

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

УМЕНЬШЕНИЕ ВРЕМЕНИ НАСТРОЙКИ АДАПТИВНЫХ КОРРЕКТОРОВ МЕЖСИМВОЛЬНЫХ ИСКАЖЕНИЙ

В последнее время наблюдается бурное развитие цифровых технологий передачи информации. Однако применение новых технологий на существующих линиях связи вызывает определенные трудности, связанные с ограниченной шириной полосы пропускания линий, неравномерностями их амплитудно-частотных характеристик (АЧХ), величиной затухания, влиянием помех и искажений, групповым временем задержки. Во всем мире проводятся интенсивные исследования с целью разработки методов и алгоритмов работы, которые позволят улучшить качественные характеристики цифровых систем. Прежде всего речь идет о таких характеристиках, как скорость передачи и достоверность передаваемой информации. При увеличении скорости передачи данных, как известно, существенное влияние на достоверность оказывает межсимвольная интерференция (МСИ), резко повышающая вероятность ошибок. Поэтому неотъемлемой частью любой современной системы передачи данных является адаптивный корректор МСИ. При этом чрезвычайно актуальной является задача снижения времени адаптации корректоров МСИ при их настройке на различные каналы связи, так как это даст возможность повысить быстродействие цифровых систем и, как следствие, более эффективно использовать аппаратуру. Исследования, результаты которых представлены в данной публикации, были направлены на решение проблемы уменьшения времени адаптации при сохранении приемлемой вычислительной сложности адаптивного алгоритма.

Как уже было сказано, адаптивный корректор МСИ, применяемый в современных системах передачи данных, должен обладать способностью быстрой адаптации к изменяющимся характеристикам канала связи. Это означает, что в течение ограниченного и довольно малого промежутка времени корректор должен настраиваться на различные каналы, параметры которых могут значительно отличаться, быстро перестраиваться с одного канала на другой, отслеживать изменения параметров канала.

В работе [1] оценена применимость градиентного алгоритма адаптации для настройки линейного трансверсального корректора МСИ на каналы связи с различными характеристиками. Показано, что скорость сходимости коэффициентов корректора к оптимальным значениям сильно зависит от свойств канала и снижается при увеличении неравномерности амплитудно-частотной характеристики. Так, для настройки на канал связи с малыми неравномерностями АЧХ требуется временной интервал порядка 30 отсчетов цифрового сигнала, что вполне приемлемо для работы систем высокоскоростной передачи данных. Для настройки же на канал с высокой степенью неравномерности АЧХ потребуется временной интервал в несколько раз больший, поэтому использование градиентного алгоритма будет в этом случае неоправданным. Исследования показывают, что данный вывод можно распространить и на применение градиентного алгоритма адаптации для настройки более совершенных нелинейных корректоров МСИ, таких как корректор с решающей обратной связью.

Для уменьшения времени настройки корректирующих структур можно использовать алгоритмы адаптации, обладающие более быстрой сходимостью, нежели градиентный алгоритм. К ним можно отнести, например, метод наименьших квадратов, калмановский и быстрый калмановский алгоритмы. Однако их применение связано со значительным увеличением вычислительной сложности, что затрудняет их аппаратную реализацию.

Высокая скорость адаптации калмановского алгоритма достигается за счет ортогонализации регулирующих воздействий на коэффициенты усиления отводов корректора. Иначе говоря, шаг адаптации различен при обновлении каждого коэффициента, что приводит к их независимой регулировке. Альтернативным решением является ортогонализация или декорреляция отсчетов сигнала на входе корректора [2].

С этой точки зрения градиентный алгоритм оказывается неэффективным при необходимости быстрой настройки на каналы связи со значительной неравномерностью АЧХ, так как в таких каналах ухудшаются корреляционные свойства настроечного сигнала. Следовательно, можно предположить, что, устранив корреляцию отсчетов сигнала, удастся сократить время настройки корректора на канал с помощью градиентного алгоритма. Одним из возможных решений представляется применение в качестве декоррелятора решетчатого фильтра.

В известных авторах научных публикациях по данной тематике отсутствуют сведения о конкретных результатах применения решетчатого фильтра для декорреляции отсчетов настроечного сигнала на входе трансверсального корректора межсимвольных искажений, фактически не затрагиваются важные вопросы численного выигрыша в скорости сходимости градиентного алгоритма, обеспечиваемого улучшением корреляционных свойств настроечного сигнала. Между тем, необходимость научных исследований в данном направлении чрезвычайно велика, так как предлагаемые методы позволяют при относительно небольшом увеличении вычислительных затрат приблизить эффективность простого в реализации градиентного алгоритма к эффективности более сложных алгоритмов адаптации.

В данной работе исследуется сходимость градиентного алгоритма адаптации при настройке $T/2$ -интервального корректора на различные каналы связи. Целесообразность применения рассматриваемой конфигурации линейного корректора рассмотрена в работах [1, 2]. Корректирующая структура в целом содержит в своем составе кроме $T/2$ -интервального корректора также решетчатый фильтр и изображена на рис. 1. Сигналы, распространяющиеся в решетчатом фильтре, представляют собой ошибки прямого $a(n)$ и обратного $r(n)$ предсказания. При правильном, в расчете на минимизацию ошибок предсказания, выборе коэффициентов отражения звеньев эти ошибки оказываются некоррелированными. Таким образом, поступающий на вход корректирующей структуры сигнал разлагается на некоррелированные составляющие и только после этого подается на отводы $T/2$ -интервального корректора. Структура m -го звена решетчатого фильтра показана на рис. 2. Ввиду того что решетчатый фильтр применяется совместно с $T/2$ -интервальным корректором, длина линии задержки должна составлять $T/2$.

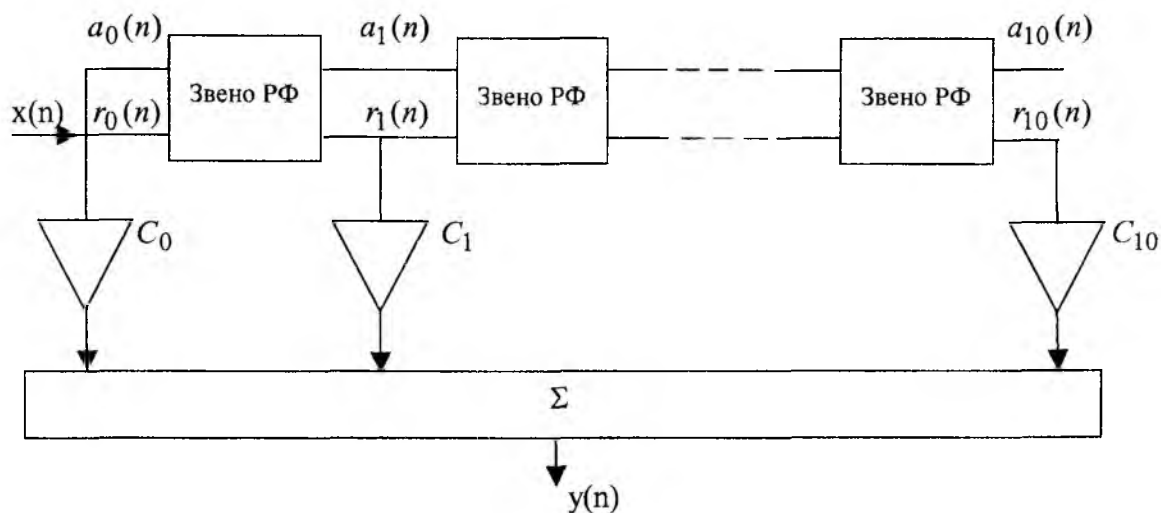


Рис. 1

Ошибка прямого предсказания в n -й момент времени на выходе m -го звена определяется выражением:

$$a_m(n) = a_{m-1}(n) - K_m(n-1)r_{m-1}(n-1), \quad (1)$$

где $K_m(n-1)$ – коэффициент отражения m -го звена в предыдущий момент времени.

Соответствующая ошибка обратного предсказания будет равна:

$$r_m(n) = r_{m-1}(n-1) - K_m(n-1)a_{m-1}(n). \quad (2)$$

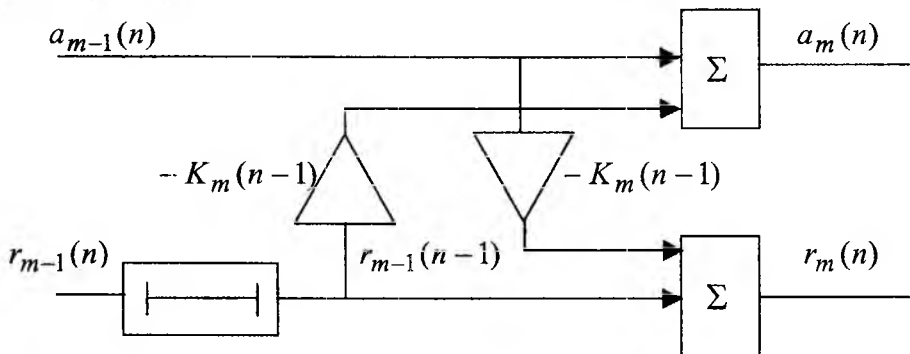


Рис. 2

Существует несколько широко известных методов расчета коэффициентов отражения. В частности, применение коэффициентов отражения, рассчитанных по методу Берга, позволяет минимизировать сумму ошибок прямого и обратного предсказания. В данной работе для минимизации ошибок обратного предсказания предлагается использовать более простой в реализации обратный метод [3], который описывается выражением:

$$K_m(n) = \frac{\sum_{n=0}^N a_{m-1}(n)r_{m-1}(n-1)}{\sum_{n=0}^N (r_{m-1}(n-1))^2}, \quad (3)$$

где N – длина настроечного сигнала.

При моделировании использовались дискретные модели каналов связи с передаточными характеристиками, соответствующими реальным каналам [4]. Модель канала представляла собой трансверсальный фильтр, к сигналу на выходе которого добавлялся гауссов белый шум. Дискретные импульсные характеристики каналов имели вид:

- канал A $H(Z) = 0,04 - 0,05Z^{-1} + 0,07Z^{-2} - 0,21Z^{-3} - 0,5Z^{-4} + 0,72Z^{-5} + 0,36Z^{-6} + 0,21Z^{-7} + 0,03Z^{-8} + 0,07Z^{-9}$;
- канал B $H(Z) = 0,407 + 0,815Z^{-1} + 0,407Z^{-2}$;
- канал C $H(Z) = 0,227 + 0,460Z^{-1} + 0,688Z^{-2} + 0,460Z^{-3} + 0,227Z^{-4}$.

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

Канал A обладает довольно равномерной в рабочей полосе частот АЧХ, что характерно для качественных телефонных линий связи. Амплитудно-частотная характеристика канала B существенно неравномерна, а АЧХ канала C имеет кроме значительной неравномерности также и спектральный нуль в рабочей полосе частот, что свойственно радиоканалам.

В качестве настроечного сигнала был применен двухуровневый скалярный сигнал единичной амплитуды, символы которого равновероятны. Автокорреляционные функции (АКФ) исходного некоррелированного сигнала (а) и сигнала, искаженного каналом связи (b), представлены на рис. 3 (канал А), рис. 4 (канал В) и рис. 5 (канал С). Так как сигнал на входе корректора стробируется, то на графиках отсчеты соответствуют периодам цифрового сигнала.

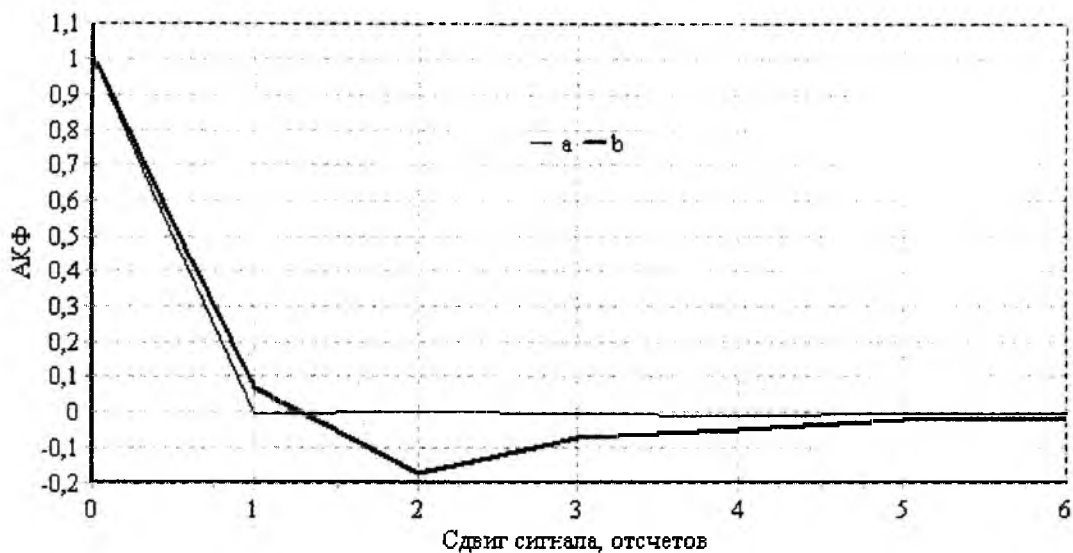


Рис. 3

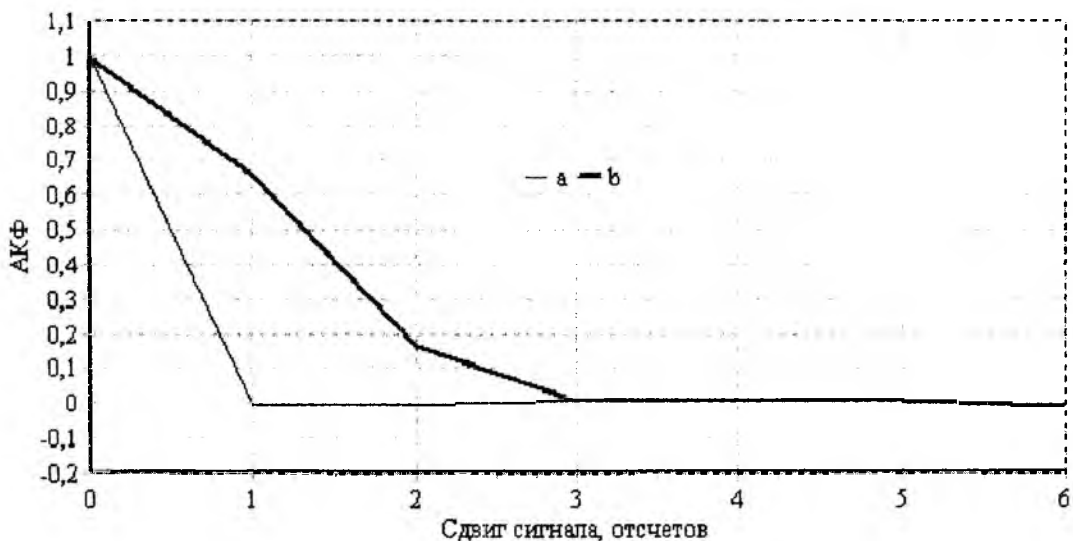


Рис. 4

Видно, что каналы В и С, АЧХ которых имеют значительные неравномерности в рабочей полосе частот, существенно ухудшают корреляционные свойства настроечного сигнала. В противоположность этому канал связи А, обладающий АЧХ с малой неравномерностью, практически не изменяет АКФ исходного сигнала.

В результате моделирования были получены кривые сходимости коэффициента C_0 $T/2$ -интервального корректора для двух случаев. Первый случай (а) соответствует подаче настроечного сигнала непосредственно на отводы корректора, которые должны отстоять друг от друга на $T/2$. Второй случай (b) подразумевает предварительную декорреляцию настроечного сигнала с помощью решетчатого фильтра (рис. 1). Шаг адаптации в обоих слу-

чаях выбран равным 0.05. Полученные графики представлены на рис. 6 (канал *A*), рис. 7 (канал *B*) и рис. 8 (канал *C*).

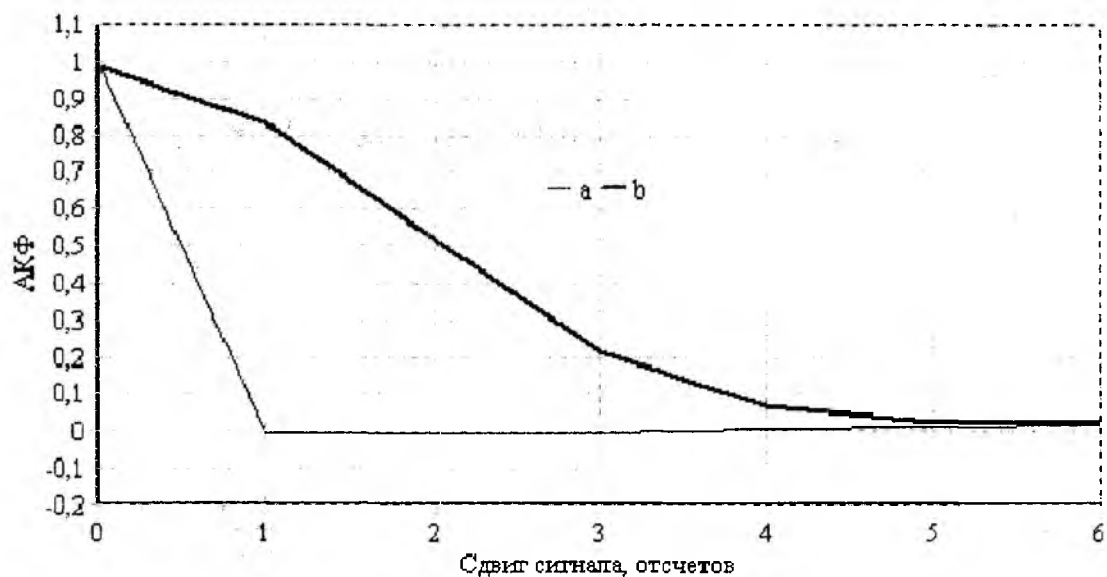


Рис. 5

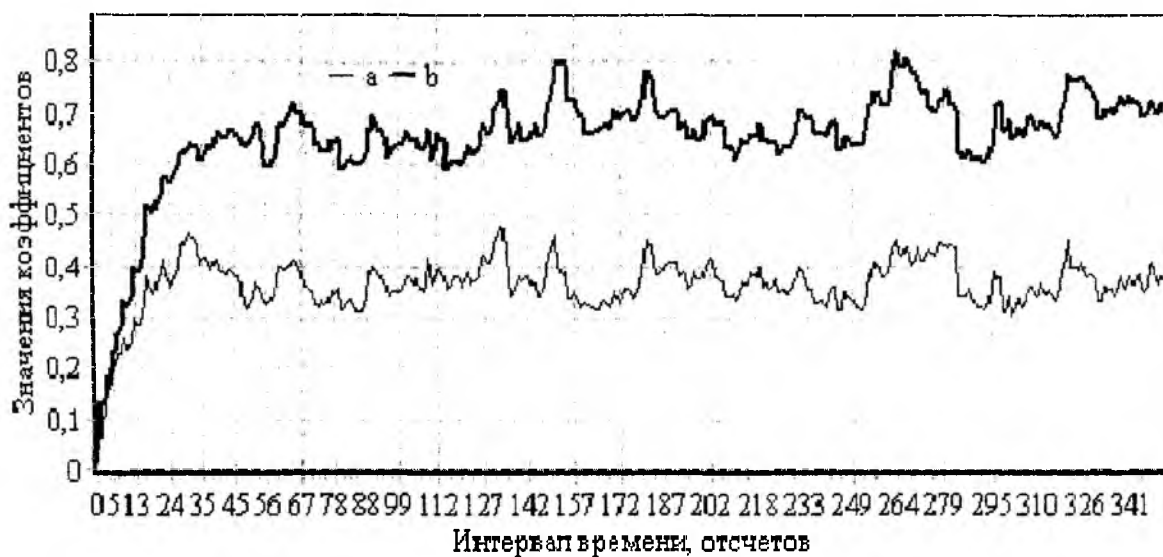


Рис. 6

Математические ожидания коэффициентов C_0 в установившемся режиме составляют 0.382 и 0.694 при настройке на канал связи *A*, 0.543 и 0.841 при настройке на канал *B*, 0.612 и 0.686 при настройке на канал *C*. Относительное увеличение математических ожиданий (оптимальных значений коэффициентов усиления отводов, обеспечивающих минимизацию вероятности ошибок на выходе $T/2$ -интервального корректора) при использовании на входе корректора решетчатого фильтра не является принципиальным. А вызвано данное обстоятельство тем, что при разложении входного сигнала на некоррелированные составляющие последние имеют уровень меньший, нежели уровень исходного сигнала.

Представленные на рис. 6-8 траектории коэффициентов корректоров позволяют лишь приблизительно определить интервалы сходимости. Для более точной оценки предлагается использовать критерий, согласно которому окончанием настроечного интервала считаем момент времени, после которого дисперсия отклонений коэффициентов от оптимальных значений не отличается от значения средней дисперсии отклонений в установившемся режиме более чем на 50%. Сказанное иллюстрируется графиком на рис. 9, где представлено изменение

дисперсии отклонений коэффициентов от оптимальных значений при настройке корректора на канал *C*. Случай *b* подразумевает декорреляцию настроечного сигнала с помощью решетчатого фильтра, а случай *a* отсутствие таковой.

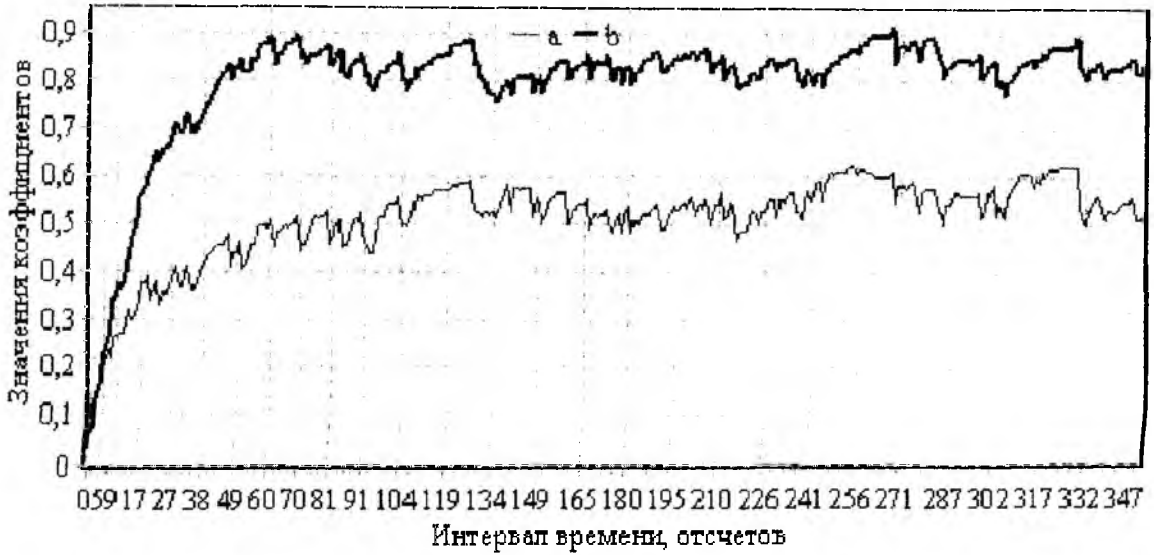


Рис. 7

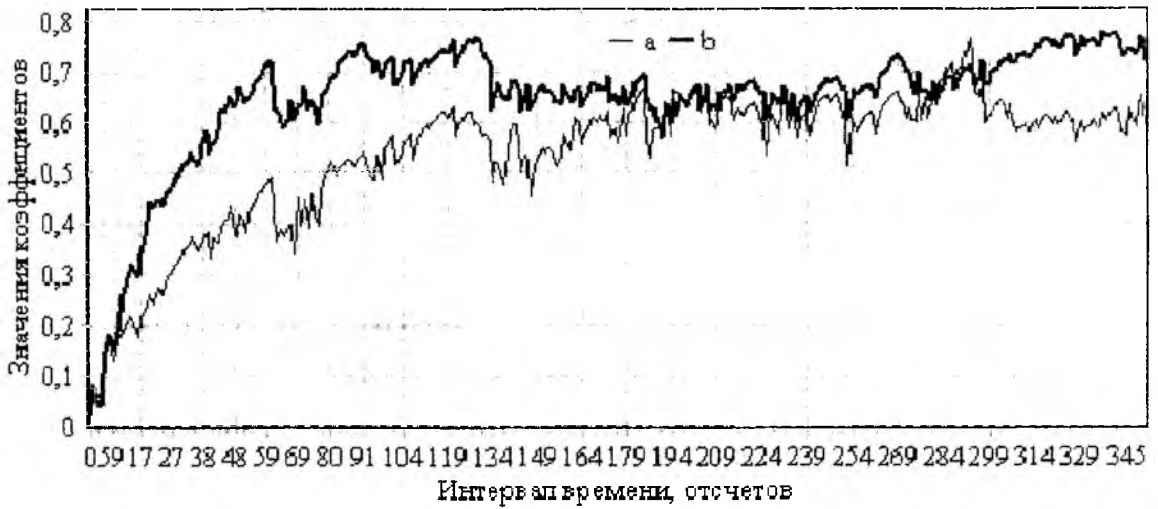


Рис. 8

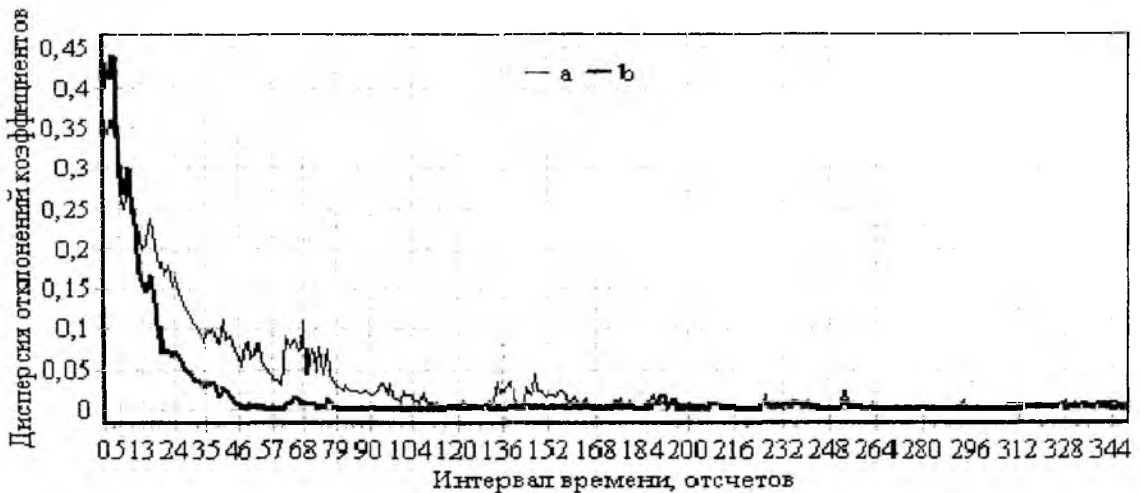


Рис. 9

Получены следующие результаты: средняя дисперсия отклонений коэффициентов в установленном режиме при настройке на канал *A* составила 0.0019 (*a*) и 0.0033 (*b*), при настройке на канал *B* соответственно 0.0018 и 0.0010, при настройке на канал *C* 0.0051 и 0.0021; интервал настройки на канал *A* равен 24 (*a*) и 27 (*b*) отсчетов (1 отсчет соответствует 1 периоду цифрового сигнала), интервал настройки на канал *B* равен 94 (*a*) и 43 (*b*) отсчетов, интервал настройки на канал *C* равен 160 (*a*) и 45 (*b*) отсчетов.

Как и ожидалось, декорреляция сигнала позволяет значительно сократить временной интервал начальной сходимости, необходимый для настройки $T/2$ -интервального корректора на каналы связи с сильно неравномерными амплитудно-частотными характеристиками. Так, при настройке на канал *B* потребуется примерно вдвое меньше периодов цифрового сигнала, а при настройке на канал связи *C* настроечный интервал удастся сократить более чем в 3 раза. Канал *A* фактически не вносит корреляцию в исходный сигнал, поэтому применение решетчатой структуры не дает выигрыша в скорости сходимости.

Выводы: проведенные исследования указывают на то, что применение решетчатого фильтра на входе линейного трансверсального корректора МСИ позволяет разложить настроечный сигнал, искаженный каналом связи, на некоррелированные составляющие; декорреляция сигнала способствует увеличению эффективности градиентного алгоритма адаптации, что выражается в уменьшении времени настройки корректора на каналы со значительными (в рабочей полосе частот) неравномерностями АЧХ; низкое время настройки на различные каналы (порядка 30..45 периодов цифрового сигнала) позволяет использовать рассмотренный корректор МСИ в современных высокоскоростных системах передачи данных; полученные научные результаты имеют высокую практическую значимость при создании новых образцов систем связи как проводных, так и беспроводных.

Список литературы: 1. *Исследование линейной коррекции межсимвольных искажений.* А.И. Цопа, Г.И. Сидоров, В.А. Тихонов, И.В. Савченко // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2002. Вып. 129, С. 90 – 97. 2. *Куреша Ш.У.Х.* Адаптивная коррекция // ТИИЭР. 1985. Т. 73. № 9. С. 5 – 49. 3. *Фридландер Б.* Решетчатые фильтры для адаптивной обработки данных // ТИИЭР. 1982. Т. 70. № 8. С. 54 – 93. 4. *Прокис Дж.* Цифровая связь. Пер. с англ. / Под ред. Д.Д. Кловского. М.: Радио и связь, 2000. 797 с.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 18.11.2002