

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

СРАВНЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ЛИНЕЙНЫХ И НЕЛИНЕЙНЫХ СТРУКТУР КОРРЕКТОРОВ МЕЖСИМВОЛЬНЫХ ИСКАЖЕНИЙ

Эффективность разрабатываемой аппаратуры передачи цифровых данных по эксплуатируемым телефонным каналам связи существенно ограничивается значительным уровнем помех. Наиболее важными из них являются: межсимвольные искажения, эхосигналы, случайные помехи в каналах связи, создаваемые внешними источниками и применяемой аппаратурой. Повышение скорости передачи данных в xDSL-аппаратуре обеспечивается применением сложных видов многоуровневой модуляции, что приводит к усилению влияния помех. В статье рассмотрены способы борьбы с межсимвольной интерференцией (МСИ), проведен анализ характеристик линейного корректора и корректора с решающей обратной связью (КРОС), проанализированы характеристики линейных и нелинейных структур корректоров.

При создании аппаратуры цифровой передачи данных на основе технологии xDSL значительно возрастают требования к устройствам подавления помех [1]. В первую очередь это связано с низким качеством отечественных кабельных телефонных линий связи. Увеличению скорости передачи данных выше 2 Мбит/с препятствует прежде всего ограниченность ширины полосы пропускания каналов связи. Нелинейность частотной характеристики каналов передачи данных, ограниченных по полосе, при возрастании скорости информационного потока приводит также к усилению уровня помех типа межсимвольных искажений. Кроме того увеличение скорости передачи данных требует расширения используемой полосы частот, что приводит к росту мощности помех в канале связи.

Дискретное сообщение, представляющее собой последовательность двоичных символов, перед передачей по каналу сначала преобразуется в цифровой сигнал, параметры которого согласуются с характеристиками канала. Будем считать, что символы цифрового сигнала являются с периодом T . Тогда аналитическое выражение для цифрового сигнала имеет вид

$$A(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} A_k g(t - kT), \quad (1)$$

где A_k – значение k -го символа; $g(t)$ – форма импульса.

Для аналоговых каналов связи характерна конечная ширина полосы пропускания, что приводит к увеличению длительности фронтов импульсов, т.е. к появлению так называемых «хвостов». Большую скорость передачи реализуют обычно с помощью увеличения числа позиций в системе (использование многоуровневых сигналов) или скорости модуляции. Ясно, что при увеличении числа посылок на интервале фиксированной длины эти посылки сближаются и «хвост», тянущийся за каждой из них, получает возможность интерферировать с одной или даже несколькими последующими посылками. В то время как скачки уровня и импульсные помехи появляются относительно редко и поэтому искажают небольшую часть переданного сигнала, искажения из-за неидеальности передаточной функции канала присутствуют постоянно. Если уровень межсимвольной помехи превышает некоторое допустимое значение, то верность передачи будет ниже требуемой в течение всего времени трансляции сигнала. Для исключения взаимных помех между импульсами (межсимвольной интерференции) необходимо наложить определенные ограничения на форму импульса $g(t)$, а значит и на спектр цифрового сигнала.

При независимых и равновероятных символах форма спектра цифрового сигнала определяется только спектром модулирующего сигнала, а значит формирующим фильтром передатчика. Поэтому можно определить, какова должна быть форма частотной характеристики формирующего фильтра, чтобы исключить появление межсимвольных искажений. Для удоб-

ства изложения материала целесообразно ввести понятие эквивалентной системы передачи. Под эквивалентной системой будем понимать каскадное соединение формирующего фильтра передатчика, канала передачи и согласованного фильтра (СФ) приемника [2]. Введем обозначение передаточной функции эквивалентной системы $S(f)$:

$$S(f) = S_{пер}(f)S_{кан}(f)S_{пр}(f), \quad (2)$$

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

Межсимвольная интерференция будет отсутствовать только при условии линейности фазочастотной характеристики (ФЧХ) эквивалентной системы передачи или, что эквивалентно, при условии прямоугольности амплитудно-частотной характеристики (АЧХ).

Оптимальные структуры приемников, предназначенных для работы в цифровых системах передачи данных, предусматривают наличие в своем составе стробирующих устройств. Если после СФ приемника расположить устройство стробирования с частотой, равной частоте следования символов $1/T$, то получим периодически повторяющиеся копии спектра эквивалентной системы, сдвинутые на $1/T$. Частота стробирования выбрана равной найквистовой, вследствие чего имеем наложение спектров и суммарный спектр, называемый наложенным спектром эквивалентной системы передачи.

Необходимым и достаточным условием отсутствия МСИ на выходе эквивалентной системы передачи (при условии стробирования выходного сигнала с частотой следования символов $1/T$) является выполнение первого критерия Найквиста [3]:

$$S'(f) = \sum_k S(f - \frac{k}{T}) = const, |f| \leq \frac{1}{2T}, \quad (3)$$

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

Интерпретация критерия следующая: сумма всевозможных сдвигов передаточной функции эквивалентной системы по оси частот f на величины $\pm kf_T$, где $f_T = 1/T$ – тактовая частота системы связи, должна быть равна постоянной величине. Когда первый критерий Найквиста выполняется и наложенный спектр оказывается постоянным в диапазоне $|f| \leq 1/2T$, то получаем линейную ФЧХ и такую импульсную характеристику эквивалентной системы, которая пересекает нулевой уровень в отсчетные моменты времени $t = kT$, $k = 1, 2, 3, \dots$. При этом предыдущие символы сигнала не будут интерферировать с символом, присутствующим на выходе эквивалентной системы передачи в данный отсчетный момент $t = kT$, $k = 0$, что эквивалентно отсутствию межсимвольных искажений. Первому критерию Найквиста удовлетворяет передаточная характеристика в виде «приподнятого» косинуса, имеющая косинусоидальный спад вблизи точки $f = 1/2T$ [3].

Рассмотрим случай, когда амплитудно-частотная характеристика канала передачи с аддитивным белым гауссовым шумом (АБГШ) равномерна, а фазочастотная характеристика линейна. Тогда оптимальным приемником будет комбинация приемного фильтра, согласованного с формирующим фильтром передатчика, устройства стробирования с частотой, равной частоте следования символов $1/T$, и решающего устройства. При этом АЧХ фильтров передатчика и приемника должны соответствовать корню квадратному из амплитудно-частотной характеристики в виде «приподнятого» косинуса.

Любой реальный канал передачи создает нелинейные искажения. Значит, описанный выше приемник уже не будет оптимальным, так как отсчеты на выходе устройства стробирования будут теперь содержать помимо полезного сигнала и белого шума также составляю-

щую МСИ. Снижение МСИ реализуется при помощи дополнительной линейной или нелинейной обработки отсчетов сигнала [4].

Для подавления межсимвольной интерференции в ограниченных по полосе каналах передачи с АБГШ широко используются линейные структуры приемников [5]. Например, обычный линейный приемник, который состоит из СФ, устройства стробирования с частотой следования символов $1/T$, символьно-интервального или T -интервального корректора (ТИК) и РУ. Альтернативой обычному линейному приемнику является следующая структура: устройство стробирования с частотой Найквиста $2/T$, $T/2$ -интервальный корректор (разновидность дробно-интервального корректора (ДИК)), устройство стробирования с частотой следования символов $1/T$ и РУ.

Последняя структура имеет ряд преимуществ. Благодаря тому, что ДИК одновременно осуществляет коррекцию МСИ и согласованную фильтрацию, появляется возможность устранять асимметрию частотной характеристики канала передачи. Пренебрежимо малым становится также влияние начальной фазы стробирования на эффективность работы корректора.

Обычный линейный приемник (при условии, что коэффициенты ТИК рассчитываются по критерию минимума среднего квадрата ошибки (МСКО)) позволяет в пределе снизить СКО до значения [5]:

$$\sigma_{\min} = T \int_0^{1/T} \frac{N_0}{N_0 + S'(f)} df, \quad (4)$$

где N_0 – спектральная плотность мощности белого шума.

Следовательно, последовательность ошибки на выходе будет белой только тогда, когда наложенный спектр $S'(f)$ на входе ТИК постоянен в диапазоне $|f| \leq 1/2T$. Это возможно, когда амплитудно-частотные характеристики формирующего фильтра передатчика и СФ приемника соответствуют корню квадратному из характеристики «приподнятого» косинуса, а канал передачи идеален. При этом дальнейшее снижение СКО невозможно.

Для линейного приемника, использующего дробно-интервальный корректор МСИ, справедливы те же аргументы. Отличие лишь в том, что на входе ДИК не будет перекрытия спектров. Частотная характеристика эквивалентной системы (каскадного соединения формирующего фильтра передатчика, канала передачи и СФ приемника) должна соответствовать характеристике приподнятого косинуса.

При неидеальном канале передачи линейные приемники уже не будут оптимальными, поскольку последовательность ошибки на их выходе не будет белой. Дальнейшее снижение СКО возможно при использовании нелинейных методов обработки сигнала.

В большинстве нелинейных приемников для максимизации вероятности правильного обнаружения каждого символа или всей передаваемой последовательности используется тот или иной способ максимизации апостериорной вероятности. Классический нелинейный приемник, действующий по максимуму правдоподобия, представляет собой набор из m^k согласованных фильтров, где k – длина передаваемой последовательности, символы которой выбираются из дискретного алфавита с числом знаков m . Сложность классического нелинейного приемника можно уменьшить, используя алгоритм Витерби для оценки последовательностей по максимуму правдоподобия (ОПМП) [4] применительно к последовательности состояний конечного марковского процесса, наблюдаемого в шуме. Метод ОПМП является оптимальным с точки зрения минимизации вероятности ошибки. Однако из-за громоздкости и сложности данный алгоритм применяется крайне редко.

Рассмотрим более простую структуру нелинейного приемника – корректор с решающей обратной связью (КРОС), который изображен на рис.1. Заметим, что в методе ОПМП межсимвольная интерференция корректируется путем запоминания решений и взвешивания последовательностей предварительных решений, число которых совпадает с количеством со-

стояний дискретной модели канала. В КРОС, напротив, решения выносятся без предварительной записи в память с компенсацией всех концевых членов МСИ. Вследствие этого при одних и тех же начальных условиях корректор с РОС будет давать меньшее эффективное значение отношения сигнал/шум и испытывать распространение ошибок [5].

Прямая цепь КРОС содержит согласованный фильтр и ТИК, либо дробно-интервальный корректор. Решения, вынесенные РУ, подаются в цепь обратной связи. В цепи обратной связи стоит обычный линейный фильтр либо предсказатель. Основная идея состоит в том, что если величины уже обнаруженных символов известны (мы считаем, что решения верны), то создаваемая этими символами МСИ может быть полностью подавлена путем вычитания (с одновременным взвешиванием) значений прошлых символов из выходного сигнала корректора. Весами служат отсчеты, взятые на «хвосте» импульсной характеристики системы, включая канал и прямую цепь КРОС.

Сигнал на выходе корректора с решающей обратной связью определяется выражением

$$y_k = \sum_{j=0}^N C_j x_{k-j} - \sum_{i=1}^L B_i A'_{k-i}, \quad (5)$$

где C_j – коэффициенты прямой цепи КРОС; x_k – k -й отсчет входного сигнала; B_i – коэффициенты цепи обратной связи; A'_k – оценка сигнала A_k на выходе РУ; N – длина прямой цепи; L – длина цепи обратной связи.

Необходимо заметить, что сигнал цепи обратной связи КРОС представляет собой взвешенную сумму неискаженных шумом прошлых решений, поэтому коэффициенты цепи обратной связи не влияют на мощность шума на выходе корректора.

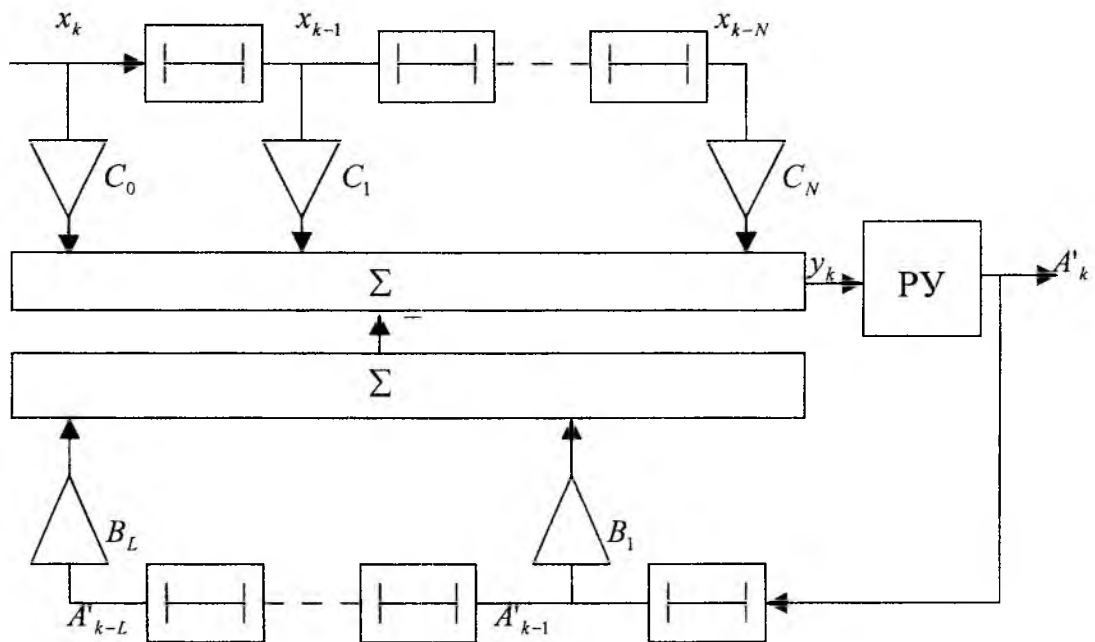


Рис. 1

В общем случае минимально достижимый СКО для корректора с РОС вычисляется по следующей формуле [5]:

$$\sigma_{\min} = \exp\left[-T \int_0^{1/T} \ln\left(1 + \frac{S'(f)}{N_0}\right) df\right]. \quad (6)$$

Среднеквадратичная ошибка редко используется для оценки эффективности работы корректоров МСИ. Более информативным параметром является вероятность ошибок.

Методом статистического моделирования исследовалась эффективность коррекции МСИ в различных каналах с использованием $T/2$ -интервального корректора и корректора с КРОС. Длина прямой цепи в каждом случае была выбрана равной 10 (длина соответствует количеству линий задержки). Число звеньев обратной цепи КРОС также было равным 10. Целесообразность выбора той или иной длины корректора будет рассмотрена в последующих статьях. Для оценки эффективности определялась вероятность ошибок P до и после коррекции при различных соотношениях сигнал/шум на входе корректора. 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.

При моделировании использовались скалярные двухуровневые сигналы. Значения коэффициентов усиления корректоров для каждого канала были получены при помощи градиентного алгоритма [5] путем постепенного уменьшения значения шага адаптации. После снижения шума отклонений до пренебрежимо малой величины коэффициенты были зафиксированы в значениях, близких к оптимальным.

Зависимости вероятности ошибок от отношения сигнал/шум, полученные в результате моделирования работы $T/2$ -интервального корректора, представлены на рис. 2 (канал A), рис. 3 (канал B) и рис.4 (канал C).

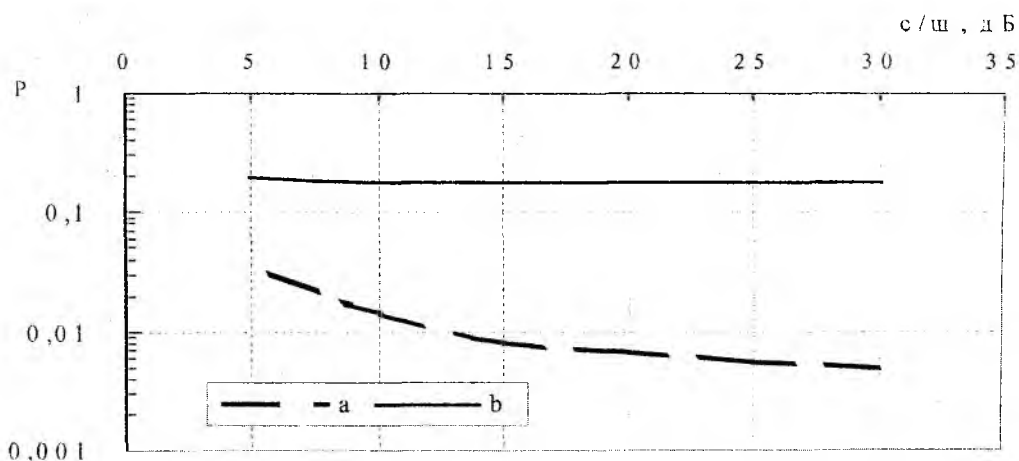


Рис. 2

Из приведенных графиков можно определить вероятности ошибок до коррекции (b) и после коррекции (a). Вероятность ошибок до коррекции увеличивается при уменьшении отношения сигнал/шум и при отношении с/ш 0 дБ составит $0,25$, что объясняется применением при моделировании скалярных двухуровневых сигналов.

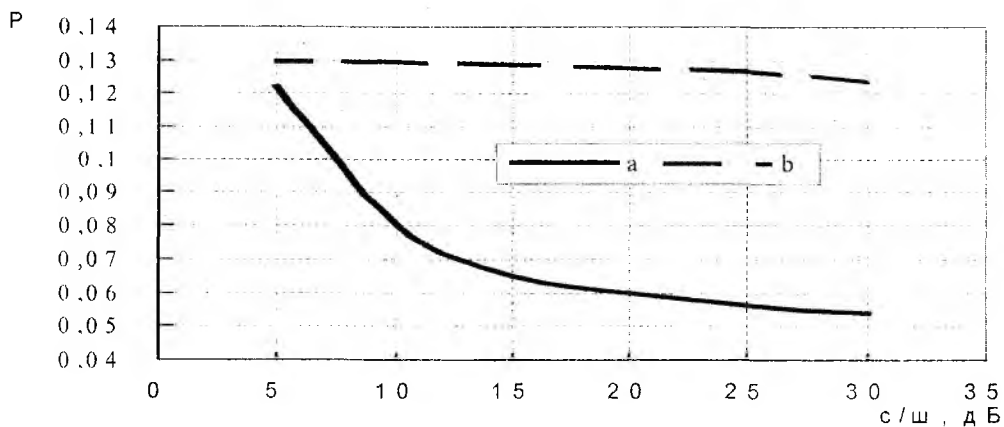


Рис. 3

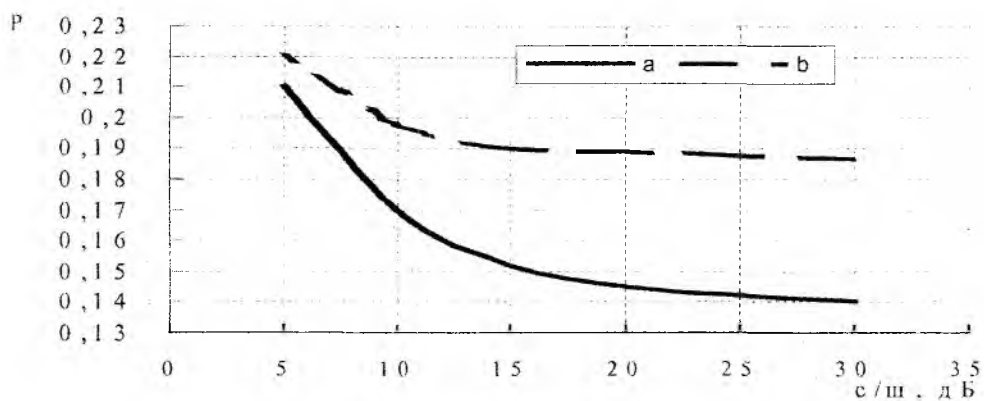


Рис. 4

Линейные структуры корректоров эффективно корректируют МСИ в каналах, амплитудно-частотные характеристики которых не содержат провалов. Такими каналами являются, например, телефонные линии (канал *A*). Каналы *B* и *C* имеют значительные неравномерности АЧХ. Поэтому при их коррекции $T/2$ -интервальный корректор, который аппроксимирует обратные АЧХ каналов, чрезмерно увеличивает уровень шума на частотах, на которых наблюдаются провалы в амплитудно-частотной характеристике. Качество коррекции при этом довольно низкое. В этом случае целесообразно использовать более совершенные нелинейные структуры.

При моделировании работы корректора с РОС были получены зависимости, показанные на рис. 5 (канал *A*), рис.6 (канал *B*) и рис. 7 (канал *C*).

Графики позволяют сравнить вероятности ошибок до коррекции (*c*), после коррекции в режиме настройки (*a*), после коррекции по решениям при обработке контрольной выборки (*b*). Режим настройки подразумевает подачу в цепь обратной связи известного настроечного сигнала $\{A'_k\}$. А при коррекции по решениям в цепь обратной связи поступает оценка сигнала $\{A'_k\}$, снимаемая с выхода РУ.

Корректор с РОС при коррекции амплитудных искажений канала повышает уровень шума в меньшей степени, чем линейный корректор. Это объясняется тем, что в КРОС, благодаря оценке некоторого числа прошлых символов, МСИ частично подавляется без участия прямой цепи. Поэтому его прямая цепь освобождается от функции точной аппроксимации обратной АЧХ и тем самым исключается чрезмерное увеличение уровня шума.

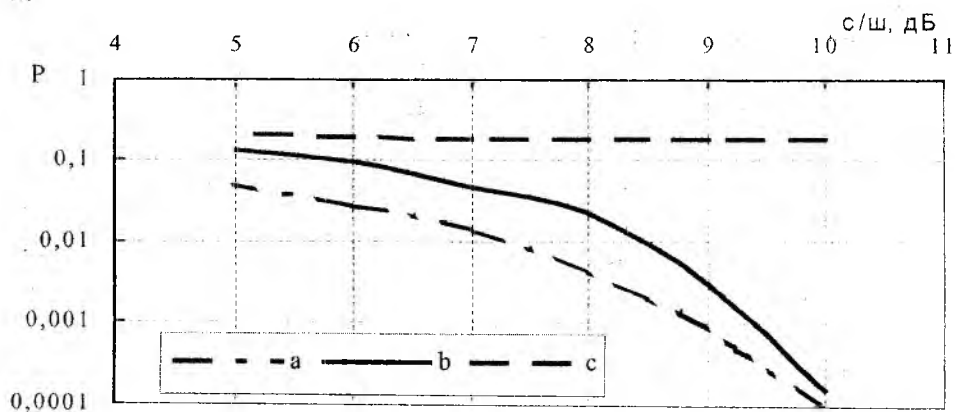


Рис. 5

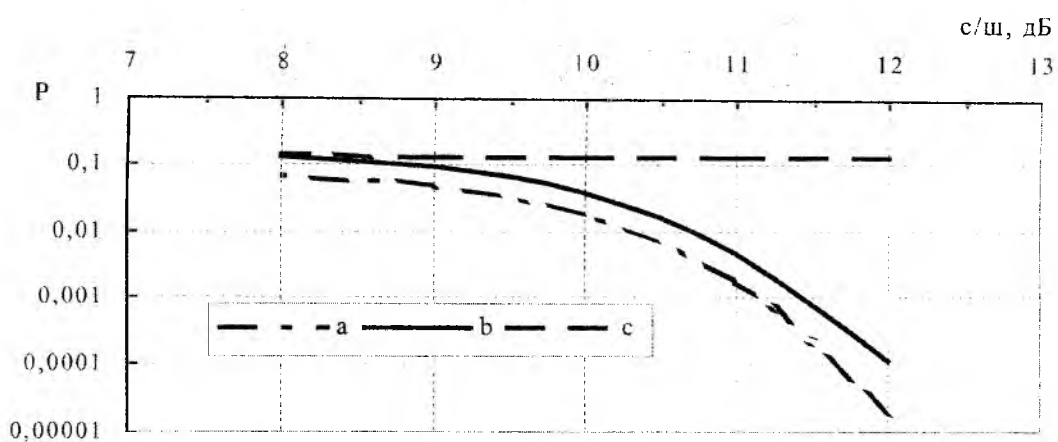


Рис. 6

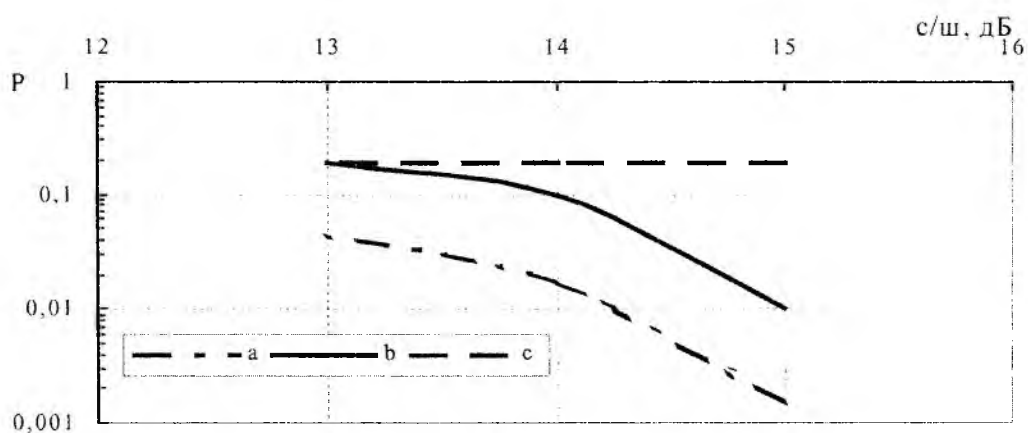


Рис. 7

Графики на рис. 5-7 свидетельствуют о том, что при использовании корректора с РОС можно на несколько порядков улучшить качественные показатели по сравнению с линейными корректорами.

Из-за присущего КРОС явления распространения ошибок (если РУ вынесло неверное решение, то это решение, проходя по цепи обратной связи, может вызвать появление новых ошибок) можно наблюдать некоторое увеличение вероятности ошибок при работе по реше-

ниям по сравнению с режимом настройки, когда в цепь обратной связи подается настроенный сигнал.

При использовании сложных видов многоуровневой модуляции можно ожидать определенного снижения достоверности передачи при использовании корректоров МСИ, однако целесообразность их применения и в этом случае не вызывает сомнений, поскольку они выравнивают частотные характеристики каналов передачи и тем самым способствуют качественной передаче данных.

Выводы: линейные структуры корректоров эффективно подавляют межсимвольные искажения только в каналах, амплитудно-частотные характеристики которых не имеют значительных провалов в рабочей полосе частот. В случае использования КРОС можно значительно увеличить достоверность передаваемой информации как по каналам с равномерными АЧХ, так и по каналам с большими неравномерностями амплитудно-частотных характеристик (в том числе при наличии спектральных нулей).

Список литературы: 1. *Парфенов Ю. А., Мирошников Д. Г.* Последняя миля на медных кабелях. М.: Эко-Трендз, 2001. 212 с. 2. *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. 3. *Васильев В.И., Буркин А.П., Свириденко В.А.* Системы связи. М.: Высш. шк., 1987. 280 с. 4. *Прокис Дж.* Цифровая связь: Пер. с англ. / Под ред. Д.Д. Кловского. М.: Радио и связь, 2000. 797 с. 5. *Куреша Ш.У.Х.* Адаптивная коррекция // ТИИЭР. 1985. Т. 73. № 9. С. 5 – 49.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 09.07.2002