

УДК 621.391; 39

ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ МЕТОДОВ КОРРЕКЦИИ МЕЖСИМВОЛЬНЫХ ИСКАЖЕНИЙ ДЛЯ КАБЕЛЬНЫХ ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ ТЕХНОЛОГИИ xDSL

В.И. КИРИЛЛОВ, А.И. БЕЛКО*

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
П. Бровки, 6, Минск, 220013, Беларусь

*Могилевский филиал РУП «Белтелеком»
Ленинская, 12, Могилев, 212030, Беларусь

Поступила в редакцию 11 июня 2010

Исследованы цифровые системы передачи для кабельной сети абонентского доступа. Разработаны методики анализа эффективности для систем с предварительной коррекцией по методу Томлинсона-Харашимы. Произведен сравнительный анализ цифровых систем с различными алгоритмами коррекции межсимвольных искажений.

Ключевые слова: цифровая система передачи, межсимвольные искажения, коррекция.

Введение

Стремительное развитие телекоммуникационных технологий применительно к медно-кабельным линиям связи (ЛС) породило целое семейство цифровых систем передачи (ЦСП), объединенных общим названием xDSL. С целью повышения их эффективности были разработаны различные виды линейных сигналов, структуры построения и методы обработки сигнала [1–11, 16, 17].

Данная работа продолжает тему анализа вариантов параметрической оптимизации ЦСП по технологии xDSL. Ранее [11] в качестве основных рассматривались также варианты оптимизации ЦСП, как предскажение передаваемого сигнала на стороне передачи и использование решающей обратной связи (РОС) на стороне приема. Показано, что наибольший выигрыш в предельной длине регенерационного участка (порядка 50–70%) обеспечивает РОС. Это достигается за счет усложнения алгоритма обработки сигнала на приеме, позволяющего уменьшить полосу пропускания корректирующего усилителя (УК) и, тем самым, снизить мощность от основных помех, действующих на входе решающего устройства (РУ): собственных шумов, переходных влияний (ПВ) на ближний (БК) и дальний (ДК) конец. Однако регенераторы с РОС обладают и существенным недостатком – эффектом размножения ошибок, при котором неверно принятое решение об амплитуде текущего символа может вызвать за счет обратной связи цепь ошибок при приеме последующих символов [16].

Этот эффект, как оказалось, можно существенно ослабить, используя предложенный в [12, 13] метод построения, получивший известность как метод предварительной коррекции по Томлинсону-Харашиме [14] (ТНР – Thomlinson-Harashima precoding). Считается, что ТНР является эффективным решением для построения ЦСП, работающих по каналам со значительной межсимвольной интерференцией (МСИ), что типично для кабельных ЛС.

Целью данной работы является разработка методик расчета предельной длины участка регенерации l_p и анализ эффективности кабельных ЦСП по технологии xDSL, использующих предварительную коррекцию ТНР. За объект анализа примем двухпроводные ЦСП с многоуровневыми амплитудно-импульсно модулированными (АИМ) сигналами. Их эффективность

будет оцениваться значением l_p с результатами, которые были получены ранее для систем с линейной коррекцией [1–4], предсказанием и РОС [11].

Основная идея ТНР-метода формально состоит в переносе петли РОС из приемной в передающую часть (см. рис. 1,а), где: 1 – сумматор; 2 – блок ТНР, структурное построение и требование к которому определим ниже; 3 – участок ЛС с предельной длиной l_p и частотным коэффициентом передачи $K_n(f)$; 4 – блок усилителя-корректора (УК) приемной части регенератора с частотным коэффициентом передачи $K_v(f)$; 5 – блок решающего устройства РУ.

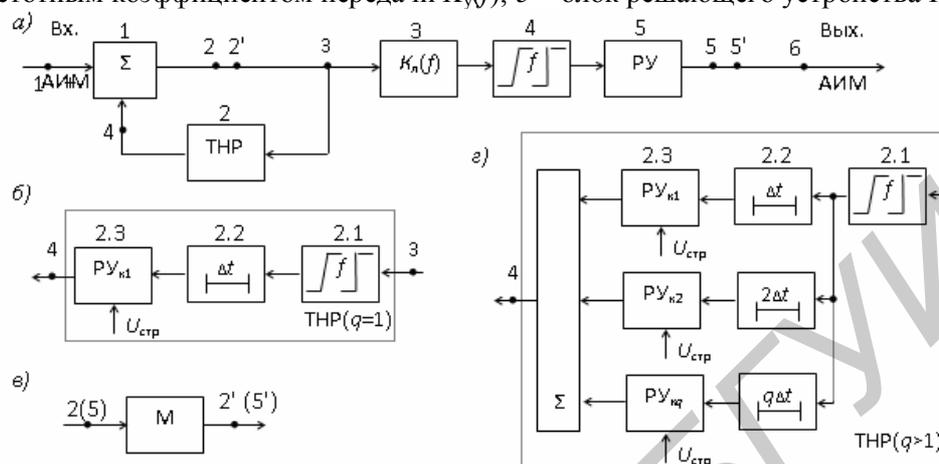


Рис. 1. Обобщенное построение ЦСП с ТНР корректором

Общий подход к разработке методики расчета предельной длины участка регенерации для ЦСП с ТНР-коррекцией за исключением некоторых особенностей подобен методике для систем с РОС [11, 16] и состоит в следующем. Пусть частотный коэффициент передачи УК по аналогии с РОС обеспечивает не полную, а частичную коррекцию принимаемого сигнала, при которой форма импульсов на входе РУ удовлетворяет, например, условию (см. рис. 2):

$$t = 0 : U_p(t) = A_p; t = T : U_p(t) \neq 0; t = kT, k = 2, 3, 4 \dots : U_p(t) = 0, \quad (1)$$

где $U_p(t)$ и A_p – форма и амплитуда импульсов на входе РУ соответственно; $T = 1/f_c$ и f_c – период и частота передачи символов линейного сигнала. Как видно из (1), изначально допускается некоторое искажение формы сигнала, что приводит к появлению контролируемых МСИ между каждой парой соседних символов, но при этом можно обеспечить определенное снижение полосы пропускания УК по сравнению с линейной коррекцией.

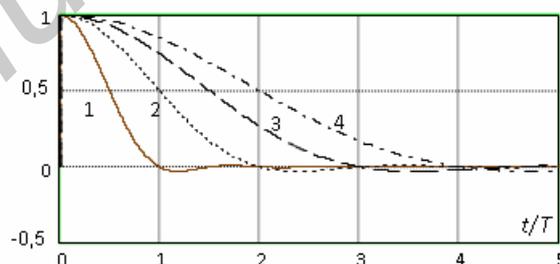


Рис. 2. Форма импульса на входе РУ для ЦСП с различными методами коррекции (1 – линейная коррекция; 2 – РОС (или ТНР с $q=1$); 3 – ТНР с $q=2$; 4 – ТНР с $q=3$)

Выбор функции $U_p(t)$, удовлетворяющей (1), осуществляется из компромиссных соображений, учитывающих простоту реализации частотной характеристики УК и обеспечение его наименьшей полосы пропускания. Как было показано [11], условию (1) удовлетворяет сигнал $U_p(t)$, амплитудный спектр (прямое преобразование Фурье) которого равен:

$$S_{p1}(f) = (2A_p / f_c) \cdot \cos^2(\pi f / f_c), f \in (0; f_c/2). \quad (2)$$

Форма импульсов, удовлетворяющих (1) и (2), представлена на рис. 2 (кривая 2). Для сравнения там же (кривая 1) показана форма импульсов на выходе УК с линейной коррекцией, которая обеспечивает отсутствие МСИ. Для компенсации контролируемых МСИ на входе РУ (блок 5 на рис. 1,а) в передающей части ЦСП осуществляется предварительная обработка исходного АИМ-сигнала с помощью ТНР блока. Его структурное построение показано на рис. 1,б, где блок 2.1 – адаптивный фильтр, частотный коэффициент передачи которого $K_k(f)$ определяется как $K_k(f) = K_d(f) \cdot K_y(f)$; блок 2.2 – задержка на интервал $\Delta t = 1/f_c$; блок 2.3 – РУ корректора ТНР; $U_{стр}$ – стробирующие импульсы с частотой f_c . В момент времени $t=0$ текущий символ АИМ сигнала поступает на вход ЛС и одновременно на вход адаптивного фильтра (блок 2.1 на рис. 1,б). Последний формирует импульс, форма которого аналогична форме импульсов на входе РУ приемника (блок 5 на рис. 1,а). Уровень МСИ от текущего символа устанавливается с помощью блоков задержки на $\Delta t = 1/f_c$ и РУ_{к1} (блоки 2.2 и 2.3 на рис. 1,б соответственно). На выходе последнего получим символ, у которого форма совпадает с формой исходного импульса АИМ-сигнала, временное положение соответствует положению следующего (в момент $t=T$) символа АИМ-сигнала, а амплитуда равна уровню МСИ от предыдущего символа.

Полученный символ вычитается в сумматоре (блок 1 на рис. 1,а) из последующего (в момент времени $t=T$) символа АИМ-сигнала. Результирующий импульс поступает на вход ЛС и вход петли обратной связи, где описанный выше процесс обработки повторяется.

Таким образом, на входе ЛС формируются символы, по форме совпадающие с исходным АИМ-сигналом, но амплитуда каждого из них содержит информацию об уровне МСИ предшествующего импульса. В этом и состоит идея предкоррекции. После ЛС и УК (блоки 3 и 4 на рис. 1,а) на входе РУ (блок 5 рис. 1,а) опять получаем символы сигнала с МСИ. Однако теперь, вследствие преобразований, произведенных в передающей части, МСИ несут полезную информацию и сумма полезного отсчета импульса в момент $t=T$ и отсчета МСИ предыдущего импульса ($t=0$) равна амплитуде передаваемого символа исходного АИМ-сигнала.

В соответствии с описанным алгоритмом и структурой построения (рис. 1,а,б) в среде Mat-Lab авторами была разработана математическая модель ТНР-корректора, с помощью которой производилось имитационное моделирование режимов его работы. В качестве исходного при этом был выбран АИМ-сигнал с числом разрешенных амплитудных уровней $Z=8$, равными соответственно ± 1 , ± 3 , ± 5 и ± 7 условных единиц Δ , а максимальная амплитуда сигнала $A = 7\Delta$. Для наглядности форма импульсов принята прямоугольной с длительностью $\tau = T$, а уровень МСИ составляет 0,5 от амплитуды предыдущего символа. Результаты моделирования представлены на временных диаграммах сигналов (рис. 3) в соответствующих контрольных точках (к.т.) ЦСП (рис. 1,а,б).

Как видно из диаграмм, сигнал на выходе РУ (к.т. 6, $U_6(t)$) идентичен исходному АИМ сигналу (к.т. 1, $U_1(t)$), при этом на входе ЛС (к.т. 3, $U_3(t)$) он имеет существенные отличия.

Основной недостаток такой обработки – возрастание динамического диапазона линейного сигнала за счет возможного скачкообразного увеличения амплитуды импульсов (мощности) передаваемого сигнала (см. к.т. 3, $U_3(t)$). Это недопустимо при совместной работе нескольких ЦСП на соседних парах кабеля. Для предотвращения этого явления представленная структура ЦСП дополняется двумя одинаковыми блоками M (см. рис. 1,б), включенными в разрыв между к.т. 2–2' и 5–5' (рис. 1,а) соответственно [12, 13]. Каждый из них осуществляет логическую операцию «сравнение по модулю A », (в данном случае) $A = 7\Delta$ в соответствии со следующим алгоритмом: а) если на входе блока M амплитуда символа соответствует интервалу от $-A$ до $+A$, сигнал на выходе блока M не изменяется; б) если на входе блока M амплитуда символа превышает значение $+A$, то из нее производится вычитание величины $2A$ один или несколько раз, пока результат не будет укладываться в интервал от минус $-A$ до $+A$; в) если на входе блока M амплитуда символа меньше значения минус A , то к ней производится прибавление величины $2A$ один или несколько раз, пока результат не будет укладываться в интервал от $-A$ до $+A$.

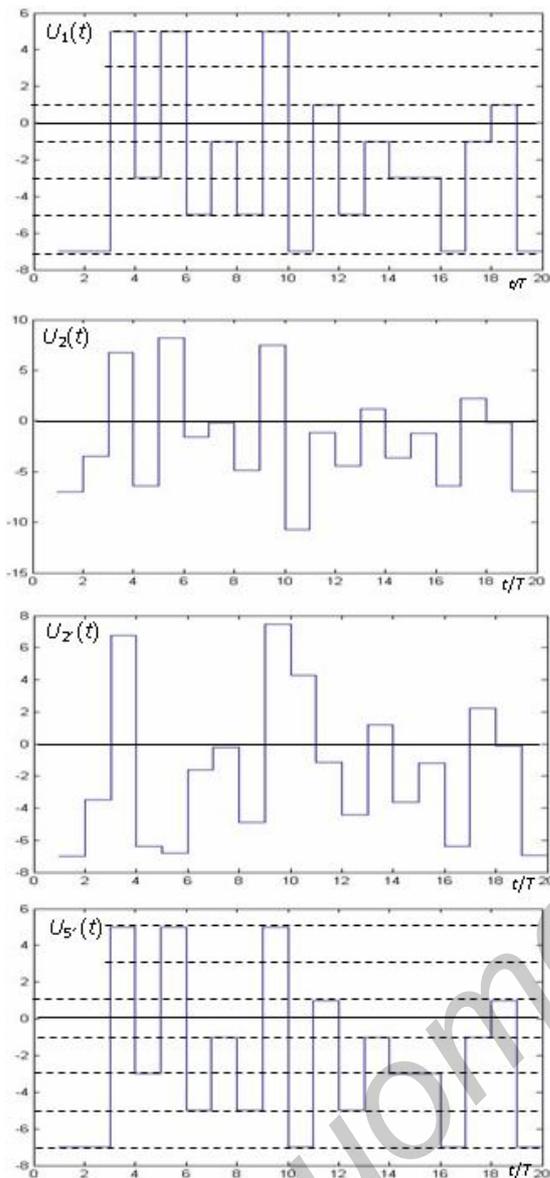


Рис. 3. Временные диаграммы в контрольных точках по рис.1 для ТНР коррекции без блока M ($Z=8, A=7$)

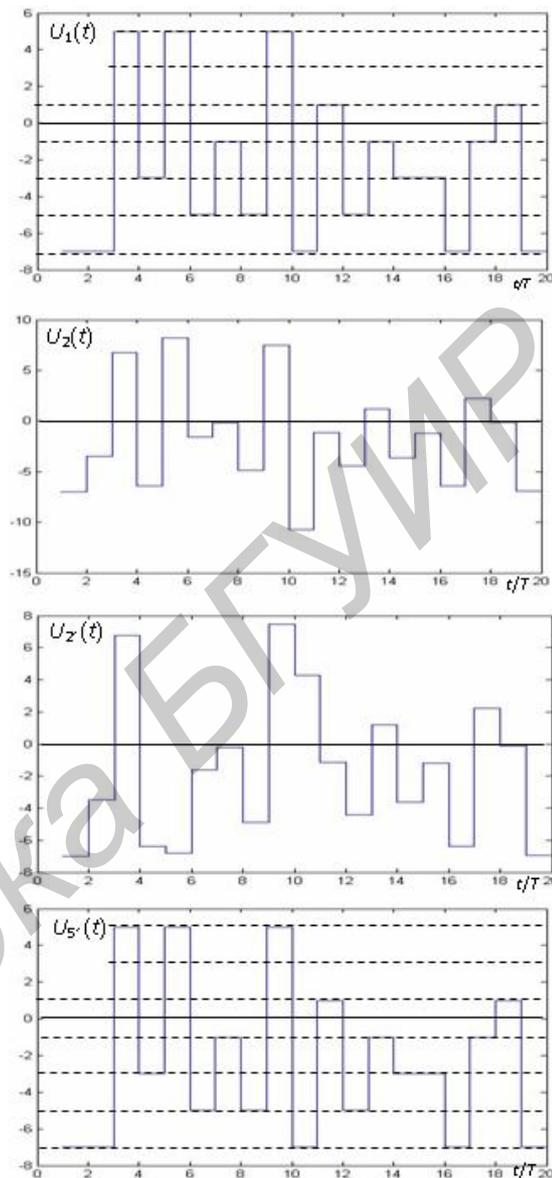


Рис. 4. Временные диаграммы в контрольных точках по рис.1 для ТНР коррекции с блоком M ($Z=8, A=7$)

Временные диаграммы в соответствующих к.т. (рис. 1,а) для ЦСП с дополненным алгоритмом обработки представлены на рис. 4. Исходные данные для построения диаграмм аналогичны предыдущему случаю. Как видно из рис. 4, при использовании ТНР-метода сигнал на входе ЛС существенно отличается от исходного АИМ-сигнала (сравнивая к.т. 2' и 1 соответственно). Основным отличием (это справедливо для исходного АИМ сигнала с произвольным Z) является увеличение числа допустимых амплитудных уровней $Z_{\text{вых}}$ сигнала на входе ЛС. Область возможных значений $Z_{\text{вых}}$ уже не фиксированное число, а допустимые значения амплитудных уровней импульсов – это случайная величина с равномерным законом распределения вероятности мгновенных значений на интервале $-A$ до $+A$. Можно считать, что полученный сигнал – это предельный случай АИМ-сигнала с $Z_{\text{вых}} \rightarrow \infty$. Как было показано [1–4, 15], спектральная плотность мощность АИМ-сигнала определяется выражением:

$$G_{\text{вых}}(f) = C_n \cdot (A_c^2 / R_n f_c) \cdot \sqrt{|f|/f_c} \cos^2(\pi f / 2f_c), \quad (3)$$

где A_c – максимально возможная амплитуда импульса сигнала на входе ЛС; R_L – волновое сопротивление ЛС; C_n – постоянный коэффициент, значение которого определяется величиной Z и формой импульсов линейного сигнала [15]. Для импульсов треугольной/прямоугольной формы, длительность которых равна тактовому интервалу T , значения C_n составляют: 0,7316/2,199; 0,569/1,697; 0,498/1,495; 0,467/1,404 и 0,4547/1,361 соответственно для сигналов с $Z = 4, 8, 16, 32$ и 64 .

Используя описанную в [15] методику и осуществив предельный переход при $Z_{\text{вых}} \rightarrow \infty$, можно показать, что в рассматриваемом случае для импульсов треугольной и прямоугольной формы значения C_∞ составляют 0, 439 и 1,321 соответственно.

Приведенный выше алгоритм обработки, описывающий ТНР-метод, можно распространить на общий случай, когда форма импульса на входе РУ определяется условием:

$$t = 0: U_p(t) = A_p; t = qT: U_p(t) \neq 0; t = (k + q) \cdot T, k = 2, 3, 4 \dots: U_p(t) = 0, \quad (4)$$

где q – целое число, определяющее количество ненулевых отсчетов МСИ каждого импульса.

В предыдущем случае (1) $q = 1$. Структура ТНР-блока для произвольного q показана на рис. 1,з. Для упрощения дальнейшего анализа рассмотрим частные случаи для $q = 2$ и 3 . Амплитудный спектр импульсов на выходе адаптивного фильтра (блок 2.1 на рис. 1,б) (или входе РУ (блок 5 на рис. 1,а)) для них описывается соответствующим выражением:

$$q = 2: S_{p2}(f) = (3A_p/f_c) \cos^2(3\pi f/2f_c), \quad f \in (0; f_c/3); \quad (5)$$

$$q = 3: S_{p3}(f) = (4A_p/f_c) \cos^2(2\pi f/f_c), \quad f \in (0; f_c/4), \quad (6)$$

а форма импульсов представлена на рис. 2 (кривые 3 и 4). Такое решение позволяет еще больше сузить полосу пропускания УК (по сравнению с линейной коррекцией – в 3 и 4 раза соответственно) и, как следствие, значительно улучшить помехозащищенность регенератора.

Предельную длину участка регенерации для рассматриваемого типа ЦСП будем определять на основании ранее полученных методик из условия равенства ожидаемой $A_{3\Sigma}$ и допустимой $A_{3\text{дон}}$ помехозащищенностей регенератора на входе РУ $A_{3\Sigma} = A_{3\text{дон}}$. Здесь [16]:

$$A_{3\text{дон}} = 10,65 + 11,42 \lg(-\lg p_{\text{ош}}) + 20 \lg[(Z - 1)/2], \quad (7)$$

где $p_{\text{ош}} = K_{\text{ош}1} l_p$ – допустимая вероятность ошибок для тракта длиной l_p ; $K_{\text{ош}1} = 2,5 \cdot 10^{-10}$ – допустимая вероятность ошибок для тракта длиной 1 км (применительно к местным городским и сельским первичным сетям [16]); Z – число разрешенных амплитудных уровней сигнала на входе РУ (блок 5 на рис. 1,а), равное числу уровней исходного АИМ-сигнала.

Принимая во внимание статистическую независимость источников помех, действующих на входе РУ, ожидаемая защищенность от суммарной помехи определяется как

$$A_{3\Sigma} = -10 \lg \left\{ \sum_{i=1}^N \text{dec}(-0,1A_{3i}) \right\} = -10 \lg \left\{ \sum_{i=1}^N P_{\text{нр}i} R_p / A_p^2 \right\}, \quad (8)$$

где A_{3i} – защищенность от i -го источника помехи; N – количество источников помех; $P_{\text{нр}i}$ – мощность i -ой помехи на входе РУ; R_p – входное сопротивление РУ.

Основными источниками помех, действующих на входе РУ регенератора кабельной ЦСП, как уже говорилось, являются собственные шумы и ПВ на БК и ДК [16].

Учитывая результаты анализа ЦСП с РОС [11], можно показать, что для произвольного значения q обобщенное выражение для помехозащищенности от собственных шумов имеет вид:

$$A_3^{(ш)} = p_c - 10 \lg(C_\infty) - 10 \lg(D_{шy}) + 95,1 - 10 \lg(f_c) - a_{лс} + 20 \lg(a_{лс}) - 10 \lg((q + 1)/2) - 10 \lg(Y_{1(q)}), \quad (9)$$

где p_c – мощность выходного сигнала (на входе ЛС), в дБм; $D_{шy}$ – коэффициент шума УК; $a_{лс} = \alpha(f_c) l_p$ – затухание ЛС длиной l_p на частоте f_c ; $\alpha(f_c)$ – затухание ЛС длиной 1 км на частоте f_c ; $Y_{1(q)}$ – поправочный коэффициент, определяемый из выражения (10), где $d(v) = 10^v$:

$$Y_{1(q)} = \frac{(0,23a_{лс})^2}{d[0,1a_{лс}]} \int_0^{1/(q+1)} \frac{\cos^4(\pi x(q+1)/2) d(0,1a_{лс} \sqrt{x})}{\sin^4(\pi x/2)/(\pi x/2)^4} dx. \quad (10)$$

При совместной работе на соседних парах кабеля одностипных ЦСП помехозащищенность от ПВ на БК для произвольного q определяется выражением:

$$A_3^{(\delta\kappa)} = A_6(f_1) + 15 \lg\{f_c/f_1\} - 10 \lg\{C_\infty\} - 18,8 - a_{лс} + 20 \lg\{0,23a_{лс}\} - 10 \lg\{(q+1)/2\} - 10 \lg\{Y_{2(q)}\}, \quad (11)$$

где $A_6(f_1)$ – переходное затухание на БК между соседними парами на частоте f_1 ; $Y_{2(q)}$ – поправочный коэффициент, определяемый из выражения:

$$Y_{2(q)} = \frac{(0,23a_{лс})^2}{d[0,1a_{лс}]} \int_0^{1/(q+1)} \frac{x^2 \cos^4(\pi x(q+1)/2) \cos^2(\pi x/2) dx}{\sin^4(\pi x/2)/(\pi x/2)^4 d[-0,1a_{лс} \sqrt{x}]}. \quad (12)$$

Расчетные значения $Y_{1(q)}$ и $Y_{2(q)}$ для $q = 1, 2$ и 3 и ряда дискретных значений $a_{лс} = 10 + 10(k-1)$, дБ; $k = 1, 2, \dots, 10$, приведены в [18].

Выражение для защищенности от ПВ на ДК имеет вид:

$$A_3^{(\delta\kappa)} = -10 \lg\{C_\infty\} - 6 - 10 \lg\left\{\left(\frac{f_c}{f_1}\right)^{1,5} Y_{3(q)} \left(\frac{q+1}{2}\right) d(-0,1A_6(f_1)) + \left(\frac{f_c}{f_1}\right)^m \frac{l_p}{l_1} Y_{4(q)} \left(\frac{q+1}{2}\right) d(-0,1A_{зл\delta}(f_1, l_1))\right\}, \quad (13)$$

где $A_{зл\delta}(f_1, l_1)$ – известная защищенность от ПВ на ДК для участка кабеля длиной l_1 на частоте f_1 ; m – постоянный коэффициент, отражающий особенности ПВ на ДК в многопарных кабелях за счет внутриветерочных влияний (ВВ) и межветерочных влияний (МВ): $m = 4$ и $m = 2$ соответственно [16]; $Y_{3(q)}$ и $Y_{4(q)}$ – поправочные коэффициенты, определяемые для значений $q = 1, 2$ и 3 из приведенных ниже выражений:

$$Y_{3(q)} = \int_0^{1/(q+1)} x^2 \frac{\cos^4(\pi x(q+1)/2) \cos^2(\pi x/2)}{\sin^4(\pi x/2)/(\pi x/2)^4} dx, \quad Y_{4(q)} = \int_0^{1/(q+1)} x^{m+0,5} \frac{\cos^4(\pi x(q+1)/2) \cos^2(\pi x/2)}{\sin^4(\pi x/2)/(\pi x/2)^4} dx.$$

Расчетные значения $Y_{3(q)}$ и $Y_{4(q)}$ для $q = 1, 2$ и 3 составляют: $Y_{3(q)} = 3,6d(-3)$; $1,1d(-3)$ и $4,6d(-4)$. При этом для $m = 2$: $Y_{4(q)} = 1,6d(-3)$; $4,1d(-4)$ и $1,5d(-4)$, а для $m = 4$: $Y_{4(q)} = 9,4d(-5)$; $1,1d(-5)$ и $2,2d(-6)$.

Эффективность ЦСП, использующих описанный метод коррекции ТНР, определим для частного случая работы на кабеле КСПП-1,2-1х4 одной и двух одностипных двухпроводных ЦСП с однополосной дуплексной передачей со скоростью 2320 кбит/с и АИМ линейным сигналом с треугольной формой импульсов. В первом случае (использование одной пары кабеля) суммарная ожидаемая помехозащищенность (10) будет определяться только одной составляющей – собственными шумами, а во втором (параллельная работа двух ЦСП по соседним парам кабеля) – как собственными шумами, так и ПВ на БК и ДК. Параметры кабельной ЛС определены в [7, 18]. Результаты расчетов для АИМ-сигналов с разными Z представлены в таблице. Для сравнения там же представлены результаты, ранее полученные для аналогичных начальных условий применительно к двухпроводным ЦСП с однополосной дуплексной передачей, использующих линейную коррекцию и РОС.

Расчетные значения предельной длины участка регенерации

Вариант	q	Количество ЦСП	Длина регенерационного участка, км, для АИМ-сигнала с Z				
			$Z=4$	$Z=8$	$Z=16$	$Z=32$	$Z=64$
I	1	1	22,6	26,3	28,9	31,0	32,0
		2	10,8	12,1	12,5	12,4	11,7
	2	1	27,8	32,4	35,6	37,9	39,2
		2	14,1	15,8	16,6	16,5	15,9
	3	1	32,1	37,5	41,2	43,7	45,3
		2	17,0	19,1	20,2	20,3	19,7
II	-	1	22,6	26,3	28,9	31,0	32,0
		2	10,4	11,8	12,4	12,3	11,65
III	-	1	15,1	17,5	19,2	20,3	21,0
		2	6,3	7,0	7,15	6,8	6,1

I – ТНР-коррекция; II – РОС; III – линейная коррекция.

Результаты и их обсуждение

Анализ представленных результатов позволяет сделать следующие выводы: 1) использование предварительной коррекции по методу Томлинсона-Харашимы позволяет обеспечить значительное увеличение предельной длины участка регенерации; 2) для значения $q=1$ характеристики ТНР-корректора сопоставимы с РОС, при этом ТНР обеспечивает отсутствие эффекта размножения ошибок, так как основная обработка производится в передающей части ЦСП; 3) для $q > 1$ ТНР начительно выигрывает у РОС по предельной длине участка регенерации, что показывает перспективность использования данного метода для ЦСП по технологии xDSL; 4) при использовании ТНР, особенно при параллельной работе нескольких ЦСП, целесообразно выбирать значения Z в пределах 16–32; 5) вопрос о выборе оптимальной величины q требует дополнительных исследований, в том числе и экспериментальных, поскольку использование ТНР-корректора с $q > 1$ (рис. 2) из-за значительного уровня МСИ между соседними символами сигнала потребует применения дополнительных решений, обеспечивающих достаточную точность выделения символьной частоты из принимаемого сигнала; 6) предкоррекция по методу ТНР всегда является адаптивной операцией, которая требует предварительного определения качества ЛС и подбора параметров ЦСП в зависимости от l_p и f_c , поэтому ее применение несомненно потребует определенных схмотехнических и программных усложнений в ЦСП, которые могут быть обоснованы на основе предлагаемой методики.

THE EFFICIENCY EVALUATION OF THE CORRECTION INTERSYMBOL INTERFERENCE METHODS FOR XDSL CABLE DIGITAL TRANSMISSION SYSTEMS

V.I. KIRILLOV, A.I. BELKO

Abstract

The digital transmission systems for a cable network of subscriber access were researched. A techniques of the efficiency analysis for systems with Thomlinson-Harashima precoding method designed. A comparative analysis digital systems with different intersymbol interference methods is produced.

Литература

1. Кириллов В.И., Белко А.И. // Электросвязь. 2001. №10. С.20–23.
2. Кириллов В.И., Белко А.И. // Электросвязь. 2002. №11. С.15–18.
3. Кириллов В.И., Белко А.И. // Электросвязь. 2003. №10. С.39–44.
4. Кириллов В.И., Белко А.И. // Докл. БГУИР. 2004. №2 (6). С. 66–77.

5. Кириллов В.И., Белко А.И. // Электросвязь. 2005. №12. С. 31–34.
6. Кириллов В.И., Белко А.И., Сухвал Ю.А. // Электросвязь. 2005. №10. С. 31–34.
7. Кириллов В.И., Белко А.И. // Докл. БГУИР. 2006. №1(13). С. 5–14.
8. Пат. РФ RU 2 259 013 С2 МПК⁷ Н 04 В 3/50 // Двухпроводная цифровая система передачи/Кириллов В.И., Белко А.И., Дубин В.А., Соборова И.Г., опубл. Бюл. №23, 2005.
9. Пат. РФ RU 2 259 014 С2 МПК⁷ Н 04 В 3/50 // Цифровая система передачи для четырехпроводной линии связи/Кириллов В.И., Белко А.И., опубл. Бюл. №23, 2005.
10. Пат. РФ RU 2 260 909 С2 МПК⁷ Н 04 В 3/50 // Четырехпроводная цифровая система передачи/Кириллов В.И., Белко А.И., Дубин В.А., Соборова И.Г., опубл. Бюл. №26, 2005.
11. Кириллов В.И., Белко А.И. // Веснік сувязі. 2004. №2. С. 19–24.
12. Tomlinson M. // Electron. 1971. P. 138–139.
13. Harashima H., Miyakawa H. // IEEE Trans. on Commun. 1972. P. 774–780.
14. Fisher R., Gerstaecker W., Huber J. // IEEE Journal on Selected Areas in Communications. 1995. P. 1622–1633.
15. Кириллов В.И., Белко А.И., Синица В.Н. и др. // Электросвязь. 2005. №2. С. 13–16.
16. Кириллов В.И. Многоканальные системы передачи. М., 2003.
17. Пат. РБ BY 9225 С1 2007.04.30, МПК(2006) Н04В3123 // Устройство преобразования сигналов для четырехпроводной цифровой системы передачи/Кириллов В.И., Белко А.И., Соборова И.Г.
18. Кириллов В.И., Белко А.И. // Электросвязь. 2007. №12. С. 31–35.

Библиотека БГУИР