

МНОГОПороГОВОЕ ДЕКОДИРОВАНИЕ ВБЛИЗИ ГРАНИЦЫ ШЕННОНА И ВОЗМОЖНОСТИ ЕГО МИКРОМИНИАТЮРНОЙ РЕАЛИЗАЦИИ

В.Ф. Бабкин, В.В. Золотарёв

Институт космических исследований РАН, Москва

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 при низких энергетических затратах на их передачу.

К наиболее эффективным методам обеспечения высокого уровня достоверности передачи дискретной информации, в условиях значительного уровня шума в канале, относятся разнообразные, и в настоящее время уже весьма эффективные, алгоритмы декодирования корректирующих кодов, в создании которых теория помехоустойчивого кодирования, несомненно, достигла весьма значительных успехов [1, 3, 5, 6, 11, 14]. За 50 лет интенсивного развития этой теории в технику связи были успешно внедрены пороговые декодеры, алгоритм Витерби (АВ), коды Рида-Соломона, каскадные схемы кодирования, а также разработки последнего времени — алгоритмы кодирования и декодирования для турбокодов и многопороговые декодеры (МПД). Вместе с тем 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, — еще до недавнего времени была весьма далека от своего успешного решения.

Особенно большое значение имеет использование корректирующих кодов в сочетании со средствами сжатия (компрессии) данных. При передаче данных без использования процедуры сжатия ранее удовлетворялись показателями достоверности, выражаемыми вероятностью ошибки на двоичный символ, $\sim 10^{-3}$ — 10^{-4} ,

и лишь отдельные комбинации служебных символов требовали восстановления с большей достоверностью.

При использовании средств сжатия данных, в особенности процедур сжатия изображений, передача которых является основной информационной составляющей в потоке данных канала передачи в системах дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ) из космоса, достоверность восстановления данных для последующей семантической обработки должна быть существенно более высокой. Естественно, эта достоверность в значительной мере зависит от используемой технологии сжатия и может быть оценена величиной вероятности ошибки $\sim 10^{-7} - 10^{-8}$. С одной стороны, такие показатели достоверности отнюдь не представляются чрезмерными. С другой стороны, как показали многочисленные исследования, эффективность корректирующих кодов оказывается выше при высоких требованиях к качеству канала передачи данных.

В 1989 г. был опубликован стандарт Европейского космического агентства (ESA) для использования в спутниковых линиях связи за номером ESA PSS-04-103 Issue 1 "Telemetry channel coding standard". Этим стандартом предписывается использование каскадной конструкции кодирования с применением сверточного кода «длины» 7 и кода Рида-Соломона. Опубликование этого стандарта способствовало разработке коммерческими фирмами, лидирующими в электронных отраслях промышленности Европы, микросхем, обеспечивающих кодирование и декодирование в соответствии с этой стандартизированной кодовой конструкцией.

Эти микросхемы были использованы в проекте «Марс-96» для реализации передачи данных как в магистральном канале связи орбитального аппарата с наземной станцией, так и в межбортовой линии связи — при передаче данных с поверхности Марса от малой станции на орбитальный аппарат. К сожалению, запуск этого аппарата был неудачным, поэтому ожидаемая эффективность этой конструкции не была экспериментально подтверждена. Теоретические расчеты показывают, что применение этой стандартизированной конструкции демонстрирует весьма высокую эффективность. Вместе с тем новейшие разработки в этой области могут дополнительно обеспечить возможность полуторакратного улучшения энергетических показателей корректирующего кодирования.

Немаловажно заметить, что устройства, используемые для помехоустойчивого кодирования и декодирования в системах ДЗЗ, должны обладать очень высокой производительностью, ввиду того, что скорость передачи данных в этих системах весьма велика. Поэтому новейшие системы кодирования-декодирования, базирующиеся на использовании турбокодов, могут оказаться не вполне применимыми. Это связано с тем, что схема декодирования турбокодов является итерационной и для достижения предельных эффектов может потребоваться относительно большое число итераций при декодировании, что в условиях работы системы в реальном времени может оказаться неприемлемым.

Ниже рассмотрены новые подходы к решению весьма сложной по своей сути задачи помехоустойчивого кодирования, которые успешно развиваются в ИКИ РАН 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. Большое внимание будет уделено особенностям применения помехоустойчивого кодирования в системах ДЗЗ. Эта проблема является хорошим тестом для проверки применимости технических решений, предлагаемых теорией кодирования, в реальных современных системах связи.

1. 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 [1–3, 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 спо-

способность канала S определяется той моделью шума канала, в соответствии с которой передаваемые по этому каналу, например, двоичные символы искажаются в процессе пересылки данных от передатчика к приемнику сообщений.

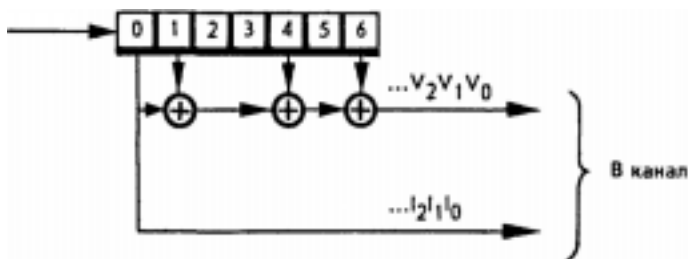


Рис. 1. Пример кодера для сверточного кода с $R = 1/2$

На рис. 1 представлен пример введения избыточности в информационное сообщение при использовании сверточного кода. При этом, как видно на рис. 1, 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 модулю 2) суммируются определенные 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, общее число символов удваивается. Таким образом, кодер на рис. 1 формирует код с $R = 1/2$. Подчеркнем, что задача кодирования данных (при условии, что приемник «знает», как декодировать принятое закодированное сообщение) всегда, как это видно и на 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 приема 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 такого двоичного

симметричного канала (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.

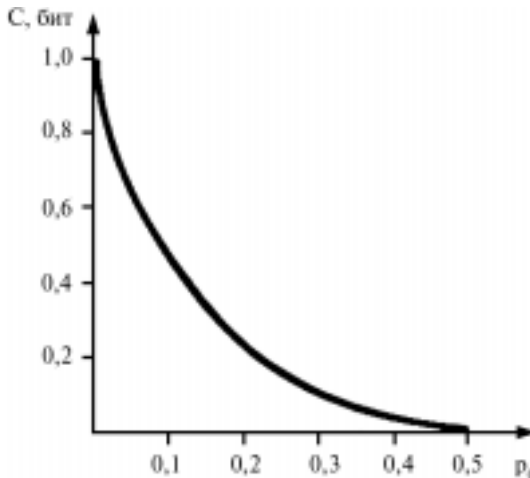


Рис. 2. Зависимость пропускной способности канала типа ДСК от вероятности ошибки передачи двоичных символов p_0

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 в действительности недостижимыми, и их использование полностью оправдывается простотой их получения для всех реально возможных параметров длинных кодов,

в том числе и двоичных. Подчеркнем, что именно для большого уровня шума канала, когда точные вероятности 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 именно такие нижние оценки для вероятностей ошибки на бит и на блок через границы сферической упаковки для кодовой скорости $R = 1/2$ при различных длинах двоичных кодов.

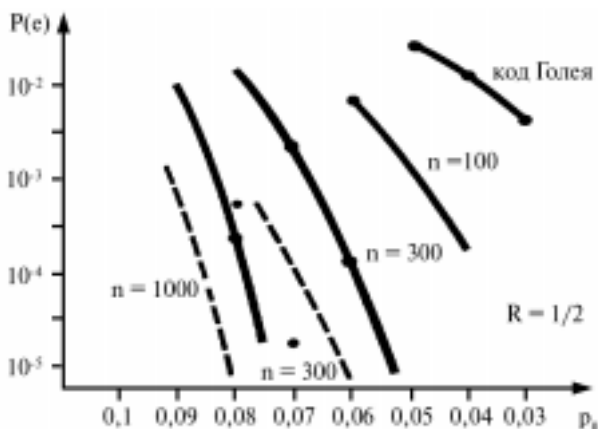


Рис. 3. Нижние оценки вероятности ошибки на блок (сплошные линии) и на бит (пунктирные линии) для блочных двоичных кодов при $R = 1/2$ в двоичном симметричном канале (ДСК) с вероятностью ошибки p_0

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 $N = 2^{500}$ на много порядков 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 $p_0 = 0,11$, на самом деле возможно только при длинах кодов в десятки и сотни тысяч битов.

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

2. Критерии эффективности кодирования

При проектировании систем связи наиболее удобно оценивать эффективность применения кодирования как величину снижения отношения битовой энергии 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 .

Из вида представленных графиков следует, что ЭВК растет со снижением R . Разумеется, при этом в $v = 1/R$ 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, который затем по-

ступает в систему декодирования приемника. При оценке характеристик кодирования в этом случае можно пользоваться моделью рассмотренного выше канала типа ДСК.

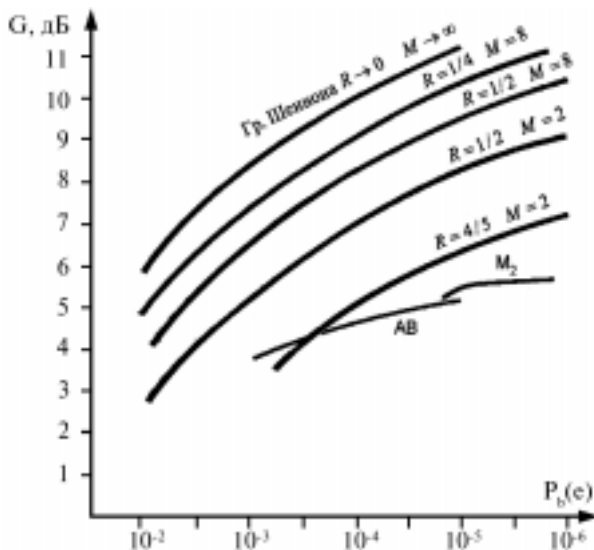


Рис. 4. Зависимость предельно достижимых уровней ЭВК при использовании кодов с различными значениями кодовой скорости R для «жестких» ($M = 2$) и «мягких» ($M = 8$) двоичных модемов как функция от требуемой вероятности ошибки на бит $P_b(e)$

В случае использования мягких модемов в том же гауссовском канале, которому действительно хорошо соответствуют многие спутниковые и космические каналы передачи данных, не только находятся значения каждого переданного символа, но и оценивается надежность его определения путем простого указания значения амплитуды двоичного сигнала на выходе модема. Для передачи в систему декодирования уровня надежности приема каждого двоичного символа обычно достаточно двух-трех 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 гг. прошлого века практически идеальные условия для применения алгоритма Витерби (АВ) при декодировании коротких сверточных кодов, несмотря на то, что сложность этого оптимального переборного метода также растет экспоненциально с увеличением длины кода.

Характеристики АВ для стандартного кода с $R = 1/2$ и длиной кодирующего регистра 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 гг. прошлого века, когда были созданы первые аппаратные версии декодеров АВ, это было очень серьезным достижением, что и определило успех его применения в последующие два десятилетия. Но 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 эффективные методы кодирования, чем использование этого конкретного кода «длины» 7 и декодирование по АВ.

График, обозначенный на рис. 4 как M_2 , соответствует возможностям многопорогового алгоритма декодирования (МПД) для мажоритарно декодируемого кода, работающего, к тому же, с простейшим жестким модемом. Более высокие характеристики этого метода по сравнению с АВ определяются реализацией алгоритмом МПД декодирования, фактически совпадающего с оптимальным, и большой длиной используемого кода. Длина кода для МПД была равной 400 бит, что полностью компенсирует применение в этом примере жесткого модема вместо мягкого, как у АВ. 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 тоже 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 еще очень далек от тех границ для выигрышей по энергетике, которые определены теорией.

Более высокие возможности многих специальных каскадных методов кодирования [8], которые обычно более эффективны, чем исходные алгоритмы, также еще весьма далеки от потенциальных теоретических пределов. Поэтому можно считать, что характеристики реально используемых систем кодирования могут быть еще значительно улучшены. Эту задачу и решают сейчас десятки тысяч исследователей, разрабатывающих новые методы кодирования с простым и эффективным декодированием.

Наконец, сделаем последнее, очень существенное замечание о представленных на рис. 4 графиках. Если требования к достоверности передачи данных растут, т. е. необходимая после декодирования в приемнике 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 счет более сложной обработки (декодирования) применяемых кодов.

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

3. Экономическая ценность применения кодирования

Зарубежные специалисты оценивали каждый дополнительный 1 дБ ЭВК, полученный на основе помехоустойчивого кодирования, в миллион долларов более 20 лет назад [2]. Сейчас важность обеспечения все более высоких уровней ЭВК и роста достоверности передаваемых данных многократно возросла,

поскольку при этом можно значительно уменьшать размеры очень дорогих антенн или повышать дальность связи, увеличивать скорость передачи или снижать необходимую мощность передатчика, а также улучшать другие, очень существенные параметры систем связи. Именно поэтому проблеме увеличения ЭВК во всем 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 емкости полосы частот, выделяемой для тех или иных систем связи. Поэтому, хотя рост вычислительных возможностей, закладываемых в аппаратуру связи, позволяет решать многие сложные задачи, принципиально не доступные 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 подчеркивалось в технической литературе и в большом числе публикаций по тематике эффективного применения 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 обычно 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 очень эффективно решать проблемы достоверной связи на приемлемой экономической основе. В этом случае отказ от реализации мощных систем помехоустойчивого кодирования всегда приводит к тому, что фактическая емкость (пропускная способность) каналов в таких сетях всегда используется крайне неэффективно. В системах без кодирования обычно невозможно обеспечить использование потенциальной емкости каналов более, чем на несколько процентов. Поэтому с экономической точки зрения затраты на создание таких систем связи оказываются в десятки, а иногда даже

сотни раз большими, чем в правильно спроектированных системах с применением помехоустойчивого кодирования и теми же параметрами пропускной способности (емкости) каналов связи.

Из приведенного 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 эффективные 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: www.mtdbest.iki.rssi.ru. Изложенные там ответы на вопросы и дополнительные сведения о кодах могут помочь специалистам в выборе правильных решений при реализации кодирования в цифровых системах связи.

4. 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 , нужно выбрать такую степень расширения полосы частот при кодировании, равную, очевидно, $v = 1/R$, которая позволит реализовать систему помехоустойчивого кодирования с умеренной сложностью аппаратуры декодирования принятых сообщений на приемной стороне.

Кроме того, полезно знать величину конкретного отношения битовой энергетики сигнала к спектральной плотности мощности шума в канале связи E_b/N_0 для проектируемой системы связи. Она тоже 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 (или, что то же самое,

вероятность ошибки на бит декодированных данных), 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.

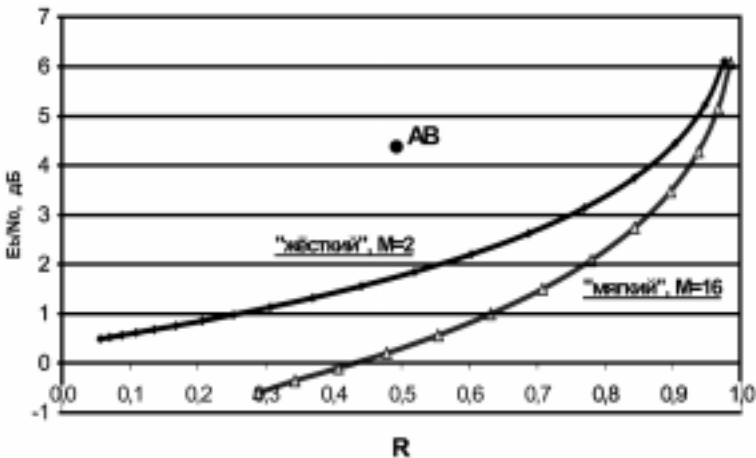


Рис. 5. Зависимость минимально возможного отношения битовой энергии сигнала к спектральной плотности мощности шума в двоичном гауссовском канале E_b/N_0 от выбора кодовой скорости R

Как видно из представленных на рис. 5 графиков предельно возможной энергетики гауссовского канала для жесткого и мягкого модемов, разница по минимальному отношению E_b/N_0 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 предельно достижимой энергетики E_b/N_0 перемещается вверх, что является серьезным ограничением в выборе уровня избыточности кодирования. Во многих системах связи нет чрезвычайно жестких требований к минимизации расширения спектра сигнала из-за введения кодирования. Поэтому обычно можно ориентироваться на рекомендации, согласно которым желательно выбирать

кодovou 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 системах дальней космической связи часто рекомендуют $R = 1/4$ и даже более низкие ее значения. Как известно, в пределе при $R \rightarrow 0$ теоретически возможно достижение уровня энергетики порядка $E_b/N_0 = -1,6$ дБ.

5. 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) Месси [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-трех попыток исправления ошибок.

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

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

6. 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 по-

рогового 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 $N_1 \sim (d + 2)(I + 4)$ на каждый информационный бит кода. Это достаточно малые затраты на вычисления для типичного алгоритма, работающего при большом уровне шума канала.

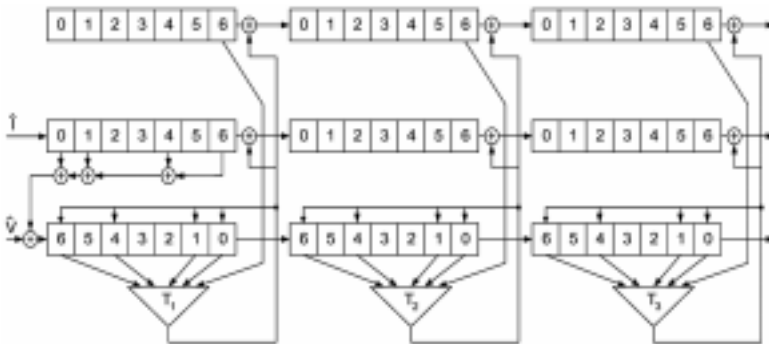


Рис. 6. Схема многопорогового декодера (МПД) сверточного кода с $I = 3$ итерациями, $R = 1/2$ и кодовым расстоянием $d = 5$

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

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

Подчеркнем, 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 турбоподобных кодов с сопоставимой энергетической эффективностью [6, 12]. Например, результаты сравнения МПД и алгоритмов для турбокодов [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 некоторой части операций, выполняемых при декодировании турбокодов, вооб-

ше не учитывается. Поэтому реальная разница в сложности реализации МПД и турбоподобных кодов еще более значительна.

7. Характеристики декодирования в каналах типа ДСК

На рис. 7 представлены возможности МПД и АВ в канале ДСК. На нем 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 М100h относятся к коду длины $n_A = 100$, декодируемому с помощью МПД с не более чем $I = 10$ итерациями, а кривые М300h и М1000h соответствуют кодам с длинами 300 и 1000. Наконец, график, обозначенный как Н4, относится к особенно мощной системе кодирования/декодирования в ДСК для кода длины 10000 и $I \sim 20$ итерациями декодирования.

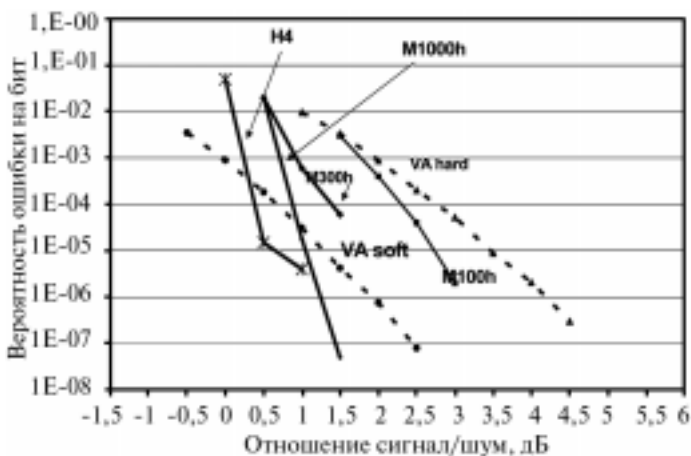


Рис. 7. Характеристики некоторых эффективных алгоритмов декодирования в каналах типа ДСК

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 $P_b(\epsilon) \sim 10^{-6}$ и менее будут МПД для кода длины порядка 1000. При этом аппаратная версия МПД на приемной стороне будет также очень простой, быстродействующей 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.

В качестве еще одного возможного 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.

8. Характеристики МПД-декодеров в гауссовских каналах

На рис.8 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 «жесткого» и «мягкого» АВ, также перенесенные 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 МТД-25 очень эффективного и длинного кода (его длина кодового ограничения $n_A = 5000$ бит) с $I = 25$. Кроме того, представлены пунктирные графики для жесткого и мягкого стандартного АВ для кода «длины» 7, возможности МПД для сверточных кодов с длинами n_A , равными 100, 300, 1000. Дополнительно приведен также график «МПД асимпт» для случая оптимального декодирования при использовании кодов с $d = 11$.

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].

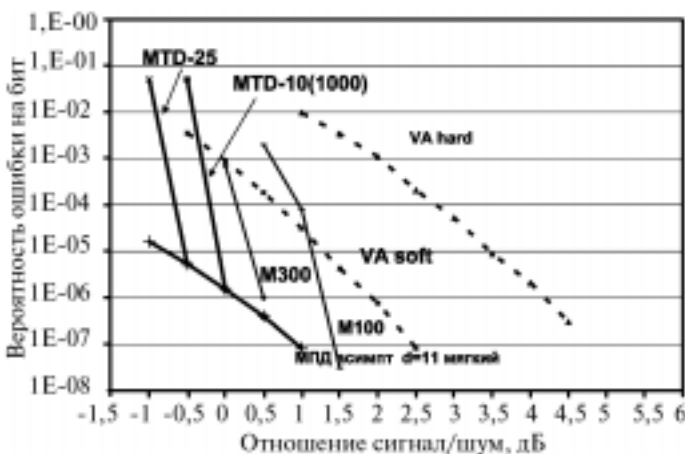


Рис. 8. Характеристики «мягких» МПД и АВ в гауссовском двоичном канале связи

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 предпочтительнее, чем АВ.

Подчеркнем, что реализуемость предлагаемых методов не вызывает никаких вопросов, поскольку, например, очень простые высокоскоростные сверточные МПД с ЭВК на уровне $G \sim 7,5$ дБ при $P_b(e) \sim 10^{-6}$ в настоящее время разрабатываются на базе ПЛИС Xilinx и проходят весь цикл испытаний буквально в течение нескольких месяцев вместе со всеми необходимыми подсистемами синхронизации. Их быстродействие во всех случаях превышает 50 Мбит/с и может быть еще существенно повышено.

Значительное ускорение проектирования МПД с различными параметрами возможно при использовании программно-аппаратного комплекса «Имитатор цифровых спутниковых каналов и лучших систем кодирования», который значительно ускоряет работы по оценке характеристик и возможностей реализации кодирования, в том числе и в системах ДЗЗ. В него включены основные лучшие известные на текущий момент системы кодирования и будут оперативно добавляться все вновь появляющиеся эффективные методы декодирования. Возможности «Имитатора» детально описаны на научно-образовательной страничке веб-сайта [11]. Его возможности использовались при оценке эффективности многих декодеров, представленных в данной работе. Там же, в [11], помещена доступная для свободного использования демоверсия «Имитатора», позволяющая оценить возможности использования этого «Имитатора» при оценке эффективности применения кодов в разных цифровых каналах. Многие вопросы создания систем кодирования должны обсуждаться в процессе подготовки и детализации каждого конкретного реального ТЗ на систему кодирования. Большинство тех пунктов такого ТЗ, которые следует обсуждать заказчику и исполнителю, также перечислены на научно-образовательной страничке в [11].

Вопросы сравнения каскадных методов кодирования были рассмотрены в [6,14]. Открытие принципа каскадирования [8] сыграло революционную роль в развитии теории корректирующих кодов. При каскадной организации схем кодирования/декодирования можно так аппаратно реализовать схему МПД, что его быстродействие оказывается на 2, а иногда и на 3 десятичных порядка большим, чем, например, у турбокодов. Это позволяет утверждать, что по критериям эффективности и сложности МПД существенно опережает другие каскадные схемы кодирования. По этому вопросу можно также обратиться к публикациям [10,14].

9. Особенности применения кодирования в системах ДЗЗ

Основные особенности применения тех или иных методов помехоустойчивого кодирования в системах ДЗЗ состоят в том, что на космический аппарат (КА) помещается наиболее простая часть системы кодирования — кодер. Его пример 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 приемной стороне системы связи. Это позволяет считать, что технические и технологические ограничения, которым должен удовлетворять такой декодер, находящийся обычно на Земле, оказываются достаточно мягкими и не идут ни в какое сравнение с теми ограничениями, которые имеют место на КА.

Основным требованием, которое следует учитывать при реализации ДЗЗ, является небольшой размер кодера на КА, 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, и оценки подверженности кодера искажению содержащихся в нем данных показывают, что, скорее всего, коды до длин порядка 1000 бит, которые и определяют размеры памяти кодера на КА, вполне могут быть использованы в системах ДЗЗ. Применение специальных мер проектирования систем связи для космических условий позволяет увеличить длины кодов в 10–100 раз и, соответственно, обеспечиваемый ими ЭВК до уровня, близкого к предельно возможному при умеренных дополнительных затратах, поскольку кодеры всегда остаются очень простыми и компактными устройствами.

Детальный анализ систем кодирования и выбор конкретных параметров кодов и декодеров, которые могут быть использованы в рассматриваемых приложениях, следует проводить с учетом всех особенностей проектирования и применения систем помехоустойчивого кодирования. Пример тех пунктов технического задания (ТЗ) на системы кодирования, которые желательнее детально обсуждать при ее создании, представлен в [11]. Анализ этих пунктов ТЗ заказчиком и разработчиком системы кодирования позволяет создавать работоспособные и весьма эффективные системы повышения достоверности передачи цифровых данных.

Конечный выбор длин используемых кодов обычно связан с детальной проработкой ТЗ на систему кодирования по схеме [11] и с различными особенностями возможного искажения данных в памяти кодера, обычно находящегося в особых условиях.

Дальнейший анализ ситуации, выбор желаемого уровня ЭВК и наиболее предпочтительных кодов обычно проводится после уточнения рабочей модели возможных искажений данных, происходящих в таком кодере. Обсуждение этих проблем в разных научно-технологических коллективах показывает, что эта задача всегда имеет приемлемое решение.

Выводы

Появление хорошо зарекомендовавших себя многопороговых алгоритмов декодирования с очень простой реализацией, обеспечивающих характеристики декодирования, мало отличающиеся от оптимальных, создает принципиально новые возможности для реализации систем обмена данными в разнообразных проектах в аэрокосмической области.

В случае реализации высокоскоростных систем ДЗЗ алгоритмы типа МПД имеют столь большие преимущества перед всеми остальными методами коррекции ошибок, что можно считать — у него здесь нет вообще никаких конкурентов по стоимости и эффективности на скоростях выше 50 Мбит/с.

При постоянно наблюдаемом росте требований к достоверности передачи цифровых данных можно считать, что МПД может уже сейчас обеспечивать ЭВК порядка 7–9 дБ и более в таких высокоскоростных каналах связи, какими являются каналы в системах ДЗЗ, что составляет выигрыш $M = 5-8$ раз, и, возможно, в ближайшем будущем до $M = 10-15$ раз по величине возможного роста скорости передачи данных по сравнению с отсутствием кодирования и с достоверностью передачи, соответствующей вероятности ошибки на бит $P_b(e) \sim 10^{-6}-10^{-8}$.

К этому можно добавить, что современные все более мощные методы предварительной обработки исходной информации непосредственно на передающей стороне позволяют без заметных потерь сжимать некоторые типы данных в $K = 1,5-3$ раза, а после ограниченных дополнительных исследований, видимо, некоторые виды передаваемой первичной информации можно будет сжимать до 4–6 раз. Но это означает, что уже в настоящее время совместное применение тех мощных методов кодирования источника данных и канала, какими обладает сейчас теория информации, может обеспечить высококачественную передачу ценных научных данных на скоростях, в $M = 10-20$ раз превы-

шающих те уровни, которые достижимы без использования современных эффективных методов обработки информации.

Дополнительная целевая проработка ряда аспектов кодирования источника и канала может позволить уже в самом ближайшем будущем довести этот коэффициент ускорения скорости передачи M до величин порядка $M \sim 30-80$ при одновременном значительном росте на 2–4 десятичных порядка уровня достоверности передаваемых цифровых данных.

Достижение этих целей не потребует выделения больших ресурсов и значительных затрат, поскольку основные теоретические и экспериментальные результаты и необходимые для этого технологии, позволяющие добиться такой, конечно, очень высокой эффективности, уже разработаны или могут быть ускоренно доработаны и затем реализованы в соответствии с потребностями развития современных систем ДЗЗ.

Литература

1. *Золотарёв В.В.* Использование помехоустойчивого кодирования в технике связи // Электросвязь. 1990. № 7. С. 7–10.
2. *Берлекэмп Э.Р.* Техника кодирования с исправлением ошибок // ТИИЭР. 1980. Т. 68. № 5. С. 24–58.
3. *Кларк Дж., Кейн Дж.* Кодирование с исправлением ошибок в системах цифровой связи / Пер. с англ. М.: Радио и связь, 1987. 384 с.
4. *Золотарёв В.В.* Реальный энергетический выигрыш кодирования для спутниковых каналов // IV Международ. конф. «Спутниковая связь — ICSC-2000». Т. 2. М.: МЦНТИ, 2000. С. 20–25.
5. *Самойленко С.И., Давыдов А.А., Золотарёв В.В., Третьякова Е.И.* Вычислительные сети. М.: Наука, 1981. 286 с.
6. *Золотарёв В.В., Овечкин Г.В.* Эффективные алгоритмы помехоустойчивого кодирования для цифровых систем связи // Электросвязь. 2003. № 9, 2003. С. 34–37.
7. *Месси Дж.* Пороговое декодирование / Пер. с англ. / Под ред. Ю.Л. Сагаловича. М.: Мир, 1966. 206 с.
8. *Форни Д.* Каскадные коды. М.: Мир, 1970. 292 с.
9. *Золотарёв В.В.* Реальный энергетический выигрыш кодирования для спутниковых каналов // IV Международ. конф. «Спутниковая связь — ICSC-2000». Т. 2. М.: МЦНТИ, 2000. С. 20–25.
10. *Золотарёв В.В.* Характеристики каскадирования многопороговых декодеров для спутниковых каналов связи // V Международ. конф.

- «Цифровая обработка сигнала и ее применение». М., 2003. С. 353–356.
11. *Золотарёв В.В.* Многопороговое декодирование (МПД) = Multithreshold Decoding (MTD) [Электрон. ресурс] / М.: ИКИ РАН. Электрон. дан. и прог.
Режим доступа: <http://www.mtdbest.iki.rssi.ru>, свободный. Яз. рус., англ.
 12. *Золотарёв В.В., Овечкин Г.В.* Сложность реализации эффективных методов помехоустойчивого кодирования // VI Международ. конф.-выставка «Цифровая обработка сигналов и ее применение». Доклады-1. Тр. НТОРЭС им. А.С. Попова. Вып. VI-I. М., 2004. С. 220–222.
 13. *Zolotarev V.V.* The Multithreshold Decoder Performance in Gaussian Channels // Proc. of the 7th Intern. Symp. on Communication Theory and Applications. 13–18 July 2003. St. Martin's College, Ambleside, UK. P. 18–22.
 14. *Золотарёв В.В., Овечкин Г.В.* Помехоустойчивое кодирование. Методы и алгоритмы: Справочник / М.: «Горячая линия – Телеком», 2004. 126 с.