 – 73.

49. Полушин, П.А. Избыточность сигналов в радиосвязи / П.А. Полушин,
 А.Г. Самойлов. – М.: Радиотехника, 2007. – 256 с.

50. Полушин, П.А. Импульсные виды модуляции. / П.А. Полушин, А.Г. Самойлов, С.А. Самойлов. – Владимир: Изд-во ВлГУ, 2005. – 92 с.

51. Полушин, П.А. Квазиоптимальное управление передачей сигналов при разнесенном приеме / П.А. Полушин, В.А. Пятов, Е.В. Ульянова // Перспективные технологии в средствах передачи информации: материалы 8-й МНТК, Владимир. - 21-23 мая 2009. - т.1. – С. 214–219.

52. Полушин, П.А. Матричный алгоритм оценки параметров канала при межсимвольной интерференции / П.А. Полушин, Е.В. Ульянова, Д.В. Синицин // Проектирование и технология электронных средств. – 2010. – № 4. – С. 35–38.

53. Полушин, П.А. Обобщенный метод комбинирования разнесенных сигналов / П.А.Полушин, А.Г.Самойлов, С.А.Самойлов // Проектирование и технология электронных средств. – 2006. – № 1. – С. 2–8.

54. Полушин, П.А. Определение суммарной длительности перерывов связи при тропосферном распространении / П.А. Полушин, А.Г. Самойлов, С.П. Тараканков // Электросвязь. – 1978. - № 9.– С. 18–21.

55. Полушин, П.А. Сравнительные характеристики оптимального и квазиоптимального управления передачей разнесенных сигналов / П.А. Полушин, В.А. Пятов, Д.В. Синицин // Перспективные технологии в средствах передачи информации: материалы 9-й МНТК. – Владимир, 2011. – С. 199–202.

56. Помехоустойчивость и эффективность систем передачи информации. / А.Г. Зюко и др.; под ред. А.Г. Зюко. – М.: Радио и связь, 1985. – 272 с.

57. Программа визуализации алгоритма обработки сигналов при межсимвольной интерференции: свид. 2012613183 Рос. Федерация / Полушин П.А., Матюха В.А., Ульянова Е.В., Синицин Д.В.; заявитель и правообладатель

ФГБОУ ВПО Владимирский государственный университет. - № 2012610983; заявл. 14.02.2012.

58. Программа исследования методов управления передачей разнесенных сигналов: свид. 2012614440 Рос. Федерация / Полушин П.А., Синицин Д.В.; заявитель и правообладатель ФГБОУ ВПО Владимирский государственный университет. - № 2012612187; заявл. 27.03.2012.

59. Программа исследования модифицированного алгоритма сверточного декодирования Витерби в условиях замираний сигналов: свид. 2013661608 Рос. Федерация / Полушин П.А., Синицин Д.В.; заявитель и правообладатель ФГБОУ ВПО Владимирский государственный университет. - № 2013619559; заявл. 22.10.2013.

60. Программа определения помехоустойчивости модифицированного сверточного алгоритма обработки сигналов, прошедших канал с межсимвольной интерференцией: свид. 2012615427 Рос. Федерация / Полушин П.А., Матюха В.А., Ульянова Е.В., Синицин Д.В.; заявитель и правообладатель ФГБОУ ВПО Владимирский государственный университет. - № 2012610984; заявл. 14.02.2012.

61. Программа расчета достоверности передачи цифровых сигналов по каналам с рассеянием по времени при использовании модифицированного сверточного алгоритма: свид. 2012614439 Рос. Федерация / Полушин П.А., Матюха В.А., Ульянова Е.В., Синицин Д.В.; заявитель и правообладатель ФГБОУ ВПО Владимирский государственный университет. - № 2012612188; заявл. 27.03.2012.

62. Программный комплекс для исследования параметров межсимвольной интерференции при передаче цифровых сигналов: свид. 2013611946 Рос. Федерация / Полушин П.А., Смирнов Е.А., Ульянова Е.В., Синицин Д.В.; заявитель и правообладатель ФГБОУ ВПО Владимирский государственный университет. - № 2012619648; заявл. 08.11.2012.

 63. Прокис, Дж. Цифровая связь: пер. с англ.; под ред. Д.Д. Кловского / Дж. Прокис. – М.: Радио и связь, 2000. – 800 с. 64. Ратынский, М.В. Основы сотовой связи. / М.В. Ратынский – М.: Радио и связь, 1998. – 392 с.

65. Сикарев, А.А. Оптимальный некогерентный приём в каналах с флуктуационными и сосредоточенными помехами / А.А. Сикарев // Проблемы передачи информации. – 1970. – № 3 (т. 6). – С. 109–118.

66. Синицин, Д.В. Влияние сосредоточенных помех на системы передачи информации со сверточным кодированием / Д.В. Синицин // Материалы XX Всероссийской научной конференции студентов – физиков и молодых ученых. - Ижевск, 2014. - С. 462 – 463.

67. Синицин, Д.В. Модификация алгоритма сверточного декодирования Витерби в условиях замираний сигналов / Д.В. Синицин // Наука. Технологии. Инновации: материалы ВНК молодых ученых. – Новосибирск, 2013. – С. 232 – 234.

68. Синицин, Д.В. Сравнительные характеристики оптимального и квазиоптимального управления передачей разнесенных сигналов / Д.В. Синицин // Материалы XV ВНК студентов - радиофизиков. – СПб., 2011. – С. 112 - 113.

Системы мобильной связи: Учебное пособие для вузов. / В.П.Ипатов,
 В.К.Орлов, И.М.Самойлов, В.Н.Смирнов; под ред. В.П. Ипатова. – М.: Горячая линия-Телеком, 2003. – 272 с.

70. Скляр, Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение; пер. с англ. / Б. Скляр. – М.: Изд. дом "Вильямс", 2003. – 1104 с.

71. Способ декодирования сверточных кодов: патент на изобретение 2516624 Рос. Федерация: МПК Н03М 13/23 / Полушин П.А., Синицин Д.В., Смирнов Е.А.; заявитель и патентообладатель ФГБОУ ВПО Владимирский государственный университет. - № 2012153302/08; заявл. 10.12.2012; опубл. 20.05.2014, Бюл. №14.

72. Справочник по теории вероятности и математической статистике / В.С. Королюк, Н.И. Портенко, А.В. Скороход, А.Ф. Турбин. М.: Наука. Главная редакция физико-математической литературы, 1985. - 640 с.

73. Телекоммуникационные системы и сети / Под ред. В.П. Шувалова.–
М.: Горячая линия – Телеком, 2003, т. 1 – 647 с.; 2004, т. 2 – 672 с.

74. Телекоммуникационные системы и сети. В 3-х т. Т.2. Радиосвязь, радиовещание и телевидение / Под ред. В.П. Шувалова. - М.: Горячая линия-Телеком, 2004. – 672 с.

75. Теория кодирования: Пер. с япон. / Т. Касами, И. Токура, Е. Ивадари; под. ред. С.И. Гельфанда и Б.С. Цыбакова. – М.: Мир, 1978. – 576 с.

76. Теплов, Н.Л. Помехоустойчивость систем передачи дискретной информации / Н.Л. Теплов. – М.: Связь, 1964. – 360 с.

77. Тепляков, И.М. Радиолинии космических систем передачи информации / И.М. Тепляков, И.Д. Калашников, Б.В. Рощин. – М.: Сов. Радио, 1975. – 402 с.

78. Тихонов, В.И. Статическая радиотехника. / В.И.Тихонов. – М.: Сов. радио. 1966. – 678 с.

79. Устройство подавления узкополосных помех: патент на полезную модель 147102 Рос. Федерация: МПК Н04В 1/10 / Полушин П.А., Синицин Д.В., Джулани И. - № 2014123973/07; заявл. 10.06.2014; опубл. 27.10.2014; Бюл. № 30.

 Фано, Р. Статистическая теория связи: пер. с англ. / Р.Фано. – М.: Мир, 1965. – 375 с.

81. Феер, К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра; пер. с англ.; под редакцией В.И.Журавлева / К. Феер. - М.: Радио и связь, 2000. – 520 с.

82. Финк, Л.М. Теория передачи дискретных сообщений / Л.М.Финк. –
 М.: Советское радио, 1970. – 728 с.

83. Форни, Д. Каскадные коды; пер. с англ.; под ред. С.И. Самойленко. / Д.Форни. – М.: Мир, 1970. – 207 с.

84. Харкевич, А.А. Борьба с помехами / А.А. Харкевич. – М.: Физматгиз, 1963. – 275 с.

85. Хацкелевич, Я.Д. Расширение «пределов» сверточных кодов, декодируемых по алгоритму Витерби. / Я.Д. Хацкелевич // Труды НИИР. – 1982. - № 1. - С. 95-97.

86. Шеннон, К. Работы по теории информации и кибернетике: пер. с англ.
/ К.Шеннон. – М.: Изд-во иностранной литературы, 1963. – 829 с.

87. Шлезингер, Р. Радиоэлектронная война: пер.с.англ. / Р. Шлезингер. – М.: Воениздат, 1963. – 315 с.

88. Шмалько, А.В. Цифровые сети связи: Основы планирования и построения / А.В. Шмалько. – М.: Эко-Трендз, 2001. – 282 с.

89. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и непреднамеренные помехи: пер. с англ. / Дональд Р.Ж. Уайт – М.: Сов. радио, 1977, Т. 1 – 348 с.; 1978, Т.2 – 272 с.; 1979, Т. 3 – 464 с.

90. Berger, J.O. The likelihood principle. / J.O. Berger, R.L. Wolpert. – Haywood: The institute of mathematical statistics, 1988. – 208 c.

91. Cain, J.B. Punctured convolutional codes of rate (n-1)/n and simplified maximum likelihood decoding. / J.B. Cain, G.C. Clark, J.M. Geist // IEEE Trans. Inf. Theory. 1979. - IT – 25 - P. 97-100.

92. Fano, R.M. A heuristic discussion of probabilistic decoding / R.M.Fano // IRE Trans. Inf. Theory. - 1963, vol. IT9, n.2. - P. 64-74.

93. Forney, G.D. Burst – correcting codes for the classic bursty channel. / G.D.
Forney // IEEE Trans. Commun. Technol. – 1971. - vol. COM – 19, October. - P. 772 - 781.

94. GSM: «Channel coding», Group special mobile standard committee, 1988-1990.

95. Heller, J.A. Feedback decoding for convolutional codes / J.A.Heller // in advances in communication system, J.Viterbi (ed.) - New York : Academic, 1975. - vol.4.A

96. Jelinek, F. Fast sequential decoding algorithm using a stack / F.Jelinek // IBM J. Res. Dev. – 1969. - vol.13, November. - P. 675-685.

97. Lin, S. Error control coding. / S. Lin, D.J. Costello. – Englewood: Prentice – Hall, 1983.

98. Massey, J.L. Threshold decoding. / J.L. Massey. – Cambridge: the MIT Press, 1963.

99. Nakagami, M. The m-Distribution a General Formula of Intensity Distribution of Rapid Fading. – Statistical Methods in Radio Wave Propagation, New York, 1960.–190 p.

100. Omura, J.K. On the Viterbi decoding algorithm (correspondence) / J.K.Omura // IEEE Trans. Inf. Theory. – 1969. - vol. IT15, January. - P. 177-179.

101. Polushin, P.A. Using of Joint Management of Transmission and Receiving of Signals by Parallel Channels / P.A. Polushin, D.V. Sinitsin // Indian Science Cruiser. -2013. - vol. 27, No 4. -P.52 - 54.

102. Ramsey, J.L. Realization of optimum interleavers. / J.M.Ramsey // IEEE Trans. Inform. Theory. – 1970. - vol. IT – 16, n.3, May. -P. 772-781.

103. Rappaport, T.S. Wireless communications. / T.S. Rappaport. – New Jersey: Prentice Hall, 1996.

104. Viterbi, A. Convolutional codes and an their performance in communication systems / A.J.Viterbi // IEEE Trans. Commun. Technol. – 1971. - vol. COM19, n.5, October. - P. 751-772.

105. Viterbi, A.J. Error bounds for convolutional codes and an asymptotically optimum decoding algorithm / A.J.Viterbi // IEEE Trans. Inf. Theory. – 1967. - vol. IT13, April. - P. 260-269.

106. Wozencraft, J.M. Sequential decoding / J.M. Wozencraft, B. Reiffen // The MIT Press, Cambridge, Mass. - 1961.

107. Wozencraft, J.M. Sequential decoding for reliable communication / J.M. Wozencraft // IRE Natl. Conv. Rec. – 1957. - vol.5, pt. 3. - P. 11-25.

108. Xia, H. A simplified analytical motel for preticting path loss in urban and suburban environments / H.Xia // IEEE Trans. – 1997.– VT-46. – P. 17–181.

109. Yacoub, M.D. Foundations of mobile radio engineering. / M.D. Yacoub. – Boca Raton: CRC Press, 1993.

110. Yasuda, Y. High – rate punctured convolutional codes for soft decision
Viterbi decoding. / Y. Yasuda, K. Kashiki, Y. Hirata // IEEE Trans. Comm. – 1984. vol. COM – 32, n.3. - P. 325 – 328.

111. Ziemer, R. Introduction to Digital Communication / R.Ziemer, R.Peterson
2d ed. – New York, Prentice Hall, 2001. – 378 p.

, проректор по н у при пработе ВлГУ В.Г. Прокошев 2014 г.

АКТ ВНЕДРЕНИЯ

результатов диссертационной работы аспиранта кафедры РТ и РС Синицина Д.В. на тему «Повышение помехоустойчивости радиотехнических систем передачи информации с использованием сверточных алгоритмов обработки сигналов».

Настоящий акт составлен о том, что материалы диссертационной работы аспиранта Синицина Д.В. внедрены в учебный процесс на кафедре радиотехники и радиосистем ВлГУ по направлению «Радиотехника» и используются:

- в дисциплине «Основы теории связи»;
- в дисциплине «Помехи и борьба с ними»;
- в дисциплине «Основы построения телекоммуникационных систем».

Заведующий кафедрой радиотехники и радиосистем

О.Р. Никитин

«УТВЕРЖДАЮ» Заместитель генерального директора, главный инженсь 😲 Владимирски завод оприбор» авповский «28» 2014 г. Владими

АКТ ВНЕДРЕНИЯ

результатов кандидатской диссертационной работы Синицина Дмитрия Вячеславовича на тему «Повышение помехоустойчивости радиотехнических систем передачи информации с использованием сверточных алгоритмов обработки сигналов».

Настоящий акт подтверждает, что ОАО Владимирский завод «Электроприбор» использует разработанные в диссертационной работе Синицина Д.В. методы и алгоритмы обработки радиосигналов при создании новой радиоэлектронной аппаратуры для передачи информации. Они позволяют улучшить помехоустойчивость и другие качественные показатели данной аппаратуры.

Заместитель главного инженера ОАО «ВЗ Электроприбор»

А.А. Илюхин