

Телекоммуникации

Ежемесячный научно-технический,
информационно-аналитический и
учебно-методический журнал

9

2005

Издается с июля 2000 г.

Рекомендован ВАК для публикации результатов диссертаций на соискание ученых степеней кандидата и доктора наук

ГЛАВНЫЙ РЕДАКТОР

д-р физ.-мат. наук
Захаров И.С.

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Авдеев В.Б.	Петровский Ю.А.
Атакищев О.И.	Потапов В.П.
БахрахЛД.	СайС.В. Сизов А.С.
Димов Э.М.	Старков Ф.А.
Корячко В.П.	Султанов А.Х.
ЛабунецА.М.	Типикин А.П.
Леонтьев А.А.	Тихонова. Н.
Мирталибов Т.А.	Уразбахтин И.Г.
Надеев А.Ф.	Чижухин Г.Н. Юсупов
Обуховец В.А.	Р.М. Ястребов А.С.
Овчаренко Л. А.	
ОлейникА. В.	ОТВЕТСТВЕННЫЙ
Парфенов В.Г.	СЕКРЕТАРЬ

канд. техн. наук
Шлыков В.А.

e-mail: telecom@kstu2.kursk.ru

ПРЕДСТАВИТЕЛИ В ГОРОДАХ

Журавлев В.И. (Москва)
(095) 273-88-40
Ястребов А.С. (С.-Петербург)
(812)315-82-38
ЛабунецА.М. (Орел) (086) 2-41-9949
Чижухин Г.Н. (Пенза) (841) 2-52-3516
Корячко В.П.(Рязань)
(091)2-72-17-75
Надеев А.Ф. (Казань) (843) 2-38-9924
Султанов А.Х. (Уфа) (347) 2-22-4384
Обуховец В.А. (Таганрог)
(863)44-6-1883
Николаев В.И. (Воронеж)
(073) 2-52-2708
Сай СВ. (Хабаровск) (421) 2-35-8313

АДРЕС РЕДАКЦИИ:

107076, Москва,
Стромынский пер., 4/1
Тел./факс: (095) 268-36-12
<http://www.nait.ru> e-mail:
admin@nait.ru

© ООО "Наука и технологии", 2005

СОДЕРЖАНИЕ

ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ

Родионов Д. И., Довгаль В. М. Трехкаскадный метод решения задачи о назначениях для оптимизации функционирования компьютерных сетей..... 2
Аджемов С. С., Атакищев О. И., Николаев А. В. Особенности применения регулярных грамматических сетей для формального описания сигналов и протоколов документальных служб связи..... 5
Николаев А. В. Классификация грамматических сетей, используемых для формального описания сигналов и протоколов информационно-вычислительных сетей9

ТЕЛЕФОНИЯ

Рыболовлев А. А., Богачев Г. В., Трубицын В. Г. Цифровое кодирование речевого сигнала методом линейного предсказания с адаптивным распределением информационных ресурсов 15

РАСПРЕДЕЛЕННЫЕ ИНФОРМАЦИОННЫЕ И УПРАВЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ

Белов М. В. Топологическое разбиение цифровой карты для визуализации на мобильном терминальном оборудовании распределенных ГИС..... 19

СПУТНИКОВЫЕ СИСТЕМЫ СВЯЗИ

Хазза А. С. Моделирование цифрового частотного детектора в среде MICRO-CAP 7 25
Хазза А. С. Исследование искажений сигналов при частотной демодуляции..... 27
Золотарев В. В., Овечкин Г. В. Многопороговые декодеры для каналов с предельно высоким уровнем шума 29

ОПТИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ

Салахов С. М. Сравнительный анализ расчета вероятности ошибки для различных схем когерентных волоконно-оптических систем передачи с ФМ 35

ЗАЩИТА ИНФОРМАЦИИ. ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ

Типикина. П., ТаныгинМ. О. Методы аутентификации устройств защиты информации и управляющих программных средств 37

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ

ЕвченкоА. В. Совершенствование информационной и технической поддержки для повышения социально-экономической эффективности управленческих решений в региональном менеджменте 43
ЛабунецА. М., Орешин Н. А., Орешин А. Н. Методика оптимизации оценки технического состояния измерительного комплекса автоматизированной системы контроля.....46

УДК 621.391.15

Многopороговые декодеры для каналов с предельно высоким уровнем шума

В. В. ЗОЛОТАРЕВ, Г. В. ОВЕЧКИН

Рассмотрен класс многopороговых алгоритмов декодирования, выполняющих практически оптимальное декодирование помехоустойчивых кодов с линейной сложностью реализации в широком диапазоне кодовых скоростей и уровней шума в канале. Обсуждаются вопросы использования данного метода в каскадных схемах кодирования. Описана аппаратная реализация многopороговых алгоритмов декодирования на кристаллах ПЛИС Xilinx.

Одной из важнейших проблем при создании высокоскоростных цифровых систем связи является правильный выбор методов кодирования и декодирования помехоустойчивых кодов, необходимых для организации достоверной передачи цифровой информации. Использование помехоустойчивых кодов понижает требуемое отношение сигнал/шум в канале связи и позволяет получить энергетический выигрыш кодирования (ЭВК), каждый децибел которого более 20 лет назад оценивался в миллионы долларов в среднемасштабных системах [1]. Сейчас стоимость ЭВК многократно возросла, поскольку он позволяет уменьшать размеры очень дорогих антенн, повышать дальность связи, увеличивать скорость передачи данных, снижать необходимую мощность передатчика. Именно поэтому проблеме увеличения ЭВК во всем мире уделяется огромное внимание, а

достоинства простых и эффективных алгоритмов декодирования невозможно переоценить. На сегодняшний день в теории кодирования известно много классов помехоустойчивых кодов, отличающихся друг от друга структурой, функциональным назначением, энергетической эффективностью, алгоритмами декодирования и многими другими параметрами. Обзор наиболее перспективных методов кодирования по критерию "эффективность—производительность" был сделан в [2], где указывалось, что наибольшее предпочтение в высокоскоростных каналах спутниковой связи заслуживают многopороговые декодеры (МПД). МПД, являясь модификацией простейшего порогового декодера, позволяют декодировать даже очень длинные коды с линейной зависимостью сложности реализации от длины кода. Перед рассмотрением МПД опишем принципы работы обычного порогового декодера.

Пороговый декодер. Пороговый декодер (ПД) Мессис [3] — это один из простейших алгоритмов коррекции ошибок. В процессе его работы принимается решение о значении каждого декодируемого символа на основе обычного "голосования" проверок. Схемы кодера и порогового декодера сверточного самоортогонального кода

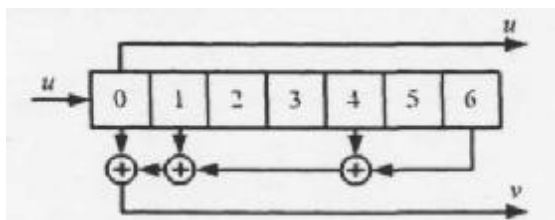


Рис. 1. Схема кодера сверточного СОК

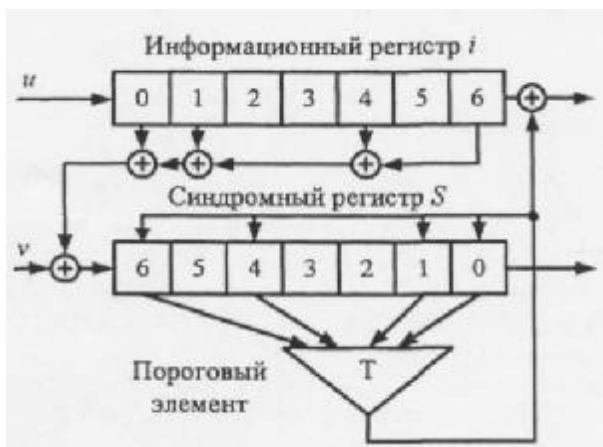


Рис. 2. Схема порогового декодера сверточного СОК

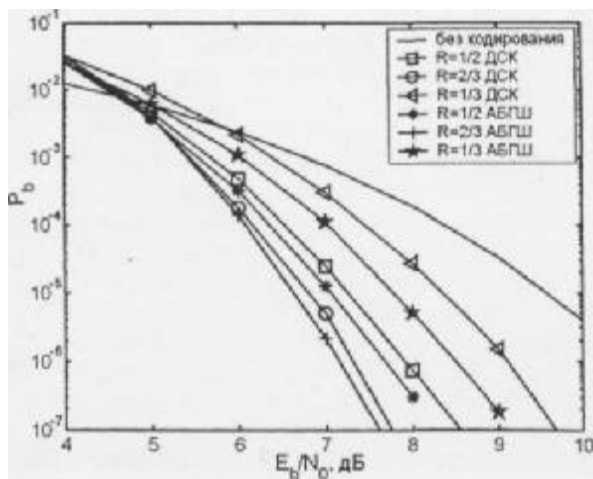


Рис. 3. Характеристики ПД сверточного СОК

(СОК) с кодовым расстоянием $d = 5$, кодовой скоростью $R = 1/2$ и длиной кодового ограничения $n_A = 14$ представлены на рис. 1 и 2. Как видно на рис. 2, ПД состоит только из двух двоичных регистров, нескольких сумматоров по модулю 2 и порогового элемента (ПЭ), который просто суммирует двоичные проверки декодируемого символа и сравнивает их с порогом, изменяя этот символ и все относящиеся к нему проверки, если сумма проверок превысила заданное пороговое значение.

Зависимости вероятности ошибки декодирования P_b на информационный бит от отношения сигнал/шум E_b/N_0 в двоичном симметричном канале (ДСК) и канале с аддитивным белым гауссовским шумом (АБГШ) при использовании двоичной фазовой модуляции (ФМ2) для ПД кодов с различными кодовыми скоростями представлены на рис. 3. Как видно, данный метод имеет слабую корректирующую способность, из-за чего не применяется в системах передачи данных.

Многopороговый декодер. Значительно лучшими характеристиками обладают многopороговые декодеры [4—6, 13], в которых развиты идеи рассмотренного выше порогового декодирования. В них впервые применена идея итеративного декодирования помехоустойчивых кодов, что позволило приблизить эффективность простейшей пороговой схемы к эффективности оптимального декодера.

Схема многopорогового декодера сверточного кода с $d = 5$ и $R = 1/2$ с двумя итерациями декодирования представлена на рис. 4. При необходимости использования большего числа итераций (например, при большом шуме в канале) все последующие итерации полностью аналогичны второй.

Как видно из представленной схемы, каждая итерация МПД отличается от обычного ПД только наличием "разностного" регистра, в котором отмечаются измененные ПЭ информационные символы. Существенно, что решения ПЭ из разностного регистра затем используются другим ПЭ на следующей итерации декодирования.

На ПЭ каждой итерации МПД при декодировании информационного символа u_k при использовании "жесткого" модема (соответствует случаю работы в ДСК) выполняются следующие операции.

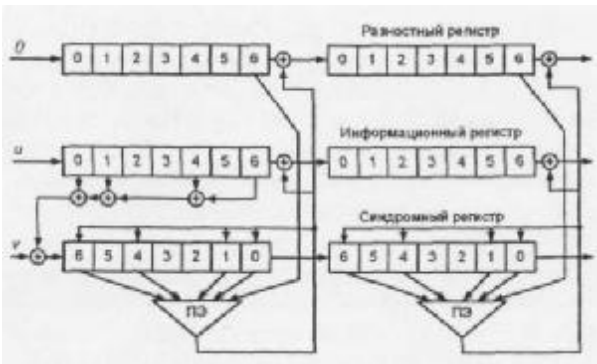


Рис. 4. Схема многопорогового декодера сверточного СОК

1. Вычисляется сумма проверок (каждая из которых для случая ДСК равна 0 или 1), т. е. функция

$$L_k = \sum_{m=1}^J S_{gm} + r_k,$$

$m=1$

где $J = d-1$ — количество проверок (ненулевых элементов порождающего полинома кода G); r_k — символ разностного регистра, относящийся к декодируемому символу u_k (равный 0 или 1); S_{gm} — m -й элемент синдромного регистра, входящий в множество проверок относительно декодируемого символа u_k .

2. Если $L_k > T$, где $T \geq (d-1)/2$ — значение порога ПЭ, то символ u_k , все связанные с ним проверки $\{S_{gm}\}_{m=1, j}$ и символ r_k инвертируются.

3. Переход к декодированию следующего символа (см. п. 1).

Заметим, что при применении "мягкого" модела (соответствует случаю работы в канале с АБГШ), когда осуществляется оценка надежности приема каждого двоичного символа, в МПД выполняются те же операции, но проверки на ПЭ суммируются уже с весами, определяющими надежность оценок принятых из начала битов.

На рис. 5 представлены характеристики МПД в ДСК для нескольких СОК с кодовым расстоянием $d=9$, выбранных в соответствии с критерием минимизации эффекта размножения ошибок (РО) [13]. При получении данных зависимостей использовалось от 5 до 15 итераций декодирования. Для сравнения на рис. 5 штриховыми линиями представлены графики зависимости вероятности ошибки оптимального декодирования данных кодов. Как следует из

представленных графиков, применение МПД для декодирования кодов с малым РО обеспечивает практически оптимальное декодирование, что позволяет получить ЭВК более 5 дБ при $P_b = 10^{-5}$ в ДСК.

На рис. 5 для сравнения также представлены характеристики классического декодера Витерби для сверточного кода с конструктивной длиной $K=7$ и кодовой скоростью $1/2$ и $2/3$. Видно, что МПД в данных условиях оказывается значительно лучше практически реализуемого декодера Витерби, причем с повышением кодовой скорости разница в эффективности становится все более внушительной.

Характеристики МПД в канале с АБГШ для случая использования ФМ2 при квантовании выходного сигнала демодулятора на 16 уровней для тех же кодов представлены на рис. 6. Отметим, что и в данном случае с помощью МПД практически достигается решение оптимального декодера. Таким образом, переход к "мягким" решениям позволяет увеличить ЭВК на 1,5...2 дБ по сравнению с применением только "жестких" решений. Заметим, что такие результаты недостижимы при использовании практически реализуемого оптимального алгоритма Витерби (его характеристики также представлены на рис. 6) из-за экспоненциального роста сложности его реализации от конструктивной длины кода. На данном рисунке также представлены характеристики МПД ПЛИС сверточного кода, разработанной ведущими специалистами в области помехоустойчивого кодирования [6].

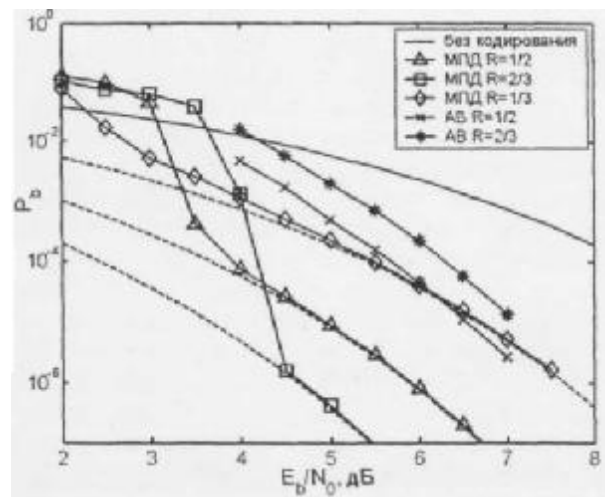


Рис. 5. Характеристики МПД в ДСК

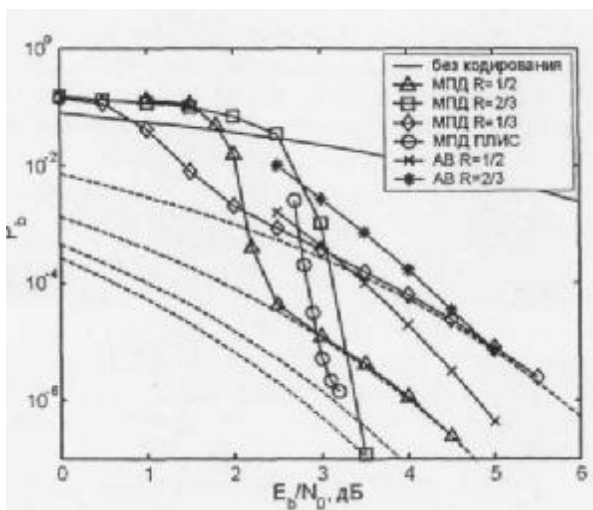


Рис. 6. Характеристики МПД в канале с АБГШ

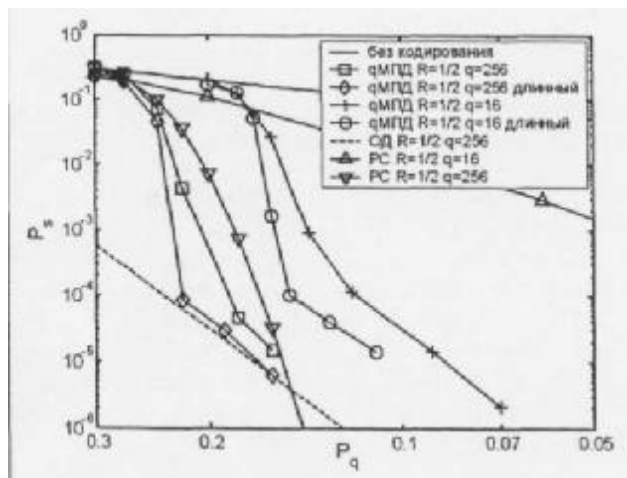


Рис. 7. Характеристики q -ичного МПД

Приведенные выше результаты относились к случаю использования двоичных кодов. Помимо этого МПД способны декодировать и не двоичные коды [11]. Для примера на рис. 7 представлены характеристики q -ичного МПД в q -ичном симметричном канале при различных значениях q . На данном рисунке на оси абсцисс указана вероятность искажения q -ичного символа в канале, а на оси ординат — вероятность ошибки декодирования q -ичного символа. Для сравнения на рис. 7 кривыми "РС" представлены характеристики кодов Рида—Соломона с теми же параметрами. Из рисунка видно, что и в q -ичном симметричном канале МПД обеспечивает характеристики, близкие или даже более высокие, чем коды Рида—Соломона.

Кроме описанных возможностей МПД способен обеспечить высокие характеристики в каналах со стираниями и в системах с многопозиционной модуляцией [12], что делает его универсальным средством простого достижения высокого уровня помехозащищенности сообщений в системах широкого спектра применения.

Сложность реализации. Далее рассмотрим вопросы сложности реализации МПД. Анализируя схему МПД, представленную на рис. 4, можно заметить, что в случае программной реализации данной схемы для декодирования одного информационного бита необходимо выполнить примерно $N_{\text{мд}} \approx (I+1)(d+2)$, операций, эквивалентных сложению. В данном выражении I — количество итераций декодирования, d — кодовое расстояние используемого кода. Заметим, что в большинстве случаев при незначительной потере в эффективности (около 0,1 дБ) удается снизить общее число операций до значения $N_{\text{мд}} \approx 4d+3I$, вследствие чего МПД оказывается более чем на порядок проще всех других реализаций методов коррекции ошибок с сопоставимой эффективностью.

В случае аппаратной реализации МПД скорость его работы v_r определяется скоростью продвижения данных в регистрах сдвига V_p , т. е.

$$V_{\text{МПД}} \approx k_0 V_p,$$

где k_0 — количество информационных ветвей. В результате МПД при аппаратной реализации оказывается на два и более порядков быстрее [5, 7] сопоставимых по эффективности турбокодов.

К настоящему времени в ФГУП НИИР при тесном сотрудничестве с другими организациями разработан кодек МПД на базе ПЛИС Xilinx типа Spartan [6]. В данной ПЛИС использовался сверточный код с кодовым расстоянием $d = 11$, кодовой скоростью $R = 1/2$ и длиной порядка 4000. На рис. 6 кривой "МПД ПЛИС" представлены результаты экспериментального исследования кода МПД. Заметим, что в данной ПЛИС полностью реализованы все возможности МПД по распараллеливанию операций декодирования на аппаратном уровне. Поэтому производительность декодера ограничивается только скоростью движения данных по его регистрам сдвига, которые относятся к самым быстрым элементам схмотехники ПЛИС. Этим и определяется очень высокая производительность кода МПД, которая составляет до 480 Мбит/с и может быть еще существенно увеличена.

Каскадные схемы на основе МПД. Еще одной особенностью МПД является то, что его ошибки в области почти оптимального декодирования оказываются в основном одиночными. Это позволяет легко использовать МПД в составе различных каскадных схем кодирования и даже без дополнительных устройств перемежения и восстановления. Особое место среди каскадных схем на базе МПД занимает его каскадирование с кодами контроля по четности (ККЧ) [8]. Особенность данной схемы заключается в том, что такое каскадирование практически не требует дополнительных затрат на оборудование (в схему кодирования необходимо добавить лишь один сумматор по модулю 2), тогда как использование в каскадном коде, например, кодов Рида—Соломона несравненно сложнее.

Рассмотрим принцип работы декодера каскадного кода, внешним кодом которого является ККЧ, а внутренним — самоортогональный код (СОК), декодируемый с помощью МПД. При этом длину n_1 ККЧ необходимо выбирать достаточно большой (порядка 25... 100), для того чтобы потери в энергетике вследствие уменьшения общей кодовой скорости были незначительными.

На первом этапе работы декодера, как в любом каскадном коде, осуществляется декодирование принятой из канала последовательности с помощью декодера внутреннего кода, т. е. МПД. Пусть после последней итерации МПД помнит все суммы проверок относительно всех декодированных символов. Тогда для исправления одиночных ошибок с помощью ККЧ для всех n_1 символов блока данного кода вычисляется достоверность решения $\Delta_i = |m_i - T|$, где m_i — сумма проверок относительно i -го символа, T — значение порога на пороговом элементе последней итерации декодирования, $i = 1...n_1$. Затем в случае обнаружения с помощью ККЧ ошибки (т. е. в случае отличия от нуля суммы элементов блока ККЧ по модулю 2) исправляется символ, достоверность Δ_i которого минимальна. Если есть несколько символов с минимальной достоверностью, то изменение информационных символов не проводится.

На рис. 8 представлены верхние оценки вероятностей ошибки в ДСК для СОК с $d = 7, 9, 11$ (здесь и далее считается, что данные СОК декодируются с помощью МПД) и каскадной схемы на его основе (длина ККЧ n_1 выбрана равной 25). Методика получения данных оценок

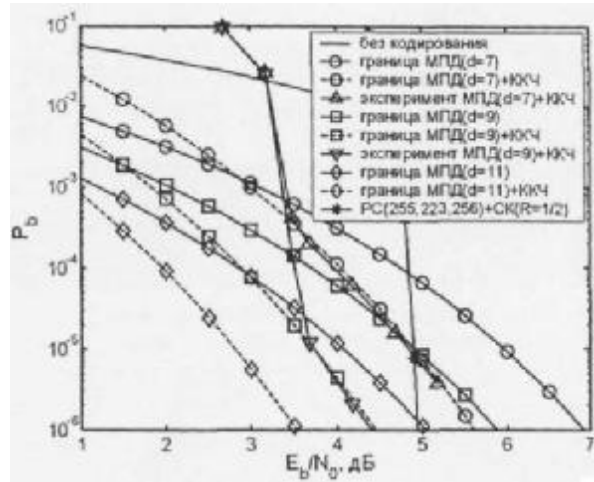


Рис. 8. Характеристики каскадного МПД в ДСК

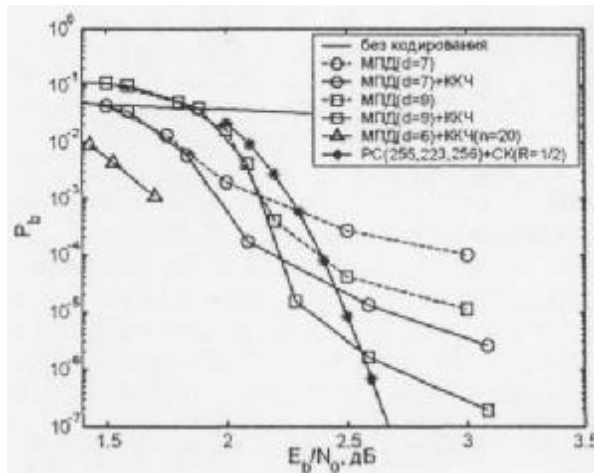


Рис. 9. Характеристики каскадного МПД в канале с АБГШ

подробно рассмотрена в [8]. На этом же рисунке показаны результаты моделирования каскадного кода на базе СОК с $R = 1/2$, $d = 7$ и $d = 9$. За метим, что использование простейшего ККЧ со совместно с СОК позволило получить дополнительный энергетический выигрыш около 1...1,5 дБ при вероятности ошибки на выходе декодера $P_b = 10^{-5}$.

Эффективность работы каскадной схемы, состоящей из тех же СОК и ККЧ с $n_1 = 50$, в канале с АБГШ иллюстрирует рис. 9. И в данном случае каскадный код оказывается значительно лучше некаскадного. Следует отметить, что при получении представленных зависимостей ККЧ использовался на нескольких итерациях декодирования, тем самым "помогая" МПД при деко-

дировании внутреннего СОК. Также отметим, что значительно более сложный каскадный код, состоящий из кода Рида—Соломона (255, 223, 33) и сверточного кода с длиной кодового ограничения $K = 7$ и кодовой скоростью $R = 1/2$, декодируемый с помощью оптимального алгоритма Витерби, даже при меньшей кодовой скорости ($R \approx 0,437$) уступает каскадной схеме на базе МПД при $P_b > 10^{-6}$.

Заметим, что рассмотренный способ каскадирования позволяет улучшить характеристики МПД только в области его эффективной работы. Кривой "МПД ($d=6$) + ККЧ ($n = 20$)" на рис. 9 представлены характеристики каскадной схемы, состоящей из сверточного кода с $R = 1/2$ и $d = 6$ и ККЧ длиной 20 при использовании 45 итераций декодирования. Подчеркнем, что данная схема кодирования при очень малой сложности реализации способна работать всего в 1,5 дБ от границы Шеннона, которая для данных параметров кодирования и канала составляет примерно 0,2 дБ.

Среди других возможных применений МПД следует выделить его использование для декодирования параллельных кодов [9, 10], кодов с неравномерной энергетикой и кодов с выделенными ветвями. Хотя отдельное использование каждого из данных подходов приводит лишь к незначительному (0,3...0,7 дБ) повышению эффективности по сравнению с обычным МПД, совместное применение этих схем позволяет добиться существенного улучшения результатов.

Дополнительную информацию о многопороговом методе декодирования можно получить на специализированном веб-сайте [13].

Заключение. Огромное преимущество МПД перед всеми другими схемами декодирования по числу операций и возможность их полного распараллеливания при аппаратной реализации позволяют считать, что в результате 30-летних исследований, разработан широкий класс многопороговых алгоритмов, которые могут быть признаны основным методом коррекции ошибок для многих современных высокоскоростных систем передачи данных с предельно возможными уровнями энергетического выигрыша и очень высоким быстродействием.

На сегодняшний день высокие характеристики кроме МПД могут обеспечить всего несколько методов. Но учет проблемы сложности при сопоставимых уровнях ЭВК показывает, что в

этом случае алгоритмы на базе МПД сохраняют близость по сложности реализации к простейшему декодеру порогового типа и поэтому в большинстве случаев применения кодирования являются наиболее предпочтительными методами декодирования в приемлемых по стоимости высокоскоростных системах связи.

Представленные возможности МПД демонстрируют высокий уровень российских разработок в сфере систем связи различного назначения, опережающий зарубежные исследования этого типа примерно на 5—7 лет. Рассмотренные в этой статье достижения российских специалистов обеспечивают эффективное повышение достоверности передачи в цифровых спутниковых, космических и других каналах связи самого широкого назначения.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Берлекэмп Э. Р. Техника кодирования с исправлением ошибок // ТИИЭР. 1980. Т. 68. № 5. С. 24-58.
2. **Золотарев В. В., Овечкин Г. В.** Эффективные алгоритмы помехоустойчивого кодирования для цифровых систем связи // Электросвязь. 2003. № 9. С. 34—37.
3. **Мессис Дж.** Пороговое декодирование: Пер. с англ. / Под ред. Э. Л. Блоха. М.: Мир, 1966. 208 с.
4. **Zolotarev V. V.** The Multithreshold Decoder Performance in Gaussian Channels // in Proc: 7-th Intern. Symp. on Commun. Theory and Applications TISCTA'03. 2003. P. 18—22.
5. **Золотарев В. В., Овечкин Г. В.** Помехоустойчивое кодирование. Методы и алгоритмы. Справочник. М.: Горячая линия — Телеком, 2004. 126 с.
6. **Многопороговые** декодеры для высокоскоростных спутниковых каналов связи: новые перспективы / Ю. Б. Зубарев, В. В. Золотарев, Г. В. Овечкин, В. В. Строков, С. Е. Жуков // Электросвязь, 2005. № 2. С. 10-12.
7. **Золотарев В. В., Овечкин Г. В.** Сравнение сложности реализации эффективных методов декодирования по мехоустойчивых кодов // 6-я Междунар. конф. и вист. "Цифровая обработка сигналов и ее применение". М., 2004. Т. 1. С. 220-222.
8. **Золотарев В. В., Овечкин Г. В.** Использование многопорогового декодера в каскадных схемах // Вестник РГРТА. 2003. Вып. 11. С. 112-115.
9. **Золотарев В. В.** Параллельное кодирование в каналах СПД// Вопросы кибернетики. 1986. Вып. 120. С. 56—58.
10. **Овечкин Г. В.** Методы улучшения эффективности многопорогового декодера самоортогональных кодов // Вестник РГРТА. 2004. Вып. 14. С. 54—58.
11. **Золотарев В. В.** Недвоичные многопороговые декодеры // Цифровая обработка сигналов. 2003. № 3. С. 10—12.
12. **Денисова М. А., Овечкин Г. В., Овечкин П. В.** Применение многопорогового декодера в системах передачи данных с многопозиционными системами модуляции // Матр. 13-й Междунар. науч.-техн. конф. Рязань: РГРТА, 2004. С. 58-59.
13. **Веб-сайт** www.mtdbest.iki.rssi.ru.