

А. И. ЦОПА, Г. И. СИДОРОВ, канд. техн. наук, В. А. ТИХОНОВ, канд. техн. наук,
И. В. САВЧЕНКО

ИССЛЕДОВАНИЕ ЛИНЕЙНОЙ КОРРЕКЦИИ МЕЖСИМВОЛЬНЫХ ИСКАЖЕНИЙ

Межсимвольной интерференцией (МСИ) называют явление взаимодействия импульсов цифрового сигнала при передаче по каналам с ограниченной полосой пропускания и нелинейной фазочастотной характеристикой. Именно нелинейность фазочастотной характеристики приводит к затягиванию фронтов импульсов и их интерференции с последующими импульсами сигнала. В результате имеем изменение уровня исходного сигнала, что может привести к ошибкам при демодуляции. При высоких скоростях передачи данных МСИ становится главным источником искажений. Это объясняется тем, что высокую скорость передачи реализуют при помощи увеличения скорости модуляции или путем использования многоуровневых сигналов. А это приводит к сближению импульсов на временном интервале фиксированной длины, вследствие чего один импульс получает возможность интерферировать уже с несколькими последующими импульсами.

Для исключения межсимвольной интерференции необходимо наложить определенные ограничения на частотную характеристику эквивалентной системы передачи данных. Под эквивалентной системой передачи будем понимать каскадное соединение формирующего фильтра передатчика, канала передачи и согласованного фильтра (СФ) приемника [1]. Введем обозначение передаточной функции эквивалентной системы

$$S(f) = S_{пер}(f)S_{кан}(f)S_{пр}(f), \quad (1)$$

где $S_{пер}(f)$ – передаточная характеристика формирующего фильтра передатчика; $S_{кан}(f)$ – передаточная характеристика канала передачи; $S_{пр}(f)$ – передаточная характеристика фильтра приемника.

Если на выходе эквивалентной системы передачи стробировать сигнал с частотой следования символов $1/T$, то условием отсутствия МСИ будет первый критерий Найквиста [2]

$$S'(f) = \sum_k S(f - \frac{k}{T}) = const, \quad |f| \leq \frac{1}{2T}, \quad (2)$$

где $S'(f)$ – наложенный спектр эквивалентной системы.

Наложный спектр $S'(f)$, получаемый при перекрытии копий исходного спектра $S(f)$, сдвинутых на величину частоты стробирования $1/T$, должен быть постоянным. Очевидно, что при этом выполняется условие линейности фазочастотной характеристики. Первый критерий Найквиста может быть удовлетворен, если канал передачи идеален, а амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) формирующего фильтра передатчика и СФ приемника соответствуют корню квадратному из характеристики «приподнятого» косинуса [2]. Для уменьшения избыточной полосы канала целесообразно использовать коэффициент спада данной характеристики $\alpha < 0.5$. Следовательно, при идеальном канале передачи оптимальным приемником будет следующая структура: СФ с АЧХ в виде корня квадратного из характеристики «приподнятого» косинуса, устройство стробирования с частотой $1/T$ и решающее устройство (РУ). Если канал передачи неидеален, то при стробировании с частотой следования символов получаемые отсчеты будут содержать помимо полезного сигнала и аддитивного белого гауссова шума (АБГШ) также и составляющую МСИ. В этом случае для снижения уровня МСИ придется использовать дополнительную линейную или нелинейную обработку отсчетов сигнала.

Простейшим устройством для подавления МСИ является символюно-интервальный трансверсальный фильтр (рис.1), который мы будем называть символюно-интервальным или T -интервальным корректором (ТИК).

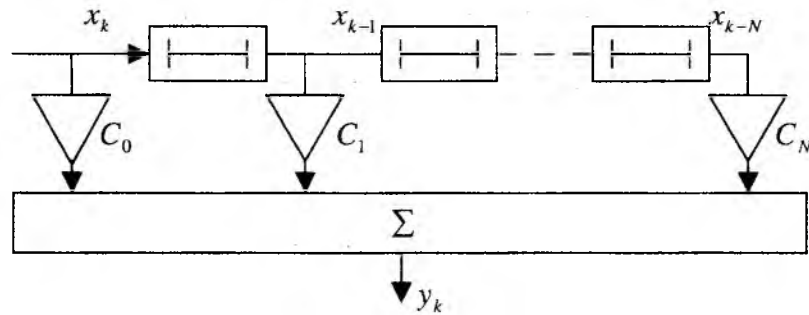


Рис. 1

На вход ТИК поступает последовательность отсчетов сигнала $\{x_k\}$, а скорректированные отсчеты вычисляются по следующей формуле:

$$y_k = \sum_{i=0}^N x_{k-i} C_i, \quad (3)$$

где C_i – коэффициенты корректора; N – число линий задержки корректора или длина корректора.

На базе ТИК разработана структура обычного линейного приемника. Его конфигурация следующая: СФ, устройство стробирования с частотой следования символов $1/T$, ТИК, решающее устройство. На выходе РУ получаем оценку символа A_k' . Если оценка A_k' не совпадает с реальным значением символа A_k , то принято ошибочное решение.

Если устремить число коэффициентов T -интервального корректора к бесконечности, то эти коэффициенты можно подобрать так, что МСИ будет полностью подавлена. Для выполнения первого критерия Найквиста передаточная характеристика ТИК $C(f)$ примет вид, инверсный по отношению к наложенной передаточной характеристике эквивалентной системы

$$C(f) = \frac{1}{S'(f)}, \quad |f| \leq \frac{1}{2T}. \quad (4)$$

Таким образом, ТИК бесконечной длины принимает вид обратного фильтра. ТИК конечной длины будет аппроксимировать такой обратный фильтр. При этом $N-1$ отсчетов суммарной импульсной характеристики эквивалентной системы, которые берутся на интервале действия корректора с шагом T , будут обращаться в нуль. Принято называть данный корректор корректором с форсированием нуля (ФН).

Минимально достижимое СКО линейного приемника с ФН-корректором определяется выражением [3]:

$$\sigma_{\min \text{ ФН}} = T \int_0^{1/T} \frac{N_0}{S'(f)} df, \quad (5)$$

где N_0 – спектральная плотность мощности белого шума.

Недостатком ФН-корректора является то, что он совершенно не учитывает влияние АБГШ. Кроме того, при появлении провалов в наложенном спектре МСИ будет корректироваться ценой чрезмерного увеличения шума. Например, если наложенный спектр имеет нуль

на какой-либо частоте, то ФН-корректор будет компенсировать его путем введения неограниченного усиления на этой частоте, что повысит уровень шума.

На практике более широко используется корректор, в котором коэффициенты рассчитываются исходя из минимизации среднего квадрата ошибки (МСКО) на выходе [3]. МСКО-корректоры более устойчиво функционируют в условиях шума и повышенного уровня межсимвольных искажений.

Частотная характеристика МСКО- корректора имеет вид

$$C(f) = \frac{1}{N_0 + S'(f)}. \quad (6)$$

Минимально достижимое СКО сигнала на выходе линейного приемника с МСКО-корректором определяется по формуле [3]

$$\sigma_{\min \text{МСКО}} = T \int_0^{1/T} \frac{N_0}{N_0 + S'(f)} df. \quad (7)$$

Величина $\sigma_{\min \text{ФН}}$ всегда больше или равна $\sigma_{\min \text{МСКО}}$, так как при расчете ФН-корректора не учитывалась мощность шума. При больших отношениях сигнал/шум оба корректора почти эквивалентны.

Обычному линейному приемнику свойственен ряд существенных недостатков, одним из которых является зависимость эффективности работы от начальной фазы тактовых сигналов. Действительно, при стробировании спектр сигнала дополняется линейной фазой с переменным наклоном $e^{-j\omega t_0}$, где t_0 – временное положение первого отсчета. При $t_0 = 0$ происходит суммирование перекрывающихся спектров с повышением уровня, тогда как при $t_0 = T/2$ происходит вычитание перекрывающихся спектров. Если частотная характеристика эквивалентной системы симметрична, то при $t_0 = T/2$ в точке $1/2T$ появляется спектральный нуль, который трансверсальный корректор скорректирует с непомерным увеличением шума.

Существует более совершенная структура линейного корректора – дробно-интервальный корректор (ДИК). Стробирование сигнала на входе такого корректора производится с частотой не меньшей удвоенной найквистовой и выбирается равной M/KT , где K и M взаимно простые целые числа, $K < M$. При этом перекрытия спектров на входе ДИК не наблюдается. Отводы дробно-интервального корректора располагаются через KT/M .

В течение каждого интервала, равного периоду следования символа T , в запоминающий сдвиговый регистр вводится M входных отсчетов, а каждый K -й отсчет в сдвиговом регистре умножается на коэффициент корректора. Суммирование этих произведений дает на каждом символьном интервале один выходной сигнал.

Как уже было отмечено, на входе ДИК не происходит наложения спектров. Этот важный факт позволяет ДИК наряду с коррекцией осуществлять также и согласованную фильтрацию. Кроме того, появляется возможность корректировать частотную характеристику эквивалентной системы независимо в областях обоих спадов и тем самым компенсировать возможную асимметрию. Дробно-интервальный корректор нечувствителен к начальной фазе тактовых сигналов. Это объясняется тем, что перекрытие спектров происходит на выходе корректора после стробирования выходного сигнала с частотой следования символов. Частным случаем дробно-интервального корректора является $T/2$ -интервальный корректор. На его входе стробирование производится с частотой найквиста $2/T$, а отводы отстоят на $T/2$. На базе $T/2$ -интервального корректора реализуется следующая структура линейного приемника:

устройство стробирования с частотой $2/T$, корректор, устройство стробирования с частотой $1/T$, решающее устройство.

При одинаковом числе звеньев фильтра $T/2$ -интервальный корректор действует эффективней, чем T -интервальный. А в каналах с сильными искажениями передаточной характеристики у краев полосы T -интервальный корректор заметно уступает $T/2$ -интервальному [3].

Методом статистического моделирования была проведена оценка эффективности работы $T/2$ -интервального корректора при «выравнивании» реальных каналов передачи с целью подавления МСИ. При моделировании использовались дискретные модели каналов [4], дискретные импульсные характеристики которых можно представить в виде:

$$\begin{aligned} \text{– канал } A \quad H(Z) &= 0,04 - 0,05Z^{-1} + 0,07Z^{-2} - 0,21Z^{-3} - 0,5Z^{-4} + 0,72Z^{-5} + \\ &+ 0,36Z^{-6} + 0,21Z^{-7} + 0,03Z^{-8} + 0,07Z^{-9}; \end{aligned}$$

$$\text{– канал } B \quad H(Z) = 0,407 + 0,815Z^{-1} + 0,407Z^{-2};$$

$$\text{– канал } C \quad H(Z) = 0,227 + 0,460Z^{-1} + 0,688Z^{-2} + 0,460Z^{-3} + 0,227Z^{-4}.$$

Здесь Z^{-1} соответствует сдвигу на период следования символов T , а импульсные характеристики нормированы так, что сумма квадратов их отсчетных значений равна единице.

В качестве критерия при оценке качества коррекции была использована вероятность ошибок. На практике оптимальный набор коэффициентов получают путем обновления этого набора (обычно на каждом символьном интервале) с помощью одного из адаптивных алгоритмов (калмановского, быстрого калмановского, алгоритма наименьших квадратов, градиентного и др.). Выбор того или иного алгоритма определяет время, необходимое для настройки корректора на конкретный канал. Минимизация интервала настройки (этапа обучения) особенно важна при использовании каналов передачи с изменяющимися во времени характеристиками, а также при частом переключении с одного канала на другой.

Наиболее быструю сходимость коэффициентов корректора к оптимальным значениям обеспечивает калмановский алгоритм адаптации. Однако высокая вычислительная сложность препятствует его широкому использованию в адаптивных системах. Для уменьшения объема вычислений были разработаны различные субоптимальные методы. Из них, пожалуй, наиболее известен метод градиентного поиска.

При использовании алгоритма градиентного поиска изменение коэффициента усиления каждого отвода производится в направлении, противоположном оценке градиента СКО относительно коэффициента усиления данного отвода. Таким образом, набор коэффициентов корректора приближается к единственному оптимальному набору, соответствующему критерию МСКО.

Уравнение алгоритма градиентного поиска следующее [3]:

$$[C_{k+1}] = [C_k] - \Delta e_k [x_k], \quad (8)$$

где $[x_k]$ – вектор входного сигнала, Δ – положительный шаг адаптации.

В данной работе мы попытались оценить применимость градиентного алгоритма для обновления коэффициентов $T/2$ -интервального корректора МСИ. При оценке эффективности коррекции был использован подход, состоящий из трех этапов:

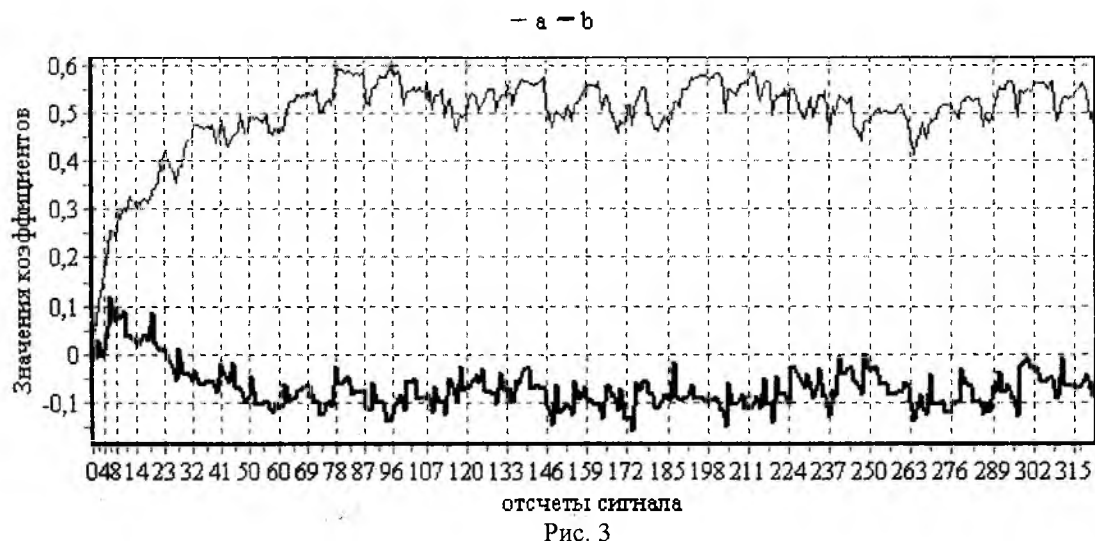
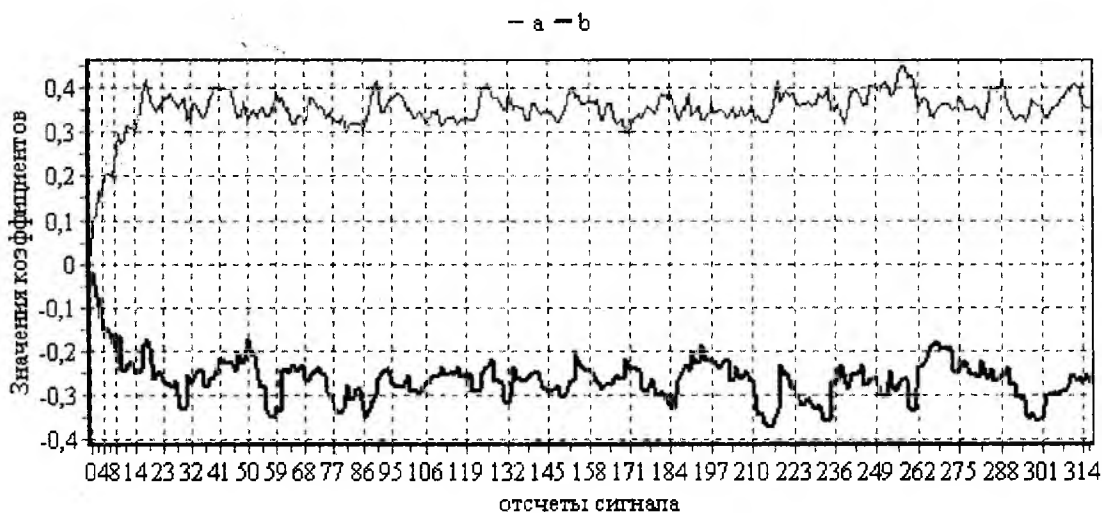
1. Пропускаем через канал (A , B или C) настроечный сигнал $\{A_k\}$, представляющий собой псевдошумовую последовательность. При умеренно высоком отношении сигнал/шум, равном 20 dB , осуществляем настройку корректора на канал. Обновление коэффициентов производим при помощи градиентного алгоритма, а ошибку коррекции вычисляем, используя генерируемый в приемнике синхронизированный вариант настроечного сигнала, т.е. $e_k = y_k - A_k$. Траектории сходимости двух коэффициентов корректора $C_0(a)$ и $C_2(b)$ в

случае использования шага адаптации $\Delta = 0,05$ и при длине $T/2$ - интервального корректора (числе линий задержки), равной 12, приведена на рис. 2 (канал А), рис. 3 (канал В) и рис. 4(канал С).

Скорость сходимости коэффициентов при использовании градиентного алгоритма, как видно из рис. 2-4, зависит от характеристик канала передачи и снижается при увеличении неравномерности АЧХ. Для настройки на канал А необходимо порядка 20 символов настроечного сигнала, для настройки на канал В примерно 60, для настройки на канал С более 150. Оптимальные значения коэффициентов равны математическим ожиданиям в установившемся режиме и для C_0, C_2 составляют соответственно 0,361 и $-0,275$ (канал А), 0,520 и $-0,072$ (канал В), 0,648 и $-0,307$ (канал С). Среднеквадратические отклонения коэффициентов C_0, C_2 от оптимальных значений при использовании настроечного сигнала с единичной амплитудой составляют 0,042 (канал А), 0,045 (канал В), 0,063 (канал С).

2. В 10 раз уменьшаем шаг адаптации и тем самым снижаем шум отклонений коэффициентов. На этом этапе определяем вероятность ошибок после коррекции в режиме настройки.

3. Пропускаем через канал скалярный двухуровневый сигнал случайных данных. Варьируя входное отношение сигнал/шум, определяем вероятности ошибок после коррекции в режиме приема данных. При вычислении ошибки коррекции используем оценку выходного сигнала, снимаемую с выхода РУ, т.е. $e_k = y_k - A'_k$.



Полученные графики зависимостей вероятности ошибок P до коррекции (a), после коррекции в режиме настройки (b) и после коррекции в режиме приема данных (c) от отношения сигнал/шум представлены на рис. 5 (канал A), рис. 6 (канал B) и рис. 7 (канал C).

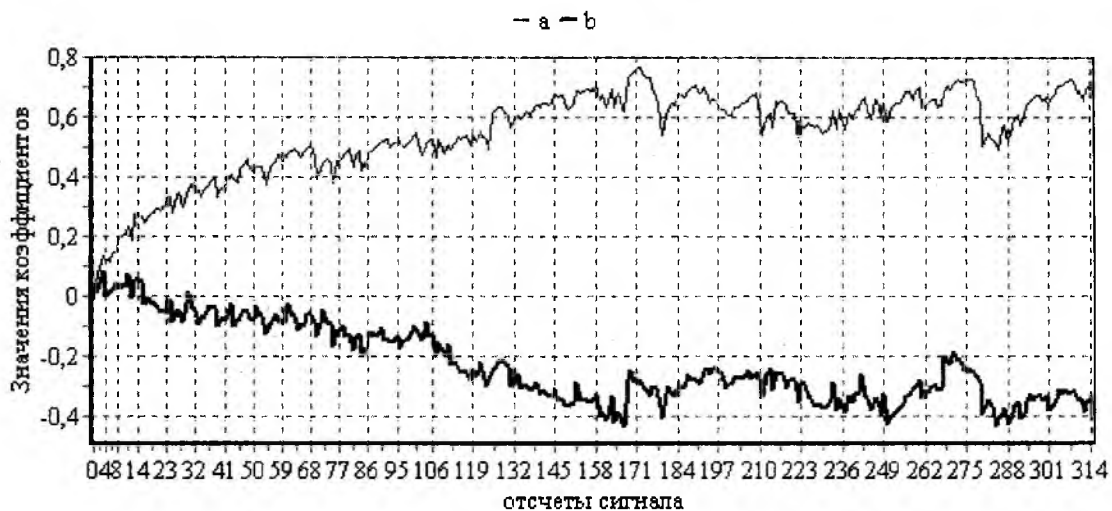


Рис. 4

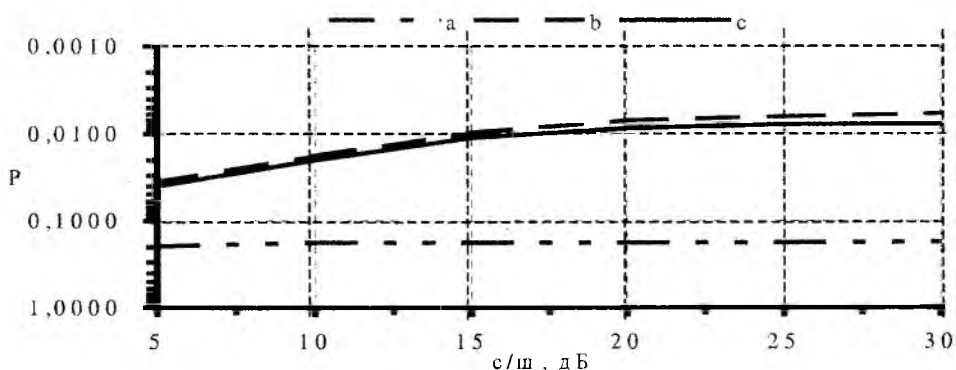


Рис. 5

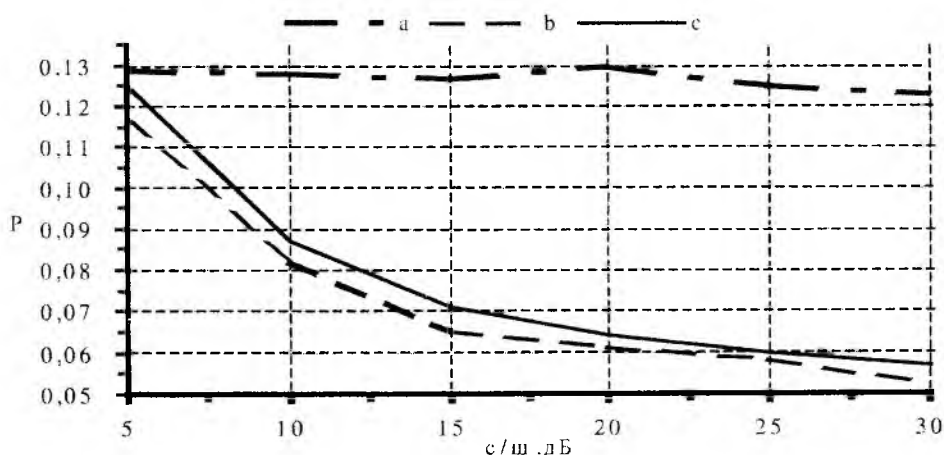


Рис. 6

В режиме приема данных для обновления коэффициентов корректора используется оценка сигнала, а не истинный сигнал, как при настройке. Поэтому в этом случае наблюдается некоторое снижение достоверности передачи. Наилучшее качество обеспечивается при коррекции канала A (рис. 5), который является характерным для телефонных линий. Каналы B и C корректируются гораздо хуже. Это объясняется тем, что их частотные характери-

ки имеют значительные неравномерности, что характерно для радиоканалов. Поэтому $T/2$ -интервальный корректор при выравнивании таких частотных характеристик чрезмерно повышает уровень шума. Для эффективной коррекции МСИ в каналах B и C необходимо использовать нелинейные структуры, такие как корректор с решающей обратной связью.

Рассмотрим целесообразность выбора того или иного значения шага адаптации. На этапе настройки следует выбирать по возможности больший шаг и тем самым обеспечивать быструю начальную сходимость. После достижения начальной сходимости большое значение начального шага, как видно из рис. 2-4, обуславливает высокий уровень шума отклонений коэффициентов от оптимальных значений. Поэтому для обеспечения высокого качества коррекции необходимо уменьшить шаг адаптации. Степень возможного уменьшения очевидно зависит от свойств канала связи. Так, например, каналы A, B и C инвариантны во времени, что позволяет в данной работе существенно (в 5–10 раз) снижать значение начального шага при работе в режиме приема данных. Однако при коррекции каналов с изменяющимися во времени характеристиками необходимо учесть тот факт, что резкое уменьшение величины шага адаптации приведет к замедлению процесса отслеживания параметров канала.

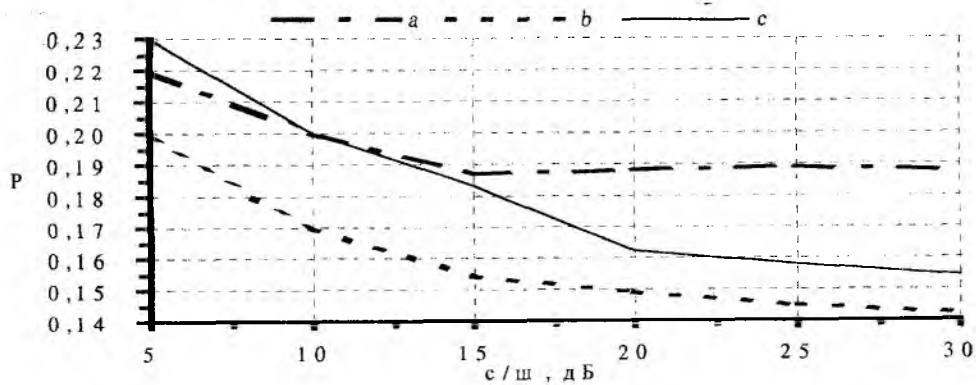


Рис. 7

Еще одним важным вопросом, который необходимо решить при проектировании линейного приемника, является вопрос выбора оптимальной длины $T/2$ -интервального корректора. При коррекции каналов A, B, C были получены графики зависимости вероятности ошибок P в режиме приема данных от длины корректора, которые представлены на рис. 8. Отношение сигнал/шум составляло 20дБ . При получении зависимостей был использован подход, изложенный ранее.

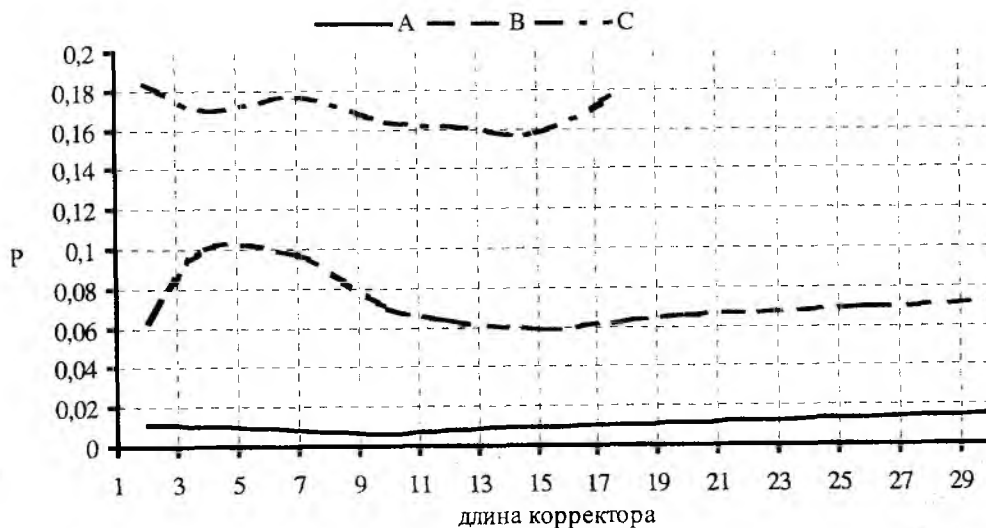


Рис. 8

Полученные результаты можно интерпретировать следующим образом. Оптимальной длиной $T/2$ -интервального корректора при коррекции всех трех рассматриваемых каналов можно считать величину, лежащую в диапазоне 10–15. При этом очевидно обеспечивается хорошая аппроксимация обратных частотных характеристик каналов. Кроме этого наблюдается локальный минимум вероятности ошибки при совпадении числа коэффициентов с количеством значимых членов дискретной импульсной характеристики канала. Увеличение длины корректора свыше 15 приводит к увеличению вычислительной сложности и затрудняет аппаратную реализацию, а вероятность ошибок не только не уменьшается, а, как видно из рис. 8, даже возрастает. Данный факт можно объяснить суммированием погрешностей большого числа коэффициентов, а также тем, что при увеличении длины уменьшается максимально возможный шаг адаптации или, что эквивалентно, увеличивается амплитуда отклонений коэффициентов в установившемся режиме. Сказанное иллюстрируется графиком на рис. 9, на котором представлена сходимость двух коэффициентов корректора, имеющего длину 30, при отношении сигнал/шум 20 дБ и шаге $\Delta = 0,05$ в случае настройки на канал А.

— a — b

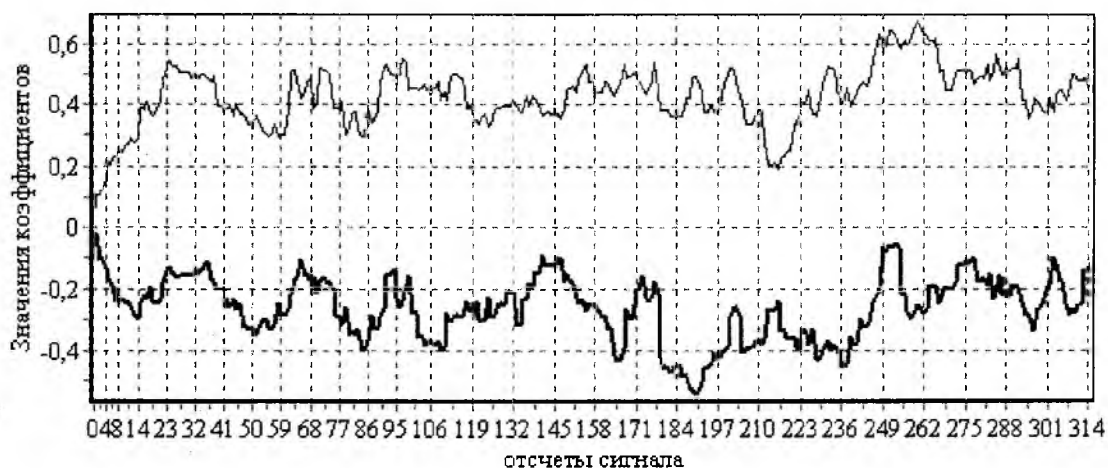


Рис. 9

Данный график можно сравнить с изображенным на рис. 2, который получен при длине корректора 12 и прочих равных условиях, и убедиться в значительном увеличении амплитуды шума коэффициентов. Математические ожидания коэффициентов C_0, C_2 равны 0,502 и $-0,204$. При использовании настроечного сигнала с единичной амплитудой среднее квадратическое отклонение коэффициентов после достижения начальной сходимости составляет 0,097.

Выводы. Линейные структуры корректоров позволяют снизить влияние межсимвольных искажений и повысить достоверность при передаче данных, однако степень подавления МСИ зависит от параметров канала связи. При коррекции МСИ в каналах, которые имеют довольно равномерные амплитудно-частотные характеристики, удастся добиться значительного повышения достоверности передаваемых данных. Малое время настройки корректора на канал с высокой равномерностью АЧХ в случае использования градиентного алгоритма адаптации дает возможность применять данный алгоритм в реальных системах передачи информации. Увеличение числа звеньев корректоров свыше 15 приводит к ухудшению качества коррекции, что можно объяснить увеличением амплитуды отклонений коэффициентов от оптимальных значений и суммированием этих отклонений.

Список литературы: 1. Феер К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра: Пер. с англ / Под ред. В.И. Журавлева. М: Радио и связь, 1996. 200 с. 2. Васильев В.И., Буркин А.П., Свириденко В.А. Системы связи. М: Высш. шк., 1987. 280 с. 3. Куреши Ш.У.Х. Адаптивная коррекция // ТИИЭР. 1985. Т. 73, № 9. С. 5 – 49. 4. Прокис Дж. Цифровая связь: Пер. с англ / Под ред. Д.Д. Кловского. М: Радио и связь, 2000. 797 с.