

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., Worz 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 выравнителя 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

$\mathbf{p}^{(l)}$, то есть $\mathbf{c}^{(l)} = [\mathbf{d}^{(l)}, \mathbf{p}^{(l)}]$. На приемной стороне выход канала с МСИ подключен к многомерному адаптивному согласованному фильтру, который формирует последовательность достаточных статистик \mathbf{y} . Данная последовательность подвергается процедуре двунаправленного выравнивания [2], в результате чего формируются две последовательности отсчетов $\bar{\mathbf{x}}$ и $\bar{\mathbf{x}}$, на основе которых осуществляется процедура МАВ-декодирования.

Необходимо отметить, что последовательность $\bar{\mathbf{x}}$ формируется прямым выравнивающим фильтром (т.е. выравнивающим последовательность \mathbf{y} в прямом направлении) – ПВФ, а последовательность $\bar{\mathbf{x}}$ формируется обратным выравнивающим фильтром – ОВФ. Первый из выравнивающих фильтров подавляет преддействия, а второй – последствия сигнальных элементов принимаемой последовательности на основе критерия минимума среднеквадратического отклонения (СКО).

Рассматриваемый МАВ-декодер предназначен для обработки сигнальных последовательностей, поступающих из канала непосредственно (без перемежения). При этом следует учесть, что сигнальные элементы (СЭ) с нечетными номерами, определяемые кодовыми вектор-символами $\mathbf{c}_{2l-1} = \bar{\mathbf{c}}_{2l-1}$, формируемыми верхним RSC-кодером, связаны между собой его кодовой связью.

Что касается четных СЭ, то соответствующие им информационные вектор-символы совпадают с прореженными информационными вектор-символами верхнего RSC-кодера: $\mathbf{d}^{(2l)} = \bar{\mathbf{d}}^{(2l)}$, при этом соответствующие проверочные вектор-символы $\mathbf{p}^{(2l)}$ могут иметь произвольное значение.

Процедура декодирования

На первом этапе задачей МАВ-декодера является вычисление на основе последовательности отсчетов $\bar{\mathbf{x}}$ с выхода ПВФ прямых вероятностных метрик (апостериорных вероятностей) состояний кодовой решетки $\bar{\alpha}_{s^{(l+1)}}^{(l+1)}$ (где $l \in \overline{0, L-1}$ – номер шага по кодовой решетке, $s \in \overline{0; S-1}$ – номер состояния кодера, L – длина сигнальной последовательности, S – число состояний кодовой решетки), а также вычисление прямых вероятностных метрик (апостериорных вероятностей) ребер кодовой решетки $\bar{\gamma}_{s^{(l)}, r}^{(l)}$ (в данном случае l и $s^{(l)}$ определяют исходное состояние для заданного ребра r , а $l+1$ и $s^{(l+1)}$ определяют его конечное состояние) и функций правдоподобия $\bar{\lambda}_{s^{(l)}, r}^{(l)}$ указанных ребер кодовой решетки.

Прямые вероятностные метрики состояний кодовой решетки $\bar{\alpha}_{s^{(l+1)}}^{(l+1)}$ определяются как сумма вероятностей всех возможных путей по кодовой решетке, входящих в данное состояние $s^{(l+1)}$. В свою очередь, вероятность каждого из указанных путей определяется как произведение апостериорной вероятности $\bar{\gamma}_{r, s^{(l+1)}}^{(l)}$ ребра с номером r , которое на шаге l входит в состояние $s^{(l+1)}$, и вероятности исходного состояния для данного ребра $\bar{\alpha}_{r, s^{(l+1)}}^{(l)}$, вычисленной на предыдущем шаге:

$$\bar{\alpha}_{s^{(l+1)}}^{(l+1)} = \sum_{r=0}^{R^{(l)}-1} \bar{\alpha}_{r, s^{(l+1)}}^{(l)} \cdot \bar{\gamma}_{r, s^{(l+1)}}^{(l)}, \quad (1)$$

где $R^{(l)}$ определяет число ребер, входящих в каждое состояние $s^{(l+1)}$ или выходящих из каждого состояния $s^{(l)}$ на шаге l . Знак $\bar{\gamma}$ говорит о том, что указанные апостериорные вероятности ребер получены при использовании ОСР по кодовой решетке. Необходимо отметить, что величина $R^{(l)}$ на четных и нечетных шагах декодирования может принимать различные значения.

На нечетном шаге в каждое состояние входят 2^k ребер, причем каждое ребро кодовой решетчатой диаграммы определяется одним из конечных состояний для заданного ребра r (исходным $s_r^{(l)}$ или последующим $s_r^{(l+1)}$), а также соответствующим данному ребру информационным (систематическим) вектор-символом $\mathbf{d}_r^{(2l-1)}$, с которым однозначно связан проверочный (паритетный) вектор-символ $\mathbf{p}_r^{(2l-1)}$.

На четном шаге декодирования, в силу особенностей кодирующего устройства, каждому из ребер решетчатой диаграммы может соответствовать сигнальная амплитуда, определяемая теми же самыми, что и для верхнего RSC-кодера, k информационными битами, образующими информационный вектор-символ $\mathbf{d}^{(2l)}$, но с различными возможными вариантами $n - k$ паритетных (проверочных) битов, которые образуют проверочный вектор-символ $\mathbf{p}^{(2l)}$.

Вероятностные метрики ребер $\bar{\gamma}_{r, s^{(l+1)}}^{(l)} = \bar{\gamma}_{s^{(l)}, r}^{(l)}$, входящие в соотношение (1), представляют собой апостериорные вероятности соответствующего ребра с номером r , входящего в состояние $s^{(l+1)}$ (или выходящего из состояния $s^{(l)}$):

$$\bar{\gamma}_{r, s^{(l+1)}}^{(l)} = \bar{\gamma}_{s^{(l)}, r}^{(l)} = \text{App} \left\{ r_{s^{(l+1)}}^{(l)} \middle| \bar{\mathbf{x}}^{(l)} \right\} = \text{App} \left\{ r_{s^{(l)}}^{(l)} \middle| \bar{\mathbf{x}}^{(l)} \right\}, \quad (2)$$

которые определяются по формулам Байеса, причем на нечетных шагах декодирования, в силу

приведенных выше рассуждений, они однозначно определяются систематическими вектор-символами $\mathbf{d}^{(l)}$:

$$\begin{aligned} \text{App} \left\{ r_{s^{(l+1)}}^{(l)} \middle| \bar{\mathbf{x}} \right\} &= \frac{\text{Apr} \left\{ \mathbf{d}_r^{(l)} \right\} \cdot \bar{\lambda}_{\mathbf{d}_r^{(l)}, s^{(l+1)}}^{(l)}}{\Lambda \left\{ \bar{\mathbf{x}} \right\}} = \\ &= \frac{\text{Apr} \left\{ \mathbf{d}_r^{(l)} \right\} \cdot \bar{\lambda}_{s^{(l)}, \mathbf{d}_r^{(l)}}^{(l)}}{\Lambda \left\{ \bar{\mathbf{x}} \right\}}, \end{aligned} \quad (3)$$

а на четных шагах указанные вероятности определяются как систематическими $\mathbf{d}^{(l)}$, так и паритетными вектор-символами $\mathbf{p}^{(l)}$:

$$\begin{aligned} \text{App} \left\{ r_{s^{(l+1)}}^{(l)} \middle| \bar{\mathbf{x}} \right\} &= \\ &= \frac{\text{Apr} \left\{ \mathbf{c}_r^{(l)} = [\mathbf{d}_r^{(l)}, \mathbf{p}_r^{(l)}] \right\} \cdot \bar{\lambda}_{\mathbf{c}_r^{(l)} = [\mathbf{d}_r^{(l)}, \mathbf{p}_r^{(l)}], s^{(l+1)}}^{(l)}}{\Lambda \left\{ \bar{\mathbf{x}} \right\}} = \\ &= \frac{\text{Apr} \left\{ \mathbf{c}_r^{(l)} = [\mathbf{d}_r^{(l)}, \mathbf{p}_r^{(l)}] \right\} \cdot \bar{\lambda}_{s^{(l)}, \mathbf{c}_r^{(l)} = [\mathbf{d}_r^{(l)}, \mathbf{p}_r^{(l)}]}^{(l)}}{\Lambda \left\{ \bar{\mathbf{x}} \right\}}, \end{aligned} \quad (4)$$

где символ Apr обозначает априорную вероятность, а символ $[,]$ – объединение массивов.

В соотношения (3)-(4) также входит вектор сигнальных отсчетов, вычисленных с учетом действия ОСР по кодовой решетке, соответствующих всем возможным исходным состояниям кодовой решетки, который определяется следующим образом:

$$\bar{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} \bar{x}_{s^{(l)}=0}^{(l)} & \bar{x}_{s^{(l)}=1}^{(l)} & \dots & \bar{x}_{s^{(l)}=S-1}^{(l)} \end{bmatrix}. \quad (5)$$

Его безусловная функция правдоподобия $\Lambda \left\{ \bar{\mathbf{x}} \right\}$ определяется по формуле полной вероятности путем суммирования по всем возможным вариантам ребер кодовой решетки на шаге l :

$$\Lambda \left\{ \bar{\mathbf{x}} \right\} = \sum_{r=0}^{R^{(l)}-1} \text{Apr} \left\{ r_{s^{(l)}}^{(l)} \right\} \cdot \bar{\lambda}_{s^{(l)}, r}^{(l)}. \quad (6)$$

Таким образом, усреднение в (6) осуществляется по всем возможным вариантам ребер кодовой

решетки, выходящих из всех возможных состояний $s^{(l)}$, то есть значения апостериорных вероятностей всех ребер решетчатой диаграммы на шаге выравниваются друг относительно друга.

Рассмотрим теперь процедуру вычисления функций правдоподобия ребер $\bar{\lambda}_{s^{(l)}, r}^{(l)} = \bar{\lambda}_{r, s^{(l+1)}}^{(l)}$, которые входят в соотношения (3)-6).

Особенностью предлагаемого МАВ-декодера является использование обратной связи по кодовой решетке [2]. С учетом ее действия сигнальные отсчеты, соответствующие каждому из ребер, входящих в состояние $s^{(l+1)}$, определяются как

$$\bar{x}_{r, s^{(l+1)}}^{(l)} = \bar{x}^{(l)} - \sum_{q=1}^Q \bar{b}^{\bar{\tau}^{(l-q)}} \left(s_{r, s^{(l+1)}}^{(l)} \right) \cdot \bar{\xi}_q, \quad (7)$$

где $\bar{x}^{(l)}$ – отсчет, соответствующий СЭ с номером l на выходе ПВФ, $\bar{\xi}_q$ – отсчеты отклика ПВФ на единичный СЭ, Q – память канала связи. При использовании ОСР по кодовой решетке каждому ребру с номером r , входящему в состояние $s^{(l+1)}$, соответствует своя последовательность оценок амплитуд $\bar{b}^{\bar{\tau}^{(l-q)}} \left(s_{r, s^{(l+1)}}^{(l)} \right)$, которая определяется путями, входящими в исходное состояние $s_{r, s^{(l+1)}}^{(l)}$. Иными словами, для каждого исходного состояния формируется свой регистр обратной связи.

Каждый сигнальный отсчет $\bar{x}^{(l)}$ с выхода ПВФ включает в себя полезную составляющую $b^{(l)} \cdot \xi_0$, составляющую, обусловленную МСИ $\sum_{q=1}^Q b^{(l-q)} \cdot \xi_q$, а также шумовую составляющую $\bar{v}^{(l)}$:

$$\bar{x}^{(l)} = b^{(l)} \cdot \xi_0 + \sum_{q=1}^Q b^{(l-q)} \cdot \xi_q + \bar{v}^{(l)}. \quad (8)$$

Из соотношений (7)-(8) следует, что значение отсчета принимаемой смеси, соответствующее ребру с номером r , с учетом действия ОСР по кодовой решетке, определяется следующим образом:

$$\bar{x}_{r, s^{(l+1)}}^{(l)} = b^{(l)} \cdot \xi_0 + \underbrace{\sum_{q=1}^Q \bar{\delta}^{(l-q)} \left(s_{r, s^{(l+1)}}^{(l)} \right) \cdot \xi_q}_{\omega_{r, s^{(l+1)}}^{(l)}} + \bar{v}^{(l)}, \quad (9)$$

где $\bar{\delta}^{(l-q)} \left(s_{r, s^{(l+1)}}^{(l)} \right) = b^{(l)} - \bar{b}^{\bar{\tau}^{(l-q)}} \left(s_{r, s^{(l+1)}}^{(l)} \right)$ представляют собой величины остаточных сигнальных амплитуд, обусловленных погрешностями в цепи ОСР. Два последних слагаемых в (9) образуют совокупную аддитивную помеху $\omega_{r, s^{(l+1)}}^{(l)}$, которая, с одной стороны, обусловлена остаточной МСИ, а с другой стороны – шумовой составляющей $\bar{v}^{(l)}$ на выходе ПВФ.

Второе слагаемое в соотношении (9) представляет собой сумму случайных величин с ограниченными дисперсиями. Если предположить, что разностные амплитуды $\tilde{\delta}^{(l-q)}$, обусловленные погрешностью в цепи ОСР, статистически независимы, то ко второму слагаемому в (9) можно применить гауссовскую аппроксимацию. Таким образом, отсчет совокупной аддитивной помехи $\omega_{r,s^{(l+1)}}^{(l)}$ представляет собой сумму двух статистически независимых гауссовских случайных величин.

С учетом приведенных рассуждений функции правдоподобия ребер $\lambda_{r,s^{(l+1)}}^{(l)} = \lambda_{s^{(l)},r}^{(l)}$ однозначно определяются как соответствующие условные функции распределения:

$$\tilde{\lambda}_{s^{(l)},r}^{(l)} = W_{\omega} \left(\tilde{\omega}_{s^{(l)},r}^{(l)} \mid \tilde{b}_{d_r^{(l)},p_r^{(l)}}^{(l)} \right) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{\omega}^2}} \cdot e^{-\frac{\left(\tilde{\omega}_{s^{(l)},r}^{(l)} - \tilde{b}_{d_r^{(l)},p_r^{(l)}}^{(l)} \right)^2}{2\sigma_{\omega}^2}}. \quad (10)$$

Необходимо отметить, что значения функций правдоподобия одинаковых ребер, выходящие из различных состояний, отличаются друг от друга, поскольку различным исходным состояниям соответствуют различные регистры обратной связи и, следовательно, различные реализации остаточной межсимвольной помехи.

Рассмотрим теперь процедуру формирования оценок амплитуд СЭ $\tilde{b}^{(l-q)} \left(s_{r,s^{(l+1)}}^{(l)} \right)$ для цепи ОСР по кодовой решетке, которые входят в соотношение. При этом следует учесть, что применительно к состоянию $s^{(l+1)}$ все возможные входящие пути образуют полную группу событий, а их апостериорные вероятности зависят как от прямых апостериорных вероятностей ребер $\tilde{\gamma}_{r,s^{(l+1)}}^{(l)}$, так и от прямых вероятностей соответствующих исходных состояний $\tilde{\alpha}_{r,s^{(l+1)}}^{(l)}$, вычисленных на предыдущем шаге.

При использовании мягкой (правильнее сказать: усредненной) обратной связи по решению значение оценки амплитуды для конкретного состояния $s^{(l+1)}$ представляет собой аналоговую величину, а минимум ее среднеквадратического отклонения от истинного значения достигается тогда, когда эта оценка определяется как апостериорное среднее по всем вариантам путей, входящих в состояние $s^{(l+1)}$ [3]. На нечетных шагах декодирования эта оценка определяется следующим образом:

$$\tilde{b}_{s^{(l+1)}}^{(l)} = \overline{\tilde{b}_{r,s^{(l+1)}}^{(l)}} = \frac{\sum_{r=0}^{R_{s^{(l+1)}}^{(l)}-1} \tilde{\alpha}_{r,s^{(l+1)}}^{(l)} \cdot \tilde{\gamma}_{r,s^{(l+1)}}^{(l)} \cdot \tilde{b}_{r,s^{(l+1)}}^{(l)}}{\sum_{r=0}^{R_{s^{(l+1)}}^{(l)}-1} \tilde{\alpha}_{r,s^{(l+1)}}^{(l)} \cdot \tilde{\gamma}_{r,s^{(l+1)}}^{(l)}}, \quad (11)$$

где величина $R_{s^{(l+1)}}^{(l)}$, определяющая верхний предел суммирования, на нечетных шагах декодирования равна числу вариантов систематических вектор-символов $\mathbf{d}_{s^{(l+1)}}^{(l)} : R_{s^{(l+1)}}^{(l)} = 2^k$. На четных шагах декодирования усреднение в соотношении (11) осуществляется по всем возможным вариантам как информационных вектор-символов $\mathbf{d}_{s^{(l+1)}}^{(l)}$, так и проверочных вектор-символов $\mathbf{p}_{s^{(l+1)}}^{(l)}$, то есть $R_{s^{(l+1)}}^{(l)} = 2^n$.

Для формирования регистра обратной связи состояния $s^{(l+1)}$ задачей декодера после определения величины $\tilde{b}_{s^{(l+1)}}^{(l)}$ является принятие решения относительно предшествующего состояния по правилу максимума апостериорной вероятности:

$$\hat{s}_{s^{(l+1)}}^{(l)} = s_{\rho,s^{(l+1)}}^{(l)}, \quad (12)$$

где $\rho = \arg \max_r \left\{ \tilde{\alpha}_{r,s^{(l+1)}}^{(l)} \cdot \tilde{\gamma}_{r,s^{(l+1)}}^{(l)} \right\}$, $r \in 0; R_{s^{(l+1)}}^{(l)} - 1$.

Регистр обратной связи по решению, соответствующий состоянию $s_{s^{(l+1)}}^{(l)}$

$$\mathbf{b}_{FB} \left(\hat{s}_{s^{(l+1)}}^{(l)} \right) = \left[\hat{b}^{(l-1)} \left(\hat{s}_{s^{(l+1)}}^{(l)} \right) \hat{b}^{(l-2)} \left(\hat{s}_{s^{(l+1)}}^{(l)} \right) \dots \hat{b}^{(l-q+1)} \left(\hat{s}_{s^{(l+1)}}^{(l)} \right) \hat{b}^{(l-q)} \left(\hat{s}_{s^{(l+1)}}^{(l)} \right) \right] \quad (13)$$

передается состоянию $s^{(l+1)}$ и модифицируется следующим образом:

$$\mathbf{b}_{FB} \left(\hat{s}_{s^{(l+1)}}^{(l)} \right) = \left[\hat{b}_{s^{(l+1)}}^{(l)} \hat{b}^{(l-1)} \left(\hat{s}_{s^{(l+1)}}^{(l)} \right) \dots \hat{b}^{(l-q+2)} \left(\hat{s}_{s^{(l+1)}}^{(l)} \right) \hat{b}^{(l-q+1)} \left(\hat{s}_{s^{(l+1)}}^{(l)} \right) \right]. \quad (14)$$

Обратные (то есть вычисленные при декодировании по кодовой решетке в обратном направлении) вероятности каждого состояния $\tilde{\beta}_s^{(l)}$, апостериорные вероятности ребер $\tilde{\gamma}_{s^{(l)}}^{(l)}$ и оценки сигнальных амплитуд для цепи обратной связи вычисляются аналогично тому, как это делалось при декодировании в прямом направлении. Разница состоит в том, что при их вычислении используется вектор отсчетов $\tilde{\mathbf{x}}$ с выхода ОВФ, полученный при выравнивании сигнального пакета в обратном направлении.

В результате приведенных вычислений в процессе декодирования при прямом и обратном проходах формируются соответствующие матрицы вероятностей состояний сигнального пакета:

$$\tilde{\mathbf{A}} = \left[\tilde{\alpha}_s^{(l)} \right] = \begin{bmatrix} \tilde{\alpha}_0^{(0)} & \tilde{\alpha}_0^{(1)} & \dots & \tilde{\alpha}_0^{(L)} \\ \tilde{\alpha}_1^{(0)} & \tilde{\alpha}_1^{(1)} & \dots & \tilde{\alpha}_1^{(L)} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \tilde{\alpha}_{S-1}^{(0)} & \tilde{\alpha}_{S-1}^{(1)} & \dots & \tilde{\alpha}_{S-1}^{(L)} \end{bmatrix}, \quad (15)$$

$$\bar{\mathbf{B}} = \begin{bmatrix} \bar{\beta}_0^{(0)} & \bar{\beta}_0^{(1)} & \dots & \bar{\beta}_0^{(L)} \\ \bar{\beta}_1^{(0)} & \bar{\beta}_1^{(1)} & \dots & \bar{\beta}_1^{(L)} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \bar{\beta}_{S-1}^{(0)} & \bar{\beta}_{S-1}^{(1)} & \dots & \bar{\beta}_{S-1}^{(L)} \end{bmatrix}, \quad (16)$$

где L – длина сигнального пакета, S – число состояний кодовой решетки.

Наряду с матрицами $\bar{\mathbf{A}}$ и $\bar{\mathbf{B}}$ в процессе их вычисления определяются соответствующие матрицы апостериорных вероятностей всех возможных ребер кодовой решетки

$$\bar{\Gamma} = [\bar{\gamma}_{s,r}^{(l)}] \text{ и } \bar{\Gamma} = [\bar{\gamma}_{s,r}^{(l)}], \quad (17)$$

а также соответствующие матрицы функций правдоподобия

$$\bar{\Lambda} = [\bar{\lambda}_{s,r}^{(l)}]; \bar{\Lambda} = [\bar{\lambda}_{s,r}^{(l)}], \quad (18)$$

где матрицы $\bar{\Gamma}$ и $\bar{\Lambda}$ получены в процессе декодирования в прямом направлении, а матрицы $\bar{\Gamma}$ и $\bar{\Lambda}$ получены при декодировании в обратном направлении.

Используя матрицы $\bar{\mathbf{A}}$ и $\bar{\Gamma}$, а также $\bar{\mathbf{B}}$ и $\bar{\Gamma}$, можно получить вспомогательные решения относительно информационных вектор-символов:

$$\bar{\mathbf{d}}^{(l)} = \arg \max_r \left\{ \sum_{s(l)=0}^{S-1} \bar{\alpha}_{s(l)}^{(l)} \cdot \bar{\gamma}_{s(l),r}^{(l)} \cdot \bar{\alpha}_{s(l)}^{(l+1)} \right\}; r \in \overline{0; 2^k - 1}, \quad (19)$$

$$\bar{\mathbf{d}}^{(l)} = \arg \max_r \left\{ \sum_{s(l+1)=0}^{S-1} \bar{\beta}_{s(l+1)}^{(l)} \cdot \bar{\gamma}_{s(l+1),r}^{(l)} \cdot \bar{\beta}_{s(l+1)}^{(l)} \right\}; r \in \overline{0; 2^k - 1}, \quad (20)$$

полученные, соответственно, при декодировании в прямом и обратном направлениях. Решения (19)-(20) могут быть использованы для сравнительного анализа характеристик качества декодера на различных этапах итеративного декодирования.

На рис. 1. приведены вероятностные характеристики вспомогательных решений (19)-(20), полученные методом имитационного моделирования для однолучевого канала связи при удельной скорости модуляции $\nu = 4$ Бод/Гц, полученные для ТРКМ-последовательности при использовании кода RSC (7,5) и сигнальной системы ФМ-4. На этом же рисунке приведена вероятностная кривая совпадающих ошибок при декодировании конкретного сигнального пакета (в статистическом смысле вероятностные характеристики решений (19)-(20) совпадают). Из анализа представленных кривых можно сделать вывод о том, что при совместном использовании вероятностных метрик, полученных при декодировании в

прямом и обратном направлениях, декодер имеет хорошие потенциальные возможности для улучшения качества указанных решений.

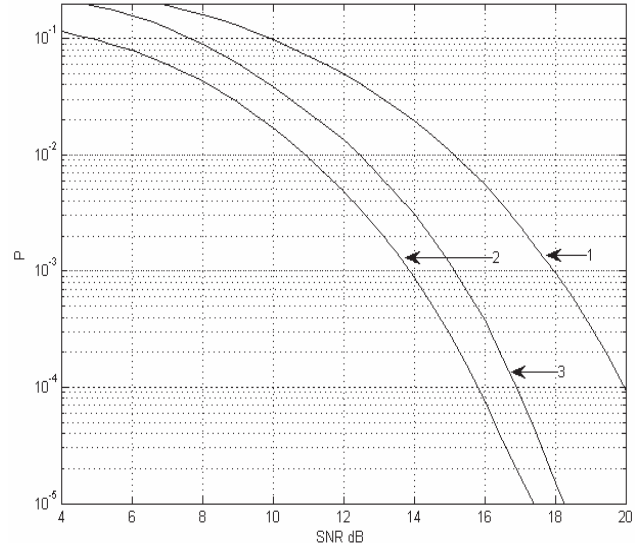


Рис. 1. Вероятностные характеристики МАВ-декодера на различных этапах декодирования: 1 – вероятностные характеристики вспомогательных решений по правилам (20) и (21); 2 – вероятностная кривая совпадающих решений; 3 – вероятностная характеристика МАВ-декодера

Если не учитывать корреляцию между соответствующими отсчетами совокупной аддитивной помехи, введенной в соотношении (9), при декодировании в прямом и обратном направлениях, то, используя матрицы функций правдоподобия ребер $\bar{\Lambda}$ и $\bar{\Lambda}$, можно получить результирующую матрицу Λ (матрицу совместных функций правдоподобия ребер), элементы которой определяются как произведение соответствующих элементов матриц $\bar{\Lambda}$ и $\bar{\Lambda}$:

$$\Lambda = [\lambda_{s,r}^{(l)}] = [\bar{\lambda}_{s,r}^{(l)} \cdot \bar{\lambda}_{s,r}^{(l)}]. \quad (21)$$

На основе результирующей матрицы правдоподобия Λ можно сформировать результирующую матрицу апостериорных вероятностей ребер Γ , а также матрицы апостериорных вероятностей состояний

$$\mathbf{A} = [\alpha_s^{(l)}(\Gamma)]; \mathbf{B} = [\beta_s^{(l)}(\Gamma)]. \quad (22)$$

Отметим, что при формировании матриц \mathbf{A} и \mathbf{B} , определяемых соотношением (23), обратная связь по кодовой решетке не используется, вычисления осуществляются как для обычного символьного МАВ-декодера, подобно тому, как это показано в [1]. На основе матриц \mathbf{A} , \mathbf{B} и Γ можно осуществить принятие жестких решений

относительно информационных вектор-символов согласно правилу максимума апостериорной вероятности:

$$\hat{\mathbf{d}}^{(l)} = \arg \max_j \left\{ \sum_{s^{(l)}=0}^{S-1} \alpha_{s^{(l)}}^{(l)} \cdot \gamma_{s^{(l)},j}^{(l)} \cdot \beta_{s^{(l)},j}^{(l+1)} \right\}, \quad (23)$$

где j – номер варианта систематического вектор-символа на шаге l .

На рис. 1 кривая 3 характеризует помехоустойчивость принятия решения в соответствии с правилом при наличии сильно выраженной МСИ. Из сопоставления с кривой 1, которая соответствует процедуре декодирования с ОСП по кодовой решетке в одном из направлений (прямом или обратном) на первом шаге итерации, следует, что декодирование по правилу (23) позволяет несколько улучшить помехоустойчивость

по сравнению со случаем декодирования в одном направлении.

Литература

1. Robertson P., Worz 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.
2. 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.
3. Ван Трис Г.Л. Теория обнаружения, оценок и модуляции. Т.1. М.: Сов. радио, 1972. – 744 с.

MAP-DECODER OF TTCM-SIGNALS WITH THE BIDIRECTIONAL EQUALIZATION

Khabarov E.O., Fomchenco J.Ad.

The maximum a posteriori decoder (MAP- decoder) for signal-sequence with turbo-trellis-coded modulation (TTCM) in channels with inter-symbol interference (ICI) are presented. The peculiarity of the decoder is the use of estimation signal-amplitudes, trellis-decision-feed-back with rib-metrics-computing, as well as bidirectional equalization.

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

Фомченко Яна Эдуардовна, студентка Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики (ПГУТИ). Тел. (8-846) 228-00-72. E-mail: tors@psati.ru

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

ТЕХНОЛОГИИ КОМПЬЮТЕРНЫХ СИСТЕМ И СЕТЕЙ

УДК 004.891.3

АЛГОРИТМЫ АНАЛИЗА ДЕЙСТВИЙ ОПЕРАТОРОВ РАДИОТЕХНИЧЕСКОГО КОМПЛЕКСА В НАЗЕМНОЙ СИСТЕМЕ ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ

Волчихин В.И., Пащенко Д.В.

Приведено сравнение последовательного и параллельных алгоритмов обработки больших массивов информации для повышения оперативности выполнения анализа действий операторов радиотехнического комплекса в наземной системе обработки информации, рассмотрено повышение быстродействия при чтении данных с диска с использованием конвейера.

Ключевые слова: авиационный комплекс радиолокационного дозора и наведения, радиотехнический комплекс, объективный контроль, массив данных, менеджер параллельной обработки, многоядерный процессор, контроль действий операторов.

Введение

Важную роль в обеспечении обороноспособности страны играют авиационные комплексы радиолокационного дозора и наведения (АК РЛДН). Данная система представляет из себя самолет с установленным на борту радиолокационным комплексом. АК РЛДН – сложнейшая радиотехническая, электронная и информационно-вычислительная система, надежная и точная работа которой обеспечивается в том числе и наземной системой обработки информации.