

УДК 621.391+621.395

ЦИФРОВЫЕ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ НА СЕТЯХ АБОНЕНТСКОГО ДОСТУПА

В.И. КИРИЛЛОВ, А.И. БЕЛКО

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

Поступила в редакцию 19 ноября 2003

Исследованы цифровые системы передачи для кабельной сети абонентского доступа. Разработаны методики анализа их эффективности и произведен расчет предельной длины участка регенерации для произвольных условий и различных вариантов их совместной работы.

Ключевые слова: система передачи, абонентская сеть, участок регенерации, предельная длина, защищенность, совместная работа.

Введение

Последние достижения научно-технического прогресса в области высоких технологий заставляют пересмотреть сложившийся взгляд на стратегию дальнейшего развития телефонной сети общего пользования (ТфОП) [1]. Генеральными ее направлениями становятся цифровизация и интегрализация, заключающиеся в повсеместном использовании цифровых методов обработки сигналов, а также в обеспечении универсальности сетей, их доступности для передачи любых видов информации [2]. Это напрямую связано с расширением номенклатуры и повышением качества предоставляемых услуг электросвязи. Среди основных задач, решаемых при этом, можно отметить:

1) создание современных мультисервисных узлов коммутации, обслуживающих как традиционный речевой телефонный трафик с коммутацией каналов, так и пакетированный трафик, обеспечивающий как передачу данных (например, при подключении к сети Internet), так и различные варианты передачи речи (в том числе и так называемая Internet-телефония, основанная на технологии VoIP — Voice over Internet Protocol — речь по IP протоколу) [2];

2) создание высокоэффективных сетей абонентского доступа, обеспечивающих качественное предоставление всей номенклатуры услуг для потребителей.

Данная работа посвящена проблемам, связанным с построением эффективной цифровой сети абонентского доступа. Существующие абонентские сети на многопарных симметричных кабелях, рассчитанные на предоставление услуг традиционной телефонии, за последние несколько десятков лет практически не претерпели координальных изменений и в настоящее время становятся тормозом для дальнейшего развития всей отрасли. Поэтому во всем мире велись разработки возможных сценариев цифровизации абонентского участка ТфОП. Здесь можно отметить создание альтернативных сетей передачи данных (наложенных сетей, построенных в обход существующим и использующих высокоскоростные симметричные или коаксиальные кабели, ВОЛС и сети беспроводного доступа), а также и использование имеющейся кабельной инфраструктуры "традиционной" абонентской сети [3].

Перечисленные варианты построения сети наряду с определенными преимуществами имеют существенные недостатки (рассмотрение которых выходит за рамки данной работы).

Поэтому ни один из сценариев не является предпочтительным для использования: каждый проектируемый вариант построения сети доступа требует самостоятельного анализа, на основании которого и должен осуществляться выбор конкретной технической реализации сети.

С другой стороны, для ряда практических случаев несомненный интерес представляет возможность использования уже существующей аналоговой абонентской сети, которая не имеет себе равных по количеству обслуживаемых абонентов и суммарной протяженности соединительных линий. Основная задача, решаемая при ее цифровизации – это увеличение пропускной способности кабеля за счет использования цифровых систем передачи (ЦСП). Как показывает практика, наибольших успехов здесь добились фирмы, применяющие более эффективные цифровые технологии передачи, объединенные общим понятием xDSL, где x — переменная величина, определяющая конкретный вид технологии, а DSL — аббревиатура от Digital Subscriber Line — цифровая абонентская линия [3, 4].

Одним из первых видов данного семейства можно считать так называемый U -интерфейс основной скорости ISDN (BRI — Basic Rate Interface), обеспечивающий дуплексную передачу со скоростью 160 кбит/с по одной паре за счет использования дифференциальных систем (далее по тексту дифсистем) и адаптивной эхокомпенсации. В качестве линейного сигнала здесь (как и в большинстве других случаев) используется сигнал, сформированный методами амплитудно-импульсной модуляции (АИМ) с помощью кода 2B1Q. Последний представляет собой симметричный четырехуровневый линейный код, позволяющий снизить символьную частоту линейного сигнала до 80 кГц. В дальнейшем технология U -интерфейса нашла широкое использование в аппаратуре цифрового уплотнения абонентских линий для обеспечения одновременной работы до 8 независимых абонентов (с использованием различных методов компрессирования речевого сигнала) по одной линии связи.

Самым массовым видом семейства xDSL на сегодняшний день является технология HDSL (High Bit Rate DSL) — высокоскоростная DSL. Первоначально она разрабатывалась как линейное оборудование для передачи первичных цифровых потоков со скоростью 2048 кбит/с по двум или трем парам кабеля (со скоростями передачи по каждой паре 1168 и 784 кбит/с, соответственно). При этом передача по каждой паре осуществлялась в обоих направлениях с одинаковой скоростью с использованием дифсистем и адаптивной эхокомпенсации, а в качестве линейного сигнала предполагалось использование либо кода 2B1Q, либо амплитудно-фазовой модуляции без несущей CAP-64 (Carrierless Amplitude and Phase Modulation) [5, 6].

В последнее время появилась еще одна из разновидностей АИМ линейных сигналов, использующая так называемый код TC-PAM (Trellis Coded Pulse Amplitude Modulation) — амплитудно-импульсную модуляцию с "решетчатым" кодированием. Линейный сигнал здесь аналогичен 2B1Q, но имеет не четыре, а шестнадцать разрешенных уровней (с учетом полярности импульсов), а символьная частота его не в 2, а в 4 раза меньше, чем тактовая частота исходного двоичного сигнала [6].

Дальнейшим развитием технологий HDSL стали варианты, использующие только одну кабельную пару, такие, как HDSL с перестраиваемой скоростью (RA-HDSL — Rate Adaptive HDSL); симметричная DSL (SDSL — Symmetrical DSL), многоскоростная SDSL (MRSDSL — Multy Rate SDSL) и др.

Следующий этап развития семейства xDSL — появление так называемых асимметричных технологий DSL — ADSL (Asymmetrical DSL), обусловленных развитием сети Internet и необходимостью обеспечения несимметричного высокоскоростного трафика между пользователем и сетью со скоростями до 1,5 Мбит/с по исходящему направлению (от абонента к узлу сети — Upstream) и до 8 Мбит/с по входящему направлению (от сети к абоненту) (Downstream) [7, 8].

Одним из новшеств, примененных в ADSL (по сравнению с HDSL) является частотное разделение полос, занимаемых исходящим и входящим направлениями передачи, при этом частотный диапазон от 0 до 4 кГц не используется, что позволяет обеспечить одновременную работу обычного телефонного аппарата и высокоскоростного ADSL-модема по одной кабельной паре.

Другой технологией высокоскоростного доступа является "сверхвысокоскоростная DSL" (VDSL — Very High Speed DSL), которая обеспечивает еще большую пропускную спо-

способность по сравнению с ADSL, но на более коротких расстояниях передачи. Кроме того, отличительной особенностью VDSL является возможность обеспечения как симметричного трафика (скорости исходящего и входящего направлений равны и составляют от 6,48 до 25,92 Мбит/с), так и асимметричного со скоростью входящего направления от 12,96 до 51,84 Мбит/с и исходящего — от 1,62 до 6,48 Мбит/с.

В системах передачи по технологиям ADSL и VDSL линейный сигнал формируется с помощью различных видов модуляции несущей (несущих): квадратурно-амплитудной (QAM — Quadrature Amplitude Modulation) или CAP высокого уровня, например QAM(CAP)-128, QAM(CAP)-256 и т.д., а также дискретной многотональной модуляции — DMT (Discrete Multitone Modulation) [7, 8].

Анализ технической литературы, посвященной вопросам исследования перечисленных технологий [4–8], указывает на отсутствие обоснованных методов сравнительной оценки их эффективности. Поэтому у оператора связи может возникнуть ряд проблем при выборе аппаратуры ЦСП и ее практическом использовании. Кроме того, технические характеристики ЦСП, приводимые фирмами-изготовителями, как правило, являются неполными, а иногда и неоправданно оптимистическими. Они не позволяют судить о том, как влияет на длину регенерационного участка характеристики кабельной линии связи (параметры передачи и электромагнитной совместимости) количество параллельно работающих ЦСП, построение цифровой абонентской сети, технология формирования линейного сигнала и др., хотя, как будет показано далее, эти факторы являются весьма существенными.

Целью данной работы является разработка методики анализа эффективности современных ЦСП, работающих на кабельных сетях абонентского доступа, сравнение разных технологий xDSL и выработка рекомендаций по применению.

Теоретический анализ

Анализ будем производить для случая, при котором по соседним парам кабеля работают две двухпроводные ЦСП с линейными сигналами, сформированными методами многоуровневой АИМ модуляции, при этом по каждой паре применяется однополосная дуплексная передача за счет дифсистем и адаптивной эхокомпенсации. Каждая из ЦСП может отличаться по скорости передачи и/или числу разрешенных уровней амплитуды импульсов АИМ-линейного сигнала.

Обозначим условно влияющую систему передачи как ЦСП-1, а подверженную влиянию — как ЦСП-2. Для последней и будем определять эффективность работы при работающей ЦСП-1.

Под эффективностью ЦСП в общем случае подразумевается интегральный показатель, составляющие которого дают комплексную оценку ее работоспособности, учитывающую технические, экономические, организационные и другие характеристики и особенности той или иной системы передачи.

В данной статье качество работы цифровых систем будем рассматривать с точки зрения оценки их технических характеристик, а выводы об эффективности той или иной технологии передачи будут основываться на их сравнительном анализе. Одним из наиболее распространенных технических показателей является вероятность ошибочного приема символов сигнала, которая определяется отношением [9, 10]

$$P_{\text{ош}} = N_{\text{ош}} / N_{\Sigma}, \quad (1)$$

где $N_{\text{ош}}$ — число неверно принятых символов линейного сигнала, N_{Σ} — общее число принятых символов.

Причиной ошибочного приема символов являются помехи, попадающие на вход решающего устройства (РУ) регенератора вместе с полезным сигналом. Основными источниками помех, которые оказывают воздействие на РУ регенератора кабельной ЦСП, являются:

- 1) флуктуационные (тепловые) и дробовые шумы;
- 2) помехи от межсимвольных искажений (МСИ);

3) помехи от переходных влияний (ПВ), обусловленные наличием электромагнитных связей между соседними парами кабеля;

4) флуктуации параметров принимаемого линейного сигнала (амплитуда, форма, временное положение);

5) флуктуации временного положения стробирующих импульсов, формируемых аппаратурой линейного регенератора (РЛ);

6) флуктуации уровней опорных напряжений решающего устройства (РУ) регенератора;

7) изменения параметров регенератора, обусловленные старением комплектующих элементов, температурной нестабильностью, флуктуациями питающего напряжения и др.

Вероятность ошибки при приеме символов линейного сигнала, полностью определяется ожидаемой защищенностью регенератора ЦСП, равной отношению амплитуды импульсов полезного сигнала на входе РУ к действующему напряжению помехи $U_{дп} = \sigma_{п}$, и зависит от статистического распределения помехи. Однако для подавляющего большинства источников помех, действующих на входе РУ, не существует адекватных математических моделей. Это делает невозможным расчет влияния каждого отдельного источника на вероятность ошибочного приема. В связи с этим для анализа помехозащищенности положим, что все помехи не коррелированы между собой. Тогда суммарная помеха в соответствии с предельной теоремой Чебышева имеет плотность распределения мгновенных значений, соответствующую нормальному (гауссовому) закону, а ее мощность равна сумме мощностей помех отдельных источников. Учитывая статистическую независимость составляющих суммарной помехи, ожидаемая защищенность регенератора ЦСП-2 от ее воздействия определяется как

$$A_{\Sigma 2} = -20 \lg \left\{ \sum_{i=1}^N U_{i\delta} / A_{\delta} \right\} = -10 \lg \left\{ \sum_{i=1}^N U_{i\delta}^2 / A_{\delta}^2 \right\} = \\ = -10 \lg \left\{ \sum_{i=1}^N P_i R_{\delta} / A_{\delta}^2 \right\} = -10 \lg \left\{ \sum_{i=1}^N dec(-0,1 A_{\zeta i}) \right\}, \quad (2)$$

где $dec(x) = 10^x$; N — количество источников помех; A_p , $U_{при}$ и $P_{пi}$ — амплитуда импульса сигнала, действующее напряжение и мощность i -й помехи соответственно на входе РУ ЦСП-2; R_p — входное сопротивление РУ ЦСП-2; $A_{\zeta i} = U_{при} / A_p$ — защищенность от i -го источника шума, действующего на входе РУ ЦСП-2.

Предельное значение ожидаемой защищенности, при котором вероятность ошибок еще не превысит допустимого значения $p_{ош доп}$, определяется из условия равенства:

$$A_{\Sigma 2} = A_{з доп 2}, \quad (3)$$

где $A_{з доп 2}$ — допустимая защищенность регенератора ЦСП-2. Для АИМ линейных сигналов допустимая защищенность равна [9, 10]

$$A_{з доп 2} = 10,65 + 11,42 \lg(-\lg p_{ош доп}) + 20 \lg[(Z - 1) / 2], \quad (4)$$

где $p_{ош доп}$ — допустимая вероятность ошибки; $Z = 2^n$ — количество разрешенных уровней амплитуды импульсов АИМ сигнала; n — количество двоичных разрядов исходного цифрового потока, передаваемых одним символом АИМ сигнала.

Величина допустимой вероятности ошибки $p_{ош доп}$ зависит от типа оконечного устройства на выходе тракта. На местных (городских и сельских) первичных цифровых сетях передачи ТфОП величина допустимого коэффициента ошибок для тракта длиной 1 км составляет $K_{ош 1 доп} = 2,5 \cdot 10^{-10}$ [9, 10], а соответствующая допустимая вероятность ошибок для тракта длиной l_p тогда определяется по формуле

$$p_{ош доп} = K_{ош 1 доп} l_p. \quad (5)$$

Связь (5) между допустимой вероятностью ошибок и длиной регенерационного участка позволяет использовать в качестве альтернативного критерия оценки эффективности ЦСП предельную длину регенерационного участка $l_{p max}$, которая определяется с учетом условия (3) и соответствует максимально возможному расстоянию между двумя регенерационными пунктами, при котором еще обеспечивается требуемое значение $p_{ош доп}$.

Среди упомянутых выше источников помех основными составляющими суммарной помехи кабельной ЦСП, которые практически полностью определяют предельную длину участка регенерации, являются помехи от собственных шумов и помехи от ПВ между соседними парами в кабеле.

Собственные шумы обусловлены тепловыми шумами прилегающего кабельного участка линии связи (ЛС) и шумами входных каскадов усилителя-корректора (УК) регенератора. Их мощность на входе РУ равна [11–13]:

$$P_n^{(ш)} = \int_0^{f_{c2}} G_{n2}^{(ш)}(f) df, \quad (6)$$

где $(0; f_{c2})$ — полоса пропускания УК ЦСП-2; f_{c2} — символьная частота линейного сигнала ЦСП-2; $G_{n2}^{(ш)}(f)$ — спектральная плотность мощности собственных шумов на входе РУ ЦСП-2:

$$G_{n2}^{(ш)}(f) = k T_0 D_{шy2}(f) K_{ym2}(f), \quad (7)$$

где kT_0 — спектральная плотность тепловых шумов линии на входе регенератора; $k=1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/Гц·град — постоянная Больцмана; T_0 — температура линии связи по Кельвину; $K_{ym2}(f)$ — коэффициент передачи УК ЦСП-2 по мощности; $D_{шy2}(f)$ — коэффициент шума УК ЦСП-2, пересчитанный на вход регенератора.

Вид частотной зависимости коэффициента шума $D_{шy2}(f)$ определяется структурным построением УК. Так, например, если на входе УК (сразу за линейным трансформатором) расположен широкополосный предварительный усилитель, за которым следует адаптивный корректор, корректирующий неравномерность всего прилегающего кабельного участка, можно считать $D_{шy2}(f) = D_{шy2} = \text{const}$ [11–13].

Форма частотной характеристики коэффициента передачи УК находится из условия оптимальной коррекции импульсов сигнала на входе РУ (так называемый критерий Найквиста — критерий отсутствия МСИ между соседними импульсами на входе РУ [9, 10]). Можно показать, что для АИМ линейного сигнала выражение для коэффициента передачи УК имеет вид [11–13]:

$$\hat{E}_{\text{от}}(f) = \frac{4A_{p2}^2/R_{p2}}{A_{c2}^2/R_{\epsilon}} \frac{\cos^4(\pi f/2f_{c2})}{\sin^4(\pi f/2f_{c2})/(\pi f/2f_{c2})^4} \text{dec} [0,1 \dot{a}_{\epsilon c2} \sqrt{f/f_{c2}}], \quad (8)$$

где $R_{л}$ — волновое сопротивление линии связи; $a_{лс2} = \alpha(f_{c2})l_p$ — затухание линии связи длиной l_p на символьной частоте f_{c2} линейного сигнала в коде nB1Z для ЦСП-2; $f_{c2} = f_{т2}/n$, где $f_{т2}$ — тактовая частота исходного цифрового потока ЦСП-2; $\alpha(f_{c2})$ — затухание ЛС длиной 1 км на частоте f_{c2} ; A_{c2} — амплитуда импульсов сигналов на выходе ЦСП-2; A_{p2}, R_{p2} — амплитуда импульсов сигнала и импеданс на входе РУ ЦСП-2 соответственно.

Теперь с учетом (2), (6)–(8) можно получить:

$$\dot{A}_{\epsilon c2}^{\phi} = -10 \lg \{ 4kT_0 D_{\phi, \epsilon} f_{n2}^2 R_{\epsilon} \dot{A}_{n2}^{-2} \text{dec} (0,1 \dot{a}_{\epsilon c2}) (0,23 \dot{a}_{\epsilon c2})^{-2} J_1 \}; \quad (9)$$

где J_1 — поправочный коэффициент, зависящий от $a_{лс2}$ и определяемый методами численного интегрирования [11–13]. Расчетные значения поправочного коэффициента J_1 в диапазоне затуханий $a_{лс2}$ приведены в табл. 1.

Таблица 1. Зависимость поправочных коэффициентов J_1 от затухания участка регенерации $a_{лс}$

$a_{лс}$, дБ	10	20	30	40	50	60	70	80	90	100
J_1	0,755	1,175	1,185	1,056	0,901	0,758	0,637	0,536	0,454	0,387

Природа ПВ обусловлена наличием электромагнитных связей между соседними парами одного кабеля при работе ЦСП. Различают ПВ, возникающие между парами с противоположными направлениями передачи, и ПВ между парами с совпадающими направлениями передачи. В обобщенном виде механизм возникновения каждого из видов помех от ПВ представлен на

рис. 1,а и 1,б соответственно. Здесь предполагается, что каждая ЦСП работает по одной паре кабеля в одном направлении передачи. Эквивалентные схемы канала прохождения переходных помех на вход РУ для каждого из случаев представлены на рис. 2,а и рис. 2,б соответственно. В последнем случае учтено также явление отражения помехи на ближнем конце [9–10].

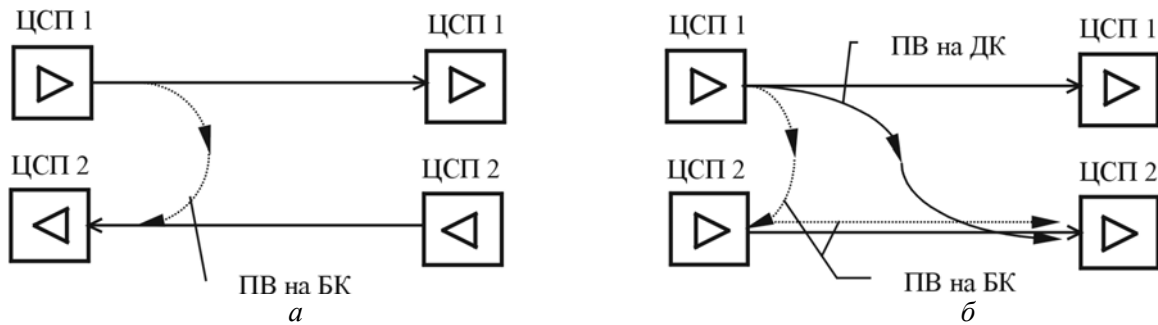


Рис. 1. Механизм возникновения помех от ПВ

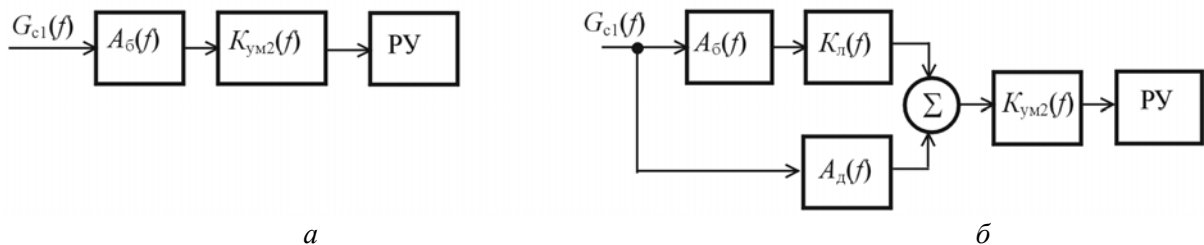


Рис. 2. Эквивалентные схемы каналов прохождения помех от ПВ

Как видно из рис. 1,а и 2,а, в случае параллельной работы на противоположных направлениях передачи помеха от взаимных влияний обусловлена так называемым переходным затуханием (ПЗ) на ближний конец (БК) $A_6(f)$. При работе на совпадающих направлениях (рис. 1,б и 2,б) необходимо учитывать ПЗ на дальний конец (ДК) $A_d(f)$, а также коэффициент передачи по мощности участка линии связи $K_{л}(f)$.

Общие выражения для спектральной плотности мощности помех от ПВ на БК и ДК на входе РУ ЦСП-2 можно представить соответственно как [9, 10]:

$$G_{i2}^{(âê)}(f) = G_{c1}(f) \hat{E}_{âi2}(f) (f/f_1)^{1.5} \text{dec}[-0,1(A_d(f_1))], \quad (10)$$

$$G_{i2}^{(ââ)}(f) = G_{c1}(f) \hat{E}_{âi2}(f) \left\{ \left(\frac{f}{f_1} \right)^m \frac{l_p}{l_1} \text{dec}[-0,1(A_{zâd}(f_1, l_d) + \alpha(f) l_d)] + \left(\frac{f}{f_1} \right)^{1.5} \text{dec}[-0,1(A_d(f_1) + \alpha(f) l_d)] \right\}, \quad (11)$$

где $G_{c1}(f)$ — спектральная плотность мощности сигнала на выходе ЦСП-1; $K_{ym2}(f)$ — коэффициент передачи по мощности УК ЦСП-2; $A_6(f)$ — переходное затухание (ПЗ) между парами кабеля на БК на частоте f_1 ; $A_{zâd}(f_1; l_1)$ — защищенность от ПВ на ДК для кабельной линии (не системы!) длиной l_1 на частоте f_1 ; m — коэффициент межчетверочных (МВ, $m=2$) или внутречетверочных влияний (ВВ, $m=4$) между парами одного кабеля.

Спектральная плотность мощности $G_{c1}(f)$ для АИМ линейного сигнала имеет вид [14]:

$$G_{c1}(f) \approx C_{n1} \frac{A_{c1}^2}{R_{л} f_{c1}} \sqrt{f/f_{c1}} \cos^2(\pi f/2f_{c1}), \quad 0 \leq f \leq f_{c1}, \quad (12)$$

где f_{c1} — символьная частота линейного сигнала ЦСП-1; A_{c1} — амплитуда импульсов сигналов на выходе ЦСП-1; C_{n1} — постоянный коэффициент, зависящий от Z , численные значения которого, как было показано в [11–13], составляют 0,733, 0,568, 0,5, 0,468 и 0,453 для линейных сигналов с Z , равным 4, 8, 16, 32 и 64 соответственно.

Обобщенное выражение для защищенности ЦСП-2 от ПВ со стороны ЦСП-1 можно представить в виде [11–13]:

$$A_{3,2}^{(i\bar{a})} = -10 \lg \left\{ R_{\delta} \int_0^{f_{\bar{a}0}} G_{i2}^{(i\bar{a})}(f) df / A_{\delta 2}^2 \right\} \quad (13)$$

где $G_{n2}^{(n\bar{b})}(f)$ — спектральная плотность мощности помехи от ПВ на входе РУ ЦСП-2; $f_{\text{гп}}$ — граничная частота, величина которой выбирается из следующих соображений: если ширина полосы пропускания $K_{\text{ym}2}(f)$ равна или меньше, чем ширина спектра плотности мощности сигнала ЦСП-1 $G_{c1}(f)$, то $f_{\text{гп}}=f_{c2}$. В противном случае $f_{\text{гп}}=f_{c1}$.

Далее определим мощности сигналов на выходах регенераторов ЦСП-1 и ЦСП-2 как

$$P_{ci} = \int_0^{f_{ci}} G_{ci}(f) df = \int_0^{f_{ci}} \tilde{N}_{ni} \frac{A_{ci}^2}{R_{\bar{e}} f_{ci}} \sqrt{f/f_{ci}} \cos^2(\pi f/2f_{ci}) df \approx \tilde{N}_{ni} \frac{A_{ci}^2}{R_{\bar{e}}} 0,25, \quad (14)$$

откуда

$$A_{ci}^2 \approx \frac{P_{ci} R_{\text{л}}}{0,25 C_{ni}}; \quad i = 1; 2. \quad (15)$$

Используя (10)–(13) и (15), а также эквивалентные схемы на рис. 2, можно получить следующие выражения для защищенности регенератора от ПВ на БК:

$$\begin{aligned} \dot{A}_{\bar{c}2}^{(i\bar{a})} &= 10 \lg \{ \tilde{N}_{n1} \} - 10 \lg \{ \tilde{N}_{n2} \} - 10 \lg \left\{ \frac{4 \tilde{N}_{n1} f_{\bar{n}2}^3}{f_{\bar{n}1}^{1,5} f_1^{1,5}} \text{dec} [-0,1(\dot{A}_{\bar{a}}(f_1))] \frac{\text{dec} [0,1 \dot{a}_{\bar{e}\bar{n}2}]}{(0,23 \dot{a}_{\bar{e}\bar{n}2})^2} J_2 \right\} = \\ &= -18,8 - 10 \lg \{ \tilde{N}_{n2} \} - 30 \lg \left\{ f_{\bar{n}2} / \sqrt{f_{\bar{n}1} f_1} \right\} + \dot{A}_{\bar{a}}(f_1) - \dot{a}_{\bar{e}\bar{n}2} + 20 \lg \{ \dot{a}_{\bar{e}\bar{n}2} \} - 10 \lg \{ J_2 \}, \end{aligned} \quad (16)$$

где J_2 — поправочный коэффициент, который зависит от $a_{\text{лс}2}$ и определяется методами численного интегрирования из выражения:

$$J_2(\dot{a}_{\bar{e}\bar{v}0}) = \frac{(0,23 \dot{a}_{\bar{e}\bar{n}2})^2}{\text{dec} [0,1 \dot{a}_{\bar{e}\bar{n}2}]} \int_0^{\delta} x^2 \cos^2 \left(\frac{\pi x f_{\bar{n}2}}{2 f_{\bar{n}1}} \right) \frac{\cos^4(\pi x/2) \text{dec} [0,1 \dot{a}_{\bar{e}\bar{n}2} \sqrt{x}]}{\sin^4(\pi x/2) / (\pi x/2)^4} dx, \quad (17)$$

где $\delta=1$, если $f_{c1} \geq f_{c2}$, и $\delta=f_{c1}/f_{c2}$, если $f_{c1} < f_{c2}$.

Аналогичным образом определяется защищенность от ПВ на ДК:

$$\begin{aligned} \dot{A}_{\bar{c}2}^{(i\bar{a})} &= 10 \lg \{ \tilde{N}_{n1} \} - 10 \lg \{ \tilde{N}_{n2} \} - 10 \lg \left\{ \frac{4 \tilde{N}_{n1} f_{c2}^{1,5+m} l_p}{f_{\bar{n}1}^{1,5} f_1^m l} J_4 \text{dec} [-0,1(\dot{A}_{\bar{c}\bar{e}\bar{a}}(f_1, l_1))] + \right. \\ &+ \left. J_3 \frac{4 \tilde{N}_{n1} f_{\bar{n}2}^3}{f_{\bar{n}1}^{1,5} f_1^{1,5}} \text{dec} [-0,1(\dot{A}_{\bar{a}}(f_1))] \right\} = \\ &= -6 - 10 \lg \{ \tilde{N}_{n2} \} - 30 \lg \left\{ \frac{f_{c2}}{f_{\bar{n}1}} \right\} - 10 \lg \left\{ \left(\frac{f_{c2}}{f_{\bar{n}1}} \right)^{m-1,5} \frac{l_p}{l} J_4 \text{dec} [-0,1(\dot{A}_{\bar{c}\bar{e}\bar{a}}(f_1, l_1))] + \right. \\ &+ \left. J_3 \text{dec} [-0,1(\dot{A}_{\bar{a}}(f_1))] \right\}, \end{aligned} \quad (18)$$

где J_3 и J_4 — поправочные коэффициенты, которые зависят от f_{c2}/f_{c1} и определяются методами численного интегрирования из выражений:

$$-10\lg\{J_3\} = -10\lg\left\{\int_0^\delta x^2 \cos^2\left(\frac{\pi x f_{c2}}{2f_{c1}}\right) \left(\frac{\pi x}{2} \operatorname{ctg}\left(\frac{\pi x}{2}\right)\right)^4 dx\right\} \approx J_{30} + k_1 \left(10\lg\frac{1}{\delta}\right)^2; \quad (19)$$

$$-10\lg\{J_4\} = -10\lg\left\{\int_0^\delta x^{m+0,5} \cos^2\left(\frac{\pi x f_{c2}}{2f_{c1}}\right) \left(\frac{\pi x}{2} \operatorname{ctg}\left(\frac{\pi x}{2}\right)\right)^4 dx\right\} \approx J_{40} + k_2 \left(10\lg\frac{1}{\delta}\right)^2. \quad (20)$$

Здесь $J_{30} \approx 20,9$ дБ и $J_{40} \approx 13,6$ дБ — значения $-10\lg\{J_3\}$ и $-10\lg\{J_4\}$ при $\delta=1$; k_1 и k_2 — постоянные коэффициенты, равные соответственно 1 и 1/6. Численные значения поправочного коэффициента J_2 представлены на рис. 3, где графики 1–8 приведены для отношений f_{c2}/f_{c1} соответственно 0,11; 0,5; 0,667; 0,833 (при этом $\delta=1$) и 1,5; 2,0; 3,063; 4,563 (при этом $\delta=f_{c2}/f_{c1} < 1$). Зависимости (19), (20) и δ приведены на рис. 4 (графики 1, 2 и 3 соответственно).

Защищенность от суммарной помехи, действующей на входе РУ регенератора ЦСП-2, в рассматриваемом случае будет определяться как

$$A_{3\Sigma 2} = -10\lg\{\operatorname{dec}(-0,1A_{32}^{\text{III}}) + \operatorname{dec}(-0,1A_{32}^{\text{БК}}) + \operatorname{dec}(-0,1A_{32}^{\text{ДК}})\}. \quad (21)$$

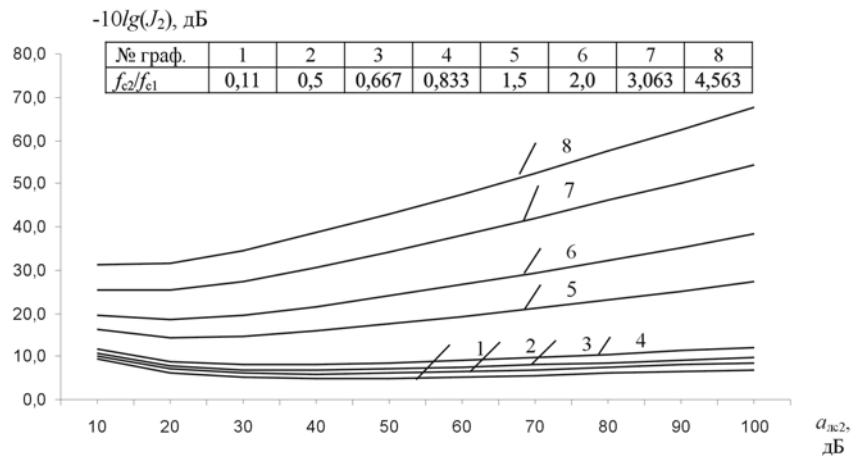


Рис. 3. Графики зависимости поправочного коэффициента $J_2(a_{лс2})$

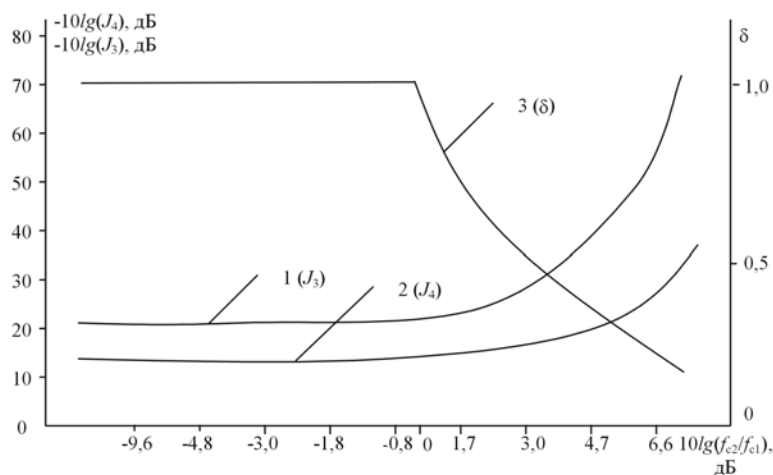


Рис. 4. Графики зависимости поправочных коэффициентов J_3 , J_4 и коэффициента δ

Процедура определения предельной длины участка регенерации подверженной влиянию ЦСП-2 представляет собой итерационный процесс, заключающийся в последовательном

задании ряда значений длины участка l_1, l_2, \dots, l_i , где $l_1 < l_2 < \dots < l_i$, для каждого из которых вычисляются значения ожидаемой (из (21)) и допустимой (из (4)) суммарной защищенности от помех на входе РУ регенератора ЦСП-2. То значение l_i , при котором выполняется (3), определяет предельную длину участка регенерации.

Приведенные выражения и методика расчета являются достаточно общими и позволяют определить длину участка регенерации при параллельной работе как разнотипных, так и однотипных ЦСП, а также при работе одиночной ЦСП. В первом случае в приведенных выражениях надо положить $Z_1=Z_2$, $f_{c1}=f_{c2}$ и $\delta=1$. Во втором случае при использовании (21) достаточно положить $A_{32}^{(бк)} = A_{32}^{(дк)} = \infty$.

Результаты и их обсуждение

Численные расчеты предельной длины участка регенерации произведем для ЦСП, которые обеспечивают скорости передачи $V=2320$ кбит/с, 1168 кбит/с, 784 кбит/с, 512 кбит/с и 256 кбит/с и используют АИМ-линейные сигналы с $Z=4, 8, 16, 32, 64$ для двух вариантов построения сети: 1) соседние ЦСП имеют одинаковые линейные сигналы ($Z_1=Z_2$), но разные информационные скорости передачи ($V_1 \neq V_2$); 2) ЦСП имеют одинаковые информационные скорости передачи ($V_1=V_2$), но разные линейные сигналы ($Z_1 \neq Z_2$). Расчеты будем производить для случая работы ЦСП по кабелю типа КСПП-1х4х0,9, характеристики которого приведены в табл. 2 [15]. Численные результаты расчетов представлены в табл. 3 и 4. Для сравнения в табл. 5 приведены предельные длины участков регенерации при совместной работе на аналогичном кабеле двух однотипных двухпроводных ЦСП с указанными выше скоростями передачи и АИМ-линейными сигналами [11–13, 16]. В скобках указана предельная длина участка при работе одиночной ЦСП.

Таблица 2. Технические характеристики симметричного кабеля КСПП-1х4х0,9 [15]

Тип кабеля	Затухание на частоте f_1 , дБ/км	ПЗ на БК на частоте f_1 , дБ	Защищенность от ПВ на ДК на частоте f_1 для кабеля длиной l_1 , дБ
КСПП-1х4х0,9 (ТУ16.К71-061-89)	$\alpha=7,5$ дБ/км, $f_1=1024$ кГц	$A_6=64$ дБ, $f_1=512$ кГц	$A_{злд}=45$ дБ, $f_1=1024$ кГц, $l_1=0,75$ км

Таблица 3. Предельная длина участка регенерации ЦСП-2 при параллельной работе двух разнотипных ЦСП, имеющих одинаковые коды линейных сигналов, но разную скорость передачи

V_2 , кбит/с	V_1 , кбит/с	$Z=4$	$Z=8$	$Z=16$	$Z=32$	$Z=64$
256	512	30,5	35,5	38,0	40,0	40,0
512	256	27,0	31,0	33,0	34,0	33,5
256	784	31,5	36,7	40,0	41,0	41,0
784	256	26,0	30,0	32,0	33,0	32,5
256	1168	32,5	38,0	40,5	42,5	43,0
1168	256	23,0	26,8	29,0	30,5	30,8
256	2320	34,0	40,0	44,0	46,0	46,5
2320	256	16,0	18,7	20,5	21,7	22,3
512	784	20,0	21,0	25,0	25,0	25,0
784	512	18,0	21,0	22,0	22,5	22,0
512	1168	20,0	24,0	25,0	25,5	25,5
1168	512	17,5	20,0	21,0	21,3	20,7
512	2320	21,5	25,0	27,0	27,5	27,5
2320	512	15,9	18,2	20,0	20,0	20,0
784	1168	15,4	17,5	19,0	19,5	18,8
1168	784	14,0	16,0	17,0	17,0	16,5
784	2320	16,0	19,0	20,0	20,5	20,0
2320	784	13,2	15,0	16,0	16,0	15,0
1168	2320	12,1	14,0	15,0	15,0	15,0
2320	1168	10,5	12,0	12,3	12,5	11,8

512	1544	20,8	24,0	26,0	26,6	26,5
1544	512	17,2	20,0	20,8	21,0	20,3
784	1544	15,6	18,0	19,1	19,5	19,1
1544	784	13,5	15,5	16,3	16,4	15,8

Анализ представленных результатов позволяет сделать следующие выводы.

1. Для обеспечения требуемой длины многопроводной линии связи между двумя оконечными пунктами проектировщик должен заранее знать объем информации, передаваемой по линии на перспективу, и ориентироваться на максимально возможный объем V_{\max} за единицу времени. В свою очередь $V_{\max} = \sum_{i=1}^K V_i$, где K – число одновременно работающих на параллельных парах кабеля ЦСП, каждая из которых имеет свою информационную скорость V_i . В предположении, что все ЦСП имеют участок регенерации одной и той же длины (она определяется расстоянием между оконечными пунктами l_0), должны быть рассмотрены различные сочетания вариантов K и V_i и выбраны те из них, которые обеспечивают V_{\max} и допустимую по расчету длину участка регенерации $l_{pi} \geq l_0$ для всех $i = 1 \dots K$.

2. Разработанная методика позволяет произвести расчет предельной длины регенерационного участка при параллельной работе на кабеле двух разнотипных ЦСП, каждая из которых работает по отдельной паре в однополосном дуплексном режиме со своим АИМ линейным сигналом. Полученная методика пригодна так же и для вариантов построения сети с произвольным числом параллельно работающих ЦСП с АИМ линейными сигналами, которые имеют произвольные скорости передачи и используют однополосную дуплексную передачу по одной или более кабельным парам. При этом выражение (13) для ожидаемой защищенности от суммарной помехи трансформируется к виду

$$A_{3\Sigma 2} = -10 \lg \{ \text{dec}(-0,1A_{32}^{\text{ш}}) + \sum_{i=1}^M \text{dec}(-0,1A_{32i}^{(\text{БК})}) + \sum_{i=1}^M \text{dec}(-0,1A_{32i}^{(\text{ДК})}) \}, \quad (22)$$

где M — число влияющих пар кабеля; $A_{32i}^{(\text{БК})}$ и $A_{32i}^{(\text{ДК})}$ — защищенности от ПВ на БК и ДК соответственно от каждой i -й влияющей пары кабеля, для которых коэффициенты J_2 , J_3 и J_4 определяются по приведенным выше выражениям с учетом соответствующего отношения f_{c2}/f_{c1} и значения $a_{\text{лс2}}$.

3. При совместной работе двух ЦСП, имеющих одинаковые линейные коды ($Z_1=Z_2$), но разные информационные скорости передачи ($V_1 \neq V_2$), предельная длина участка регенерации $l_{p \max}$ определяется той ЦСП, у которой больше скорость. Например, если предполагается совместная работа ЦСП с $V_1=1168$ кбит/с и $V_2=256$ кбит/с, то, как следует из табл. 3, $l_{p \max} \leq 23,0$ км при коде 2B1Q ($Z=4$) и $l_{p \max} \leq 29,0$ км при коде TC-PAM ($Z=16$).

4. Совместная работа двух разнотипных ЦСП с информационными скоростями передачи V_1 и V_2 ($V_1 \neq V_2$, $V_1+V_2=V_{\max}$), как правило, позволяет обеспечить длину участка регенерации, которая больше, чем при работе двух однотипных ЦСП со скоростями $V_1=V_2=0,5 V_{\max}$. Действительно, как следует из табл. 3, совместная работа двух ЦСП с $V_1=1168$ кбит/с и $V_2=512$ кбит/с ($V_{\max}=1680$ кбит/с) обеспечивается при $l_{p \max} \leq 17,5$ км при коде 2B1Q и $l_{p \max} \leq 21,0$ км при коде TC-PAM, тогда как совместная работа двух однотипных ЦСП с $V_1=V_2=784$ кбит/с ($V_{\max}=1568$ кбит/с) с этими же кодами возможна при $l_{p \max}$ соответственно меньше 15,8 км и 19,3 км (см. табл. 5), хотя $V_{\max} < V_{\max}$. Аналогичная ситуация возникает при работе двух ЦСП с $V_1=1544$ кбит/с и $V_2=784$ кбит/с ($V_{\max}=V_1+V_2=2338$ кбит/с) при сравнении их с двумя однотипными ЦСП, которые имеют $V_1=V_2=1168$ кбит/с ($V_{\max}=2V_1=2336$ кбит/с). В первом случае имеем $l_{p \max}$ соответственно 13,5 км и 16,3 км при коде 2B1Q и TC-PAM, а во втором — соответственно 12,3 км и 15,0 км.

5. Полученные выше результаты являются основанием для рекомендации к построению четырехпроводных ЦСП по технологии HDSL: для увеличения длины участка регенерации исходный цифровой поток следует разделять между двумя парами не в соотношении 1:1, а примерно в соотношении 1:2.

6. Совместная работа двух разнотипных ЦСП, имеющих одинаковые информационные скорости ($V_1=V_2$), но разные линейные коды ($Z_1 \neq Z_2$), обеспечивается при длине участка регенерации, которая может быть как меньше, так и больше, чем длина участка регенерации при одинаковых кодах передачи ($Z_1=Z_2$). Так, если $Z_1 < Z_2$ и $Z_2 \leq 16$, то длина участка регенерации $l_{p \max}$ находится в пределах $l_1 < l_{p \max} < l_2$, где l_1 и l_2 — предельные длины при работе двух однотипных ЦСП соответственно с кодами Z_1 и Z_2 . В частности, из табл. 4 и 5 при $V_1=V_2=784$ кбит/с, $Z_1=4$, $Z_2=16$ имеем $l_1=15,8$ км, $l_2=19,3$ км, $l_{p \max} \leq 19,2$ км.

Если $Z_2 \geq 32$, а $Z_1=4$, то совместная работа разнотипных ЦСП обеспечивается при $l_{p \max}$, которая больше, чем при работе однотипных ЦСП с $Z_1=Z_2$. Действительно, при $V_1=V_2=784$ кбит/с, $Z_1=4$, $Z_2=64$ имеем $l_1=15,8$ км, $l_2=19,0$ км, а $l_{p \max} \leq 20,0$ км.

Наконец, если $Z_1 \geq 16$, а $Z_2 \geq 32$, то допустимая длина участка регенерации $l_{p \max}$ находится в пределах $l_1 < l_{p \max} < l_2$.

Такой сложный и не вполне очевидный характер зависимости $l_{p \max}$ объясняется существенным различием характеристик спектральных плотностей мощности линейных сигналов, имеющих разные коды и скорости передачи.

Таблица 4. Предельная длина участка регенерации ЦСП-2 при параллельной работе двух разнотипных ЦСП, имеющих одинаковую скорость передачи, но разные коды линейных сигналов

Z_2	Z_1	256 кбит/с	512 кбит/с	784 кбит/с	1168 кбит/с	2320 кбит/с
4	8	35,4	23,3	18,0	14,0	9,0
8	4	35,2	23,0	17,7	14,0	9,0
4	16	41,0	26,8	20,8	16,2	10,5
16	4	38,2	25,0	19,2	14,9	9,5
4	32	46,0	30,1	23,3	18,2	12,0
32	4	40,0	26,2	20,0	15,4	9,9
4	64	50,0	33,2	25,8	20,0	13,2
64	4	41,0	26,4	20,0	15,5	9,7
8	16	39,2	25,6	19,7	15,4	10,0
16	8	38,0	24,8	18,8	14,5	9,2
8	32	43,2	28,2	21,7	17,0	11,0
32	8	39,2	25,4	19,25	15,0	9,4
8	64	47,5	31,0	24,0	18,5	12,0
64	8	39,7	26,4	19,2	14,8	9,1
16	32	41,2	26,8	20,3	16,0	10,0
32	16	39,2	25,3	19,2	14,9	9,2
16	64	44,4	28,8	22,0	17,0	10,9
64	16	39,0	24,9	18,7	14,3	8,9
32	64	41,9	27,0	20,3	15,9	10,0
64	32	39,0	24,9	18,8	14,3	8,9

Таблица 5. Предельная длина участка регенерации для параллельной работы двух однотипных ЦСП

Скорость, кбит/с	Длина регенерационного участка, км, для линейного сигнала с Z				
	$Z=4$	$Z=8$	$Z=16$	$Z=32$	$Z=64$
256	31,2 (52,5)	36,1 (61,5)	39,0 (67,7)	40,0 (72,1)	40,0 (75,0)
512	20,5 (36,3)	23,6 (42,3)	25,4 (46,5)	25,8 (49,5)	25,3 (51,3)
784	15,8 (28,9)	18,1 (33,6)	19,3 (37,0)	19,6 (39,2)	19,0 (40,7)
1168	12,3 (23,2)	14,1 (27,1)	15,0 (29,7)	15,0 (31,7)	14,5 (32,8)
1544	10,3 (20,9)	11,9 (24,2)	12,5 (26,2)	12,5 (26,8)	12,0 (26,6)
2320	8,0 (16,0)	9,1 (18,8)	9,5 (20,5)	9,4 (21,7)	9,0 (22,3)

Заклучение

Вопросы оценки электромагнитной совместимости различных систем передачи (цифровых, аналоговых, модемов), работающих по многопарным кабелям сети абонентского доступа, являются, как отмечено в [5], предметом исследования многих фирм и международных организаций. Приведенные в настоящей работе исследования являются определенным вкладом в решение этой проблемы, но не "закрывают" ее до конца. Так, требует самостоятельного рассмотрения вопрос о совместной работе разнотипных ЦСП, когда на один участок регенерации низкоскоростной ЦСП приходится несколько участков высокоскоростной, а также совместной работы ЦСП, использующих другие типы линейных сигналов – с CAP(QAM)-модуляцией, DMT и др.

THE DIGITAL TRANSMISSION SYSTEMS FOR A CABLE NETWORK OF SUBSCRIBER ACCESS

V.I. KIRILLOV, A.I. BELKO

Summary

The digital transmission systems for a cable network of subscriber access were researched. A technique of the analysis of their efficiency designed and a calculation of a regenerator section limit length for arbitrary conditions and different variants of their team working is produced.

Литература

1. Руководящий документ по общегосударственной системе автоматизированной телефонной связи (ОГСТФС). Кн.1. – М.: Прейскурантиздат, 1988. 448 с.
2. Шварцман В.О. Интеграция в электросвязи. М.: Агентство ИРИАС, 2001. 167 с.
3. Кириллов В.И., Белко А.И., Жаденов О.А. Сравнительный анализ методов построения цифровых абонентских сетей // Веснік сувязі. 2001 г. № 2.
4. Блушке А., Маттевс М., Панченко Н. "Родословная" xDSL или Попытка классификации технологий для "последней мили" // Технологии и средства связи. 2000. № 1.
5. Денисьева О.М., Мирошников Д.Г. Средства связи для "последней мили". М.: ЭКО-ТРЕНДЗ, 1998. 146 с.
6. Парфенов Ю.А., Мирошников Д.Г. "Последняя миля" на медных кабелях. М.: ЭКО-ТРЕНДЗ, 2001 г. 218 с.
7. Горальски В. Технологии ADSL и DSL: Пер. с англ. М.: Изд. "Лори". 2000. 296 с.
8. Starr T., Sorbara M., Gioffi J.M., Silverman P.J. DSL advances — N.Y.: Prentice Hall, 2003. 551 p.
9. Кириллов В.И. Проектирование цифровых многоканальных систем передачи: Учеб. пособие. Мн., 1998.
10. Кириллов В.И. Многоканальные системы передачи: Учебник. М.: "Новое знание", 2002. 751 с.
11. Кириллов В.И., Белко А.И. Расчет длины регенерационного участка для ЦСП по технологиям HDSL и SDSL // Электросвязь, 2001. № 10. С. 20–23.
12. Кириллов В.И., Белко А.И. Эффективность технологий линейного кодирования для цифровых систем передачи абонентских линий // Электросвязь, 2002. № 11. С. 15–18.
13. Кириллов В.И., Белко А.И. Сравнительная оценка эффективности многоуровневых линейных кодов для кабельных систем передачи // Веснік сувязі. 2002. № 9 С. 19–24.
14. Кириллов В.И., Сеница В.Н., Белко А.И., Жаденов О.А. Математическое моделирование линейных сигналов в цифровых системах передачи по технологии xDSL // Веснік сувязі. 2002. № 7. С. 25–31.
15. Рекламные материалы ОАО "Электрокабель "Кольчугинский завод".
16. Кириллов В.И., Белко А.И., Сухвал Ю.А. Структурная оптимизация двухпроводных ЦСП по технологии xDSL // Веснік сувязі. 2003. № 4. С. 26–30.