

- тромагнитная совместимость и экология». Санкт-Петербург: Изд. ЛЭТИ, 2009. – С.221-224.
3. Колесников В.Н., Мищенко С.Е., Шацкий В.В. Аппроксимационный синтез автокомпенсатора помех // Известия вузов. Радиоэлектроника. №4, 2009. – С.76-80.
 4. Колесников В.Н., Мищенко С.Е., Мищенко Е.Н., Шацкий В.В. Исследование характеристик антенных решеток радиосистем широкополосной связи, реализующих метод компенсации помех // Труды МНТК «Излучение и рассеяние ЭМВ-ИРЭМВ-2009». Таганрог, Изд. ТТИ ЮФУ, 2009. – С. 121-124.
 5. Колесников В.Н., Мищенко С.Е., Шацкий В.В. Алгоритм подавления помех при приеме падающей электромагнитной волны многоканальной антенной системой // Автоматика и вычислительная техника. Т.42, 2008. – С.73–80.

TECHNOLOGIES OF REALIZATION OF THE MODIFIED METHOD OF COMPENSATION FOR INTERFERENCE IN TELECOMMUNICATION SYSTEMS WITH ANTENNA ARRAYS

Kolesnikov V.N., Mithenko S.E., Strekalov Y.A., Shatcky V.V., Shatcky N.V.

The possibilities of combining of antennas of main and compensative channels in telecommunication systems with antenna arrays were considered. The results of numerical modeling for antenna array with the main and compensatory channel are represented. The recommendations for choice configurations and numbers of elements of an antenna array of the compensatory channel combined with an antenna array of the main channel are formulated.

Keywords: antenna array, radiation pattern, compensation channel, method of compensation, basic channel.

Колесников Виталий Николаевич, к.т.н., начальник НИЛ Военной академии РВСН им. Петра Великого. Тел. 8-929-911-09-96. E-mail: kvitonX@yandex.ru

Мищенко Сергей Евгеньевич, д.т.н., профессор Ростовского технологического института сервиса и туризма. Тел. (8-863) 297-01-58. E-mail: mihome@yandex.ru

Стрекалов Юрий Анатольевич, к.т.н., доцент Ставропольского филиала Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики. Тел. (8-865) 255-45-01. E-mail: sfr-gati@yandex.ru

Шацкий Виталий Валентинович, к.т.н., старший научный сотрудник ФГУП Ростовский НИИ радиосвязи. Тел. (8-863) 241-81-43, 250-00-15. E-mail: vshatsv@yandex.ru

Шацкий Николай Витальевич, к.т.н., доцент, старший научный сотрудник Секции по оборонным проблемам МО РФ при Президиуме РАН. Тел. (8-863) 297-50-41; 200-95-25. E-mail: SPP-SKO-RAN@yandex.ru

УДК 621.396.4

АЛГОРИТМ ТУРБО-ДЕКОДИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ С ТРКМ В КАНАЛАХ С МСИ

Хабаров Е.О., Максимов Е.В.

Рассматривается процедура мягкого декодирования сигнальных последовательностей с турбо-решетчатой кодовой модуляцией (ТРКМ) в каналах с межсимвольной интерференцией. Особенностью декодера является применение решетчатой обратной связи по решению при вычислении метрик ребер, оценивание амплитуд сигнальной последовательности, а также обмен априорной информацией о сигнальных амплитудах между МАВ-декодерами.

Ключевые слова: турбо-решетчатая кодовая модуляция (ТРКМ), межсимвольная интерференция (МСИ), итеративное декодирование, декодирование по максимуму апостериорной вероятности (МАВ-декодирование).

Введение

Изобретение в 1993 г. турбо-кодов и методов их итеративного декодирования [1] открыло новую страницу в истории телекоммуникационных технологий. Применение турбо-кодов позволило существенно улучшить помехоустойчивость при передаче дискретных сообщений по каналам различного типа и вплотную приблизиться к границе Шеннона. При этом следует отметить, что применение подобных методов требует существенной задержки в принятии решения и, как правило, подобные сигнально-кодовые конструкции применимы в системах пакетной связи.

На рис. 1 приведена структурная схема классического турбо-кодера с побитовым перемежением [1]. В его состав входят два рекурсивных систематических сверточных кодера (RSC1 и RSC2), перемежитель П и мультиплексор М. На каждом шаге l на вход модулятора поступает комбинация систематического (информационного) бита $d^{(l)}$ и проверочного (паритетного) бита $p^{(l)}$, формируемого одним из RSC-кодеров. Совместное использование рекурсивных сверточных кодеров и псевдослучайного перемежителя позволяет существенно увеличить свободное хэммингово расстояние по сравнению с другими типами кодов.

Наряду с турбо-кодами с побитовым перемежением со второй половины 90-х годов прошлого века нашли применение турбо-коды с посимвольным перемежением, которые являются основой телекоммуникационных систем с турбо-решетчатой кодовой модуляцией – ТРКМ (turbo-trellis-coded modulation – TTCM) [2]. Такой подход позволяет максимизировать свободное евклидово расстояние и получить дополнительный выигрыш в помехоустойчивости по сравнению с системами с побитовым перемежением [2].

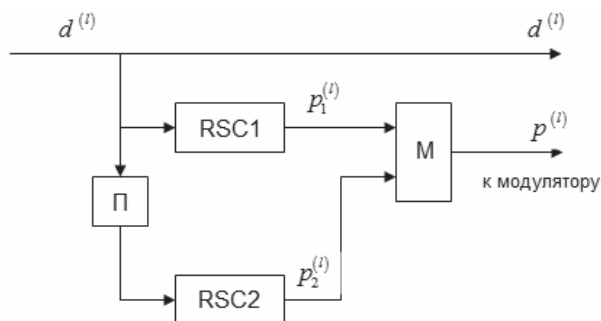


Рис. 1. Структурная схема турбо-кодера с побитовым перемежением (система Берру-Главые)

На рис. 2 приведена структурная схема формирователя сигнальной последовательности с ТРКМ по системе Робертсона и Верца [3], основу которой составляет турбо-кодер с посимвольным перемежением.

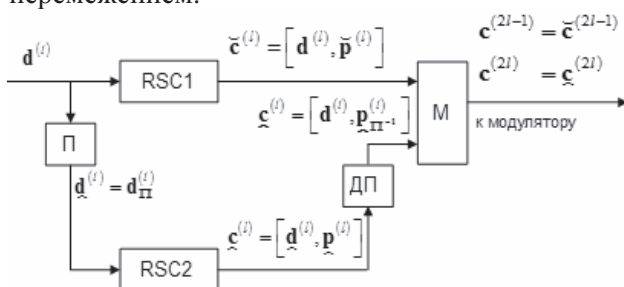


Рис. 2. Структурная схема турбо-кодера с посимвольным перемежением и поочередной децимацией кодовых последовательностей (система Робертсона-Верца)

В этом случае информационные вектор-символы $\mathbf{d}^{(l)}$, содержащие k бит, подаются на два RSC-кодера (верхний и нижний), причем на нижний кодер информационная символьная последовательность поступает через псевдослучайный перемежитель, переставляющий четные символы на четные позиции, а нечетные символы на нечетные позиции. Оба кодера формируют последовательность кодовых вектор-символов, каждый из которых включает в себя n бит и представляет собой конкатенацию информационного (систематического) вектор-символа $\mathbf{d}^{(l)}$ и проверочного (паритетного) вектор-символа $\mathbf{p}^{(l)}$:

$$\mathbf{c}^{(l)} = [\mathbf{d}^{(l)}, \mathbf{p}^{(l)}]. \quad (1)$$

Выход нижнего кодера поступает на деперемежитель ДП, переставляющий кодовые символы в обратном порядке. Обе кодовые последовательности подаются на мультиплексор-дециматор М, который на нечетных тактах подает на модулятор кодовый символ с верхнего кодера, а на нечетных шагах – с нижнего. Таким образом, представленный турбо-кодер формирует последовательность кодовых символов, представляющую собой объединение прореженных последовательностей кодовых символов, поступающих на вход мультиплексора-дециматора с верхнего и нижнего RSC-кодеров. Здесь будет рассмотрен случай, когда кодер формирует всего две такие последовательности, которые соответствуют верхнему и нижнему RSC-кодерам. Тем не менее представленные в данной статье результаты можно распространить и на более сложный вариант, предусматривающий использование большего числа кодеров и перемежителей.

В ряде публикаций подробно рассмотрена процедура мягкого декодирования сигнальных последовательностей с ТРКМ, например в [2]. Однако при работе в каналах с рассеянием реализация данной процедуры наталкивается на существенные трудности. В силу наличия МСИ турбо-декодер необходимо совместить с демодулятором, работоспособным при наличии МСИ. Здесь возможны следующие варианты:

- демодулятор максимального правдоподобия или обобщенного максимального правдоподобия переборного типа (например, демодулятор Витерби);
- линейный выравниватель (ЛВ), осуществляющий подавление как преддействий, так и последствий каждого сигнального элемента (СЭ);

- выравнитель с обратной связью по решению (ВОСР), подавляющий только преддействия каждого СЭ (последствия вычитаются за счет ОСР).

Первый вариант неприемлем по реализационным соображениям: его вычислительная сложность растет по показательному закону, как при увеличении интервала временного рассеяния, так и при увеличении позиционности сигнального созвездия. В [3] показано, что для систем без кодирования, несмотря на эффект размножения ошибок, ВОСР обеспечивает существенно лучшую помехоустойчивость, чем ЛВ, особенно в каналах с сильно выраженной МСИ. Однако при использовании решетчатой кодовой модуляции (РКМ) совместно со сверточным кодом размножение ошибок носит катастрофический характер [4]. Применение турбо-кодов совместно с ТРКМ еще больше усугубляет положение.

С другой стороны, ВОСР при идеальной обратной связи и последующем мягком декодировании сигналов ТРКМ обеспечивает существенно лучшие показатели по сравнению с ЛВ. В данной статье будет рассмотрен один из возможных вариантов совместного использования ВОСР и итеративного мягкого декодера сигнальных последовательностей с ТРКМ.

Процедура турбо-декодирования сигнальных последовательностей с ТРКМ в каналах с МСИ

Здесь будет рассмотрен алгоритм турбо-декодирования применительно к сигнальным последовательностям с ТРКМ при посимвольном перемежении и поочередной децимации кодовых последовательностей (см. структурную схему кодера на рис. 2). Структурная схема приемника таких сигналов при наличии МСИ применительно к системе пакетной связи представлена на рис. 3.

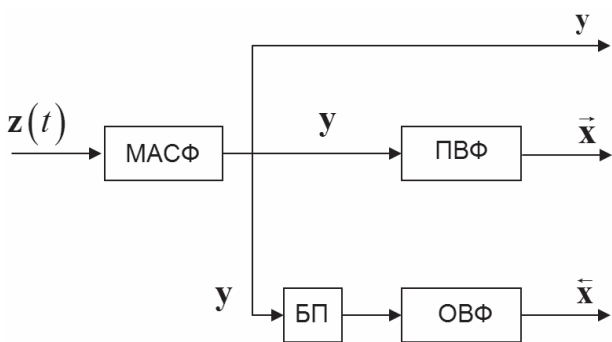


Рис. 3 Структурная схема приемного устройства для сигналов с ТРКМ при наличии МСИ

В ее состав входят многомерный адаптивный согласованный фильтр МАСФ, формирующий последовательность достаточных статистик элементов сигнальной последовательности – y, прямой выравнивающий фильтр ПВФ, формирующий последовательность отсчетов x̂, обратный выравнивающий фильтр ОВФ, формирующий последовательность x̂̄, буферная память БП. Как ПВФ, так и ОВФ представляют собой односторонние выравнивающие фильтры: первый подавляет преддействия, а второй – последствия сигнальных элементов принимаемой последовательности на основе критерия минимума СКО. Это обстоятельство позволяет использовать в процессе итеративного турбо-декодирования методы двунаправленного декодирования с ОСР по кодовой решетке, рассмотренные в [4].

В процессе итеративного турбо-декодирования наряду с последовательностями отсчетов с выходов ПВФ и ОВФ (соответственно x̂ и x̂̄) используется последовательность отсчетов с выхода МАСФ – y, что позволяет применить метод турбо-выравнивания с подавлением МСИ (Interference-Cancellation-Turbo-Equalization).

Структурная схема итеративного турбо-декодера для сигналов с турбо-решетчатой кодовой модуляцией при наличии МСИ представлена на рис. 4.

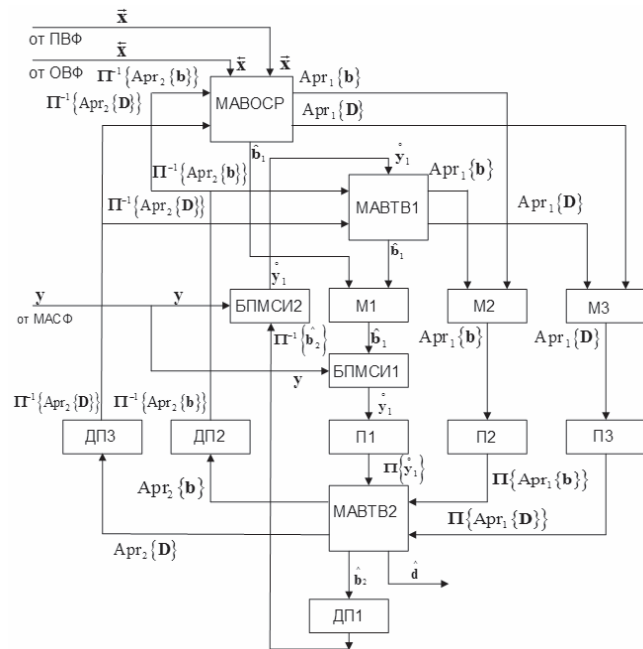


Рис. 4. Структурная схема итеративного турбо-декодера для сигналов с ТРКМ при наличии МСИ

Основу турбо-декодера составляют три посимвольных МАВ-декодера, в том числе два верхних: декодер с обратной связью по кодовой

решетке – МАВОСР и верхний декодер с турбо-выравниванием на основе метода подавления МСИ – МАВТВ1, а также нижний декодер с турбо-выравниванием – МАВТВ2. При этом на каждой итерации декодеры работают поочередно: сначала один из верхних декодеров, потом нижний декодер.

Тут необходимо отметить, что на передаче кодовые символы с верхнего кодера (в дальнейшем мы будем им присваивать нечетные номера) поступают на вход дециматора-мультиплексора непосредственно (см. рис. 2), вследствие чего нечетные отсчеты на выходах МАСФ, ПВФ и ОВФ соответствуют СЭ, которые связаны между собой кодовой связью верхнего RSC-кодера. С другой стороны, четные отсчеты на выходах указанных фильтров соответствуют кодовым символам нижнего RSC-кодера, которые поступают на вход дециматора-мультиплексора через псевдослучайный демультиплексор. В силу этого обстоятельства эти отсчеты не связаны между собой кодовой связью, однако соответствующие им информационные вектор-символы совпадают с прореженными информационными вектор-символами верхнего RSC-кодера: $\underline{\mathbf{d}}^{(2l)} = \underline{\mathbf{d}}^{(2l)}$, при этом соответствующие проверочные вектор-символы $\underline{\mathbf{p}}^{(2l)}$ могут иметь произвольное значение.

Алгоритм работы верхнего декодера зависит от номера итерации $n_i \in \overline{1; N_i}$, где N_i – общее число итераций. Если $n_i \leq n_{fb}$, где $1 \leq n_{fb} \leq N_i$, то в качестве верхнего декодера обязательно используется упомянутый выше декодер с двунаправленным выравниванием и обратной связью по кодовой решетке МАВОСР. Его задачей является формирование последовательностей априорных вероятностей $\text{Arg}_1\{\mathbf{D}\}$, где \mathbf{D} – последовательность информационных вектор-символов, априорных вероятностей сигнальных амплитуд $\text{Arg}_1\{\mathbf{b}\}$, а также последовательности оценок указанных сигнальных амплитуд $\hat{\mathbf{b}}_1$. Основными особенностями предлагаемого МАВ-декодера по сравнению с уже известными (например [1-2]) является использование ОСР по кодовой решетке, один из вариантов которой был рассмотрен в [4], а также оценивание амплитуд СЭ принимаемой последовательности и определение априорной информации об этих амплитудах, которые передаются другому декодеру в процессе итеративного декодирования.

Первые две из перечисленных выше последовательностей через мультиплексоры М2 и М3 соответственно подаются переключителю П2 и П3, в результате чего на априорные входы нижнего декодера МАВТВ2 подаются соответствующие

переменные последовательности $\Pi\{\text{Arg}_1\{\mathbf{D}\}\}$ и $\Pi\{\text{Arg}_1\{\mathbf{b}\}\}$, где Π – оператор перемежения.

Вследствие использования процедуры перемежения применение ОСР в нижнем декодере невозможно (отсчеты преддействий и последствий каждого СЭ оказываются «разбросанными» по всему сигнальному пакету). С учетом этого обстоятельства следует подавать на переключитель П1 и далее на МАВ-декодер МАВТВ2 последовательность сигнальных отсчетов, наилучшим образом очищенную от МСИ на основе предварительных решений о сигнальных амплитудах $\hat{\mathbf{b}}_1$, принятых верхним декодером.

С учетом этого обстоятельства последовательность оценок сигнальных амплитуд $\hat{\mathbf{b}}_1$ с выхода верхнего декодера через мультиплексор М1 подается на блок подавления межсимвольной интерференции БПМСИ1, который, используя оценки амплитудных значений принимаемой сигнальной последовательности, сформированные верхним декодером, очищает последовательность достаточных статистик y , поступающую с выхода МАСФ, от последствий и преддействий всех сигнальных элементов последовательности.

В результате формируется последовательность \hat{y}_1 , элементы которой определяются следующим соотношением:

$$\hat{y}_1^{(l)} = y^{(l)} - \sum_{q=1}^Q \hat{b}_1^{(l-q)} \cdot \psi_q - \sum_{q=1}^Q \hat{b}_1^{(l+q)} \cdot \psi_{-q}, \quad (1)$$

где ψ_{-q} и ψ_q – соответственно отсчеты преддействий и последствий отклика МАСФ на единичный сигнальный элемент. Далее последовательность отсчетов \hat{y}_1 через переключитель П1 подается на сигнальный вход нижнего декодера.

На втором этапе каждой итерации вступает в действие нижний декодер МАВТВ2, который обрабатывает последовательность отсчетов $\Pi\{\hat{y}_1\}$, где Π – оператор перемежения. При этом четные отсчеты перемеженной последовательности оказываются связанными между собой кодовой связью нижнего RSC-кодера. Что касается нечетных отсчетов, то необходимо отметить, что соответствующие им информационные символы совпадают с прореженными информационными символами нижнего декодера: $\underline{\mathbf{d}}_{2l-1} = \underline{\mathbf{d}}_{2l-1}$. При этом проверочные (паритетные) символы $\underline{\mathbf{p}}_{2l-1}$ и $\underline{\mathbf{p}}_{2l-1}$ могут и не совпадать.

В начале следующей итерации нижний декодер передает верхнему декодеру априорную (внешнюю) информацию об информационных символах и сигнальных амплитудах (пос-

ледовательности априорных вероятностей $\text{Apr}_2\{\mathbf{D}\}$ и $\text{Apr}_2\{\mathbf{b}\}$). Указанные последовательности априорных вероятностей соответственно через деперемежители ДП3 и ДП2 подаются на априорные входы верхних декодеров.

Если на новой итерации используется верхний МАВ-декодер с подавлением МСИ – МАВТВ1 (то есть при $n_i > n_{fb}$), то на блок подавления межсимвольной интерференции БПМСИ2 с выхода деперемежителя ДП1 подается деперемеженная последовательность оценок сигнальных амплитуд $\Pi^{-1}\{\hat{\mathbf{b}}_2\}$, где Π^{-1} – оператор деперемежения, $\hat{\mathbf{b}}_2$ – последовательность оценок сигнальных амплитуд, сформированная нижним МАВ-декодером.

Блок БПМСИ2 формирует последовательность достаточных статистик \mathbf{y}_2 , очищенных от преддействий и последдействий всех СЭ, и которые определяются аналогично соотношению (1):

$$\mathbf{y}_2^{(l)} = \mathbf{y}^{(l)} - \sum_{q=1}^Q \hat{b}_{2,\Pi^{-1}}^{(l-q)} \cdot \Psi_q - \sum_{q=1}^Q \hat{b}_{2,\Pi^{-1}}^{(l+q)} \cdot \Psi_{-q}, \quad (2)$$

где $\hat{b}_{2,\Pi^{-1}}^{(l-q)}$, $\hat{b}_{2,\Pi^{-1}}^{(l+q)}$ – элементы последовательности оценок сигнальных амплитуд $\Pi^{-1}\{\hat{\mathbf{b}}_2\}$ с выхода деперемежителя ДП1. Сформированная таким образом последовательность достаточных статистик \mathbf{y}_2 подается на сигнальный вход верхнего декодера МАВТВ1. Если же на новой итерации используется верхний МАВ-декодер с двунаправленным выравниванием и обратной связью по кодовой решетке МАВОСР, то он формирует оценки сигнальных амплитуд самостоятельно, учитывая при этом априорные сведения $\text{Apr}_2\{\mathbf{b}\}$, поступившие с нижнего декодера.

Характеристики качества

На рис. 5-6 представлены вероятностные характеристики предложенного декодера при работе в каналах с МСИ различной интенсивности, обусловленной повышенной удельной скоростью модуляции, полученные методом имитационного моделирования. Моделирование проводилось на основе простейшего турбокода с посимвольным перемежением (система Робертсона-Верца) с использованием элементарных кодеров типа RSC (7,5) и системы модуляции КАМ-4 (ФМ-4). При этом длина псевдослучайного перемежителя как для четных, так и для нечетных элементов последовательности составляла 511 символов. Отметим, что для данного кода как информационные, так и проверочные вектор-символы включают в себя только один бит: $\mathbf{d}^{(l)} = d^{(l)}$, $\mathbf{p}^{(l)} = p^{(l)}$.

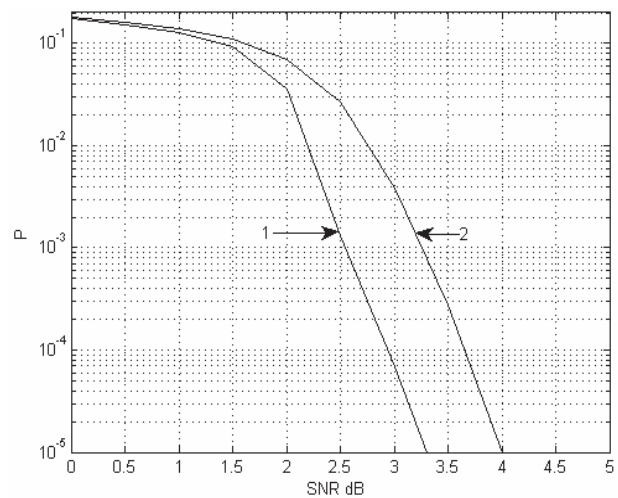


Рис. 5. Характеристики помехоустойчивости при $v = 2 \frac{2}{3}$ Бод/Гц: 1 – при искусственном подавлении МСИ; 2 – предложенного турбо-декодера

Следует также отметить, что при моделировании верхний декодер МАВОСР использовался только на первой итерации, то есть $n_{fb} = 1$. Характеристики, представленные на рис. 5, соответствуют удельной скорости модуляции $v = 2 \frac{2}{3}$ Бод/Гц, а характеристики, представленные на рис. 6, соответствуют удельной скорости модуляции $v = 4$ Бод/Гц.

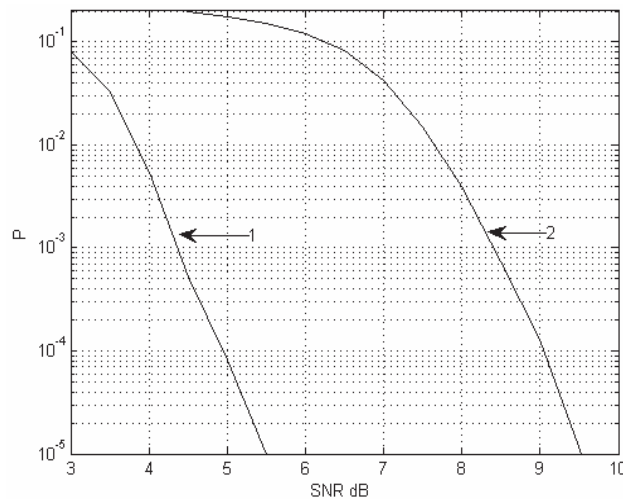


Рис. 5. Характеристики помехоустойчивости при $v = 4$ Бод/Гц: 1 – при искусственном подавлении МСИ; 2 – предложенного турбо-декодера

На каждом из указанных рисунков представлены две кривые: одна из них соответствует обычному турбо-декодеру сигналов ТРКМ (например такому, как описан в [2]) при искусственном подавлении МСИ на выходе МАСФ (так называемый метод «доброе джинна»); а другая кривая характеризует предлагаемый декодер при нали-

чи реальной МСИ. Очевидно, что первая из указанных кривых демонстрирует предельно достижимые возможности для любого ТРКМ декодера при работе в каналах с рассеянием. Из анализа представленных характеристик следует, что при умеренной МСИ ($\nu = 2\frac{2}{3}$ Бод/Гц) помехоустойчивость предложенного декодера несущественно отличается от идеального варианта. При существенной МСИ ($\nu = 4$ Бод/Гц) проигрыш становится существенным, однако декодер сохраняет свою работоспособность.

Литература

1. Berrou C., Glavieux A. and Thitimajshima P. Near Channon Limit Error-Correccting Coding

and Decoding: Turbo Codes. IEEE Proceedings of the int. Conf. on communications, Geneva, Switzerland, May, 1993. – P. 1064-1070.

2. Robertson P., Wozz T. Bandwidth-Efficient Turbo-Trellis-Coded Modulation Using Punctured Component Codes // IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 16, NO 2, February 1998. – P. 206-218.
3. Proakis J.G. Digital Communications. Fourth edition. New York: McGraw-Hill, 2001. – 798 p.
4. Левин С.В., Петров О.А., Хабаров Е.О., Шалковский С.Ю. Декодирование сверточных кодов на выходе канала с МСИ с использованием выравнивателя с обратной связью по решению и мягкого декодера Витерби // ИКТ. №4, 2008. – С. 28-32.

THE ALGORITHM OF TTCM-SIGNAL- DECODING IN CHANNELS WITH ISI

Khabarov E.O., Maximov E.V.

The soft decoding procedure of signal-sequence with turbo-trellis-coded modulation in channels with intersymbol interference is considered. The peculiarity of the decoder is the use of trellis-decision-feed-back with rib-metrics-computing, estimation signal-amplitudes, as well as a priory knowledge about the interchange on signal-amplitudes between MAP-decoders.

Keywords: turbo-trellis-coded modulation (TTCM), intersymbol interference (ICI), iterative decoding, maximum a posteriori decoding (MAP-decoding).

Максимов Евгений Владимирович, аспирант Кафедры «Теоретические основы радиосвязи» (ТОРС) Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики (ПГУТИ). Тел. (8-846) 278-00-72. E-mail: tors@psati.ru

Хабаров Евгений Отгнович, к.т.н., доцент Кафедры ТОРС ПГУТИ. Тел. (8-846) 271-96-23. E-mail: tors@psati.ru

УДК 621.396.4

МАВ-ДЕКОДЕР СИГНАЛОВ ТРКМ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ДВУНАПРАВЛЕННОГО ВЫРАВНИВАНИЯ

Хабаров Е.О., Фомченко Я.Э.

Представлен декодер по максимуму апостериорной вероятности (МАВ-декодер) для сигнальных последовательностей с турбо-решетчатой кодовой модуляцией (ТРКМ) в каналах с межсимвольной интерференцией (МСИ). Главной особенностью декодера является оценивание амплитуд сигнальной последовательности и применение решетчатой обратной связи по решению при вычислении вероятностных метрик ребер, а также использование двунаправленного выравнивания.

Ключевые слова: турбо-решетчатая кодовая модуляция (ТРКМ), межсимвольная интерференция (МСИ), декодирование по максимуму апостериорной вероятности (МАВ-декодирование), двунаправленное выравнивание.

Введение

Предлагаемый МАВ-декодер предназначен для работы в составе итеративного турбо-декодера ТРКМ-последовательности. Предполагается, что на передающей стороне турбо-кодер формирует последовательность кодовых символов, представляющую собой объединение двух прореженных последовательностей кодовых вектор-символов, формируемых двумя (верхним и нижним) RSC-кодерами [1]. При этом кодовые вектор-символы представляют собой конкатенацию информационного (систематического) вектор-символа $\mathbf{d}^{(l)}$ и проверочного (паритетного) вектор-символа