

Институт космических исследований РАН
Рязанская государственная радиотехническая академия

УТВЕРЖДАЮ:

Генеральный директор

"__" _____ 20**г.

Отчет
**"Применение методов
помехоустойчивого кодирования
для решения задачи
дистанционного зондирования Земли"**

Исполнители:

д.т.н. В.В.Золотарёв (подпись)

к.т.н. Г.В.Овечкин (подпись)

Москва, Рязань
20** г.

ОГЛАВЛЕНИЕ

	Стр.
1. Введение	3
2. Постановка задачи помехоустойчивого кодирования.....	4
3. Критерии эффективности кодирования.....	7
4. Экономическая ценность применения кодирования.....	10
5. Соотношение частотной и энергетической эффективности...12	
6. Многопороговое декодирование для спутниковых систем..14	
7. Сложность реализации МПД.....15	
8. Характеристики декодеров в каналах типа ДСК	16
9. Характеристики декодеров в гауссовских каналах.....	17
10. Особенности применения кодирования в системах ДЗЗ.....	19
11. Пример реализации схемы кодирования.....	20
12. Специальные свойства системы кодирования.....	21
Выводы.....	24
Приложение 1.	25
Литература	27

* * * * *

1. Введение

Динамичный переход современной цивилизации на цифровые системы обработки и передачи информации создает много проблем при проектировании современных систем информатики и телекоммуникаций. Одной из важнейших задач, которые при этом необходимо решать во всех подобных системах, является обеспечение высокой достоверности передачи данных.

К наиболее эффективным методам обеспечения высокого уровня достоверности передачи в условиях высокого уровня шума канала относятся разнообразные и в настоящее время уже весьма мощные алгоритмы декодирования корректирующих кодов, в разработке которых теория помехоустойчивого кодирования, несомненно, имеет очень значительные успехи [1,3,5,6,11,14]. За 50 лет своего интенсивного развития в технику связи были успешно внедрены пороговые декодеры, алгоритм Витерби (АВ), коды Рида-Соломона (РС), каскадные схемы кодирования, а также разработки последнего времени: - алгоритмы для турбо кодов и многопороговые декодеры (МПД). Однако требования к алгоритмам исправления ошибок в каналах с шумами, в частности, спутниковых, непрерывно растут. При этом главная проблема: декодирование с эффективностью, близкой к оптимальной по энергетике, но при максимально простой реализации, - ещё до недавнего времени была весьма далека от своего успешного решения.

Ниже рассмотрены новые подходы к решению весьма сложной по своей сути задачи помехоустойчивого кодирования, которые успешно развиваются академическими учреждениями и в научно-исследовательских подразделениях ВУЗов при тесном сотрудничестве с институтами отрасли связи. В ближайшие годы эти новые методы могут в значительной степени снять остроту проблемы эффективного кодирования в высокоскоростных каналах с большим уровнем шума. Особое внимание в отчёте уделяется особенностям применения помехоустойчивого кодирования в задачах дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ). Уточнение постановки задачи кодирования для ДЗЗ по итогам обсуждения данного отчёта позволит сформулировать те конкретные требования к помехоустойчивому кодированию, которые именно в системах ДЗЗ являются основным ограничивающим фактором при их проектировании. Поэтому данный отчёт следует рассматривать как предварительный в аспекте именно

такого рода приложений. Его результаты должны быть использованы для формулирования более точных требований к системам кодирования/декодирования, используемым при создании спутниковых систем для ДЗЗ.

2. Постановка задачи помехоустойчивого кодирования.

Как известно, использование помехоустойчивого кодирования позволяет обеспечивать заданные достоверности передачи цифровых данных в спутниковых и других каналах связи при существенно более низком уровне сигнала по сравнению с вариантом передачи без кодирования [1-6, 11-13]. Реализация эффективных декодеров при кодировании в каналах с большим уровнем шума возможна, если выполняется условие $R < C$, т.е. когда кодовая скорость R меньше пропускной способности канала C . Кодовой скоростью $R = k/n < 1$ называется отношение числа информационных символов кода k к полному числу кодовых символов n , количество которых вследствие введения дополнительных избыточных символов всегда несколько превышает число исходных информационных символов k . Пропускная способность канала C определяется той моделью шума канала, в соответствии с которой передаваемые по этому каналу, например, двоичные символы, искажаются в процессе пересылки данных от передатчика к приёмнику информации.

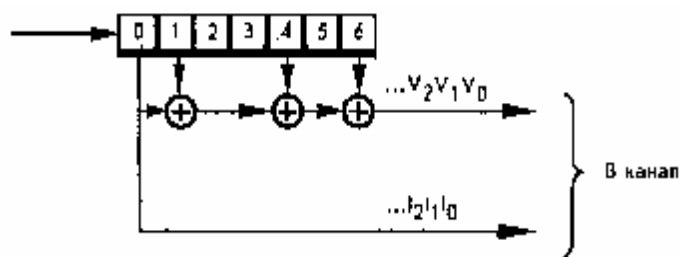


Рис.1. Пример кодера для свёрточного кода с $R=1/2$.

На рис.1 представлен пример введения избыточности в информационное сообщение при использовании свёрточного кода. При этом, как следует из вида рисунка, в двоичном регистре длины 7 на каждом такте работы показанного выше кодера все данные сдвигаются на одну позицию вправо, после чего через полусумматоры (сумматоры по мод 2) суммируются определённые информационные символы исходного потока данных. Результат их сложения и есть те проверочные символы v_0, v_1, \dots , которые в

совокупности с информационными символами i_1, i_2, \dots сообщения образуют корректирующий код. Поскольку в представленной схеме при поступлении каждого информационного символа формируется также один проверочный символ, их общее число удваивается. Таким образом, кодер на рис.1 формирует код с $R=1/2$. Подчеркнём, что задача кодирования данных (при условии, что приёмник знает, как декодировать принятое закодированное сообщение) всегда, как это видно и из рис.1, является очень простой и никогда не представляет никаких технологических трудностей.

Если далее выбрать такую модель способа генерации шума канала, при котором вероятность ошибки приёма каждого двоичного символа равна p_0 , и эти искажения в каждом конкретном символе происходят независимо от успешности или ошибочности передачи других символов кода, то для этого канала, называемого двоичным симметричным (ДСК), пропускная способность C определяется простым соотношением

$$C=1-H(p_0), \quad (1)$$

где $H(x) = -x \log_2 x - (1-x) \log_2 (1-x)$ – двоичная энтропия.

На рис.2 представлена зависимость $C=C(p_0)$, из которой видно, что с ростом вероятности p_0 пропускная способность канала C быстро убывает. Например, для $p_0=0,11$ $C=0,5$, что и определяет возможности кодов с $R=1/2$: они могут работать только в каналах типа ДСК с $p_0 < 0,11$. Но если это условие выполняется, то возможна передача цифровых данных с последующим восстановлением истинного двоичного сообщения со сколь угодно большой достоверностью.

На основании рассмотренных соотношений для R и C можно построить нижние оценки для наилучшей (т.е. наименьшей) вероятности ошибки декодирования блока принятого кодового слова, получаемые через границы сферической упаковки [2]. Эти границы являются действительно недостижимыми и их использование полностью оправдывается простотой их получения для всех реально возможных параметров длинных кодов, в том числе и двоичных. Подчеркнём, что именно для большого уровня шума канала, когда точные оценки для вероятностей ошибки декодирования построить особенно трудно, нижние оценки для этих вероятностей через сферическую упаковку позволяют получить вполне приемлемые выражения для вероятностей ошибки наилучших оптимальных (и вследствие этого - переборных, экспоненциально сложных!) алгоритмов декодирования. На рис.3 представлены такие нижние оценки для вероятностей ошибки на бит и на блок, полученные через границы сферической упаковки для кодовой скорости $R=1/2$ при различных длинах двоичных кодов.

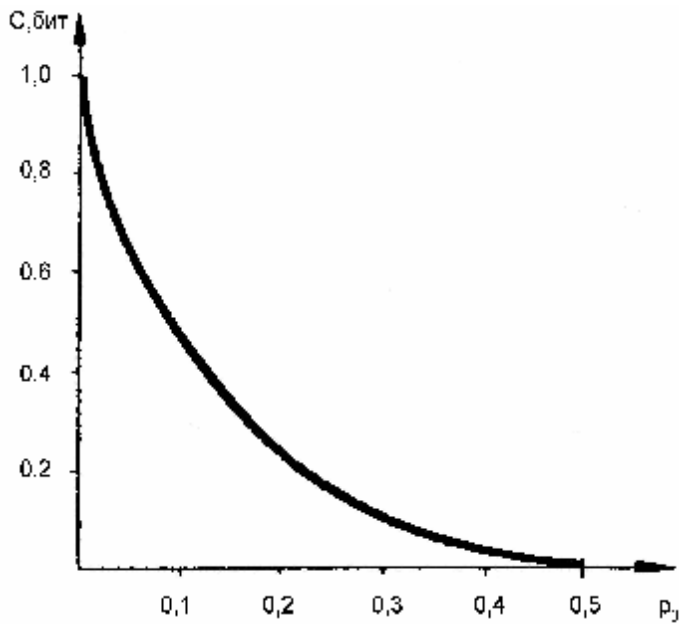


Рис.2. Зависимость пропускной способности канала типа ДСК от вероятности ошибки передачи двоичных символов p_0 .

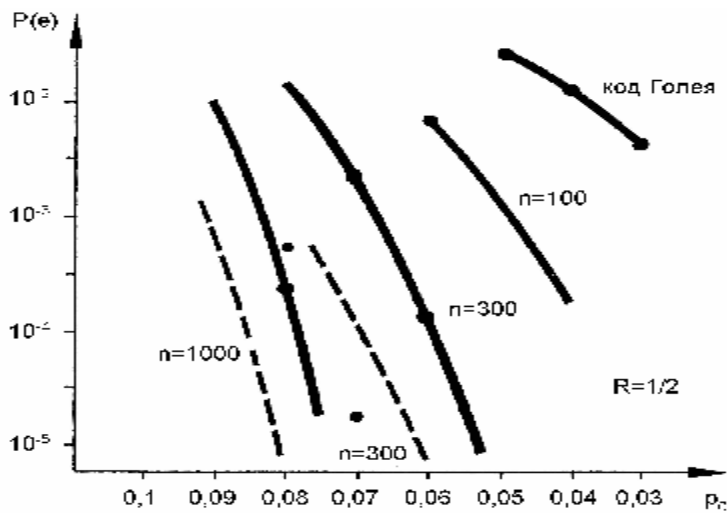


Рис.3. Нижние оценки вероятности ошибки на блок (сплошные линии) и на бит (пунктирные линии) для блочных двоичных кодов при $R=1/2$ в двоичном симметричном канале (ДСК) с вероятностью ошибки p_0 .

Как следует из вида представленных графиков, для обеспечения достаточно малых вероятностей ошибки декодирования при больших вероятностях ошибки p_0 в канале типа ДСК длины используемых кодов должны быть весьма значительными, составляющими многие сотни, тысячи и даже десятки тысяч битов. Но даже при переборных методах декодирования кодов длины порядка $n=1000$, когда число рассматриваемых декодером вариантов решений $N=2^{500}$ многократно превышает число атомов во Вселенной, вероятность ошибки декодирования блока $P_b(e) \sim 10^{-5}$ возможна только при $p_0 < 0,08$. Это значит, что приближение к пропускной способности канала $C=1/2$, когда $p_0=0,11$, возможно только при длинах кодов в десятки и сотни тысяч битов.

Из представленных на этом рисунке графиков и следует важность решения и одновременно чрезвычайная сложность задачи помехоустойчивого кодирования. Она может быть кратко сформулирована так: для работы в области таких шумов канала, когда $R \approx C$, что для рассматриваемого примера соответствует вероятности $p_0 \sim 0,11$, необходимо создавать методы декодирования, гораздо более простые, чем переборные, которые лишь немного уступали бы по эффективности оптимальным методам.

3. Критерии эффективности кодирования

При проектировании систем связи наиболее удобно оценивать эффективность применения кодирования как величину снижения отношения битовой энергетике сигнала к спектральной плотности мощности шума в канале связи E_b/N_0 в случае применения помехоустойчивого кодирования по сравнению со случаем, когда передача осуществляется без такого кодирования. Этот критерий называется энергетическим выигрышем кодирования (ЭВК). Фактически ЭВК соответствует эффекту увеличения мощности передатчика, пересчитанной на одинаковые скорости передачи информационных потоков.

На рис.4 представлены графики максимально возможных уровней ЭВК, которые могут быть получены при использовании кодов с различными значениями R .

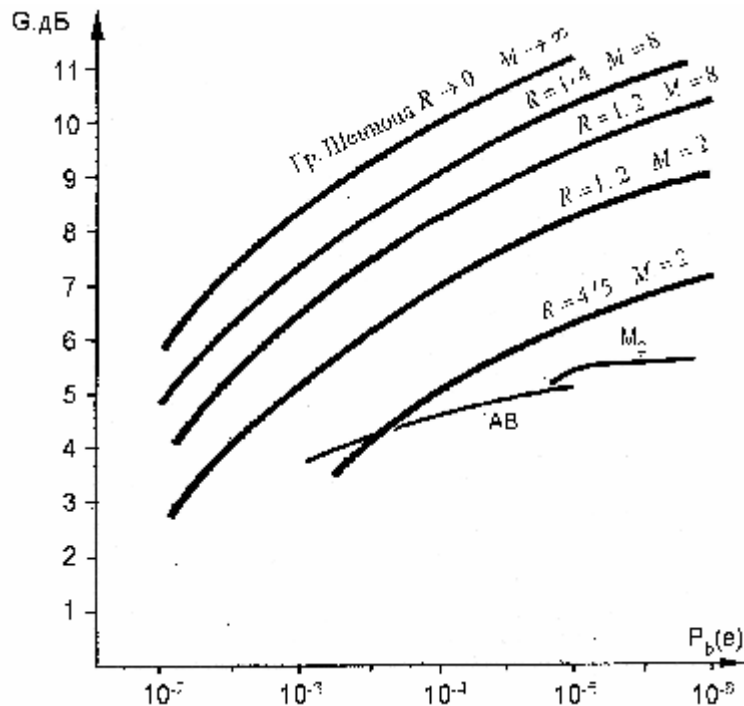


Рис.4. Зависимость предельно достижимых уровней ЭВК при использовании кодов с различными значениями кодовой скорости R для жестких ($M=2$) и мягких ($M=8$) двоичных модемов как функция от требуемой вероятности ошибки на бит $P_b(e)$.

Из вида представленных графиков следует, что ЭВК растёт со снижением R . Разумеется, при этом в $1/R$ раз возрастает ширина полосы частот, которую необходимо выделять для передачи закодированных сообщений с той же информационной скоростью, что и в случае отсутствия кодирования.

Способы формирования цифрового канала также сильно влияют на эффективность кодирования. В случае, когда при двоичной передаче применяются жесткие модемы, решения о передаче каждого двоичного символа выносятся в обычных гауссовских (спутниковых, космических) каналах связи последовательно и окончательно. Эти решения на выходе демодулятора образуют обычный двоичный поток данных и затем он поступает в систему декодирования приёмника. При оценке характеристик кодирования в этом случае можно пользоваться моделью рассмотренного выше канала типа ДСК.

В случае использования мягких модемов в том же гауссовском канале, которому соответствуют многие спутниковые и космические каналы передачи данных, происходит не просто определение

значения каждого переданного символа, но и оценивается надёжность его определения путём указания значения амплитуды сигнала на выходе модема. Для передачи в систему декодирования уровня надёжности приёма каждого двоичного символа обычно достаточно двух-трёх дополнительных битов, формируемых модемом. Это соответствует случаю квантования принимаемых двоичных данных на $M=8$ - 16 уровней (как и указано везде: $M=8$ на рис.4). Результатом применения мягких модемов оказывается возможность увеличения предельно возможного уровня ЭВК на 2 дБ по сравнению со случаем использования жестких демодуляторов. Именно этот большой уровень прироста ЭВК благодаря применению мягких модемов вместо жестких и создал в 70-х годах прошлого века условия для применения алгоритма Витерби (АВ) при декодировании свёрточных кодов, несмотря на то, что сложность этого оптимального переборного метода также растёт экспоненциально с увеличением длины кода.

Характеристики АВ для стандартного кода с $R=1/2$ и длиной кодирующего регистра $K=7$ для случая применения мягкого модема также представлены на рис.4. Достижимый при его использовании ЭВК близок при $P_b(e) \sim 10^{-5}$ к $G=5$ дБ. В начале 70-х годов, когда были созданы первые аппаратные версии декодеров АВ, это было очень серьёзным достижением, что и определило успех его применения в последующие два десятилетия прошлого века. С другой стороны, граница Шеннона для пропускной способности канала C показывает, что ЭВК для кодовой скорости $R \sim 1/2$ и $P_b(e) \sim 10^{-5}$ может быть более 9 дБ. Значит, существуют гораздо более эффективное кодирование, чем при использовании этого конкретного кода с $K=7$ и декодированием по АВ.

График, обозначенный как M_2 , соответствует возможностям многопорогового алгоритма декодирования (МПД) для очень простого кода, работающего к тому же с простым жестким модемом. Более высокие характеристики этого метода определяются простейшим в реализации алгоритмом декодирования, положенным в его основу, и большой длиной используемого кода. Длина кода для МПД была равной 400 битам, что полностью компенсирует применение жесткого модема вместо мягкого. Разумеется, алгоритм МПД может использоваться и с мягкими модемами. При сохранении того же кода, характеристики которого представлены на рис.4, использование мягкого модема с МПД увеличивает ЭВК на 1,5 - 2 дБ, как и в случае применения АВ.

Сопоставление предельных характеристик по энергетике с возможностями конкретных декодеров показывает, что ЭВК реализуемых в настоящее время алгоритмов ещё очень далёк от тех границ для выигрышей по энергетике, которые определены теорией.

Более высокие возможности специальных каскадных методов кодирования, которые обычно более эффективны, чем исходные алгоритмы, также весьма далеки от потенциальных теоретических пределов. Это позволяет считать, что характеристики реально используемых систем кодирования могут быть значительно улучшены. Эту задачу и решают сейчас десятки тысяч исследователей, разрабатывающих новые методы кодирования с простым и эффективным декодированием.

Наконец, сделаем последнее существенное замечание о представленных на рис.4 графиках. Если требования к достоверности передачи данных растут, т. е. необходимая после декодирования в приёмнике вероятность ошибки уменьшается, то потенциально достижимый уровень энергетического выигрыша также весьма быстро увеличивается. Это совершенно естественное свойство кодирования, поскольку в этом случае в системах без кодирования для обеспечения более высокой достоверности следует увеличивать мощность передатчика, тогда как при использовании многих достаточно эффективных кодов повышение достоверности можно обеспечить только за счёт более сложной обработки (декодирования) применяемых кодов.

Отсюда можно сделать последний очень важный вывод, касающийся использования систем помехоустойчивого кодирования. По мере развития методов передачи цифровых данных будут постоянно расти требования к эффективности применения помехоустойчивого кодирования и к получению всё более высоких уровней энергетического выигрыша от кодирования. Это означает, что **роль корректирующих кодов** эффективных декодеров в системах передачи цифровых данных будет только **стремительно возрастать**, что требует уделять постоянное серьёзное внимание созданию современных систем кодирования во всех организациях, проектирующих сети и системы цифровой связи.

4. Экономическая ценность применения кодирования.

Зарубежные специалисты оценивали каждый 1 дБ ЭВК в миллионы долларов более 20 лет назад [2]. Сейчас важность обеспечения всё более высоких уровней ЭВК многократно возросла, поскольку при этом можно уменьшать размеры очень дорогих антенн или повышать дальность связи, увеличивать скорость передачи или снижать необходимую мощность передатчика, а также улучшать другие существенные свойства систем связи. Именно поэтому

проблеме увеличения ЭВК во всём мире уделяется огромное внимание, а достоинства простых и эффективных алгоритмов декодирования невозможно переоценить.

Заметим, что задача полного использования энергетики каналов связи становится также все более актуальной как из-за технических и экологических ограничений на мощность излучаемых сигналов, так и из-за конечной ёмкости выделяемой для тех или иных систем связи полосы частот. Поэтому, хотя рост вычислительных возможностей, закладываемых в аппаратуру связи, позволяет решать многие сложные задачи, недоступные ранее, проблема повышения ЭВК на длительное время останется актуальнейшей задачей связи для многих типов каналов и коммуникационных сетей.

В связи с этим отметим, что, как подчёркивалось в технической литературе и многочисленных публикациях по тематике помехоустойчивого кодирования, во многих случаях применения цифровой связи, например, в локальных цифровых сетях, необходимость снижения энергии передачи при фактическом отсутствии помех и небольших расстояниях между компьютерами вообще не возникает. В этих сетях применение мощных средств повышения достоверности передачи не требуется.

В то же время в сетях спутниковой и космической связи, где вопросы экономии полосы частот и энергетических ресурсов передатчика относятся к чрезвычайно важным, именно помехоустойчивое кодирование позволяет решать проблемы достоверной связи на приемлемой экономической основе. В этом случае отказ от реализации эффективных систем помехоустойчивого кодирования всегда приводит к тому, что фактическая ёмкость (пропускная способность) каналов в таких сетях всегда используется крайне неэффективно. В системах без кодирования обычно невозможно обеспечить использование потенциальной ёмкости каналов более, чем на несколько процентов. Поэтому с экономической точки зрения затраты на создание таких систем связи оказываются в десятки, а иногда и даже сотни раз большими, чем в правильно спроектированных системах с применением помехоустойчивого кодирования и теми же параметрами производительности (ёмкости) каналов связи.

Из приведённого сопоставления следует, что любые коммерческие и многие другие системы цифровой связи, использующие каналы с дефицитными энергетическими и частотными ресурсами, никогда не выдержат конкурентной борьбы с правильно построенными современными системами связи, использующими мощные методы помехоустойчивого кодирования.

Многие другие вопросы, связанные с решением проблем создания систем помехоустойчивого кодирования, рассмотрены в [11] в разделе "Ваши вопросы о кодировании" и на научно-образовательной странице этого веб-сайта. Изложенные там ответы на вопросы и дополнительные сведения о кодах могут помочь специалистам в выборе правильных решений при реализации кодирования в цифровых системах связи.

5.. Соотношение частотной и энергетической эффективности

При проектировании конкретных систем связи всегда важно оценивать условия, в которых будут работать те или иные системы и узлы коммуникационного комплекса. Например, при вариации такого важного параметра, как кодовая скорость R , можно выбрать такую степень расширения полосы частот при кодировании, которая позволит реализовать систему помехоустойчивого кодирования с умеренной сложностью аппаратуры декодирования принятых сообщений на приёмной стороне.

Кроме того, величина конкретного отношения битовой энергии сигнала к спектральной плотности мощности шума в канале связи E_b/N_0 для спроектированной системы связи показывает, как далеко отстоит создаваемая система связи по выбранным параметрам системы кодирования от теоретических границ, определяемых основным теоретическим ограничением $R < C$. Это сопоставление параметров аналогично сравнению систем по уровню ЭВК и обычно также оказывается весьма полезным.

Поэтому при создании систем кодирования после выбора того конкретного уровня достоверности, который будет обеспечивать проектируемая система кодирования, полезно поместить точку, соответствующую выбранным параметрам R и E_b/N_0 на представленный на рис.5 график для предельных соотношений R и E_b/N_0 [11]. В качестве примера на график помещена точка A , соответствующая AB с $K=7$, для которого $R=1/2$ и $E_b/N_0=4,5$ дБ.

Как видно из представленных на рис.5 графиков предельно возможной энергии гауссовского канала для жёсткого и мягкого модемов, разница по энергетике для этих двух типов модемов, как и на рис.4, составляет порядка 2 дБ. Особенно существенно для многих приложений, что с ростом кодовой скорости R теоретическая граница для предельной энергии E_b/N_0 перемещается вверх, что является серьёзным ограничением в выборе уровня избыточности

кодирования. Во многих системах связи нет чрезвычайно жёстких требований к минимизации степени расширения спектра сигнала из-за введения кодирования. Поэтому обычно можно ориентироваться на рекомендации, согласно которым желательно выбирать кодовую скорость R не большую, чем $R_L=0,8$. Достаточно типичными значениями кодовой скорости R можно считать $R=3/4$ и $R=1/2$, а при необходимости получения рекордно малых значений E_b/N_0 , в частности, в системах дальней космической связи часто рекомендуют $R=1/4$ и даже более низкие её значения. Как известно, в пределе при $R \Rightarrow 0$ теоретически возможно достижение уровня энергетики порядка $E_b/N_0=-1,6$ дБ.

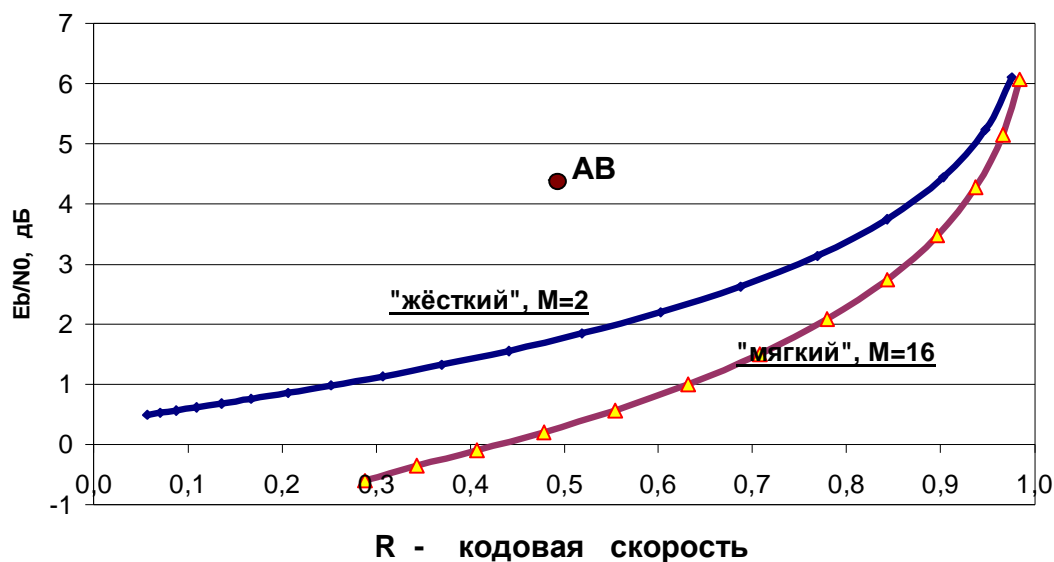


Рис.5. Зависимость минимально возможного отношения битовой энергии сигнала к спектральной плотности мощности шума в двоичном гауссовском канале E_b/N_0 от выбора кодовой скорости R .

6. Многопороговое декодирование для спутниковых систем

Среди различных методов декодирования в высокоскоростных спутниковых каналах важное место занимают многопороговые декодеры (МПД). Теоретические основы и характеристики этих очень простых и одновременно весьма эффективных методов коррекции

ошибок изложены более чем в 150 публикациях различных авторов, в том числе в [4-6]. Эти декодеры, являющиеся модификацией простейшего порогового декодера (ПД) Мессе [7], в процессе контроля принятых кодовых последовательностей многократно исправляют информационные символы пришедшего из канала сообщения. МПД относятся к итеративным процедурам коррекции ошибок и обладают уникальным свойством стремления к решению оптимального переборного декодера, сохраняя при этом линейную от длины кода сложность реализации. С ростом длины кодового ограничения n_A и увеличением числа итераций декодирования I характеристики МПД быстрее стремятся к оптимальным, чем в случае использования более коротких кодов и только двух-трёх попыток исправления ошибок.

Типичная схема МПД для свёрточного кода с $I=3$ итерациями декодирования представлена на рис.6 [6,14].

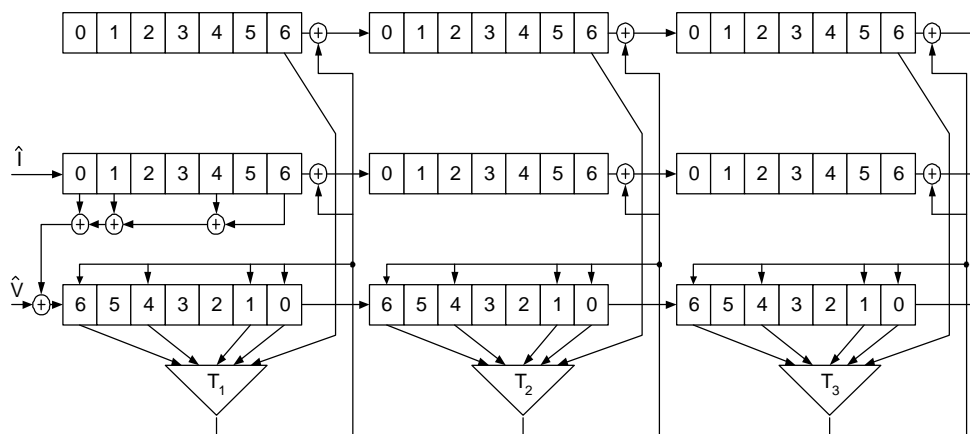


Рис.6. Схема многопорогового декодера (МПД) свёрточного кода с $I=3$ итерациями, $R=1/2$ и кодовым расстоянием $d=5$.

Как следует из структуры представленного на рис.6 свёрточного МПД, он обладает высокой степенью однородности и выполняет совсем небольшое число операции с небольшими целыми числами.

7.. Сложность реализации МПД

Главным достоинством МПД является очень низкая сложность декодирования. Как и в случае обычного ПД, процедура декодирования состоит в суммировании проверок на входе порогового элемента T_i , сравнении с порогом и изменении декодируемого символа и проверок, если этот порог превышен [11,13]. Число итераций декодирования I в этом случае обычно равно $I=3 - 50$, а общая сложность декодирования с помощью МПД для кода с выбранным кодовым расстоянием d оценивается для $d < 25$ как $N_1 \sim (d+2) \cdot (I+4)$ на каждый информационный бит кода. Это достаточно малые затраты на вычисления для типичного алгоритма, работающего при большом уровне шума канала.

Но если при тех же условиях возможно небольшое ухудшение характеристик МПД примерно на 0,1 дБ по энергетике, что обычно вполне допустимо, то объём необходимых вычислений МПД ещё более многократно упрощается:

$$N_2 \sim 4 \cdot d + 3 \cdot I . \quad (2)$$

Подчеркнём, что при оценке затрат МПД на декодирование одного бита согласно (2) формально определяемая **сложность** как число операций у МПД примерно **на 2 порядка (!!!) меньше**, чем у турбо подобных кодов с сопоставимой энергетической эффективностью [6,12]. Например, результаты сравнения МПД и алгоритмов для турбо кодов [11] действительно показали разницу в скорости программных реализаций этих декодеров при одинаковых по уровню шума условиях до 70 раз даже без оптимизации параметров МПД. Добавим к этому, что при чисто формальных оценках особенная сложность части операций, выполняемых при декодировании турбо кодов, вообще не учитывается. Поэтому реальная разница в сложности реализации МПД и турбо подобных кодов ещё более значительна.

8. Характеристики декодеров в каналах типа ДСК.

На рис.7 представлены возможности МПД и АВ в канале ДСК. На нём даны графики зависимости эффективности декодирования на основе МПД для разных длин кодов, поскольку длина кода полностью определяет размеры кодера, который должен находиться на борту летательного аппарата (ЛА) и оказывается достаточно критическим параметром системы кодирования, входящей в состав комплекса ДЗЗ. Кривые вида M100h относятся к коду длины $n_A = 100$, декодируемому

с помощью МПД с не более чем $I=10$ итерациями, а кривые M300h и M1000h соответствуют кодам с длинами 300 и 1000. Наконец, график, обозначенный как H4 относится к особенно мощной системе кодирования/декодирования в ДСК для кода длины 10000 и $I \sim 20$ итерациями декодирования.

Для удобства сопоставления возможностей МПД и АВ на этом же графике показаны характеристики АВ для стандартного кода с $K=7$ и $R=1/2$ как в ДСК, так и в гауссовском канале с мягким модемом (оба - пунктирные линии).

Как следует из вида графиков, в канале типа ДСК достаточно эффективными при вероятностях ошибки декодирования $P_b(e) \sim 10^{-6}$ и менее будут МПД для кода длины порядка 1000. При этом аппаратная версия МПД на приёмной стороне будет также очень простой, быстроредействующей и гораздо более эффективной, чем даже АВ с мягким модемом. Это оказывается возможным из-за фактически оптимального декодирования достаточно длинного кода на основе алгоритма МПД.

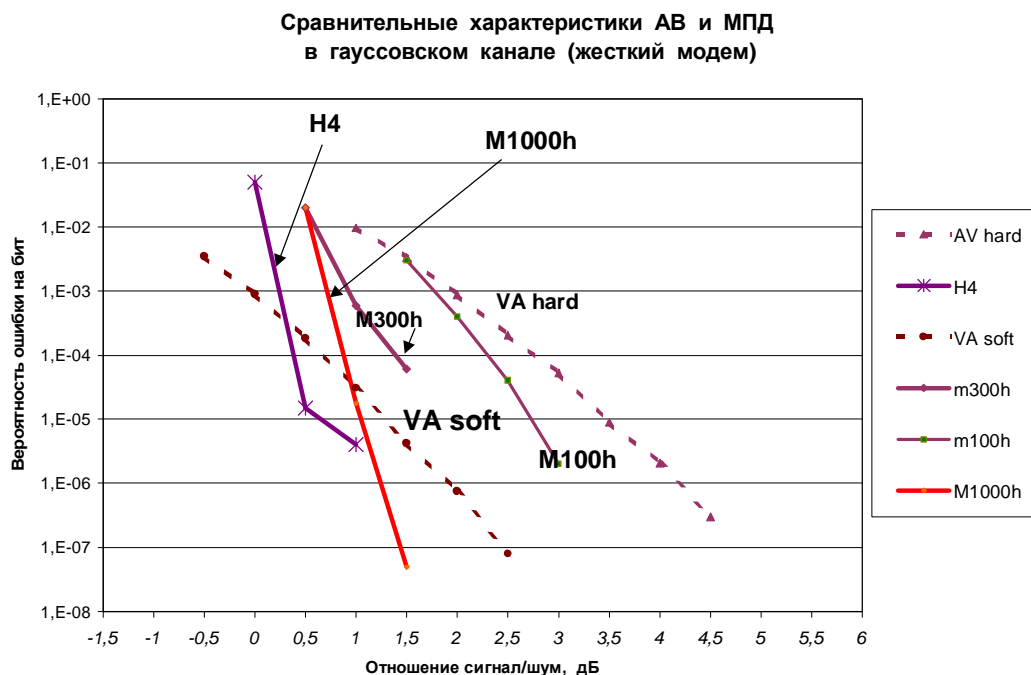


Рис.7. Характеристики некоторых эффективных алгоритмов декодирования в каналах типа ДСК.

В качестве ещё одной возможной перспективного варианта кодирования, представленного на рис.7, можно рассматривать и очень длинный код **Н4**. Однако целесообразность его применения можно обсуждать только после детального анализа характеристик кодера такой системы кодирования на борту ЛА.

9. Характеристики декодеров в гауссовских каналах

На рис.8 снова показаны характеристики МПД алгоритмов для гауссовского канала и мягких модемов с параметрами, аналогичными рассмотренным на графиках рис.7 для канала ДСК. Тут же указаны возможности жёсткого и мягкого АВ, также перенесённые с рис.7.

Как и для случая канала ДСК характеристики всех МПД построены как предварительные, с числом итераций во всех случаях равным $I=10$. Исключением является самый левый на рис.8 график МТД25 очень эффективного и длинного кода (его длина кодового ограничения $n_A=5000$ битов) с $I=25$. Кроме того, представлены пунктирные графики для жёсткого и мягкого стандартного АВ для кода с $K=7$, возможности МПД для свёрточных кодов с длинами n_A , равными 100, 300, 1000. Дополнительно приведен также график "МПД асимпт" для случая оптимального декодирования при использовании кодов с $d=11$.

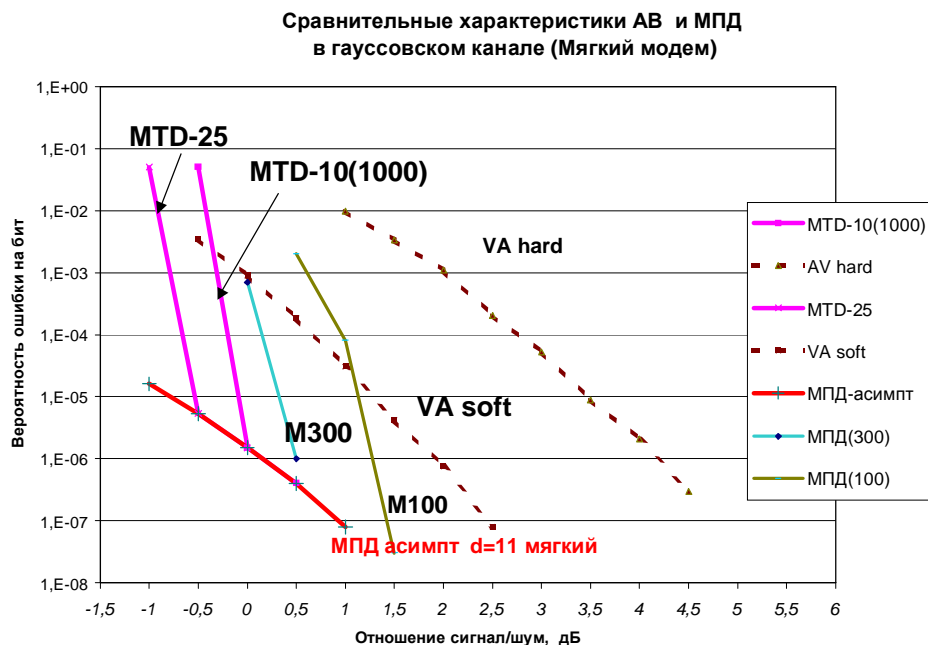


Рис.8. Характеристики мягких МПД и АВ в гауссовском двоичном канале связи.

Поскольку на рис.8 для МПД использовались коды именно с $d=11$, эта нижняя оценка хорошо отображает вместе с графиками для МПД его возможности как алгоритма, который при очень малых вычислительных затратах обеспечивает практически оптимальные характеристики, обычно достижимые только для переборных экспоненциально сложных методов. Анализ последних публикаций о возможностях МПД показывает также, что при других значениях R и d характеристики МПД оказываются столь же высокими, как и при параметрах, представленных на рис.8. [11,14].

Сравнение возможностей МПД и АВ показывает, что во всех рассмотренных случаях применения МПД обеспечиваемая им энергетика оказывается на 1 - 2 дБ лучшей, чем при использовании АВ. Заметим, что при аппаратной реализации МПД будет, как показано в [11,12], весьма быстродействующим. Поэтому можно утверждать, что применение МПД с точки зрения выбора критериев сложности и эффективности, намного более предпочтительно, чем АВ.

Вопросы сравнения каскадных методов кодирования были рассмотрены в [6,14]. При этом можно так аппаратно реализовать схему МПД, что его быстродействие оказывается на 2-3 десятичных порядка большим, чем, например, у турбо кодов. Это позволяет утверждать, что по критериям эффективности и сложности МПД существенно опережает другие каскадные схемы кодирования. По этому вопросу можно также обратиться к публикациям [8,10].

10. Особенности применения кодирования в системах ДЗЗ.

Основные особенности применения тех или иных методов помехоустойчивого кодирования в системах ДЗЗ состоят в том, что на летательный аппарат (ЛА) помещается наиболее простая часть системы кодирования - кодер. Кроме того, при реализации таких систем почти всегда требуются самые высокие скорости передачи по каналу, составляющие иногда даже многие сотни Мбитов в сек. Пример кодера уже был показан на рис.1. Он всегда представляет собой весьма небольшой блок памяти или несколько относительно коротких регистров сдвига. Доля всех других схемных элементов в кодере пренебрежимо мала.

Наиболее сложная часть системы кодирования - декодер - находится на приёмной стороне системы связи. Это позволяет считать, что технические и технологические ограничения, которым должен удовлетворять такой декодер, находящийся на Земле, оказываются достаточно мягкими и не идут ни в какое сравнение с ограничениями, которые имеют место на ЛА. Кроме того, подчеркнём, что МПД

принципиально самый быстрый декодер из известных в настоящее время, причём его преимущество в производительности перед прочими методами может достигать 2-х – 3-х порядков.

Основным требованием, которое следует учитывать при реализации ДЗЗ, является небольшой размер кодера на ЛА, что позволяет обеспечить минимизацию возможных искажений цифровых данных, находящихся в кодере и предназначенных для последующей передачи на землю. Сопоставление параметров кодов, представленных на рис.7 и 8, показывает, что, скорее всего, коды до длин порядка 1000, битов, которые и определяют размеры памяти кодера на ЛА, вполне могут быть использованы в системах ДЗЗ.

Детальный анализ и вывод о конкретных параметрах систем кодирования, которые могут быть использованы в рассматриваемых приложениях, следует проводить с учётом всех особенностей проектирования и применения систем помехоустойчивого кодирования. Пример тех пунктов Технического задания (ТЗ) на систему кодирования, которые желательно детально обсуждать при её создании, представлен в **Приложении 1** к данному отчёту. Анализ этих пунктов ТЗ заказчиком и разработчиком системы кодирования позволяет создавать работоспособные системы повышения достоверности передачи цифровых данных.

Конечный выбор длин используемых кодов будет связан как раз с анализом ТЗ на систему кодирования и особенностями искажения данных в памяти кодера. Именно поэтому, как мы отмечали во введении, данный отчёт является предварительным с точки зрения именно анализа особенностей реализации кодирования на ЛА.

Дальнейший анализ ситуации выбора наиболее предпочтительных кодов может быть реализован после уточнения модели искажений данных, происходящих в кодере.

11. Пример реализации схемы кодирования.

На рис.9 показан пример полной принципиальной схемы кодера для кодовой скорости $R=2/4$. Это простая схема, состоящая из двух регистров сдвига и 20 полусумматоров, соответствует реальным возможностям очень высокоскоростного при аппаратной реализации кодера, для которого существует весьма простой декодер на приёмной станции на земле. При работе в канале с жёстким модемом и при наличии некоторой небольшой пакетной компоненты ошибок энергетический выигрыш этой системы кодирования превышает возможности алгоритма Витерби примерно на 1,5-2 дБ.

Для этого кодера могут быть взяты порождающие полиномы со следующими ориентировочными ненулевыми коэффициентами:

$$G_{11} = 0 \ 12 \ 149 \ 230 \ 439,$$

$$G_{12} = 0 \ 22 \ 148 \ 231 \ 438,$$

$$G_{21} = 0 \ 34 \ 187 \ 320 \ 487,$$

$$G_{22} = 5 \ 34 \ 193 \ 321 \ 488.$$

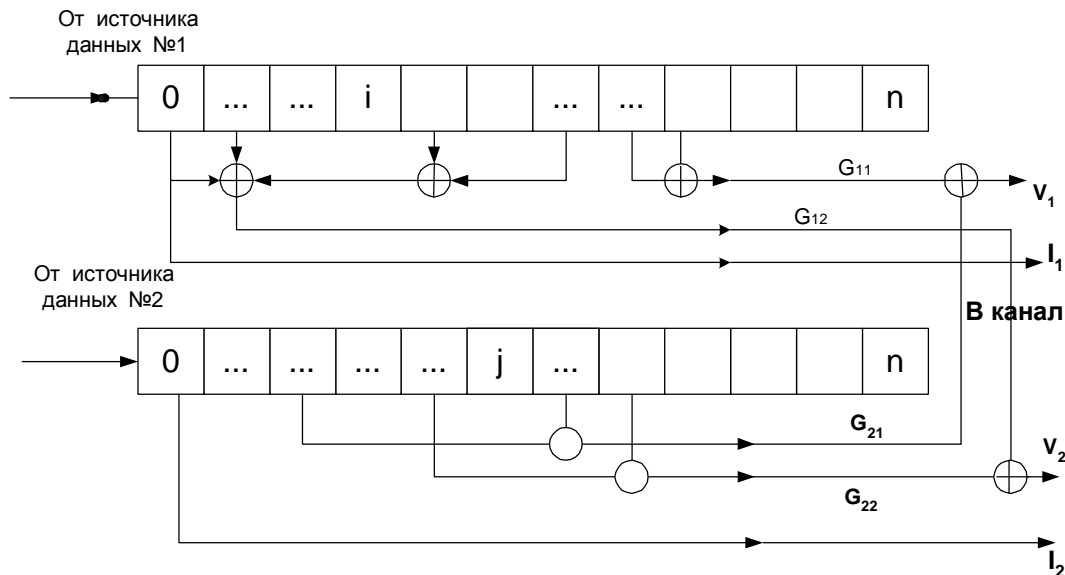


Рис.9. Кодер свёрточного СОК с $R = 2/4$

Как следует из представленных данных, в каждом полиноме G_{ij} - по 5 компонент. Это значит, что на некоторых позициях проверочных символов каждый информационный символ будет встречаться 10 раз, по 5 в каждой проверочной ветви, независимо от того, в первом или во втором информационном потоке находится анализируемый информационный бит. При формировании первого и второго потоков проверочных символов складываются результаты умножения передаваемых потоков соответствующих полиномов G_{11} и G_{21} - при создании потока V_1 , и от полиномов G_{12} и G_{22} - для потока проверочных символов V_2 . Поскольку максимальный номер отвода на полусумматор, как это следует из вида полиномов, не превышает 500, то минимально необходимая длина регистров кодера n , представленных на рис.9, - не более **$n=500$ тоже**. Ясно, что их общая длина (для двух регистров) менее 1000 битов. Очевидно, что это очень

немного, так как, например, в ПЛИС "Спартан-2" системы Xilinx возможна общая длина регистров порядка 50000 битов в одном кристалле.

Таким образом, эта схема может быть взята за основу кодера системы помехоустойчивого кодирования с достаточно эффективными методами декодирования. Вместе с тем, как было только что отмечено, даже на небольших кристаллах ПЛИС, могут быть достигнуты ещё более высокие характеристики систем кодирования за счёт использования более длинных кодов и увеличения числа итераций декодирования. В случае реализации на земле системы приёма данных с мягкими модемами ЭВК системы кодирования, как это уже обсуждалось выше, будет увеличен ещё не менее, чем на 1,5 дБ.

Уточнение параметров кодов рекомендуемых к применению в ДЗЗ, будет выполнено в процессе обсуждения материалов данного отчёта.

12. Специальные свойства системы кодирования

Ниже перечислены специальные дополнительные вопросы, которые должны рассматриваться при формулировании задачи кодирования в ДЗЗ.

Ответ на часть из этих вопросов может дать использование разработанного авторами отчёта «Имитатора цифровых каналов и систем кодирования», который значительно ускоряет работы по оценке характеристик и возможностей реализации кодирования в системах ДЗЗ. Графики эффективности многих декодеров, представленных в предыдущих разделах отчёта, также были получены с использованием этого «Имитатора цифрового канала». Остальные вопросы, представленные в приводимом ниже предварительном проекте ТЗ, должны обсуждаться в процессе подготовки и детализации реального конкретного ТЗ на систему кодирования, пример которой дан в **Приложении 1** к данному отчёту (см. ниже).

ПРОЕКТ**ТЕХНИЧЕСКОЕ ЗАДАНИЕ**

на разработку системы помехоустойчивого кодирования
на основе многопороговых алгоритмов

Общие положения.

Система помехоустойчивого кодирования предназначена для кодирования, и последующего декодирования цифровых данных после их передачи по системе ДЗЗ.

Система состоит из кодера данных и декодера, которые совместно обеспечивают высокую достоверность принятого информационного потока после их обработки на основе многопорогового алгоритма декодирования (МПД) корректирующих кодов.

Предлагаемые в проекте ТЗ требования к кодеру и декодеру основаны на обсуждениях параметров кодирования во время встреч заинтересованных специалистов в НТЦ Scanex.

Требования к кодеру.

1. Кодер должен обеспечивать кодирование двоичных цифровых данных свёрточным кодом с кодовой скоростью $R=1/2$.
2. Параметры кода определяются только конструктивными возможностями аппаратной реализации кодера и декодера и должны быть выбраны достаточными для получения необходимого уровня эффективности (уточняется в разделе требований к декодеру) при минимальной сложности процесса кодирования и объёма (размеров) кодера.
3. Объём контроля и управления работой кодера со стороны системы ДЗЗ, модема и оператора системы уточняется в процессе выполнения первого этапа работ по проекту.

Требования к декодеру.

1. Декодер и используемый код должны обеспечивать вероятность ошибки декодирования на бит после обработки не более $P_b(e)=10^{-6}$ при энергетике канала на 2 - 3 дБ меньшей по сравнению со стандартным алгоритмом Витерби с длиной образующей $K=7$, работающим в двоичном симметричном канале без памяти (в спутниковом канале с жестким модемом, не оценивающим надёжность своих решений или с мягкими модемом (этот пункт уточняется)).

2. Применяемый в системе кодирования алгоритм МПД декодирования для свёрточных кодов реализуется аппаратно и работает с жёстким (мягким) модемом (демодулятором приёмника), принимающим решения только о значениях поступающих на его входы двоичных данных без оценок его надёжности (или с трехбитовыми оценками надёжности).

3. Скорость декодирования МПД - не менее 40 Мбит/сек.

4. Декодер МПД обеспечивает декодирование принятых из модема данных с произвольного места поступающей на его входы последовательности.

5. После установления факта синхронизма при отношении сигнал/шум в канале не хуже $E_s/N_0=2$ дБ восстановление корректирующей способности алгоритма должно происходить не позже, чем через 1,5-2 сек.

6. Восстановление синхронизации после установления декодером факта рассинхронизации и последующего сигнала от модема о достижении синхронизма или после начала сеанса и достижения символьной синхронизации модема в декодере должно происходить в течение не более 5 сек.

7. Декодер должен успешно декодировать пакеты ошибок размером до 15 битов при одновременном уровне гауссовского шума в канале не менее $E_s/N_0=3$ дБ. При этом должна сохраняться вероятность ошибки на бит не более $P_b(e)=10^{-6}$. В процессе разработки первого этапа Проекта рассмотреть возможность увеличения длины успешно корректируемого пакета ошибок.

8. В декодере должны быть предусмотрены режимы перевода его в нулевое (исходное) состояние командами оператора, сигналами модема и на основании его собственных решений по результатам анализа входного потока ошибок.

9. Декодер должен обеспечить обнаружение снижения отношения E_s/N_0 в канале до уровня менее -1 дБ.

Дополнительные особенности характеристик и свойств МПД могут быть предусмотрены после принятия согласованных решений по Проекту.

Выводы

В представленном для обсуждения предварительном отчёте показаны возможности многопороговых алгоритмов декодирования (МПД), предназначенных для эффективного и быстрого кодирования и декодирования данных в каналах передачи данных ДЗЗ. Выполнено сравнение их эффективности с возможностями декодеров, реализующих алгоритм Витерби (АВ).

Полученные при подготовке отчёта оценки и графики свидетельствуют о возможности получения энергетической эффективности кодирования/декодирования на базе МПД, которая будет на 2-3 дБ лучшей, чем в случае применения, например, жестких АВ, и на 1-2 дБ лучшей, чем при использовании АВ с мягкими модемами.

Учитывая, что быстродействие МПД является также очень высоким, его кодер оказывается крайне простым, а остальные вопросы, включая проблемы синхронизации, можно успешно решить в процессе детального проектирования, можно считать, что его применение в задачах ДЗЗ может быть весьма полезным.

Таким образом, проблема реализации МПД для решения задач ДЗЗ на серийных или специализированных ПЛИС или СБИС может быть решена на высоком научном и технологическом уровне в установленные сроки.

Приложение 1

Ниже мы предлагаем достаточно типичный вариант рассматриваемого заказчиком и исполнителем списка параметров системы кодирования, которые они должны согласовать в процессе разработки ТЗ на подобные проекты.

Перечень

основных параметров кодов и декодеров,
рассматриваемых при подготовке ТЗ
на разработку системы кодирования

1. Основные параметры.

- 1.1. Блочные/свёрточные коды.
- 1.2. Двоичные/недвоичные коды.
- 1.3. Длина кода n (число кодовых символов).
- 1.4. Задержка решения L (число информационных символов).
- 1.5. Кодовая скорость R (избыточность).
- 1.6. Кодовое расстояние d (минимальное или свободное).
- 1.7. Энергетический выигрыш кодирования (ЭВК) G , дБ.
- 1.8. Выходная вероятность ошибки декодера $P_b(e)$, ($\sim 10^{-5}$ или другая).
- 1.9. Система сигналов модуляции (двоичная, круговая ФМ, квадратурная (4x4 на плоскости) и т.д.).
- 1.10. Формы контроля качества канала.

2. Дополнительные и взаимосвязанные с основными параметры системы кодирования.

- 2.1. K - длина кодирующего регистра.
- 2.2. E_b/N_0 - отношение битовой энергии канала к плотности мощности шума.
- 2.3. p_0 - вероятность ошибки на входе декодера (на выходе канала).
- 2.4. E_s/N_0 - отношение символьной энергии канала к плотности мощности шума.
- 2.5. Тип модема: жесткий/мягкий.
- 2.6. Применимость или необходимость каскадирования кодов.

- 2.7. Дополнительные свойства кодера и передатчика.
- 2.8. Дополнительные свойства декодера и приёмника.
- 2.9. Требования к системе синхронизации.
- 2.10. Наличие канала обратной связи.

3. Технические характеристики системы связи.

- 3.1. Задержка при передаче блока, (мсек).
- 3.2. Задержка решения декодирования, (мсек).
- 3.3. Виды и способы взаимодействия с системами синхронизации (ветвевая, символьная, блоковая, кадровая,).
- 3.4. Реализация: программная/аппаратная.
- 3.5. Общая характеристика канала.
- 3.6. Возможность распараллеливания функций в декодере.
- 3.7. Скорости обработки (декодирования) (Мбит/с).
- 3.8. Время разработки проекта.
- 3.9. Предмет исследования в процессе проведения разработки (неясные моменты проекта).
- 3.10. Сложность разработки (объём работ, сложность и степень однородности схемы, необходимое время, способы, виды и объёмы тестирования, необходимая инфраструктура для разработки, виды взаимодействия с модемом).
- 3.11. Наличие аппаратуры тестирования (имитатора цифрового шума и информационных потоков, имитатора режимов модемов, внешних воздействий, и т. д.).

4. Оргвопросы управления проектом.

- 4.1. Порядок финансирования.
- 4.2. Возможные виды договоров.
- 4.3. Предмет договора (что именно сдаётся).
- 4.4. Обучение персонала.
- 4.5. Формы испытаний, порядок.
- 4.6. Этапность выполнения работ.
- 4.7. Ответственность сторон.
- 4.8. Охрана интеллектуальной собственности.
- 4.9. Содействие продолжению научных исследований.

Литература

1. Золотарев В.В. Использование помехоустойчивого кодирования в технике связи . - Электросвязь, №7, с.7-10, 1990.
2. Берлекэмп Э.Р. Техника кодирования с исправлением ошибок. - ТИИЭР, Т. 68, №5. с. 24-58, 1980.
3. Кларк Дж., Кейн Дж. Кодирование с исправлением ошибок в системах цифровой связи: Пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1987.
4. Золотарев В.В. Реальный энергетический выигрыш кодирования для спутниковых каналов. -В кн.: 4-я Международная Конференция “Спутниковая связь – ICSC-2000”, Т.2, с. 20-25, М.: МЦНТИ, 2000.
5. Самойленко С.И., Давыдов А.А., Золотарев В.В., Третьякова Е.И. Вычислительные сети. – М.: Наука, 1981.
6. Золотарёв В.В., Овечкин Г.В.. Эффективные алгоритмы помехоустойчивого кодирования для цифровых систем связи. - "Электросвязь", Москва, №9, 2003 г.,с.34-37.
7. Месси Дж. Пороговое декодирование: Пер. с англ. /Под ред. Ю.Л. Сагаловича. – М.: Мир, 1966.
8. Фorni Д. Каскадные коды. – М.: Мир, 1970.
9. Золотарёв В.В. Реальный энергетический выигрыш кодирования для спутниковых каналов. - В кн.: 4-я Международная Конференция “Спутниковая связь – ICSC-2000”, Т.2, с. 20-25, М.: МЦНТИ, 2000.
10. Золотарёв В.В. Характеристики каскадирования многопороговых декодеров для спутниковых каналов связи. - 5-я международная конференция "Цифровая обработка сигнала и её применение", М., 2003 г., с. 353-356.
11. Золотарёв В.В. Многопороговые декодеры. - Веб-сайт www.mtdbest.iki.rssi.ru .
12. Золотарёв В.В., Овечкин Г.В. Сложность реализации эффективных методов помехоустойчивого кодирования. ЦОС-6, Доклады, в печати, 2004.
13. Zolotarev V.V. The Multithreshold Decoder Performance in Gaussian Channels. -In Proc.: 7-th International Symposium on Communication Theory and applications, held on 13-18 July 2003, St. Martin's College, Ambleside, UK, pp.18-22.
14. В.В.Золотарёв, Г.В.Овечкин. Помехоустойчивое кодирование. Методы и алгоритмы. Справочник.- «Горячая линия – Телеком», Москва, 2004, 126 с.
15. Зубарев Ю.Б., Золотарёв В.В., Жуков С.Е., Строков В.В., Г.В.Овечкин. Многопороговые декодеры для высокоскоростных спутниковых каналов связи: новые перспективы. - «Электросвязь», №2, 2005 г.