

УДК 621.391+621.395

ОПТИМИЗАЦИЯ ЛИНЕЙНОГО ТРАКТА ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ ДЛЯ ОДНОЧЕТВЕРОЧНЫХ МЕДНО-КАБЕЛЬНЫХ ЛИНИЙ СВЯЗИ

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 8 апреля 2009

Предложены варианты структурной оптимизации цифровых систем передачи для одночетверочных медно-кабельных линий связи. Разработаны методики расчета предельной длины участка регенерации. Проведен сравнительный анализ различных вариантов построения цифровых систем передачи.

Ключевые слова: цифровая система передачи, кабельная линия связи, технология передачи, фантомная цепь, участок регенерации.

Введение

Рост потребностей абонентов телекоммуникационных сетей по номенклатуре, качеству и объему предоставляемых услуг требуют непрерывной модернизации этих сетей в направлении увеличения их пропускной способности. Возможные варианты решения этой задачи зависят от текущего состояния конкретного сегмента сети и перспектив ее развития. Так, например, для густонаселенных городских территорий наилучшее решение обеспечивают волоконно-оптические технологии и их сочетания с короткими медно-кабельными линиями. Однако для удаленных и малонаселенных сельских районов вряд ли это является экономически целесообразным. Здесь необходимы другие решения, исключающие строительство новых линий связи (ЛС). Один из них — более эффективное использование уже существующих одночетверочных медных кабелей (КСПП, ЗКП и др.), проложенных ранее на сельском участке цифровой сети в расчете на цифровые системы передачи (ЦСП) типа ИКМ-15/30 [1, 2].

Целью данной работы является анализ эффективности ряда новых предлагаемых вариантов модернизации линейного тракта для четырехпроводных ЦСП, в которых на тех же кабелях применяются 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 [3–5].

Анализ эффективности вариантов построения ЦСП

Анализ предлагаемых решений будем производить, принимая за основной критерий качества ЦСП величину предельно достижимой для каждого варианта длины участка регенерации l_{rmax} . Последняя в свою очередь существенно зависит от выбора оптимальных

параметров линейного сигнала. Целесообразно рассмотреть два, наиболее широко используемые вида линейного сигнала: 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 , у которого каждая синфазная и квадратурная компонента модулирована по амплитуде АИМ(РАМ) сигналом, принимающим $Z=2^n$ возможных состояний [3].

Оптимальные параметры каждого из рассмотренных вариантов для заданной скорости передачи V исходного ЦП будут характеризоваться в общем случае триадой значений l_{pmax} , m и n , а в частных случаях парой значений: l_{pmax} и m/n или l_{pmax} и Z .

Результаты рассчитанных значений l_{pmax} , m и n удобно свести по вариантам в итоговые таблицы (см. 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 соответствует определенному значению V_j .

Таблица 1. Предельная длина участка регенерации l_p , км, для вариантов №№ 1–6

| V , кбит/с | №1 | | №2 | | №3 | | №4 | | | №5 | | №6 |
|-----------------|--------------------|-----|-------|-----|-------|---------------------|---------------------------------|---------------------------------|-----------|-------|-------------------------------|----|
| | l_p ($Z=3$) | Z | l_p | Z | l_p | l_p ($Z_1=Z_2$) | l_p ($\llcorner_1/V_2=2/3$) | l_p ($\llcorner_1/V_2=1/2$) | $Z_1=Z_2$ | l_p | l_p ($\llcorner_1/n=6/4$) | |
| 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. Предельная длина участка регенерации l_{pmax} , км, для вариантов №№ 7 – 13

| V , кбит/с | Z | №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 |

Не останавливаясь пока на методике расчета l_{pmax} , которая основана на работах [1–7] и приведена в приложении, примем, что в качестве четырехпроводной ЛС использован широко распространенный 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 величина I_{pmax} явно недостаточна (табл. 1) из-за сильных переходных влияний (ПВ) на ближний конец (БК) [2].

2. Теоретический (не реализованный на практике) вариант №2 отличается от предыдущего использованием однотипного многоуровневого АИМ(РАМ) линейного сигнала для каждой пары/направления. Вариант достаточно прост в реализации и обеспечивает определенный выигрыш по I_{pmax} (табл. 1), который достигает максимума при $Z=16$.

3. "Стандартный" вариант типа HDSL (№3). Здесь 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 ($V=V_1+V_2$; $V_1=V_2=0,5V$) с использованием АИМ(РАМ) модуляции и сложной системы разделения направлений передачи, состоящей из дифсистемы (ДС) и адаптивного эхо-компенсатора (ЭК) [1, 5].

4. Показано [6], что вариант №3 может быть оптимизирован (приведен к варианту №4), если по каждой паре осуществляется 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 $V_1:V_2=1:(1,5 \div 2)$. Расчет I_{pmax} для этого варианта приведен для $Z_1=Z_2$, хотя как правило оптимальные параметры модуляции линейного сигнала для каждой пары разные: $m_1 \neq m_2$.

5. Доказано [3], что длина участка регенерации по сравнению с вариантами №№ 3 и 4 может быть увеличена, если по каждой паре осуществлять независимую двухстороннюю передачу ПП1(ПП2) со скоростью $V_1=V_2=0,5V$, но с частотным разделением направлений (двухполосный режим) и использованием QAM(CAP)-модуляции для каждого направления на несущей частоте соответственно f_{01} и f_{02} . Структура построения такого варианта №5, как нам кажется, не требует пояснений (см., например, [2, 13]). 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 для каждой пары выбираются из условий $f_{01} \geq 0,5f_t/2n_1$ и $f_{02} \geq (f_{01} + 0,5f_t(1/2n_1 + 1/2n_2))$, 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(CAP)-сигнала в одном и другом направлении передачи соответственно.

6. Нами предложено [8, 9] решение по оптимизации предыдущего варианта ЦСП (вариант №6), которое упрощает построение и обеспечивает увеличение I_{pmax} (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 — полосовые фильтры (ПФ); 7, 13 — корректирующий усилитель (УК) линейного сигнала; 8 — квадратурный демодулятор (КД); 9, 10, 12 — демодулятор 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; совокупность блоков 12÷13 — приемник АИМ линейного сигнала (ПРМ-АИМ).

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/CAP) модуляции на несущей частоте f_{01} — в высокочастотной части спектра (рис. 2). Разделение направлений на станциях А и Б осуществляется с помощью "вилки" фильтров (ПФ 5 и 6 и ФНЧ 14 и 15). Формирование линейного сигнала с QAM/CAP-модуляцией осуществляется с помощью типового квадратурного передатчика (КПД), состоящего из блоков

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

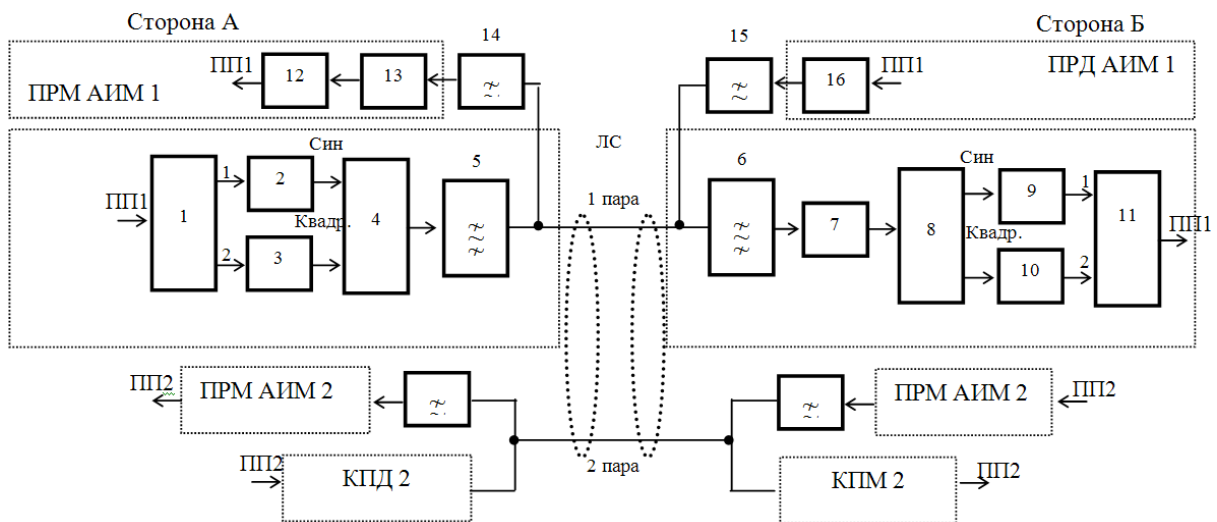


Рис. 1 Вариант построения четырехпроводной ЦСП с разделением потоков и частотным разделением направлений

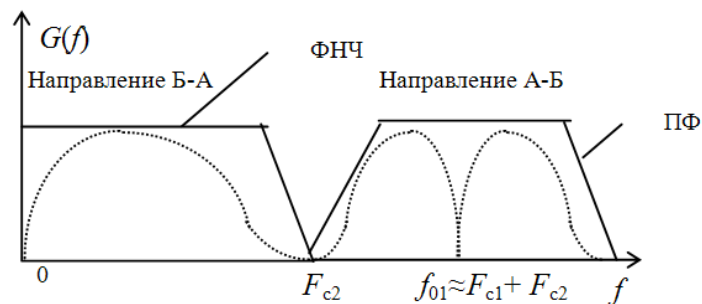


Рис. 2 Спектр линейного сигнала по каждой паре

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 результаты 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, который применяется 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 (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.

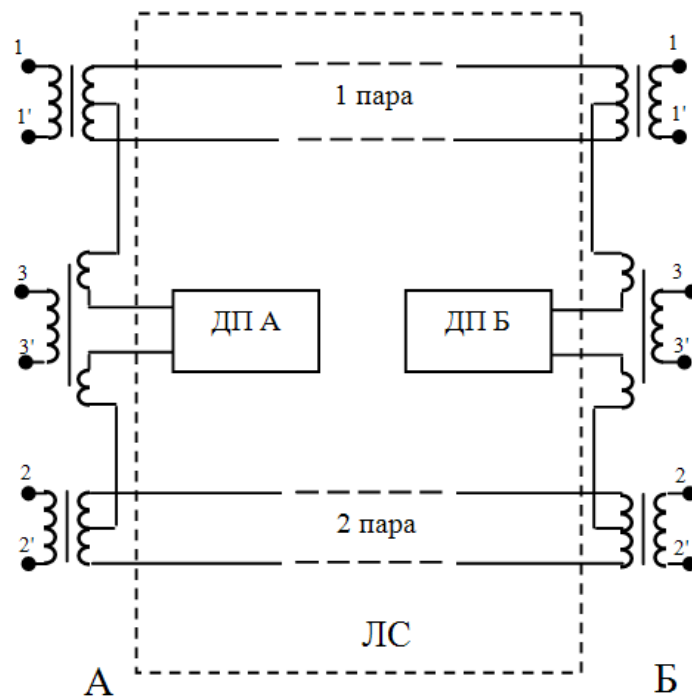


Рис. 3. Формирование фантомной цепи

8. Показано [11, 13], 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 в пропорции $V_1:V_2:V_3=1:1:2$ ($V=V_1+V_2+V_3$), а не поровну. То есть 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. Показано [13], что вариант №8 можно в свою очередь дополнительно 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], когда по каждой паре (двум физическим и фантомной) передается свой ПП, причем подобно варианту №6, используется частотное разделение направлений передачи. При этом ПП_{*i*}, $i=1,2,3$, в одном направлении передается с помощью $Z_i=2^{m_i}$ -уровневой АИМ(РАМ)-модуляции, а в другом направлении — на несущей $f_{0i}=(1/3)f_T(1/m_i+1/2n_i)$ с помощью многоуровневой ($Z_i=2^{n_i}$) QAM/САР-модуляции. Структурную схему такого варианта можно построить, объединяя элементы рис.1 и рис.3.

11. Вариант №11 отличается от предыдущего №10 тем, что, во-первых, скорости подпотоков ПП_{*i*}, передаваемых по отдельным парам, выбираются не из условия $V_1:V_2:V_3=1:1:1$, а из условия $V_1:V_2:V_3=1:1:2$. 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. С целью упрощения построения ЦСП без существенного проигрыша в длине участка регенерации предлагается вариант №12, который отличается от варианта №11 тем, что 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 передается 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 является самым простым в реализации [16], но не самым худшим по своим показателям (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: $m_1=m_2 \neq m_3$.

Заключение

Проведенные исследования позволяют сделать следующие 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 абсолютно лучшим; 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 ближний конец; 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 использования 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 (блоки ДП на рис.3).

Приложение

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(CAP)-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_{*i*}) 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} (для какой-то пары и/или направления) принимается за предельную длину участка регенерации ЦСП при выбранных параметрах m_i и n_i : $l_p = \min l_{pi}$.
6. Задается другая совокупность модулирующих параметров m_i и n_i и повторяются п.п. 3–5. После нескольких подобных циклов определяются оптимальные значения $m_{i \text{ opt}}$ и $n_{i \text{ opt}}$, максимизирующие длину участка ЦСП, которая считается предельной: $l_{p \max} = \max l_p$ при $m_i \rightarrow m_{i \text{ opt}}$, $n_i \rightarrow n_{i \text{ opt}}$. Результат записывается в соответствующий столбец и строку табл. 1, 2.

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

1. Задается некоторое начальное значение l_{pi0} 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 рассчитывают из выражений:

$$A_{здоп}(l_p) = 10,65 + 11,42 \lg -\lg K_{ош1} l_p + 20 \lg (Z_i - 1) / 2, \quad (1)$$

где $Z_i = 2^m$ и/или $Z_i = 2^n$; $K_{ош1} = 2.5 \cdot 10^{-10}$ [1/км] — допустимый коэффициент ошибок для городских и сельских первичных сетей связи длиной 1 км [2];

$$A_{з\sigma}(l_p) = -10 \lg \text{dec}[-0,1A_{зш}(l_p)] + M \text{dec}[-0,1A_{зб}(l_p)] + N \text{dec}[-0,1A_{зд}(l_p)]. \quad (2)$$

В (2) обозначено: $\text{dec}(x) = 10^x$; $A_{зш}(l_p)$ — защищенность на входе РУ от собственных шумов; $A_{зб}(l_p)$ — защищенность от ПВ на БК; $A_{зд}(l_p)$ — 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:

$$A_{здоп}(l_p) = A_{з\sigma}(l_p). \quad (3)$$

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 используют метод дихотомии. Пусть, например, $A_{здоп}(l_{p0}) > A_{з\sigma}(l_{p0})$. Тогда на 1-м шаге берут $l_{p1} = l_{p0}/2$. Если $A_{здоп}(l_{p1}) < A_{з\sigma}(l_{p1})$, то на 2-м шаге берут $l_{p2} = (l_{p0} + l_{p1})/2$ и т.д.

A LINE PATH OPTIMIZATION OF THE DIGITAL TRANSMISSION SYSTEMS FOR THE ONE-QUADDED COPPER-CABLE COMMUNICATION LINES

V.I. KIRILLOV, A.I. BELKO

Abstract

The variants of the digital transmission systems structural optimization for the one-quadded copper-cable communication lines are offered. The procedures of a regeneration section limiting length account are developed. The comparative analysis of various variants of the digital transmission systems construction is carried out.

Литература

1. Кириллов В.И., Белко А.И. // Электросвязь. 2002. № 11. С. 25–28.
2. Кириллов В.И. Многоканальные системы передачи: Учебник. 2-е изд. М., 2003.
3. Кириллов В.И., Белко А.И. // Электросвязь. 2003. № 10. С. 32–36.
4. Кириллов В.И., Белко А.И., Синица В.Н., Жаденов О.А. // Электросвязь. 2005. № 2. С. 13–16.
5. Кириллов В.И., Белко А.И., Сухвал Ю.А. // Электросвязь. 2005. № 10. С. 31–34.
6. Кириллов В.И., Белко А.И. // Электросвязь. 2005. № 12. С. 31–34.
7. Кириллов В.И., Белко А.И. // 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. и др., Бюл. № 23, 2005.
9. Пат. ВУ 9400 (РБ) С1 2007.06.30 Н04В 3/00 от 02.12.2002. Двухпроводная цифровая система передачи / Кириллов В.И., Белко А.И. и др.
10. Кириллов В.И., Белко А.И., Малашкевич Д.Ф. // Веснік сувязі. 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. и др., Бюл. № 26, 2005.
12. Пат. ВУ 9206 (РБ) С1 2007.04.30 Н04В 3/23, Н04J 3/04 от 16.12.2002. Четырехпроводная цифровая система передачи / Кириллов В.И., Белко А.И. и др.
13. Кириллов В.И., Белко А.И. // Докл. БГУИР. 2006. № 1. 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. и др., Бюл. № 23, 2005.
15. Пат. ВУ 9401 (РБ) С1 2007.06.30 Н04В 3/23, Н04J 3/04 от 18.03.2003. Цифровая система передачи для четырехпроводных линий связи / Кириллов В.И., Белко А.И. и др.
16. Пат. ВУ 9225 (РБ) С1 2007.04.30 Н04В 3/23, Н04J 3/04 от 31.10.2003. Устройство преобразования сигналов для четырехпроводных цифровых систем передачи / Кириллов В.И., Белко А.И. и др.