

**ОЦЕНОЧНО-КОМПЕНСАЦИОННЫЙ АЛГОРИТМ ПРИЕМА СИГНАЛОВ В КАНАЛАХ С МЕЖСИМВОЛЬНОЙ ИНТЕРФЕРЕНЦИЕЙ**

Карташевский В.Г., Мишин Д.В.

Поволжская государственная академия телекоммуникаций и информатики  
г. Самара, ул. Л. Толстого, 23, Тел.: (846-2) 32 41 35, e-mail: teleinfo @ land.ru

Попытки реализовать в чистом виде оптимальный прием в целом или поэлементный прием дискретных сообщений в условиях межсимвольной интерференцией (МСИ), характеризующейся рассеянием во времени отклика канала по сравнению с воздействием (импульсная характеристика канала отличается от  $\delta$ -функции), наталкиваются на реализационные трудности, связанные с большим объемом вычислений в единицу времени. Так при увеличении количества символов цепочки  $K$ , передаваемых в течение сеанса связи, сложность оптимальной решающей схемы растет по показательному закону, поскольку число ожидаемых вариантов сигнала и сравниваемых гипотез равно  $m^K$  ( $m$  – объем алфавита источника), а решение принимается с довольно большой задержкой, связанной с учетом времени передачи всей последовательности кодовых символов и переходными процессами в канале.

При передаче дискретных сообщений по каналам с памятью широко используются алгоритмы «переборного» типа – алгоритм Витерби [1] и алгоритм «приема «в целом» с поэлементным принятием решения» (ПЦППР) [2]. Алгоритм ПЦППР основан на использовании обратной связи по решению (ОСР), позволяющей компенсировать при обработке «в целом» на интервале анализа сигнала последствия (межсимвольной интерференции) от символов, по которым уже принято решение. Алгоритм Витерби для упрощения тоже допускает использование ОСР [1].

Ошибки в системе с ОСР ухудшают помехоустойчивость демодулятора по сравнению со случаем «идеальной» ОСР, когда текущий интервал анализа всегда правильно очищается от сигналов межсимвольной интерференции. Компенсация аддитивных помех в системах с ОСР, проводится путем оценивания и вычитания. Такая процедура позволяет исключить влияние ОСР на работу демодулятора и повысить помехоустойчивость приема в области малых отношений сигнал/помеха.

Пусть (в дискретном времени) импульсная характеристика канала связи с постоянными параметрами определяется совокупностью отсчетов  $\{g_0, g_1, \dots, g_{M-1}\}$ . Тогда на интервале анализа  $T_{a_0} = [0, MT]$ , где  $T$  – длительность тактового интервала, при передаче дискретной последовательности  $\{b_0, b_1, b_2, \dots\}$  наблюдаются отсчеты входного сигнала  $\{z_0, z_1, \dots, z_{M-1}\}$ .

$$\begin{aligned} z_0 &= b_0 g_0 + w_0; \\ z_1 &= b_0 g_1 + b_1 g_0 + w_1; \\ &\dots \\ z_{M-1} &= b_0 g_{M-1} + b_1 g_{M-2} + \dots + b_{M-1} g_0 + w_{M-1}. \end{aligned} \tag{1}$$

Здесь  $\{w_i\}$ ,  $i = 0, M-1$  – отсчеты аддитивного мешающего процесса:

В соответствии с алгоритмом ПЦППР на данном интервале анализа  $T_{a_0}$  окончательное решение выносится только о первом символе  $b_0$  по правилу:

$$\hat{b}_0 = \arg \min_{b_0, b_1, \dots, b_{M-1}} \sum_{i=0}^{M-1} \left( z_i - \sum_{k=0}^i b_k g_{i-k} \right)^2,$$

При переходе к следующему интервалу  $T_{a_1} = [T, (M+1)T]$  демодулятор при действии ОСР будет анализировать отсчеты:

$$\begin{aligned} z'_1 &= z_1 - \hat{b}_0 g_1; \\ z'_2 &= z_2 - \hat{b}_0 g_2; \\ &\dots \\ z'_{M-1} &= z_{M-1} - \hat{b}_0 g_{M-1}; \\ z_M &= b_1 g_{M-1} + b_2 g_{M-2} + \dots + b_M g_0 + w_M, \end{aligned} \tag{2}$$

где  $\hat{b}_0$  – решение о символе  $b_0$ .

Если на интервале  $T_{a_0}$  использовать предварительные решения  $\tilde{\mathbf{f}}_1, \tilde{\mathbf{f}}_2, \dots, \tilde{\mathbf{f}}_{M-1}$  или с помощью какого-либо алгоритма оценивания получить оценки  $\tilde{b}_1, \tilde{b}_2, \dots, \tilde{b}_{M-1}$ , то в качестве оценок отсчетов аддитивного мешающего процесса можно взять следующие соотношения:

$$\begin{aligned} \tilde{w}_1 &= z_1 - \tilde{\mathbf{f}}_0 \mathbf{g}_1 - \tilde{b}_1 \mathbf{g}_0; \\ \tilde{w}_2 &= z_2 - \tilde{\mathbf{f}}_0 \mathbf{g}_2 - \tilde{b}_1 \mathbf{g}_1 - \tilde{b}_2 \mathbf{g}_0; \\ &\dots \\ \tilde{w}_{M-1} &= z_{M-1} - \tilde{\mathbf{f}}_0 \mathbf{g}_{M-1} - \tilde{b}_1 \mathbf{g}_{M-2} - \dots - \tilde{b}_{M-1} \mathbf{g}_0. \end{aligned} \tag{3}$$

Оценки (3), полученные на  $T_{a_0}$  можно использовать для компенсации помех на интервале  $T_{a_1}$  в виде:

$$\begin{aligned} z''_1 &= z'_1 - \tilde{w}_1 = \tilde{\mathbf{f}}_1 \mathbf{g}_0; \\ z''_2 &= z'_2 - \tilde{w}_2 = \tilde{\mathbf{f}}_1 \mathbf{g}_1 + \tilde{\mathbf{f}}_2 \mathbf{g}_0; \\ &\dots \\ z''_{M-1} &= z'_{M-1} - \tilde{w}_{M-1} = \tilde{\mathbf{f}}_1 \mathbf{g}_{M-2} + \dots + \tilde{\mathbf{f}}_{M-1} \mathbf{g}_0; \\ z_M &= b_1 \mathbf{g}_{M-1} + b_2 \mathbf{g}_{M-2} + \dots + b_M \mathbf{g}_0 + w_M. \end{aligned} \tag{4}$$

Как следует из (4), во-первых, вектор  $\{z''_1, z''_2, \dots, z''_{M-1}, z_M\}$  не зависит от решения  $\tilde{\mathbf{f}}_0$ , что эквивалентно действию «идеальной» ОСР, и, во-вторых, если оценки  $\tilde{b}_1, \tilde{b}_2, \dots, \tilde{b}_{M-1}$  обладают хорошими статистическими свойствами (малые смещение и дисперсия), то мощность эквивалентного шума на интервале  $T_{a_1}$  может быть меньше мощности аддитивного мешающего процесса на интервале  $T_{a_0}$ .

Если вместо  $T_{a_0} = [0, MT]$  использовать расширенный интервал наблюдения, то кроме оценок  $\tilde{b}_1, \tilde{b}_2, \dots, \tilde{b}_{M-1}$ , можно получить также оценку символа  $\tilde{b}_M$  и взять вместо последней строки в (4) соотношение  $z''_M = \tilde{b}_1 \mathbf{g}_{M-1} + \tilde{b}_2 \mathbf{g}_{M-2} + \dots + \tilde{b}_M \mathbf{g}_0$ .

Таким образом, совокупность отсчетов  $\{z''\}$ , которые получены на основании оценок  $\{\tilde{b}_i\}$  символов  $\{b_i\}$ , может быть представлено в виде  $\mathbf{Z}'' = \mathbf{GB}$ .

Исследование свойств рассмотренного алгоритма производилось путем моделирования методом статистических тестов.

Были построены графики зависимости вероятности ошибок  $P$  от отношения сигнал/шум  $h^2 = \sum_i g_i^2 / \sigma^2$ , где  $\sigma^2$  – мощность шума. Исследовался канал с памятью,  $M=5$ , постоянными параметрами и аддитивным некоррелированным гауссовским шумом. Импульсная реакция канала связи была представлена 5 отсчетами:  $g_0=1, g_1=0, g_2=1, g_3=0, g_4=1$ .

Было проведено сравнительное моделирование методом статистических тестов трех алгоритмов:

1. Алгоритм ПЦППР, использующий «реальную» ОСР.
2. Алгоритм ПЦППР, использующий «идеальную» ОСР.
3. Алгоритм ПЦППР, использующий «реальную» ОСР и компенсацию аддитивных помех, согласно (3) и (4).

В качестве алгоритма оценивания символов  $\{b_i\}$  выберем алгоритм, основанный на использовании метода регуляризации решения системы линейных алгебраических уравнений [3]. Суть этого алгоритма оценивания заключается в следующем:

Уравнение, являющееся аналогом системы (1), в матричной записи имеет вид:

$$\mathbf{Z} = \mathbf{GB} + \mathbf{W} \tag{5}$$

Это уравнение решается в предположении известности  $\{g_i\}$ ,  $i = \overline{0, M-1}$  относительно вектора  $\mathbf{B}$  на расширенном интервале методом регуляризации [4].

Результаты моделирования показаны на рисунке 1.

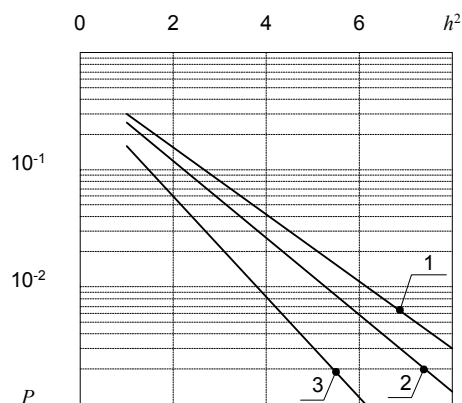


Рис. 1. Результаты сравнительного моделирования.

Компенсация аддитивных некоррелированных помех с использованием рассматриваемого алгоритма предварительного оценивания последовательности дискретных элементов весьма целесообразна, особенно в области малых отношений сигнал/шум. Использование предварительных оценок позволяет обеспечить меньшее значение мощности эквивалентного шума по сравнению с мощностью канального шума. Алгоритм ПЦППР реализует правило обобщенного максимального правдоподобия, т.е. не использует информацию о мощности аддитивных помех, поэтому предварительная обработка, приводящая к уменьшению мощности помехи, дает дополнительный энергетический выигрыш.

Использование данного метода компенсации целесообразно и при действии сосредоточенных помех, когда оба отношения сигнал/помеха и сигнал/шум оказываются достаточно малыми.

Таким образом, использование предлагаемого метода демодуляции дискретных сообщений в каналах с памятью, при компенсации аддитивных помех и идеализации обратной связи по решению, обеспечивает повышение помехоустойчивости передачи дискретной информации с большой скоростью по каналам с памятью

#### Литература

1. Витерби А.Д., Омура Дж. К. Принципы цифровой связи и кодирования. – М.: Радио и связь, 1982. – 536 с.
2. Кловский Д.Д. Передача дискретных сообщений по радиоканалам. – М: Радио и связь, 1982. – 304с.
3. Карташевский В.Г., Мишин Д.В. «Непереборный» алгоритм демодуляции для канала с памятью. / Радиотехника, №4, 1997
4. Тихонов А.И., Арсенин В.Я. Методы решения некорректных задач. – М: Наука, 1979 г. – 288 с.

