

УДК 621.396.67

ДЕКОДИРОВАНИЕ СВЁРТОЧНЫХ КОДОВ В УСЛОВИЯХ ПЕРЕМЕЖЕНИЯ СИМВОЛОВ

Раджабов Холматжон Маликович

магистрант института информационных технологий и радиоэлектроники ФГБОУ ВО «Владимирский государственный университет имени А.Г. и Н.Г. Столетовых».

E-mail: bekov_03@mail.ru.

Раджабов Улугбек Маликович

аспирант кафедры «Радиотехника и радиосистемы» института информационных технологий и радиоэлектроники ФГБОУ ВО «Владимирский государственный университет имени А.Г. и Н.Г. Столетовых».

E-mail: u.m.rajabov@gmail.com.

Полушин Петр Алексеевич

доктор технических наук, доцент; профессор кафедры «Радиотехника и радиосистемы» института информационных технологий и радиоэлектроники ФГБОУ ВО «Владимирский государственный университет имени А.Г. и Н.Г. Столетовых».

E-mail: polushin.p@mail.ru.

Никитин Олег Рафаилович

доктор технических наук, профессор; заведующий кафедрой «Радиотехника и радиосистемы» института информационных технологий и радиоэлектроники ФГБОУ ВО «Владимирский государственный университет имени А.Г. и Н.Г. Столетовых».

E-mail: olnikitin@mail.ru.

Адрес: 600000, г. Владимир, ул. Горького, 87.

Аннотация: В области помехоустойчивого кодирования наибольшее активное применение находит свёрточное кодирование. Область применения охватывает наземные и спутниковые системы передачи информации. Развитие действующих средств связи приводит к стабильному росту качества и числа радиоаппаратуры. За счёт роста потребностей экономики и широкого спектра возможностей, предлагаемых пользователю, детерминирован количественный рост, и, следовательно, требования к повышению качества радиотехнической аппаратуры. В данных условиях алгоритм свёрточного декодирования Витерби теряет свою эффективность. Перемежение сигналов часто используется для решения проблем с замиранием. В данной статье представлены решения задачи адаптации алгоритма Витерби с использованием перемежения символов, также даются способы реализации адаптации.

Ключевые слова: декодирование, алгоритм Витерби, перемежение символов, замирания, свёрточный код.

Введение

В системах передачи цифровой информации большую популярность обрели свёрточные коды. Среди всего прочего самым эффективным признан алгоритм свёрточного декодирования Витерби. В связи с действующими требованиями к современным системам большинство способов свёрточных обработок оказывается недостаточно эффективным. Существует возможность произвести внутреннюю адаптацию некоторых алгоритмов свёрточной обработки сигналов, которые при различных

условиях повышают эффективность борьбы с межсимвольной интерференцией.

Декодирование свёрточных кодов можно осуществить различными способами для решения проблем с группированием ошибок вследствие влияния замираний сигналов. Эти способы основаны на перемежении и деперемежении цифровых символов. При перемежении следующие последовательно искажённые символы подвергаются разнесению во времени и, значит, согласно алгоритму Витерби, применение свёрточного декодирования является

успешным.

Однако при этом возможен неправильный выбор наилучшего пути по решётке при применении перемежения и ошибочное декодирование части участка переданной информационной последовательности. Вследствие вычисления каждой метрики пути по одному и тому же методу средний уровень шума на всей длине пути предполагается постоянным. Это утверждение будет верным при отсутствии перемежения. Однако следует заметить, что в результате замираний отношение «сигнал/шум» подобного типа символов может существенно изменяться. В результате в образовании суммарной метрики каждого пути величина вклада каждого символа также должна изменяться, а в типовом алгоритме Витерби этого не происходит.

Уменьшение вероятности ошибки при декодировании и увеличение помехоустойчивости передаваемой информации являются главной задачей предлагаемого метода декодирования свёрточных кодов. Выбор пути по решёточной диаграмме, которая, в целом, имеет минимальную метрику, является главным методом «мягкого» метода декодирования по алгоритму Витерби. Путь с минимальной метрикой соответствует максимально вероятной переданной последовательности символов.

**Принцип работы
модифицированного метода
декодирования свёрточных кодов в условиях перемежения символов**

Рассмотрим декодер Витерби в деталях (рис. 1). Из канала связи на вход приёмника поступает радиосигнал (Пр), в котором выполняется процесс переноса сигнала из высокочастотной области в низкочастотную. После этого сигнал подвергается усилению и передаётся дальше. Для обеспечения непрерывности амплитуды входного сигнала производится автоматическая регулировка усиления в соответ-

ствующем блоке (АРУ). Сигнал с выхода АРУ демодулируется с применением корреляционного преобразования. Полученный сигнал перемножается с сигналом опорного генератора с соответствующей частотой и производится усреднение на временном отрезке соответствующей длительности символов. Последовательность символов поступает на блок деперемежения (Деп1), где происходит реконструкция исходного порядка символов, который соответствует порядку до перемежения.

Одновременно с данными процессами производится формирование требуемых при декодировании весовых коэффициентов α_i , которые соответствуют отдельные символы u_i .

Формируемое амплитудным детектором (АД) напряжение соответствует амплитуде входного радиосигнала. Принимаемые символы усредняются по амплитуде с длительностью, равной квазипериоду замираний в блоке усреднения (Уср). Вторым деперемежителем производится операция, абсолютно обратная

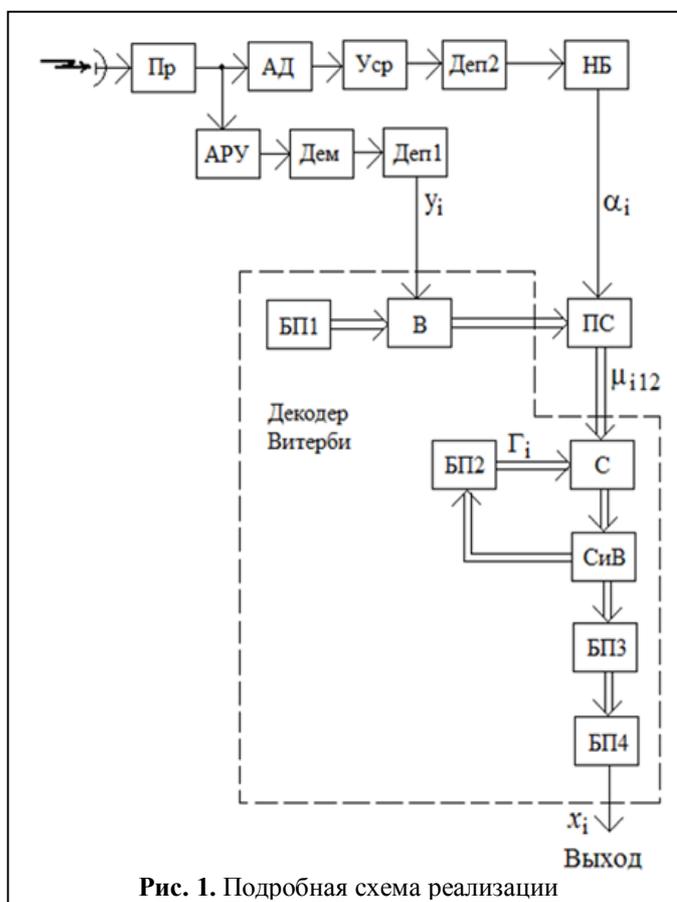


Рис. 1. Подробная схема реализации

процессу, производимому на первом перемежителе передающего устройства, то есть восстанавливается исходная последовательность символов. Исходя из разновидности принимаемых типов модулятора-демодулятора, проводятся соответствующие нелинейные преобразования в блоке НБ.

Декодером производится, в соответствии алгоритмом Витерби, «мягкое» декодирование. Выход второго деперемержителя (Деп2) соединён с многоканальным множителем – сумматором (ПС), который умножает входное напряжение на поступающие с многоканального вычитателя отдельные сигналы.

Коды переходов хранятся в блоке памяти БП1. Вычисление квадратов от значений отдельных кодовых переходов и разности значений y_i осуществляется в многоканальном вычитателе. Метрики переходов μ_j формируются в результате работы многоканального перемножителя-сумматора ПС, где эти квадраты перемножаются, для отдельных символов, с выходными коэффициентами α_i нелинейного блока НБ. Полученные на предыдущем этапе метрики состояний Γ_j подаются с блока памяти БП2. Полученные метрики суммируются (С – многоканальный сумматор) с метриками выходных переходов из отдельных состояний. Вычисленные метрики подвергаются сравнению и анализируются по каждому новому состоянию в блоке СиВ. В процессе анализа соответствующих сумм метрик производится выбор той метрики, значение которой наименьшее, а другой переход исключается. В результате вычисляются новые метрики состоя-

ний Γ_{i+1} , принимаемые в последующих этапах. Данные метрики сохраняются в следующем блоке (БП3) и подаются на предыдущий блок памяти БП2 с началом следующего этапа.

Таким же образом блок памяти БП3 сохраняет номера выживших переходов для отдельных состояний, которые фиксируются совместно с предыдущими номерами и формируют путь до этого состояния. Отброшенные пути удаляются из памяти. Если количество путей больше единицы, то они останутся в памяти. Если для каждого этапа будет лишь по одному переходу, то исходный закодированный символ на этом этапе считается декодированным и соответствующие значения переходов направляются на блок памяти БП4 и удаляются из БП3. В данном блоке памяти анализируется соответствие кодов переходов информационным символам и набор декодированных данных передаётся на выход устройства.

Свёрточный кодер передатчика можно рассмотреть на примере рис. 2.

В результате кодирования отдельные получаемые кодовые символы имеют зависимость от нескольких входных информационных символов (при скорости кодирования $1/2$ – от 3-х символов). Помимо того, при поступлении каждого информационного символа на выходе кодера формируется комплект последовательности кодированных символов (в данном случае комплект из 2 символов), вычисленных при помощи разных логических процессов.

Следовательно, в данном кодере содержится трёхразрядный регистр сдвига. На вход регистра сдвига поступают информационные символы S_i . С поступлением очередного символа регистр сдвигает набор символов на разряд слева направо. Символы поступают с длительностью $2T$.

Сигналы со всех разрядов регистра подаются на первый сумматор по модулю два. Сигналы с крайних разрядов, то есть с 1 и 3, направляются на другой аналогичный сумматор 2. Вычисленные суммы формируют сигналы x_{i1} и x_{i2} , по-

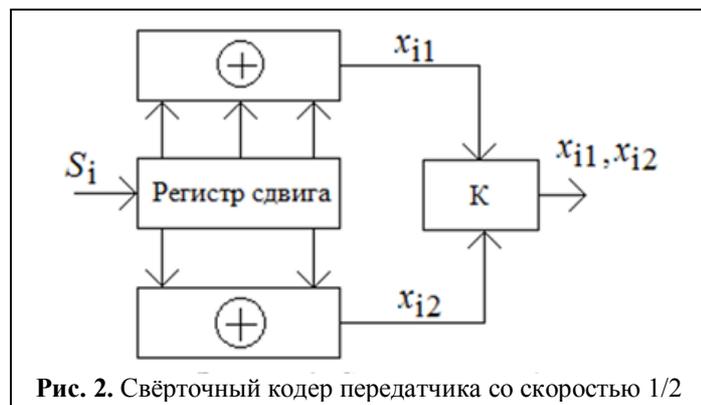


Рис. 2. Свёрточный кодер передатчика со скоростью $1/2$

ступающие на коммутатор К. В процессе работы коммутатор подключает на выход последовательно сигналы x_{i1} и x_{i2} с длительностью Т. Следовательно, каждый входной информационный символ S_i инициирует формирование на выходе декодера соответствующие наборы символов x_{i1} и x_{i2} .

Проанализируем процесс декодирования согласно алгоритму Витерби (рис. 1). Первый блок памяти БП1 содержит вероятность сигналов δ_j , формируемых на выходе кодера. В данном образце новый принятый символ будет представлен в первом разряде регистра сдвига (на рис. 2), а два предшествующих символа представляются в следующих разрядах.

Данные два предшествующих символа устанавливают положение регистра до получения последующего символа. Логические значения определяют следующие возможные комбинации – 00, 10, 01 и 11.

Параметры модифицированного свёрточного алгоритма декодирования Витерби при перемежении символов

В соответствии с модифицированным алгоритмом Витерби процесс свёрточной обработки реализован с помощью компьютерного моделирования. Задавались следующие параметры: вектор кода, длина кодового ограничения и характеристики распределения в виде дисперсии и математического ожидания. Далее определяются векторы переходов между состояниями, которые необходимы для имитации решётчатой диаграммы. После этого на входе приёмника производится имитация АБГШ в виде нормального распределения с нулевым средним.

Генерируется входная последовательность данных, производится кодирование и имитируются искажения аддитивным белым гауссовым шумом. Потом производится декодирование по алгоритму Витерби. В первую очередь вычисляются «хемминговые» расстояния между символами и векторами переходов.

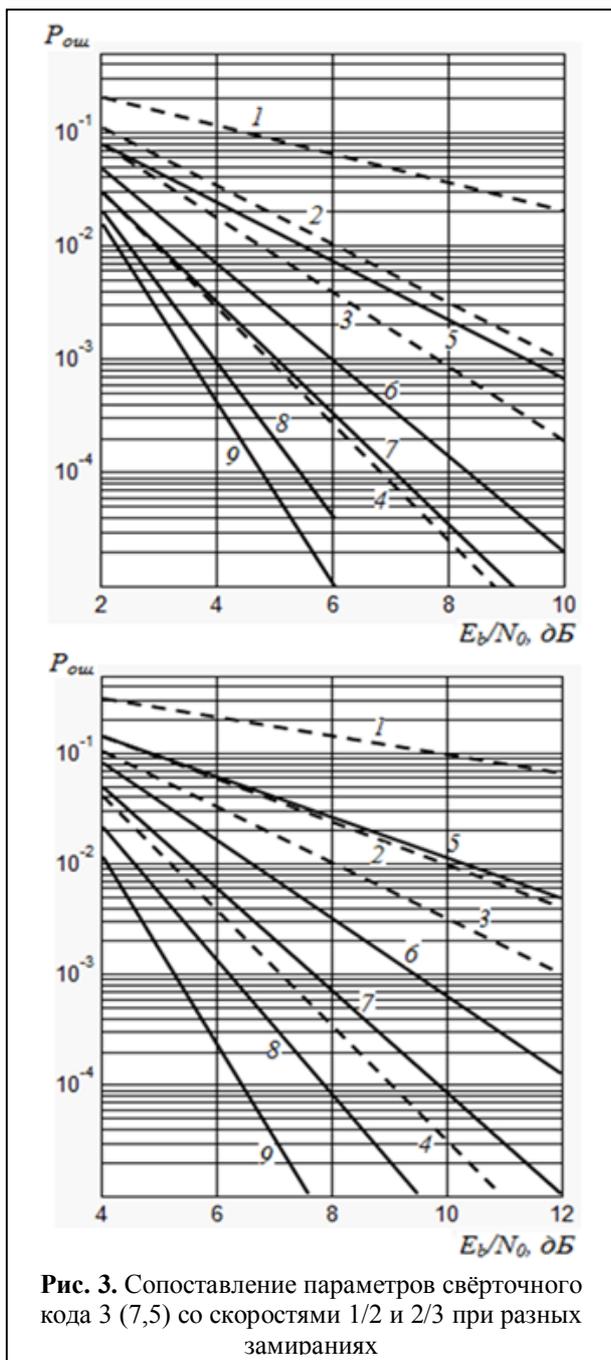
На последующем этапе производится расчёт суммарных метрик состояний ячеек, и определяются переходы с минимальной суммарной метрикой. При этом прочие переходы исключаются, а выжившие сопоставляются с решётчатой диаграммой и в завершающем этапе выдаётся исходный ряд передаваемых символов. Результатом моделирования будет зависимость ошибочного декодирования исходных символов от отношения энергии сигнала к мощности шума в спектральном представлении.

Далее показаны несколько графиков зависимости возможности ошибочного декодирования от мощности сигнала, соответствующей одному биту, к мощности шума. Применялись классические свёрточные коды (7,5) со скоростью кодирования $R=1/2$ и 7 (171,133) с $R=2/3$ (получается перфорацией первого кода).

Ниже представлены некоторые из полученных графиков зависимости вероятности ошибки декодирования символа от соотношения энергии сигнала, приходящейся на один бит входного сообщения, к спектральной мощности шума.

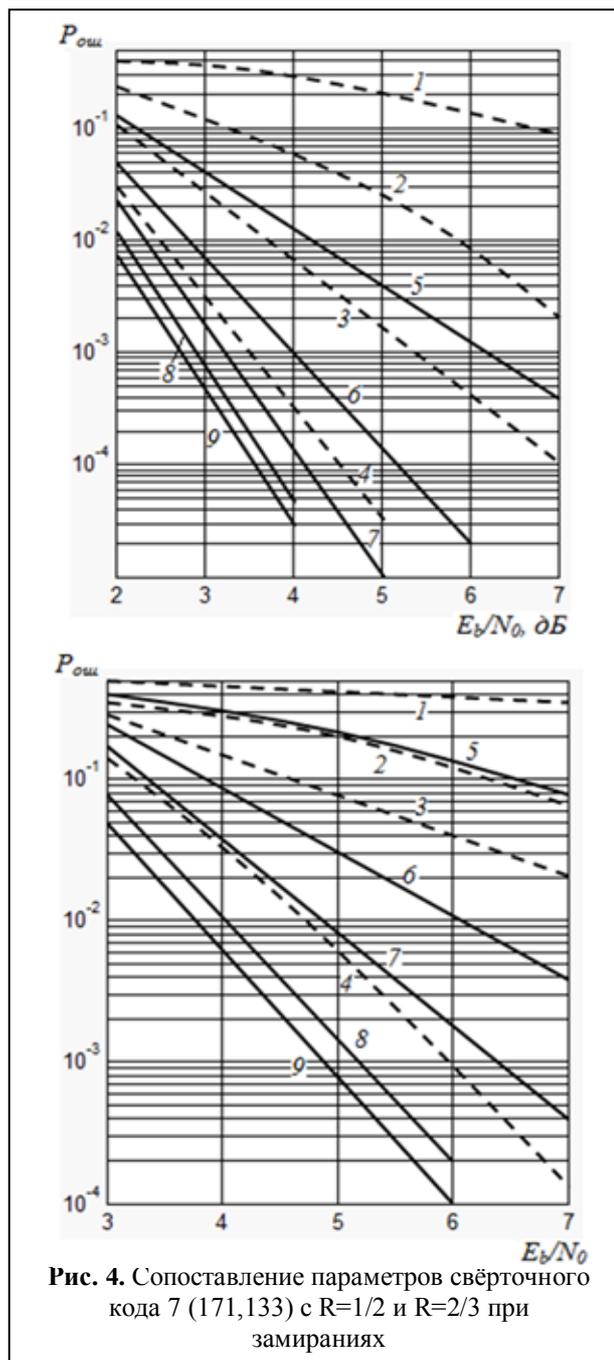
Компьютерное моделирование осуществлялось на языке программирования Matlab. Результаты работы данного моделирования отображены на рис. 3. По вертикальной оси откладывается вероятность ошибочного декодирования с логарифмической шкалой, а по горизонтальной – отношение «сигнал/шум». Свёрточный код 3 (7,5) с $R=1/2$ и код с $R=2/3$, получающиеся в результате перфорации, отображены на рисунке сверху вниз соответственно. Действие классического алгоритма Витерби при перемежении отображено прерывистыми линиями 1, 2, 3, 4. Графики 5, 6, 7 и 8 отображают модифицированный алгоритм. График 9 отображает стандартный алгоритм при отсутствии перемежения и замираний.

Одностороннему нормальному распределению соответствуют линии 1 и 5, релеевского – 2 и 6, распределению Райса с параметрами $m_x=2$; $m_y=0$; $\sigma_x=1$; $\sigma_y=1$ – графики 3 и 7, а так-



же распределению Райса с параметрами $m_x=4$; $m_y=0$; $\sigma_x=1$; $\sigma_y=1$ – графики 3 и 8.

Помехоустойчивость повышается при увеличении постоянной составляющей в распределении замираний на канале, что показано на рис. 3. В теории самым плохим результатом обладает одностороннее нормальное распределение, что, собственно, и наблюдается. В случае релейских замираний увеличение помехоустойчивости достигает величины 4 дБ при ис-



пользовании кода (7,5) с $R = 1/2$ с вероятностью ошибок декодирования 10^{-3} . В случае распределения Релея-Райса увеличение достигает 3 дБ и 1 дБ при коде (7,5) с $R = 1/2$, и 4 дБ и 1 дБ с $R = 2/3$. Уменьшение помехоустойчивости наблюдается с возрастанием R (кодовой скорости), что соответствует теории.

Результаты использования кода NASA отображены на рис. 4. Верхняя часть графика отображает действия кода (171,133) с $R=1/2$, а

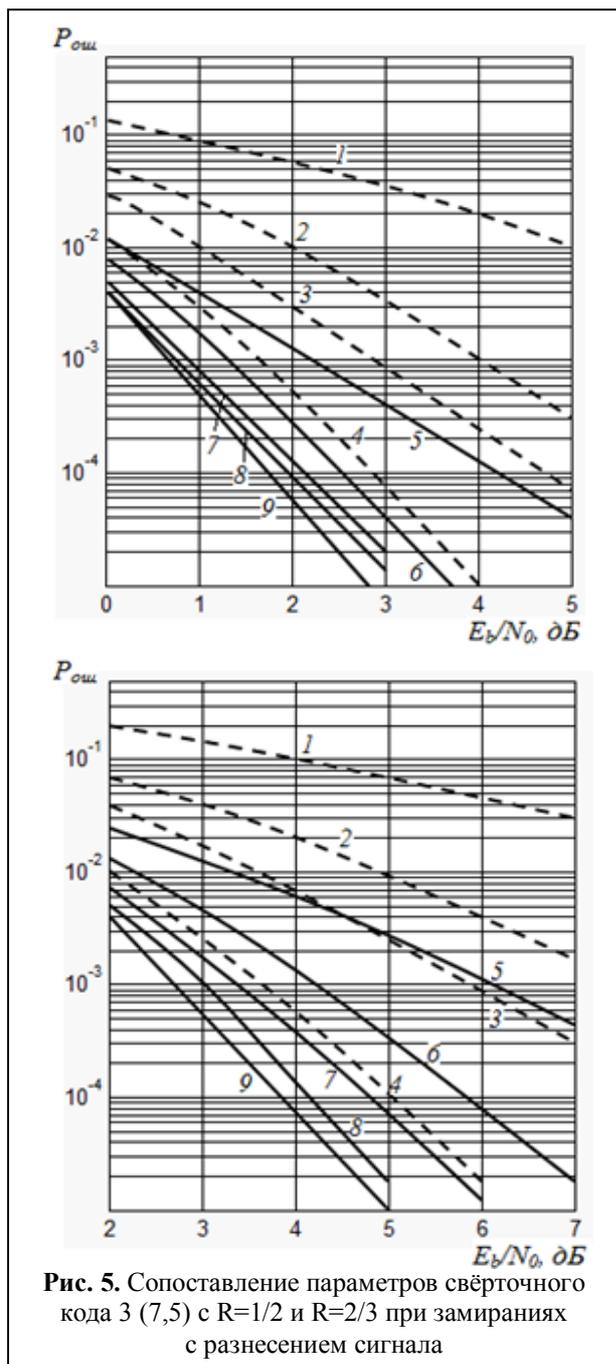


Рис. 5. Сопоставление параметров свёрточного кода 3 (7,5) с $R=1/2$ и $R=2/3$ при замираниях с разнесением сигнала

нижняя часть – переформированный код с $R = 2/3$

Вследствие анализа данных графиков можно подчеркнуть, что код (7,5) уступает коду NASA по помехоустойчивости на 1 дБ с учётом вероятности ошибок декодирования, равной 10^{-3} , что не противоречит теории. В случае релейских замираний и применении кода NASA с $R = 1/2$ и вероятностью ошибочного декодирования 10^{-3} , помехоустойчивость воз-

растает на 4 дБ. В случае распределения Релея-Райса и применении кода NASA помехоустойчивость возрастает на 2 дБ и 1 дБ с $R = 1/2$, а также на 4 дБ и 1 дБ с $R = 2/3$.

Итоги работы алгоритма для кода (7,5) с $R = 1/2$ и $R = 2/3$ при разнесении сигналов и использовании линейного суммирования отображены на рис. 5.

При линейном сложении помехоустойчивость возрастает на 3 дБ. При применении перемежения символов в условиях разнесения сигналов понижается возможность ошибочного декодирования. Параметр R и замирание сигналов аналогичны предыдущим графикам. В случае релейских замираний повышение помехоустойчивости достигает 2,5 дБ при использовании кода (7,5) с $R = 1/2$ и 4 дБ с $R = 2/3$ с величиной вероятности ошибок декодирования 10^{-3} . В случае распределения Релея-Райса и применении кода (7,5) помехоустойчивость возрастает на 2 дБ и 1 дБ с $R = 1/2$, а также на 2,5 дБ и 0,8 дБ с $R = 2/3$.

Итоги работы алгоритма для кода 7 (171,133) с $R = 1/2$ и $R = 2/3$ при разнесении сигналов отображены на рис. 6.

Наибольшая эффективность получается при использовании данного алгоритма с $R = 1/2$, что соответствует отсутствию перемежения. В случае релейских замираний и применении кода NASA и вероятностью ошибочного декодирования 10^{-3} , помехоустойчивость возрастает на 3 дБ с $R = 1/2$ и 4 дБ с $R = 2/3$. В случае распределения Релея-Райса и применении кода NASA помехоустойчивость возрастает на 1,5 дБ и 0,3 дБ с $R = 1/2$, а также на 2,5 дБ и 0,5 дБ с $R = 2/3$.

Заключение

1. В системах связи со свёрточной обработкой наблюдается снижение помехоустойчивости в силу воздействия замираний канала.
2. Использование модифицированного метода декодирования имеет преимущество по помехоустойчивости перед известным алгоритмом Витерби.
3. При использовании модификаций наиболее эффективным является кодирование со скоро-

стью $R = 1/2$, а при использовании перфорации кода с увеличением R данная эффективность уменьшается.

Литература

1. Берлекэмп Э.Р. Техника кодирования с исправлением ошибок // ТИИЭР. 1980. Т. 68. № 5. С. 24–58.

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

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

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

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

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

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

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

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

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

Поступила 18 апреля 2018 г.

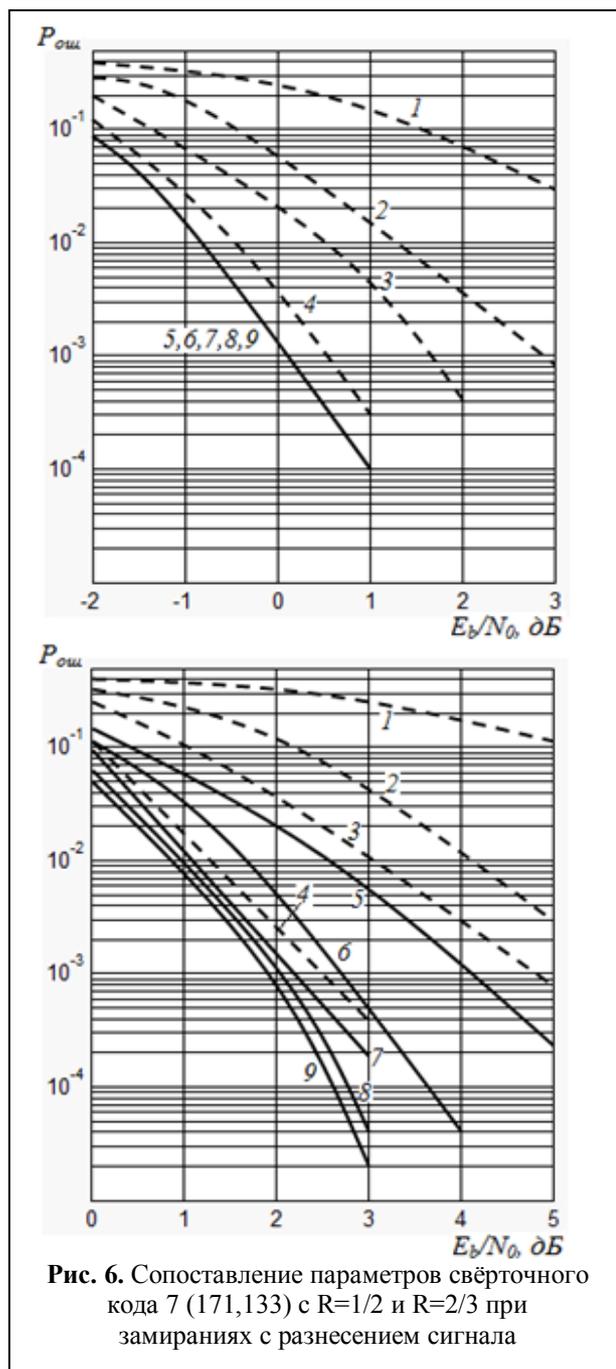


Рис. 6. Сопоставление параметров сверточного кода 7 (171,133) с $R=1/2$ и $R=2/3$ при замиряниях с разнесением сигнала

English

CONVOLUTIONAL CODE DECODING AMID SYMBOL INTERLACING

Holmatzhon Malikovich Radzhabov – Master's Degree Student, Institute of Information Technologies and Electronic Engineering, Federal state budgetary Educational Institution of Higher Education "Vladimir State University named after A.G. and N.G. Stoletovs". E-mail: bekov_03@mail.ru.

Ulugbek Malikovich Radzhabov – Graduate Student, Institute of Information Technologies and Electronic Engineering, Federal state budgetary Educational Institution of Higher Education "Vladimir State University named after A.G. and N.G. Stoletovs". *E-mail:* u.m.rajabov@gmail.com.

Pyotr Alekseyevich Polushin – Doctor of Engineering, Associate Professor; Professor of Department of Radio Engineering and Radio Systems, Institute of Information Technologies and Electronic Engineering, Federal state budgetary Educational Institution of Higher Education "Vladimir State University named after A.G. and N.G. Stoletovs". *E-mail:* polushin.p@mail.ru.

Oleg Rafailovich Nikitin – Doctor of Engineering, Professor; the Head of Department of Radio Engineering and Radio Systems, Institute of Information Technologies and Electronic Engineering, Federal state budgetary Educational Institution of Higher Education "Vladimir State University named after A.G. and N.G. Stoletovs". *E-mail:* olnikitin@mail.ru.

Address: 600000, Vladimir, Gorky St., 87.

Abstract: This article mainstream consists in the research of convolutional signal processing to enhance the digital data exchange efficiency in the various noise environment, in particular symbol-to-symbol interference which is responsible for errors. Convolutional processing research can be found in works of V.L. Banket, E. Viterbi, J. Clark and others. Viterbi convolutional decoding algorithm is recognized as the most effective among all others. The purpose of this article is the development and research of new modifications of convolutional signal processing for the effective suppression of symbol-to-symbol interference in digital signals. To achieve this purpose the article puts forward developed and researched modification of Viterbi convolutional decoding algorithm amid interlacing symbols. To solve the above tasks the methods based on probability theory, the coding theory were employed. The computer simulation in the Matlab programming language and electronic data processing machine were used during practical implementation. Using symbol interlacing to counteract signal suppression in data transmission systems based on Viterbi decoding algorithm leads to essential noise stability deterioration of convolutional codes. Noise stability properties come close to the properties for the code operating in the channel without signal depression when applying the modified method of Viterbi decoding code amid interlacing symbols. The gain from the method application is 4 dB depending on type of the used convolution code.

Keywords: decoding, Viterbi algorithm, interlacing symbols, depression, convolutional code.

References

1. Berlekamp E.R. Error correction coding // TIIEP. 1980, T. 68. No. 5. Pp. 24–58.
2. Viterbi A.D., Omura J.K. Principles of digital communication and coding; transl. from Engl. M. : Radio I svyaz, 1982. 536 p.
3. Galkin A.P., Lapin A.N., Samoylov A.G. Simulation of communication system channels. M. : Svyaz, 1979. 94 p.
4. Gonorovskiy I.S. Radio engineering circuits and signals. M. : Sovetskoye radio, 1977. 608 p.
5. Clark J., Kaine J. Error-Correction Coding for Digital Communications. Transl. from Engl. Ed. by B.S. Tsybakov. M. : Radio I svyaz , 1987. 392 p.
6. Levin L.S., Plotkin M.A. Data transmission digital systems. M. : Radio i svyaz, 1982. 216 p.
7. Nikitin O.R., Polushin P.A., Sinitsyn D.V., Ulyanova E.V. Metrics in convolutional signal processing // Fundamentalnye issledovaniya. 2012. No. 11, part 2. Pp. 450–453.
8. Polushin P.A., Sinitsyn D.V., Dzhulani I., Gómez Zh.L. Concentrated noise impact on the transmission systems of signals with convolutional coding // Radiotekhnicheskiye i telekommunikatsionnyye sistemy. 2014. No. 3(15). Pp. 69–73.
9. Polushin P.A., Ulyanova E.V., Sinitsyn D.V. Estimation matrix algorithm of the channel parameters amid symbol-to-symbol interference // Radiotekhnicheskiye i telekommunikatsionnyye sistemy. 2010. No. 4. Pp. 35–38.
10. Polushin P.A., Samoylov A.G., Samoylov S.A. The generalized method of combining displaced signals // Proektirovanie i tehnologia elektronnyh sredstv. 2006. No. 1. Pp. 2–8.