

УДК 621.395

МЕТОДИКИ РАСЧЕТА И ОПТИМИЗАЦИИ ОДНОПОЛОСНЫХ ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ ПО ТЕХНОЛОГИЯМ xDSL С УЧЕТОМ ШУМОВ ЭХО-КОМПЕНСАЦИИ

М.В. ВЛАСЕНКО

Военная академия Республики Беларусь
Минск–57, 220057, Беларусь

Поступила в редакцию 2 мая 2012

Рассмотрены методики расчета и оптимизации параметров двухпроводных разнотипных, однотипных и одиночных однополосных цифровых систем передачи (ЦСП) по технологии xDSL, отличающиеся учетом шумов эхо-компенсации. Представлены результаты моделирования однополосных ЦСП. Приведены примеры применения предложенных методик расчета и оптимизации.

Ключевые слова: оптимизация, однополосная цифровая система передачи, xDSL, PAM модуляция линейного сигнала, переходные влияния, эхо-компенсация.

Введение

При работе нескольких однополосных цифровых систем передачи (ЦСП) технологии xDSL по парам одного медного кабеля из-за наличия взаимных влияний происходит ухудшение условий работы и снижение качественных характеристик этих систем. Последнее проявляется в снижении пропускной способности или уменьшении длины участков регенерации систем передачи, чему свидетельствуют анализ, проведенный в [1, 2], и опыт практического применения. В связи с этим существует проблема организации эффективной совместной работы нескольких систем передачи по технологии xDSL на одном медном кабеле.

В настоящей статье приводится методика расчета и параметрической оптимизации однополосных ЦСП в условиях совместной работы на многопарных кабелях с произвольными скоростями передачи и параметрами. Показано, что очень важно при эксплуатации систем передачи провести параметрическую оптимизацию, что дает возможность получить расчетную длину участка связи, которая во многих случаях существенно больше, чем при использовании неоптимальных параметров ЦСП.

В однополосных ЦСП (например, технологии SHDSL) полнодуплексная передача по одной паре реализуется с помощью применения эхо-компенсаторов (ЭК) и дифференциальных систем (ДС). При таком способе построения ЦСП на входе приемника возникают эхо-сигналы (см. рис. 1).

Применяемые в ЦСП алгоритмы эхо-компенсации имеют конечную компенсирующую способность [3], что неизбежно ведет к появлению шумов эхо-компенсации на входе решающего устройства (РУ) однополосной ЦСП.

Анализ существующих методик расчета однополосных ЦСП [1, 4–6] показал, что они не учитывают шумы эхо-компенсации. Это в некоторых случаях дает существенную погрешность в расчетах. Автор в данной статье предлагает способ учета шумов эхо-компенсации в методиках расчета и оптимизации для различных однополосных ЦСП. Ниже представлены методики расчета и оптимизации для двухпроводных разнотипных, однотипных и одиночных однополосных ЦСП.

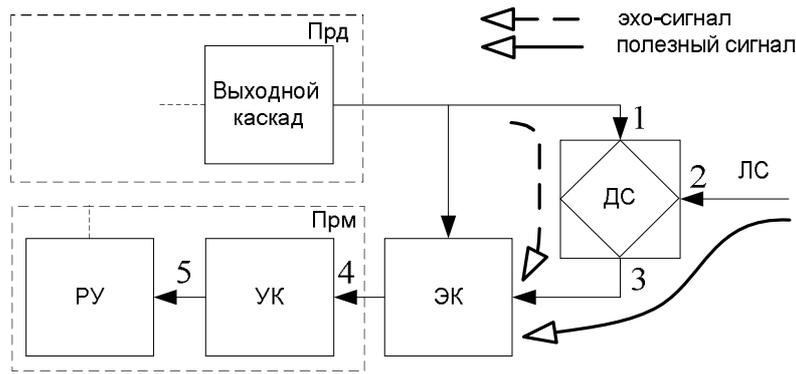


Рис. 1. Тракт прохождения полезного сигнала и эхо-сигнала: Прд – передатчик, ЭК – эхо-компенсатор, Прм – приемник, ДС – дифференциальная система, РУ – решающее устройство, ЛС – линия связи, УК – усилитель-корректор

Методика оптимизации разнотипных однополосных ЦСП

Методика выглядит следующим образом.

1. На одном кабеле совместно работают M однополосных ЦСП. Задается скорость цифрового потока каждой из M ЦСП в виде вектора $\vec{V} = \{V_1, \dots, V_M\}$, а также возможные пределы выбора параметров модуляции (количество бит в кодовой группе на входе РАМ-модулятора) для многоуровневого РАМ-линейного сигнала в виде векторов: $\bar{n}_{\min} = \{n_{\min 1}, \dots, n_{\min M}\}$ и $\bar{n}_{\max} = \{n_{\max 1}, \dots, n_{\max M}\}$.

2. Вводится понятие текущего вектора параметров модуляции $\bar{n} = \{n_1, \dots, n_M\}$ и задается исходное значение этого вектора $\bar{n} = \bar{n}_{\min}$.

Согласно выбранному критерию параметрическая оптимизация будет преследовать цель найти такой текущий вектор параметров модуляции \bar{n} , при котором достигнуто максимально возможное минимальное значение из предельных длин регенерационных участков всех M ЦСП ($L_{p\min} = \min(L_{p1}, \dots, L_{pM}) \rightarrow \max$) при выполнении ограничений (п. 1).

3. По исходным данным, используя метод покоординатного спуска (метод Гаусса-Зейделя [7]), за каждый цикл находят параметр n_i текущего вектора параметров модуляции \bar{n} , элементарное приращение которого дает наибольший эффект в увеличении $L_{p\min}$. Расчет предельной длины участка регенерации L_{pi} для каждой из M ЦСП проводится по отдельному алгоритму, на котором остановимся позже. Далее указанному элементу n_i текущего вектора параметров модуляции \bar{n} дается элементарное приращение $n_i = n_i + 1$ при условии выполнения ограничения $n_i \leq n_{\max i}$.

Цикл повторяется до тех пор, пока приращение выбранного критерия эффективности больше заданного значения $dL_{p\min} > e$ (e определяет точность расчетов максимальной длины участка регенерации и, как правило, составляет десятки метров). Иначе осуществляется выход из цикла, и текущий вектор параметров модуляции \bar{n} считается оптимальным.

Алгоритм расчета предельной длины участка регенерации L_{pi} i -й ЦСП для заданного вектора параметров модуляции \bar{n} и вектора скоростей \vec{V} выглядит следующим образом:

1) задается начальное значение L_{pi0} ;

2) для него определяется допустимая защищенность $A_{здоп i}$ линейного сигнала на входе решающего устройства регенератора, по формуле [8]:

$$A_{здоп i} = 10,65 + 11,42 \lg(-\lg K_{\text{ош}} L_{pi0}) + 20 \lg[(Z_i - 1) / 2] - A_{\text{св.код.}} - A_{\text{код. РС}}, \quad (1)$$

где $Z_i = 2^{n_i}$; L_{pi0} – длина участка регенерации, км; $K_{\text{ош}} = 2,5 \cdot 10^{-10} \text{ км}^{-1}$ – допустимый коэффициент ошибок для городских и сельских первичных сетей связи длиной 1 км [8]; $A_{\text{св.код}}$ – энергетический выигрыш от сверточного кодирования [9]; $A_{\text{код.РС}}$ – энергетический выигрыш от помехоустойчивого кодирования Рида-Соломона [9];

3) рассчитывается ожидаемая защищенность $A_{3\Sigma i}$ от всех видов помех для i -й ЦСП. При работе нескольких ЦСП в кабеле учитывается защищенность от собственных шумов и шумов эхо-компенсации, а также защищенности от переходных влияний на ближний конец (ПВ БК) $A_{3ij}^{(\text{БК})}$ и на дальний конец (ПВ ДК) $A_{3ij}^{(\text{ДК})}$, образуемых всеми влияющими ЦСП:

$$A_{3\Sigma i} = -10 \lg \left\{ \text{dec}(-0,1A_{3i}^{(\text{шз})}) + \text{dec}(-0,1A_{3i2}^{(\text{БК})}) + \dots + \text{dec}(-0,1A_{3iM}^{(\text{БК})}) + \right. \\ \left. + \text{dec}(-0,1A_{3i2}^{(\text{ДК})}) + \dots + \text{dec}(-0,1A_{3iM}^{(\text{ДК})}) \right\}, \quad (2)$$

где M – число параллельно работающих на кабеле однополосных ЦСП, j – индекс влияющей ЦСП, ПВ которой учитываются в данной частной защищенности на БК или ДК ($j \in [1, M]$, причем $j \neq i$); $A_{3i}^{(\text{шз})}$ – защищенность i -й ЦСП от собственных шумов и шумов эхо-компенсации (3); $A_{3ij}^{(\text{БК})}$ – ожидаемая защищенность регенератора i -й ЦСП от ПВ на БК, возникающих при совместной работе на противоположных направлениях передачи с j -й ЦСП, рассчитывается из выражения (4); $A_{3ij}^{(\text{ДК})}$ – ожидаемая защищенность регенератора i -й ЦСП от ПВ на ДК, возникающих при совместной работе на совпадающих направлениях передачи с j -й ЦСП, рассчитывается из выражения (5);

4) проводится сравнение значений (1) и (2), при этом: а) если $A_{3\text{доп}iy} > A_{3\Sigma iy}$, то на следующем z -м шаге придется задавать новое значение $L_{pi0z} < L_{pi0y}$; б) если $A_{3\text{доп}iy} < A_{3\Sigma iy}$, то, наоборот, можно увеличить длину участка, взяв $L_{pi0z} > L_{pi0y}$;

5) процедуру 1–4 повторяют k шагов, пока не будет выполнено условие $|A_{3\text{доп}ik} - A_{3\Sigma ik}| < \Delta A$, где $\Delta A \approx 0,5 \div 1$ дБ [8];

6) повторив процедуры 1–5 для каждой из M ЦСП, определяют значения максимальной длины участка регенерации L_{pi} , где $i \in [1, M]$.

Защищенность i -й ЦСП от собственных шумов и шумов эхо-компенсации рассчитывают из выражения:

$$A_{3i}^{(\text{шз})} = p_c - p_{\Sigma \text{шз}} = A_{\text{ERLE}} + A_{\text{ДС}13} - A_{\text{ДС}12} - 10 \lg \{C_{ni}\} - 10 \lg \{D_{\text{шз}i}\} - \\ - 12,817 - a_{\text{лс}i} + 20 \lg \{a_{\text{лс}i}\} - 10 \lg \{Q\}, \quad (3)$$

где p_c – уровень средней мощности полезного сигнала на входе решающего устройства, дБм; $p_{\Sigma \text{шз}}$ – суммарный уровень средней мощности собственных шумов линейного тракта и линии связи, а также шумов эхо-компенсации на входе решающего устройства, дБм; A_{ERLE} – эффективность подавления эхо-сигнала в эхо-компенсаторе, измеренная по рекомендациям [10], дБ; $A_{\text{ДС}12}$ – затухание сигнала между точками 1 и 2 ДС (рис. 1, обычно составляет $3,5 \div 4$ дБ), дБ; $A_{\text{ДС}13}$ – затухание сигнала между точками 1 и 3 ДС (рис. 1, обычно составляет до 26 дБ [8]), дБ; C_{ni} – коэффициент, характеризующий пик-фактор многоуровневого сигнала (см. табл. 1); $f_{ci} = V_i / n_i r_{\text{св.код}} r_{\text{код.РС}}$ – символьная частота линейного сигнала ЦСП, подверженной влиянию, МГц; V_i – скорость цифрового потока подверженной влиянию ЦСП, в Мбит/с; $r_{\text{св.код}}$ – относительная скорость сверточного кода [9]; $r_{\text{код.РС}}$ – относительная скорость кода Рида-Соломона [9]; $a_{\text{лс}i} = \alpha(f_{ci}) L_{pi1}$ – затухание регенерационного участка на символьной частоте f_{ci} , дБ; $\alpha(f_{ci}) = \alpha(f_1) \sqrt{f_{ci}/f_1}$ – километрическое затухание кабеля на частоте f_{ci} , дБ/км; $a(f_1)$ – кило-

метрическое затухание кабеля на частоте f_1 , взятое из табличных характеристик затухания кабеля [11], дБ/км; Q – коэффициент, вычисляемый численными методами по формуле [6]:

$$Q = \frac{(0,23a_{лсi})^2}{dec[0,1a_{лсi}]} \int_0^1 \frac{\cos^4(\pi x/2) dec[0,1a_{лсi} \sqrt{x}]}{\sin^4(\pi x/2)/(\pi x/2)^4} dx, \text{ а } D_{ш\sigma i} - \text{ безразмерный постоянный коэффициент,}$$

$$\text{вычисляемый по формуле } D_{ш\sigma i} = 1 + \frac{kT_0 D_{ш\sigma} f_{ci}}{P_{ci} dec[-0.1(A_{ERLE} + A_{ДС13} - A_{ДС12} + 90)]},$$

где P_{ci} – средняя мощность линейного сигнала на входе линии связи, мВт; $D_{ш\sigma}$ – коэффициент шума линейного тракта, приведенный к его входу, в раз; k – постоянная Больцмана, Дж/К; T_0 – температура медно-кабельной линии, в градусах Кельвина (принимается равной 290°К).

Таблица 1. Значение коэффициентов C_n

n	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
C_n	0,732	0,565	0,498	0,468	0,453	0,446	0,443	0,441	0,440				0,439	

Ожидаемую защищенность регенератора i -й ЦСП от ПВ на БК, при совместной работе на противоположных направлениях передачи с j -й ЦСП рассчитывают из выражения [6]:

$$A_{з\sigma}^{(БК)} = 10 \lg \{P_{ci}\} - 10 \lg \{P_{cj}\} + A_6(f_1) - 15 \lg \left\{ \frac{f_{ci}^2}{f_{cj} f_1} \right\} - 10 \lg \{C_{ni}\} - 18,786 - a_{лсi} + 20 \lg \{a_{лсi}\} - 10 \lg \{F\}, \quad (4)$$

где $A_6(f_1)$ – переходное затухание на БК на частоте f_1 , дБ; $f_{cj} = V_j/n_j r_{св.код} r_{код.РС}$ – символьная частота линейного сигнала влияющей ЦСП, МГц; V_j – скорость цифрового потока влияющей ЦСП, Мбит/с; n_j – количество бит в кодовой группе цифрового потока влияющей ЦСП; F – поправочный коэффициент, определяемый из выражения [6]:

$$F = \frac{(0,23a_{лсi})^2}{dec[0,1a_{лсi}]} \int_0^\lambda x^2 (\pi x/2)^4 \frac{\cos^2(\pi x f_{ci}/2 f_{cj}) \cos^4(\pi x/2)}{\sin^4(\pi x/2)} dec[0,1a_{лсi} \sqrt{x}] dx,$$

$$\text{где } \lambda = \begin{cases} 1 & \text{если } f_{cj} \geq f_{ci}; \\ f_{cj}/f_{ci} & \text{если } f_{cj} < f_{ci}. \end{cases}$$

Численные значения поправочного коэффициента F в диапазоне изменений $a_{лсi}$ и f_{ci}/f_{cj} представлены в табл. 2 [6].

Таблица 2. Значения коэффициентов F

$a_{лсi}$, дБ		20	40	60	80	100
F	f_{ci}/f_{cj}					
	0,1	0,243	0,329	0,302	0,251	0,202
	0,25	0,233	0,312	0,284	0,234	0,187
	0,5	0,198	0,256	0,225	0,18	0,141
	0,75	0,151	0,18	0,148	0,111	0,082
	1	0,102	0,106	0,076	0,05	0,033
2	0,014	0,007	0,002	0,0006	0,0001	

Частотная зависимость защищенности от ПВ на ДК, в свою очередь, равна:

$$A_{з\sigma}(f, L_{pi}) = A_{з\sigma}(f_1, l_1) - 10 \lg(L_{pi}/l_1) - m \cdot 10 \lg(f/f_1).$$

Ожидаемую защищенность регенератора i -й ЦСП от ПВ на ДК, при совместной работе на совпадающих направлениях передачи с j -й ЦСП, рассчитывают из выражения [6]:

$$A_{3ij}^{(дк)} = 10\lg\{P_{ci}\} - 10\lg\{P_{cj}\} - 6,021 - 10\lg\{C_{ni}\} - 15\lg\left\{\frac{f_{ci}}{f_{cj}}\right\} - 10\lg\left\{\frac{f_{ci}^m l_p}{f_1^m l_1} \operatorname{dec}\left[-0,1A_{злд}(f_1, l_p)\right] Y + \frac{f_{ci}^{1,5}}{f_1^{1,5}} \operatorname{dec}\left[-0,1A_6(f_1)\right] Z\right\}, \quad (5)$$

где $\operatorname{dec}(x) = 10^x$; $A_6(f_1)$ – известное переходное затухание (ПЗ) на БК для используемого типа кабеля на частоте f_1 (справочное значение [11]), $A_{злд}(f_1, l_1)$ – известная защищенность от ПВ на ДК кабельной линии длиной l_1 на частоте f_1 (справочное значение [11]); m – постоянный коэффициент, отражающий особенности ПВ на ДК в многопарных кабелях за счет внутриверочных влияний $m = 4$ и межчетверочных влияний $m = 2$; Y и Z – поправочные коэффициенты, определяемые методами численного интегрирования из выражений [6]:

$$Y = \int_0^\lambda x^{m+0,5} (\pi x/2)^4 \frac{\cos^2(\pi x f_{ci}/2f_{cj}) \cos^4(\pi x/2)}{\sin^4(\pi x/2)} dx, \quad Z = \int_0^\lambda x^2 (\pi x/2)^4 \frac{\cos^2(\pi x f_{ci}/2f_{cj}) \cos^4(\pi x/2)}{\sin^4(\pi x/2)} dx.$$

Численные значения поправочных коэффициентов Y и Z в диапазоне изменений f_{ci}/f_{cj} и m представлены в табл. 3.

Таблица 3. Значения коэффициентов Y и Z

f_{ci}/f_{cj}	0,1	0,25	0,5	0,75	1	2	
Y	$m = 2$	0,03	0,029	0,025	0,02	0,015	0,003
	$m = 4$	0,008	0,008	0,007	0,005	0,003	0,0002
Z	0,044	0,043	0,038	0,031	0,024	0,006	

Методика оптимизации одностипных однополосных ЦСП

Методика выглядит следующим образом.

1. Задается скорость цифрового потока одностипных ЦСП (для каждой из одностипных ЦСП она одинакова) в виде величины V а также возможные пределы выбора параметров модуляции для многоуровневого РАМ-линейного сигнала в виде величин: n_{\min} и n_{\max} .

2. Вводится понятие текущего значения параметра модуляции n (для всех одностипных ЦСП он общий) и задается его исходное значение $n = n_{\min}$. Согласно выбранному критерию параметрическая оптимизация будет преследовать цель нахождения такого значения текущего параметра модуляции n , при котором будет достигнуто максимально возможное значение предельной длины регенерационного участка первой ЦСП (т.к. для одностипных ЦСП при общем параметре модуляции выполняется равенство $L_{p1} = L_{p2} = \dots = L_{pM}$) при выполнении ограничений (п. 1).

3. Методом простого перебора текущего параметра модуляции от n_{\min} до n_{\max} находится его значение, при котором достигается максимум предельной длины регенерационного участка первой ЦСП. Это значение текущего параметра модуляции считается оптимальным для всех ЦСП $n_{opt1} = n_{opt2} = \dots = n_{optM} = n$. Расчет максимально-допустимой длины участка регенерации для первой ЦСП L_{p1} для заданной скорости цифрового потока выполняется методом последовательных приближений как в описанной выше методике оптимизации разностипных однополосных ЦСП с учетом того, что формула (5) будет иметь вид:

$$A_{3\Sigma 1} = -10\lg\left\{\operatorname{dec}\left(-0,1A_{31}^{(шд)}\right) + (M-1)\operatorname{dec}\left(-0,1A_{31}^{(бк)}\right) + (M-1)\operatorname{dec}\left(-0,1A_{31}^{(дк)}\right)\right\}, \quad (6)$$

где M – число одностипных однополосных ЦСП, совместно работающих на одном кабеле.

Методика оптимизации одиночной однополосной ЦСП

Методика соответствует приведенной выше методике оптимизации односторонних однополосных ЦСП (при $M=1$), при этом в ожидаемой защищенности A_{Σ} учитываются только собственные шумы и шумы эхо-компенсации. Формула (6) примет вид:

$$A_{\Sigma} = A_3^{(\text{ш})}, \text{ где } A_3^{(\text{ш})} \text{ вычисляется по формуле (3).}$$

Пример применения методик оптимизации однополосных ЦСП.

Автором статьи проведена параметрическая оптимизация однополосных ЦСП с помощью пакета математического программного обеспечения MathCAD с применением приведенных выше методик. Пример применения методики параметрической оптимизации одиночной однополосной ЦСП (см. кривые 2, 5 на рис. 2, а, б) и односторонних однополосных ЦСП (см. кривые 3, 6 на рис. 2, а, б) приведены на рис. 2, а разносторонних однополосных ЦСП – в виде решения типовой задачи.

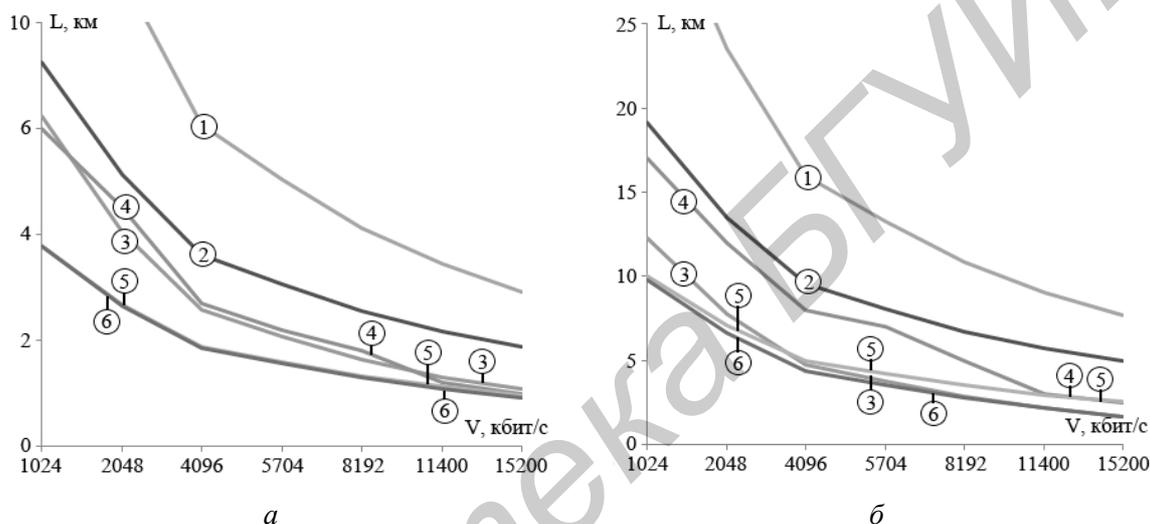


Рис. 2. Зависимости максимальной длины участков регенерации от скорости цифрового потока вариантов однополосных ЦСП: а – ТПП-20×2×0,4; б – КСПП-1×4×1,2; 1 – 1 однополосная ЦСП ($A_{ERLE}=\infty$); 2 – 1 однополосная ЦСП ($A_{ERLE}=60$ дБ); 3 – 2 однополосные ЦСП ($A_{ERLE}=60$ дБ); 4 – 1 однополосная ЦСП (практические данные); 5 – 1 однополосная ЦСП ($A_{ERLE}=30$ дБ); 6 – 2 однополосные ЦСП ($A_{ERLE}=30$ дБ)

Задача. На многопарном кабеле ТПП-0,4 работают разносторонние однополосные ЦСП с РАМ-видом модуляции линейных сигналов со следующими параметрами: скорости цифровых потоков $V_1=2,048$ Мбит/с, $V_2=15,2$ Мбит/с, $V_3=8,192$ Мбит/с. Для всех ЦСП параметр модуляции (количество бит в кодовой группе) может изменяться в пределах от 2 до 7. Мощность передачи и параметры применяемого каскадного кодирования для всех ЦСП соответствуют рекомендациям МСЭ [12]. Параметры тракта эхо-подавления для всех ЦСП: $A_{ERLE} = 60$ дБ; $A_{ДС12} = 4$ дБ; $A_{ДС13} = 26$ дБ. Требуется найти оптимальные параметры модуляции для всех ЦСП, обеспечивающие максимальную эффективность совместной работы на одном кабеле.

Решение. Используя приведенную выше методику оптимизации разносторонних однополосных ЦСП, находят оптимальные параметры модуляции для каждой ЦСП: $n_1 = 4$, $n_2 = 3$, $n_3 = 6$ (соответствуют сигнально-кодовым конструкциям: ТС-РАМ-16, ТС-РАМ-8 и ТС-РАМ-64). Максимальные длины участков регенерации при этом составят: $L_{p1}=3,98$ км, $L_{p2}=1,627$ км, $L_{p3}=1,691$ км.

Выводы

1. Описанные в [1, 4–6] методики расчета максимальной длины участка регенерации однополосных ЦСП полагают полную компенсацию эхо-сигнала (кривая 1 рис. 2, а и рис. 2, б), что не совсем корректно и приводит к весьма оптимистичным данным, отражая лишь теоретический предел, в то время как практические данные [13] значительно хуже. Поэтому при расчетах и оптимизации однополосных ЦСП, которые работают совместно на одном кабеле, необхо-

димо учесть шумы на входе решающего устройства каждой из однополосных ЦСП, образованные из-за конечной компенсирующей способности применяемых эхо-компенсаторов.

2. Как видно из графиков (кривые 2, 4, 5 рис. 2,а и рис. 2,б), данные, полученные при расчетах по предлагаемой методике и практические данные [13] согласуются. Можно сделать вывод, что модель тракта эхо-компенсации, которая используется в предлагаемых методиках, адекватна.

3. Проведенное моделирование показывает, что не существует универсальных решений оптимизации для всех типов применяемых кабелей связи. В каждом конкретном случае совместной работы нескольких ЦСП на одном кабеле требуется новый поиск оптимальных значений параметров модуляции. Однако однозначно можно утверждать, что выигрыш от оптимизации для различных случаев имеет свое значение (от единиц до сотен процентов) и зависит от параметров ЦСП и применяемого кабеля связи.

4. Применяемые на сегодня в однополосных ЦСП алгоритмы компенсации эха далеки от совершенства и имеют эффективность от 27,5 до 60 дБ [3], поэтому достаточно перспективными являются исследования возможностей ЦСП с частотным разделением направлений передачи, в которых не требуется применение ЭК и ДС. ЦСП с частотным разделением в ряде случаев имеют большую эффективность и оказываются предпочтительнее однополосных ЦСП [14].

THE METHODS OF CALCULATION AND OPTIMIZATION DIGITAL TRANSMISSION SYSTEMS BY THE TECHNOLOGIES XDSL IN VIEW OF NOISE ECHO CANCELLATION

M.V. VLASENKO

Abstract

The methods of calculation and optimization of the parameters of two-wire single-sideband digital transmission systems by the technologies xDSL, taking into account noise of echo cancellation. The results of simulation of single-sideband digital transmission systems and examples of application of the proposed methods of calculation and optimization are presented.

Список литературы

1. Парфенов Ю.А., Мирошников Д.Г. «Последняя миля» на медных кабелях. М. 2001.
2. Кириллов В.И., Белко А.И. // Электросвязь. 2002. №11. С. 15–18.
3. Кузнецов Е.П. // Цифровая обработка сигналов. 2007. №2. С. 26–34.
4. Парфенов Ю.А., Мирошников Д.Г. Цифровые сети доступа. М., 2005.
5. Кириллов В.И., Синеца В.Н., Жаденов О.А. и др. // Электросвязь. 2005. №2. С. 13–16.
6. Кириллов В.И., Белко А.И., Сухвал Ю.А. // Электросвязь. 2005. №10. С. 31–34.
7. Бахвалов Н.С., Жидков Н.П., Кобельков Г.М. Численные методы. М., 2003.
8. Кириллов В.И. Многоканальные системы передачи. М., 2003.
9. Балашихин В.А., Лапко А.Г. и др. Технологии широкополосного доступа xDSL. М., 2009.
10. Recommendation ITU-T G.168 «Digital network echo cancellers». Geneva, 2009.
11. Власов В.Е., Парфенов Ю.А. Кабели СКС на сетях электросвязи: теория, конструирование, применение. М., 2006.
12. Recommendation ITU-T G.991.2 «Single-pair high-speed digital subscriber line (SHDSL) transceivers». Geneva, 2003.
13. Модемы для построения транспортных сетей связи семейства FlexDSL Orion 3 [Электронный ресурс] Режим доступа: <http://www.nateks.ru/products/index.php?link=prod&id=244>.
14. Кириллов В.И., Власенко М.В. // Веснік сувязі. 2011. №6. С. 35–39.