

## ЛИНИИ СВЯЗИ

УДК 621.391+621.395

## СТРУКТУРНАЯ ОПТИМИЗАЦИЯ ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ ДЛЯ ОДНОЧЕТВЕРОЧНЫХ МЕДНО-КАБЕЛЬНЫХ ЛИНИЙ СВЯЗИ

**В. И. Кириллов**, профессор Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники, д. т. н.; kafmis@bsuir.by.  
**А. И. Белко**, ведущий инженер Могилевского ф-ла «Белтелеком», к. т. н.  
**И. Г. Соболева**, исполнительный директор «БелРосСвязь», к. т. н.  
**Д. Ф. Малашкевич**, инженер Комитета госбезопасности Белоруссии

**Ключевые слова:** цифровая абонентская линия, технологии передачи, фантомная цепь, участок регенерации, структурная оптимизация.

**Введение.** Расширение требований абонентов телекоммуникационных сетей к номенклатуре, качеству и объему предоставляемых услуг способствует непрерывной модернизации этих сетей в направлении увеличения их пропускной способности. Возможные варианты и выбор оптимального пути модернизации зависят от текущего состояния конкретного сегмента сети и перспектив ее развития. Например, для густонаселенных городских территорий наилучший вариант — волоконно-оптические технологии и их сочетания с короткими медно-кабельными линиями. Но вряд ли это решение экономически целесообразно для удаленных и малонаселенных сельских районов. Здесь необходимы другие подходы, исключающие строительство новых линий связи (ЛС). Одно из них — более эффективное использование уже существующих одночетверочных медных кабелей (КСПП, ЗКП и др.), проложенных на сельском участке цифровой сети для цифровых систем передачи (ЦСП) типа ИКМ-15/30.

Цель данной работы — анализ эффективности ряда предлагаемых вариантов структурной оптимизации четырехпроводных ЦСП, использующих современные технологии xDSL. В качестве объекта сравнения примем четырехпроводные ЦСП, построенные по «стандартным» технологиям xDSL [1, 2] с учетом некоторых из ранее предложенных авторами решений по их параметрической оптимизации [3, 4, 5].

**Общие положения.** Рассмотрение и анализ удобно производить, принимая за основной критерий качества ЦСП предельно достижимую для каждого варианта длину участка регенерации  $l_{p \max}$ . Последняя, в свою очередь, существенно зависит от выбора оптимальных параметров линейного сигнала, в качестве которого будем рассматривать два, наиболее широко используемые:

а) многоуровневый с амплитудно-импульсной модуляцией (АИМ или РАМ) сигнал, принимающий  $Z = 2^m$  возможных мгновенных значений, где  $m$  — число двоичных символов исходного цифрового потока (ЦП), заменяемых одним символом АИМ (РАМ) сигнала [1];

б) квадратурно-модулированный (QAM или САР) сигнал несущей частоты  $f_0$ , каждая синфазная и квадратурная компонента которого модулирована по амплитуде АИМ (РАМ) сигналом, принимающим  $Z = 2^n$  возможных состояний [3].

Таким образом, оптимальные параметры каждого из рассмотренных вариантов для заданной скорости передачи  $V$  исходного ЦП будут характеризоваться в общем случае триадой значений  $l_{p \max}$ ,  $m$  и  $n$ , а в частных — парой значений:  $l_{p \max}$  и  $m$  или  $l_{p \max}$  и  $n$ .

Результаты рассчитанных значений  $l_{p \max}$ ,  $m$  и  $n$  удобно свести по вариантам в итоговые таблицы (табл. 1 и 2), где каждый  $k$ -й столбец характеризует оптимальные параметры своего  $k$ -го варианта для соответствующей скорости передачи  $V_j$ , а каждая строка таблицы — определенному значению  $V_j$ .

Таблица 1

$V$ , кбит/с		Предельная длина участка регенерации $l_{p \max}$ , км, по вариантам										
		№ 1	№ 2		№ 3		№ 4			№ 5		№ 6, $\frac{m}{n} = \frac{6}{4}$
			$Z$	$V_j$	$Z$	$V_j$	$Z_1 = Z_2$	$\frac{V_1}{V_2} = \frac{2}{3}$	$\frac{V_1}{V_2} = \frac{1}{2}$	$Z_1 = Z_2$	$V_j$	
2064	4,05	8	7,1	8	12,0	8	12,2	13,2	8	15,7	19,1	
		16	7,75	16	12,5	16	12,6	13,6	16	17,0		
		32	7,5	32	12,3	32	12,4	13,3	32	18,0		
4128	2,5	8	4,7	8	7,6	8	7,7	8,25	8	10,7	13,1	
		16	4,7	16	7,75	16	7,8	8,4	16	11,6		
		32	4,4	32	7,5	32	7,4	8,1	32	12,1		
6192	1,85	8	3,5	8	5,75	8	5,8	6,25	8	8,6	10,4	
		16	3,5	16	5,8	16	5,85	6,3	16	9,2		
		32	3,2	32	5,5	32	5,6	5,8	32	9,6		
8256	1,5	8	2,75	8	4,7	8	4,8	5,1	8	7,2	8,8	
		16	2,75	16	4,7	16	4,85	5,1	16	7,6		
		32	2,5	32	4,4	32	4,5	4,7	32	8,1		

Таблица 2

$V$ , кбит/с	$Z$	Предельная длина участка регенерации $l_{p \max}$ , км, по вариантам						
		№ 7	№ 8	№ 9	№ 10	№ 11	№ 12	№ 13
2064	4	13,8	16,6	18,1	19,0	22,2	20,1	16,7
	8	15,4	18,5	20,8	22,0	25,6	23,2	19,3
	16	15,8	18,6	21,8	24,0	28,0	25,4	21,2
	32	15,5	18,5	21,7	25,2	29,5	27,1	22,7
4128	4	8,8	10,8	11,9	13,0	15,2	14,0	11,5
	8	9,7	11,8	13,1	15,2	17,5	16,1	13,3
	16	9,9	12,0	13,7	16,5	19,1	17,2	14,5
	32	9,4	11,7	13,5	17,2	20,0	18,4	15,4
6192	4	6,8	8,2	9,0	10,4	12,3	11,5	9,3
	8	7,4	9,0	10,0	12,0	14,1	13,4	10,7
	16	7,4	9,1	10,4	13,2	15,2	15,2	11,8
	32	6,9	8,7	10,0	13,5	16,0	15,6	12,3
8256	4	5,6	6,8	7,4	8,9	10,4	9,2	8,0
	8	6,0	7,4	8,3	10,3	12,0	10,8	9,2
	16	6,0	7,4	8,5	11,2	13,1	11,6	10,0
	32	5,6	6,9	8,2	11,6	13,6	12,2	10,8

**Варианты построения четырехпроводной ЦСП.** Не останавливаясь пока на методике расчета  $l_{p \max}$ , которая основана на работах [1–7] и будет изложена ниже, примем, что в качестве четырехпроводной ЛС использован распротраненный одночетверочный кабель КСПП-1  $\times 4 \times 1,2$ , по двум парам которого передается исходный ЦП со скоростью соответственно  $V_j = 2064, 4128, 6192$  и  $8256$  кбит/с. Анализируемые варианты построения четырехпроводной ЦСП для такого кабеля будем рассматривать в порядке их постепенного усложнения и улучшения качественных показателей.

1. Исторически первым был вариант № 1, предусматривающий использование каждой из двух пар только для одного направления передачи, а в качестве линейного сигнала — трехуровневый сигнал в коде HDB-3 ( $Z = 3$ ). Это самый простой по построению вариант, но значение  $l_{p \max}$  явно недостаточно (см. табл. 1) из-за сильных переходных влияний (ПВ) на ближний конец (БК) [2].

2. Теоретический (не реализованный на практике) вариант № 2 отличается от предыдущего применением однопроводного многоуровневого АИМ (РАМ) линейного сигнала для каждой пары/направления. Вариант достаточно прост в реализации и обеспечивает определенный выигрыш по  $l_{p \max}$  (см. табл. 1).

3. В «стандартном» варианте типа HDSL (№ 3) исходный ЦП в каждом направлении делится на два равноскоростных подпотока (ПП1, ПП2), и по каждой паре осуществляется независимая однополосная дуплексная передача ПП1 (ПП2) с уменьшенной вдвое скоростью ( $V = V_1 + V_2$ ;  $V_1 = V_2 = 0,5V$ ). Используется АИМ (РАМ) модуляция и сложная система разделения направлений передачи, состоящая из дифсистемы (ДС) и адаптивного эхо-компенсатора (ЭК) [1, 5].

4. В [6] показано, что вариант № 3 может быть оптимизирован (приведен к варианту № 4), если по каждой паре организуется дуплексная передача АИМ (РАМ)-сигналов с разными скоростями  $V_1 \neq V_2$  ( $V = V_1 + V_2$ ), причем наилучшим является вариант разделения подпотоков вида  $V_1 : V_2 = 1 : (1,5 \div 2)$ .

Оптимальные параметры модуляции линейного сигнала для каждой пары, как правило, разные:  $m_1 \neq m_2$ .

5. В [3] доказано, что длина участка регенерации по сравнению с вариантами № 3 и 4 может быть увеличена, если по каждой паре осуществлять независимую передачу ПП1 (ПП2) со скоростью  $V_1 = V_2 = 0,5V$ , но с частотным разделением направлений (двухполосный режим) и использованием QAM (САР)-модуляции для каждого направления на несущей частоте соответственно  $f_{01}$  и  $f_{02}$ .

Структура построения такого варианта (№ 5), как нам кажется, не требует пояснений. Увеличение длины участка регенерации обусловлено тем, что в этом случае сказывается только более слабый эффект от ПВ соседней пары на дальний конец (ДК). Несущие частоты выбираются из условий  $f_{01} \geq 0,5f_T/2 n_1$  и  $f_{02} \geq [f_{01} + 0,5f_T(1/2 n_1 + 1/2 n_2)]$ , что обеспечивает частотное разделение направлений передачи с помощью «вилки» полосовых фильтров (ПФ). Здесь  $f_T$  — тактовая частота исходного ЦП системы передачи;  $n_1$  и  $n_2$  — число двоичных разрядов, заменяемых одним символом каждой квадратурной компоненты QAM (САР)-сигнала в обоих направлениях передачи соответственно.

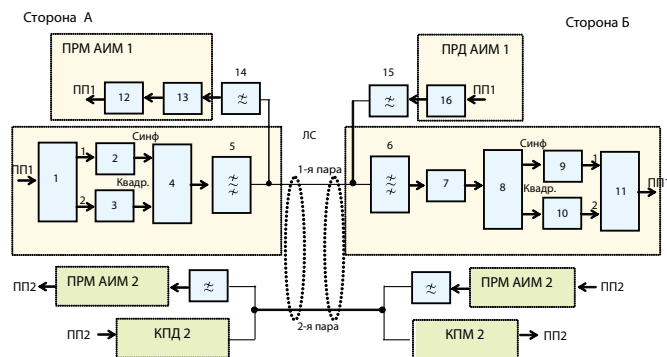


Рис. 1

6. Авторами предложено [8, 9] решение по оптимизации предыдущего варианта ЦСП (вариант № 6), упрощающее построение и при определенных условиях обеспечивающее увеличение  $I_{p\max}$  (рис. 1). На рис. 1 обозначены: 1 — устройство разделения подпотока ПП1 (ПП2) на два равноскоростных «квадратурных» подпотока (КПП); 2, 3, 16 — многоуровневые модуляторы АИМ (цифро-аналоговые преобразователи); 4 — квадратурный модулятор (КМ); 5, 6 — ПФ; 7, 13 — корректирующий усилитель (УК) линейного сигнала; 8 — квадратурный демодулятор (КД); 9, 10, 12 — демодуляторы АИМ (аналого-цифровой преобразователь); 14, 15 — фильтр нижних частот (ФНЧ); 11 — устройство объединения «квадратурных» подпотоков в ПП1 (ПП2); совокупность блоков 1—4 — квадратурный передатчик (КПД); совокупность блоков 7—11 — квадратурный приемник (КПМ); совокупность блоков 12—13 — приемник АИМ линейного сигнала (ПРМ-АИМ).

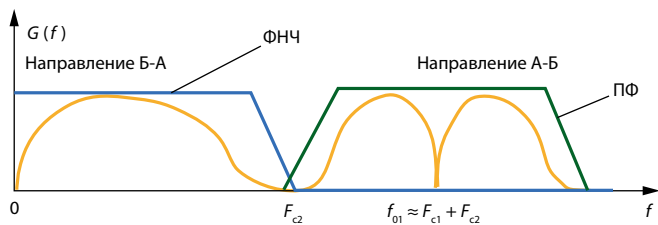


Рис. 2

Вариант № 6, как и предыдущий, основан на разделении исходного ЦП на два равноскоростных ПП, каждый из которых передается по своей паре кабеля с использованием частотного разделения направлений передачи. Отличие состоит в том, что в одном направлении, например А-Б, линейный сигнал формируется с помощью АИМ (РАМ) в низкочастотной части спектра частот, а в другом (Б-А) — с помощью квадратурной (QAM/САР) модуляции (КМ) с несущей частотой  $f_{01}$  — в высокочастотной части спектра (рис. 2). Разделение направлений на станциях А и Б осуществляется с помощью «вилки» фильтров (ПФ5 и 6 и ФНЧ14 и 15).

Формирование линейного сигнала с QAM/САР-модуляцией осуществляется с помощью типового КПД, состоящего из блоков 1—4, обратное преобразование — с помощью КПМ, состоящего из блоков 7—11. Формирование АИМ (РАМ)-линейного сигнала производится с помощью типового передатчика (ПРД АИМ) 16, обратное преобразование — приемника (ПРМ АИМ), состоящего из блоков 12 и 13. Несущую частоту  $f_{01}$  выбирают из условия:  $f_{01} \geq 0,5f_T (1/m + 1/2n)$ .

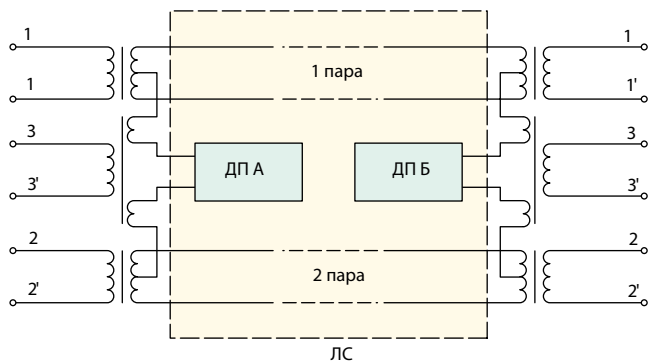


Рис. 3

Рассматриваемые далее варианты № 7—13 основаны на использовании для передачи цифрового сигнала кроме двух физических пар кабеля еще одной, третьей, так называемой «фантомной» пары [2] (рис. 3). Как показывают ре-

зультаты исследований [10], характеристики фантомной цепи (ФЦ), измеренные со стороны сечений 3—3' станций А и Б, позволяют обеспечить передачу цифрового сигнала со скоростью, сопоставимой со скоростью передачи по физической паре. В результате приходим к эквивалентной трехпарной линии связи, которую можно эффективно использовать одним из рассмотренных ниже способов.

7. Вариант № 7 схож с одним из «стандартных» вариантов HDSL, применяемым при работе ЦСП по трехпарной линии связи. В ней исходный ЦП разделяется на три равноскоростных ПП ( $V = V_1 + V_2 + V_3$ ;  $V_1: V_2: V_3 = 1: 1: 1$ ), каждый из которых передается по своей паре путем однополосной многоуровневой АИМ (РАМ)-модуляции с использованием ЭК и ДС для разделения направлений. Отличительной особенностью варианта № 7 является то, что ФЦ (рис. 3) не является источником ПВ для физических пар и, в свою очередь, не подвергается электромагнитному воздействию от этих пар [11, 12]. Это позволяет существенно улучшить показатели такой ЦСП (см. табл. 2).

Как показывают расчеты, для этого и всех последующих вариантов оптимальные параметры модуляции линейных сигналов для физических пар и ФЦ оказываются разными ( $m_1 = m_2 \neq m_3$ ,  $Z_i = 2^{m_i}$  — число уровней АИМ-сигнала, передаваемого по  $i$ -й паре,  $i = 1, 2, 3$ ). При этом в большинстве случаев определяющее значение имеет оптимизация линейных сигналов, передаваемых по физическим парам.

8. В [11, 13] показано, что вариант № 7 можно оптимизировать (получив вариант № 8), если исходный ЦП разделять на подпотоки (ПП) между 1-й и 2-й физическими парами и 3-й (фантомной) парой не поровну, а в пропорции  $V_1: V_2: V_3 = 1: 1: 2$  ( $V = V_1 + V_2 + V_3$ ), т.е. половину ЦП передавать по ФЦ со скоростью  $V_3 = 0,5V$ , а по каждой физической паре передавать 1/4 ЦП (со скоростью  $V_1 = V_2 = V/4$ ) путем однополосной дуплексной АИМ (РАМ).

9. В [13] показано, что вариант № 8 можно, в свою очередь, оптимизировать (получив вариант № 9), если половину ЦП, передаваемого по физическим парам, распределять между ними в соотношении не 1:1, а 1:2. В результате приходим к следующей пропорции распределения скоростей ПП:  $V_1: V_2: V_3 = 1: 2: 3$ . Результаты такого решения приведены в табл. 2.

10. Новые возможности открывает вариант № 10 [14, 15], в которой по каждой паре (двум физическим и фантомной) передается свой ПП, причем подобно варианту № 6 используется частотное разделение направлений передачи. При этом ПП<sub>*i*</sub>,  $i = 1, 2, 3$ , в одном направлении передается с помощью  $Z_i = 2^{m_i}$ -уровневой АИМ (РАМ)-модуляции, а в другом — на несущей  $f_{0i} = (1/3)f_T (1/m_i + 1/2n_i)$  с помощью многоуровневой ( $Z_i = 2^{m_i}$ ) QAM/САР-модуляции. Структурную схему такого варианта можно построить, объединяя элементы рис. 1 и 3.

11. Вариант № 11 отличается от предыдущего тем, что, во-первых, скорости ПП<sub>*i*</sub>, передаваемых по отдельным парам, выбираются не из условия  $V_1: V_2: V_3 = 1: 1: 1$ , а из  $V_1: V_2: V_3 = 1: 1: 2$  и во-вторых, для передачи по ФЦ со скоростью  $V_3 = 0,5V$  применяется режим дуплексной однополосной АИМ (РАМ)-модуляции с ЭК и ДС [13]. Здесь выигрыш получается за счет того, что по взаимовлияющим физическим парам передается ПП с уменьшенной скоростью  $V_1 = V_2 = V/4$  и, кроме того, сказываются только ПВ на ДК.

12. Вариант № 12 отличается от № 11 тем, что для упрощения построения ЦСП без существенного проигрыша в длине участка регенерации по ФЦ осуществляется только односторонняя передача (например, в направлении Б-А) цифрового ПП со скоростью  $V_3 = (4/6)V$  с помощью АИМ

(РАМ)-модуляции, а по физическим парам — двухсторонняя передача с частотным разделением. При этом в направлении А-Б по каждой паре передается цифровой ПП со скоростью  $V_1 = V_2 = 0,5V$  с использованием АИМ (РАМ)-модуляции, а в направлении Б-А по каждой физической паре следует цифровой ПП со скоростью  $V_1 = V_2 = (1/6)V$  с использованием QAM (САР)-модуляции на несущей частоте  $f_0$ , выбираемой из условия:  $f_0 \geq f_T [0,5/m + (1/6)/2n]$ .

13. Вариант № 13 — самый простой в реализации [16], но не самый худший по своим показателям (см. табл. 2). В нем по ФЦ осуществляется односторонняя передача (например, в направлении Б-А) полного цифротока (со скоростью  $V_3 = V$ ) с помощью АИМ (РАМ). В другом направлении (А-Б) по каждой физической паре передаются ПП со скоростью  $V_1 = V_2 = 0,5V$  также с помощью АИМ (РАМ). Оптимальные параметры модуляции линейных сигналов, передаваемых по ФЦ и по физическим парам, как правило, неодинаковы:  $m_1 = m_2 \neq m_3$ .

Приведенные в табл. 1 и 2 результаты расчетов предельной длины участка регенерации  $l_{p \max}$  при оптимальных параметрах модуляции линейного сигнала для каждого направления передачи ( $m_i$  для  $i$ -го линейного сигнала с АИМ/РАМ-модуляцией,  $i = 1, 2, 3$ , и/или  $n_i$  — для линейного сигнала с QAM (САР)-модуляцией) определялись на основании [1–7, 13] по следующему алгоритму.

1. Выбирался вариант построения ЦСП (например, один из 13 рассмотренных).

2. Для выбранного варианта задавалась скорость исходного двоичного цифрового потока ( $f_T$  или  $V$ ).

3. Для выбранного значения  $V$  задавались дискретные значения модулирующих параметров  $m_i$  и  $n_i$ .

4. При заданных по п. п. 2, 3 параметрах и известном варианте разделения ЦП на подпотоки (ПП) между физическими и фантомными парами кабеля производился расчет предельной длины участка регенерации  $l_{pi}$  для каждой пары для обоих направлений передачи (при необходимости). Расчет  $l_{pi}$  производится по отдельному, «вложенному» алгоритму, описанному ниже.

5. Минимальное значение  $l_{pi}$  принимается за предельную длину участка регенерации ЦСП:  $l_p = \min l_{pi}$ .

6. Задается другая совокупность модулирующих параметров  $m_i$  и  $n_i$  и повторяются п. п. 3–5. После нескольких подобных циклов определяются оптимальные значения  $m_{i \text{ опт}}$  и  $n_{i \text{ опт}}$ , максимизирующие длину участка ЦСП, которая считается предельной:  $l_{p \max} = \max l_p$  при  $m_i \rightarrow m_{i \text{ опт}}$ ,  $n_i \rightarrow n_{i \text{ опт}}$ . Результат записывается в соответствующий столбец и строку табл. 1 и 2.

Расчет  $l_{pi}$  для каждого линейного сигнала (РАМ или QAM) и выбранных параметров модуляции  $m_i$  и  $n_i$  проводится по приведенному ниже алгоритму [1–7, 13]:

1. Задается некоторое начальное значение  $l_{p0}$  и для него рассчитывают допустимую  $A_{з \text{ доп}}$  и ожидаемую  $A_{з \Sigma}$  защищенность линейного сигнала на входе решающего устройства (РУ) регенератора. Эти функции для произвольного значения  $l_p$  рассчитываются из выражений:

$$A_{з \text{ доп}}(l_p) = 10,65 + 11,42 \lg(-\lg K_{\text{ош}} l_p) + 20 \lg[(Z_i - 1)/2], \quad (1)$$

где  $Z_i = 2^{m_i}$  и/или  $Z_i = 2^{n_i}$ ;  $K_{\text{ош}} = 2,5 \cdot 10^{-10}$  [1/км] — допустимый коэффициент ошибок для городских и сельских первичных сетей связи длиной 1 км [2];

$$A_{з \Sigma}(l_p) = -10 \lg \left\{ \text{dec}[-0,1 A_{з \text{ ш}}(l_p)] + M \text{dec}[-0,1 A_{з \text{ б}}(l_p)] + \right.$$

$$\left. + N \text{dec}[-0,1 A_{з \text{ д}}(l_p)] \right\}. \quad (2)$$

В (2) обозначено:  $\text{dec}(x) = 10^x$ ;  $A_{з \text{ ш}}(l_p)$  — защищенность на входе РУ от собственных шумов;  $A_{з \text{ б}}(l_p)$  — защищенность от ПВ на БК;  $A_{з \text{ д}}(l_p)$  — защищенность от ПВ на ДК;  $M, N$  — постоянные коэффициенты, принимающие для одночетверочного кабеля значения 0 или 1 в зависимости от наличия или отсутствия соответствующих ПВ.

2. Проверяется выполнение условия:

$$A_{з \text{ доп}}(l_p) = A_{з \Sigma}(l_p). \quad (3)$$

3. Если оно не выполняется для  $l_p = l_{p0}$ , то далее используют метод последовательного приближения, задавая новое значение  $l_p$  и проверяя условие (3). Для ускорения этой процедуры обычно применяют метод дихотомии. Пусть, например,  $A_{з \text{ доп}}(l_{p0}) > A_{з \Sigma}(l_{p0})$ . Тогда на 1-м шаге берут  $l_{p1} = l_{p0}/2$ . Если  $A_{з \text{ доп}}(l_{p1}) < A_{з \Sigma}(l_{p1})$ , то на 2-м шаге берут  $l_{p2} = (l_{p0} + l_{p1})/2$  и т. д.

**Выводы.** 1. Имеется значительное число вариантов построения ЦСП на базе четырехпроводной (одночетверочной) линии связи.

2. Ни один из вариантов по совокупности требуемых показателей качества (максимально возможная длина участка регенерации  $l_{p \max}$ , простота реализации, устойчивость к действию дестабилизирующих факторов и т. п.) не является оптимальным.

3. Каждый из вариантов может быть оптимизирован по предлагаемым методикам расчета путем выбора определенных параметров линейного сигнала. При этом всегда целесообразно использовать сложные линейные сигналы и многоуровневую АИМ.

4. Целесообразно отдавать предпочтение вариантам построения, в которых слабо проявляется эффект переходных влияний физических пар на БК. По возможности следует избегать вариантов, требующих применения эхо-компенсации: эта процедура всегда выполняется со значительной погрешностью, особенно при высоких скоростях передачи.

5. Использование ФЦ существенно расширяет возможности применения четырехпроводных ЦСП и улучшает их качественные показатели. Как правило, целесообразно применять различные оптимальные линейные сигналы для передачи по фантомной и физическим парам.

6. Варианты построения ЦСП с использованием ФЦ особенно оправданы для протяженных линейных трактов, требующих значительного числа промежуточных регенераторов, питаемых дистанционно (см. блоки ДП на рис. 3).

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Кириллов В. И., Белко А. И. Эффективность технологий линейного кодирования для цифровых систем передачи абонентских линий // Электросвязь. — 2002. — № 11. — С. 25–28.
2. Кириллов В. И. Многоканальные системы передачи: Учебник. 2-е изд. — М.: Новое знание, 2003. — 751 с.
3. Кириллов В. И., Белко А. И. Эффективность использования САР (QAM) технологии для ЦСП проводного и беспроводного абонентского доступа // Электросвязь. — 2003. — № 10. — С. 32–36.
4. Кириллов В. И., Белко А. И., Синица В. Н., Жаденов О. А. Спектральный анализ линейных сигналов в цифровых системах передачи по технологии xDSL // Электросвязь. — 2005. — № 2. — С. 13–16.
5. Кириллов В. И., Белко А. И., Сухвал Ю. А. Анализ длины участка регенерации ЦСП по технологии xDSL // Электросвязь. — 2005. — № 10. — С. 31–34.

6. **Кириллов В. И., Белко А. И.** Анализ параллельной работы на кабеле разнотипных цифровых систем передачи по технологии xDSL//Электросвязь. — 2005. — № 12. — С. 31–34.
7. **Кириллов В. И., Белко А. И.** Эффективность кабельных систем ЦСП с многоуровневым линейным сигналом//Электросвязь. — 2006. — № 6. — С. 46–49.
8. Пат. RU 2259013 (РФ) С2 Н04В 3/50 от 06.12.2002. Двухпроводная цифровая система передачи/**Кириллов В. И., Белко А. И., Соборова И. Г., Дубин В. А.** Оpubл. 20.08.2005. Бюл. № 23.
9. Пат. ВУ 9400 (РБ) С12007.06.30 Н04В 3/00 от 02.12.2002. Двухпроводная цифровая система передачи/**Кириллов В. И., Белко А. И., Соборова И. Г., Дубин В. А.**
10. **Кириллов В. И., Белко А. И., Малашкевич Д. Ф.** Возможности использования фантомных цепей для высокоскоростной передачи данных: экспериментальные исследования//Вестник связи (Минск). — 2003. — № 3. — С. 56–58.
11. Пат. RU 2260909 (РФ) С2 Н04В 3/50 от 24.12.2002. Четырехпроводная цифровая система передачи/**Кириллов В. И., Белко А. И., Соборова И. Г., Дубин В. А.** Оpubл. 20.09.2005. Бюл. № 26.
12. Пат. ВУ 9206 (РБ) С12007.04.30 Н04В 3/23, Н04J 3/04 от 16.12.2002. Четырехпроводная цифровая система передачи/**Кириллов В. И., Белко А. И., Соборова И. Г., Дубин В. А.**
13. **Кириллов В. И., Белко А. И.** Сравнительная оценка методов передачи цифровой информации по одночетверчному кабелю//Доклады БГУИР (Минск). — 2006. — № 1 (13). — С. 5–14.
14. Пат. RU 2259014 (РФ) С2 Н04В 3/50 от 21.03.2003. Цифровая система передачи для четырехпроводных линий связи/**Кириллов В. И., Белко А. И., Соборова И. Г.** Оpubл. 20.08.2005. Бюл. № 23.
15. Пат. ВУ 9401 (РБ) С12007.06.30 Н04В 3/23, Н04J 3/04 от 18.03.2003. Цифровая система передачи для четырехпроводных линий связи/**Кириллов В. И., Белко А. И., Соборова И. Г.**
16. Пат. ВУ 9225 (РБ) С12007.04.30 Н04В 3/23, Н04J 3/04 от 31.10.2003. Устройство преобразования сигналов для четырехпроводных цифровых систем передачи/**Кириллов В. И., Белко А. И., Соборова И. Г., Сухвал Ю. А., Савчук Н. Н.**

*Получено 20.06.08*