

МЕТОД ОЦЕНКИ ДИСПЕРСИИ ШУМА В ТУРБОДЕКОДЕРЕ

к.т.н. С.И. Приходько, А.С. Жученко, Д.А. Пархоменко
(представил д.т.н., проф. Ю.В. Стасев)

В работе предложен метод оценки дисперсии шума в турбодекодере, который не требует знания амплитуды принятых символов.

Постановка проблемы. Турбодекодере, использующему алгоритм MAP (maximum a posteriori probability) [1], необходимо знать дисперсию шума до начала декодирования принятого блока. Нахождение оценки дисперсии шума затруднено из-за незнания истинного значения амплитуды принятых символов [2]. Введение метода оценки дисперсии шума, не требующего знания амплитуды принятых символов, позволяет расширить применение турбокодов в информационно-телекоммуникационных системах.

Анализ литературы. В работах [3, 4] рассматривается чувствительность турбодекодера к отклонению оценки дисперсии шума от истинного значения и методы оценки дисперсии шума. Ранее предложенные методы для получения оценки дисперсии шума требуют знания амплитуды принятых символов. В [2] был предложен один из путей устранения этого недостатка.

Цель статьи. Разработка метода оценки дисперсии шума, не требующего знания амплитуды принятых символов.

Методы оценки дисперсии шума. Будем считать, что используется ФМ в канале без памяти с аддитивным белым гауссовским шумом. Принятые информационные символы во время l представим как

$$r_n = \pm \sqrt{E_s} + n_n,$$

где n_n – случайная величина, имеющая нормальное распределение с нулевым средним значением и дисперсией σ^2 ; $\sigma^2 = N_0 / 2E_s = (2RE_b / N_0)^{-1}$, $E_s = E_b R$; N_0 – спектральная плотность мощности шума; E_s – энергия кодового символа; E_b – энергия, приходящаяся на один бит информации, R – скорость кода.

В [3] предлагается оценивать дисперсию шума непосредственно из амплитуды принятых символов r_n путем нахождения $E(r_n^2)$ и $E(|r_n^2|)$, которые

являются функциями от отношения E_b / N_0 , где $E(x)$ – среднее значение x .

$E(r_n^2)$ и $E(|r_n^2|)$ определяются следующим образом:

$$E(r_n^2) = E_s + \sigma^2; \quad E(|r_n^2|) = \sigma \sqrt{\frac{2}{\pi}} e^{-(E_s/2\sigma^2)} + \sqrt{E_s} \left[\operatorname{erf} \left(\sqrt{\frac{E_s}{2\sigma^2}} \right) \right], \quad (1)$$

где $\operatorname{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-t^2} dt$.

Найти дисперсию шума из (1) достаточно сложно, поэтому на практике используют табличный метод. При этом определяют отношение $E(r_n^2)/[E(|r_n^2|)]^2$ и по таблице находят σ^2 . В [3] также было предложено использовать полиномиальную аппроксимацию.

Дисперсия шума текущего блока j оценивается с использованием выражения [2]:

$$\tilde{\sigma}_j^2 = \hat{\sigma}_j^2 \beta + (1 - \beta) \tilde{\sigma}_{j-1}^2,$$

где $\hat{\sigma}_j^2$ – оценка дисперсии текущего блока с номером j ; $\tilde{\sigma}_{j-1}^2$ – дисперсия предыдущего блока; β – коэффициент, который определяет влияние предыдущей оценки на результат, $1 > \beta > 0$.

Рассмотренный метод предполагает, что амплитуда принятых символов точно известна. Однако это условие не выполняется из-за применения автоматической регулировки усиления или ограничения амплитуды сигнала [2]. Кроме того, использование данного метода приводит к увеличению сложности турбодекодера за счет роста количества элементов памяти, необходимых для реализации табличных вычислений.

В [4] оценка дисперсии шума производится следующим образом:

$$\hat{\sigma}_{j+1}^2 = \frac{\sum_{k=0}^{N-1} (r_{k,j} - \hat{d}_{k,j})^2}{N},$$

где $r_{k,j}$ – принятый символ во время k в блоке j ; $\hat{d}_{k,j}$ – жесткое решение декодера после некоторого количества итераций; N – количество информационных символов в принятом блоке.

Дисперсия шума блока $j + 1$ определяется как

$$\tilde{\sigma}_{j+1}^2 = \hat{\sigma}_{j+1}^2 \beta + (1 - \beta) \tilde{\sigma}_j^2. \quad (2)$$

Недостатком метода является задержка на один блок. Необходимо ждать жесткого решения турбодекодера для первого блока перед оцен-

кой дисперсии шума. Этот метод также предполагает знание истинной амплитуды принятых символов.

В [2] оценка дисперсии шума производится с использованием выражения

$$\hat{\sigma}_{j+1}^2 = E[(x_j - \hat{\mu}_j)^2] = E[x_j^2] - \hat{\mu}_j^2,$$

где $\hat{\mu}_j$ – оценка средней амплитуды принятых символов в блоке j ;

$$\hat{\mu}_j = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \hat{d}_{k,j} r_{k,j}; \quad E[x_j^2] \approx \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} (r_{k,j})^2;$$

$r_{k,j}$ – принятый символ во время k ; $L_c = 2/\sigma^2$; $\hat{d}_{k,j}$ – жесткое решение декодера после некоторого количества итераций.

Дисперсия для каждого принятого блока определяется из выражения (2).

Таким образом, в рассмотренных выше методах оценки дисперсии шума используются принятые символы. Кроме того, необходимо знание истинной амплитуды принятых символов, и, только метод, предложенный в [2] не требует этого.

Предлагаемый метод оценки дисперсии шума. В предлагаемом методе оценки дисперсии шума принятые символы не используются вообще. Как было показано в [5], если дисперсия шума на входе декодера неизвестна и предполагается, что $L_c = 1$, для log-MAP алгоритма выполняется приближенное равенство $\sigma_\Lambda^2 = 2\sigma^2$, а для min-log-MAP алгоритма – $\sigma_\Lambda^2 = 4\sigma^2$, где σ^2 – дисперсия логарифма отношения правдоподобия, σ^2 – дисперсия шума на входе MAP декодера. Таким образом,

$$\hat{\sigma}_j^2 \approx \frac{\sigma_{\Lambda_j}^2}{2}; \quad \hat{L}_{c_j} \approx \frac{4}{\sigma_{\Lambda_j}^2},$$

если используется log-MAP алгоритм или

$$\hat{\sigma}_j^2 \approx \frac{\sigma_{\Lambda_j}^2}{4}; \quad \hat{L}_{c_j} \approx \frac{8}{\sigma_{\Lambda_j}^2}, \quad (3)$$

если используется min-log-MAP алгоритм, где \hat{L}_c – оценка L_c .

Дисперсию логарифма отношения правдоподобия будем оценивать как

$$\hat{\sigma}_{\Lambda_j}^2 = E[(x_j - \hat{\mu}_j)^2] = E[x_j^2] - \hat{\mu}_j^2, \quad (4)$$

где

$$\hat{\mu}_j = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \hat{d}_{k,j} \Lambda_{k,j}; \quad E[x_j^2] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} (\Lambda_{k,j})^2,$$

где $\Lambda_{k,j}$ – логарифм отношения правдоподобия информационного символа k в блоке j .

Процедура оценки дисперсии шума (или $L_c = 2/\sigma^2$) состоит в следующем.

1. Перед началом декодирования блока полагается $L_c = 1$.
2. Производится декодирование принятого блока составляющим MAP декодером с использованием min-log-MAP алгоритма.
3. Находится оценка дисперсии логарифма отношения правдоподобия с использованием (4), а затем из (3) находится \hat{L}_c .
4. Определяется \tilde{L}_c следующим образом: $\tilde{L}_{c_j} = \hat{L}_{c_j} \beta + (1-\beta) \tilde{L}_{c_{j-1}}$.
5. Во всех последующих итерациях используется log-MAP алгоритм и полученная оценка \hat{L}_c .

Результаты моделирования. Для моделирования был выбран турбокод со скоростью $1/3$, составляющими сверточными кодерами с памятью $\nu = 2$, количеством информационных символов 400 и псевдослучайным перемежителем. При этом внешний кодер турбокодера устанавливается в конечное нулевое состояние дополнительной последовательностью, конечное состояние внутреннего кодера может быть произвольным.

На рис. 1 представлены кривые зависимости вероятности ошибки на бит от отношения E_b/N_0 , полученные при помощи моделирования для рассмотренных выше методов оценки дисперсии шума. Кривая 1 – дисперсия шума, известна, 2 – метод, предложенный в [3], 3 – метод, предложенный в [2], 4 – метод, предложенный в [4], 5 – предлагаемый метод оценки дисперсии шума.

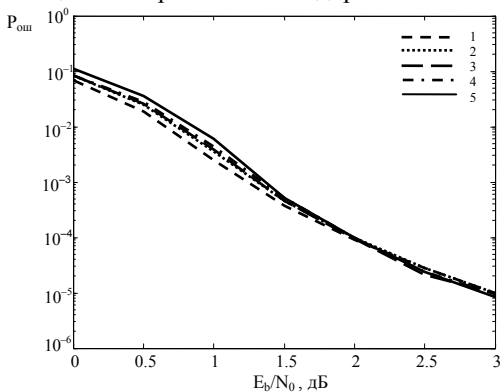


Рис. 1. Зависимость вероятности ошибки от отношения E_b/N_0 при использовании различных методов оценки дисперсии шума

Из рис. 1 следует, что при отношении $E_b/N_0 \geq 1,3$ дБ предлагаемый метод оценки дисперсии шума не уступает известным методам. При меньшем отношении E_b/N_0 вероятность ошибки несколько возрастает.

Выводы. Предлагаемый метод оценки дисперсии шума не требует знания амплитуды принятых символов. Его целесообразно применять, если в турбодекодере производится оценка дисперсии логарифма отношения правдоподобия с целью сокращения среднего времени декодирования путем останова процесса итеративного декодирования, когда дисперсия логарифма отношения правдоподобия текущего блока станет меньше порогового значения [6]. Данный метод позволяет отказаться от использования принятых символов для нахождения дисперсии шума, что приводит к упрощению аппаратной реализации турбодекодера. Недостаток предложенного метода оценки дисперсии шума – увеличение вероятности ошибки при малых значениях E_b/N_0 .

ЛИТЕРАТУРА

1. Berrou C., Glavieux A., Thitimajshima P. Near Shannon limit error-correcting coding and decoding: Turbo-Codes // ICC'93, Geneva, Switzerland. – May, 1993. – P. 1064 – 1070.
2. Chuen Ho M. S. Serial and parallel concatenated turbo-codes // PhD Thesis, University of South Australia, November 2002. – P. 348.
3. Summers T., Wilson S. SNR mismatch and on-line estimation in turbo-decoding // IEEE Transactions on Communications. – April 1998. – Vol. 16. – P. 121 – 123.
4. Reed M., Asenstorfer J. A novel variance estimator for turbo-code decoding // Proc. ICT '97, (Melborne, Australia). – April 1997. – P. 173 – 178.
5. Приходько С. И., Жученко А. С., Пархоменко Д. А. Анализ числовых характеристик логарифма отношения правдоподобия MAP декодера // Радиоэлектроника и информатика. – X.: ХНУРЭ. – 2004. – № 2. – С. 109 – 112.
6. Robertson P. Illuminating the structure of code and decoder of parallel concatenated recursive systematic (turbo) codes // IEEE Transactions on Communications. – 1994. – P. 1298 – 1303.

Поступила 11.08.2004

ПРИХОДЬКО Сергей Иванович, к.т.н., доцент, начальник кафедры Харьковского военного университета. В 1977 году окончил Харьковское высшее военное училище. Область научных интересов – помехоустойчивое кодирование.

ЖУЧЕНКО Александр Сергеевич, адъюнкт. В 1999 году окончил Харьковский военный университет. Область научных интересов – помехоустойчивое кодирование.

ПАРХОМЕНКО Данила Александрович, адъюнкт. В 1999 году окончил Харьковский военный университет. Область научных интересов – помехоустойчивое кодирование.