

## Рефлектометр на основе непрерывного сигнала для тестирования кабелей цифровых абонентских линий (xDSL)

Вариант статьи опубликован в журнале «Электросвязь» №3 2006

Джиган В.И., к.т.н., ведущий научный сотрудник ГУП НПЦ «ЭЛВИС» +7(495)531-19-61, [djigan@elvees.ru](mailto:djigan@elvees.ru)  
Кочеров А.В., Главный метролог ООО «Аналитик-ТС» +7(495)775-60-11, [andrey@analytic.ru](mailto:andrey@analytic.ru)

*В статье описан подход к построению рефлектометра для анализа кабелей цифровых сетей абонентского доступа. Особенностью задачи является необходимость выполнения измерений с применением сигналов ограниченного уровня мощности. Такое ограничение обеспечивает отсутствие влияния измерительного сигнала, попадающего на входы оконечного цифрового оборудования за счет недостаточного переходного затухания, на работу развернутой цифровой сети абонентского доступа. Показаны возможности применения непрерывных сигналов для создания рефлектометра, обеспечивающего индикацию результатов в традиционной импульсной форме. Приведены результаты измерений свободных пар кабеля, полученные в условиях реального функционирования сети абонентского доступа.*

Современные сети доступа – это совокупность аппаратных и программных средств, проводных, беспроводных и оптоволоконных каналов связи. При неоспоримых достоинствах беспроводных и оптоволоконных каналов, кабели с металлическими жилами еще долго будут оставаться средой доставки информации до конечного пользователя («последней милей»). Этому способствует наличие огромного числа таких кабелей в существующих телефонных сетях и прогресс способов и средств высокоскоростной передачи данных. Совокупность пары с металлическими жилами в многопарном кабеле и оконечного цифрового оборудования называют цифровой абонентской линией (xDSL - Digital Subscriber Line: букву “x” добавляют для того, чтобы подчеркнуть множественность технологий построения цифровых абонентских линий). Эффективная ширина полосы частот, используемой для создания цифровой линии, зависит от топологии участка абонентской сети и качества его элементов. Допустимые топологии линий связи (наличие определенного числа неоднородных участков, тип используемого кабеля на каждом из участков и длины этих участков) регламентируются соответствующими стандартами [1-3].

Для того чтобы определить «пригодность» конкретной пары для организации цифровой линии нужно знать топологию этой линии, что не всегда возможно, в частности, в телефонных линиях, проложенных много лет назад. Частично, данная проблема решается с помощью приборов, именуемых рефлектометрами. Рефлектометр позволяет обнаружить наличие неоднородностей, а при наличии сведений о типах используемых кабелей можно определить местоположение этих неоднородностей (повреждения, отводы и т.д.) и общую физическую длину линии связи. Задача определения общей длины линии чаще всего возникает при установке линий xDSL, так как информация о фактической длине кабеля во многих случаях отсутствует, утеряна или недоступна. Эта задача отягощена тем, что отраженный от конца кабеля сигнал возвращается на вход прибора с максимально возможным для данной линии затуханием, и именно поэтому одним из основных требований к рефлектометру является увеличение его динамического диапазона.

Сегодня отечественные и зарубежные рефлектометры для проводных каналов связи – это устройства, принцип действия которых во многом схож с действием импульсного радиолокатора [4]. Электрический импульс формируется на входе линии, там же регистрируются отраженные сигналы. Такому «проводному локатору» свойственны известные недостатки, присущие обычным импульсным радиолокаторам – для увеличения «дальности действия» необходимо увеличивать энергию излучаемого импульса, что может достигаться за счет повышения амплитуды или длительности.

Применение измерительного прибора на действующей сети цифрового абонентского доступа обязывает ограничивать максимальное значение уровня измерительного сигнала для обеспечения отсутствия влияния измерительных средств на работу оконечного оборудования цифровой линии. То есть уровень измерительных сигналов, в том числе уровень сигнала рефлектометра, с запасом не менее 10 дБ должен быть ниже максимальных рабочих уровней сигналов систем передачи. Так для систем HDSL, SHDSL, ADSL, ADSL2, ADSL2+ максимальные уровни согласно [5] составляют +12...+20 дБм,

поэтому рабочий уровень рефлектометра должен быть около 0 дБм. В то же время амплитуда импульса, например, известного импульсного рефлектометра РЕЙС-105Р составляет 5 В (+24 дБм на нагрузке 100 Ом), при которой этот прибор обеспечивает динамический диапазон равный 60 дБ [6].

Дальнейшее увеличение энергии сигнала импульсного рефлектометра может быть достигнуто только за счет увеличения длительности импульса, что приводит к снижению разрешения по дальности. Для устранения этого недостатка можно использовать широкополосные непрерывные сигналы с последующей корреляционной обработкой, проводимой с целью получения импульсного отклика. В качестве широкополосных сигналов могут быть использованы сигналы с линейной частотной модуляцией [7], а также сигналы, модулированные кодами Баркера, Голлея или так называемыми М-последовательностями [8, 9].

Использование М-последовательностей представляется достаточно простым с точки зрения как генерации таких последовательностей, так и их последующей обработки. Однако из-за наличия боковых лепестков в автокорреляционной функции М-последовательностей, в отличие от обычной радиолокации, в кабеле с металлическими жилами возникает межсимвольная интерференция, что, в конечном счете, сказывается на ограничении динамического диапазона рефлектометра.

В настоящей работе будет показан способ исключения ошибок, обусловленных межсимвольной интерференцией. Такая обработка М-последовательностей реализована в анализаторах систем передачи и кабелей связи AnCom A-7 [10], разработанных российским предприятием Аналитик-ТС и выпускаемых с 2003 года (см. рис.1). Одной из задач этих



Рис. 1. Анализатор систем передачи и кабелей связи AnCom A-7

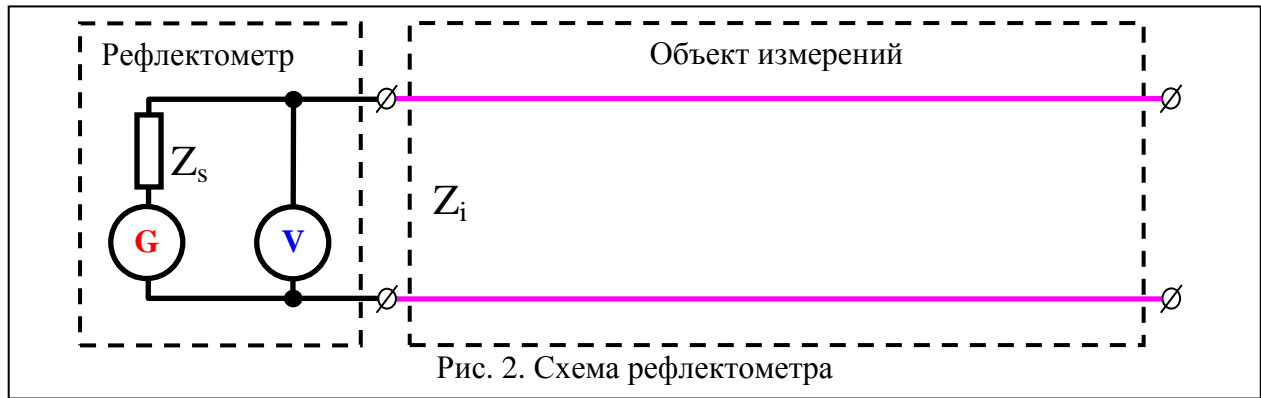
анализаторов является тестирование многопарных кабелей, применяемых при развертывании сетей xDSL. Информация об использовании непрерывных сигналов в рефлектометрах или комбинированных анализаторах металлических кабелей других российских и зарубежных производителей отсутствует. Таким образом, в настоящее время рефлектометрический режим только анализатора AnCom A-7 базируется на применении непрерывного измерительного сигнала.

На рис. 2 показан общий принцип измерения отражений – генератор G формирует измерительный сигнал; измеритель V воспринимает и обеспечивает сохранение суммы выходного и отраженных сигналов. Характеристика отражений на выходе прибора в частотной области определяется как

$$\rho(f) = \frac{z_i(f) - z_s(f)}{z_i(f) + z_s(f)},$$

где  $z_s(f)$  - внутренний импеданс прибора,  $z_i(f)$  - входной

импеданс объекта измерения,  $f$  – частота [11]. Обратное преобразование Фурье от  $\rho(f)$  представляет собой временную характеристику отражения  $h(t)$ , которая обычно и регистрируется с помощью измерителя V, где  $t$  - время. Фактически,  $h(t)$  представляет собой линейный импульсный отклик.



При дискретной регистрации этот отклик может быть представлен в виде вектора  $\mathbf{h}_N = [h_0, h_1, \dots, h_{N-1}]^T$ . В статье векторы и матрицы обозначаются полужирными строчными и прописными символами, соответственно, символ  $T$  обозначает операцию транспонирования, а  $N$  – размер вектора (число его элементов) или размер квадратной матрицы, содержащей  $N \times N$  элементов.

Функционирование непрерывного рефлектометра базируется на использовании периодического сигнала, модулированного  $M$ -последовательностью (псевдослучайным сигналом, ПСС)  $\tilde{x}(n) = Xx(n)$  с периодом  $N$  отсчетов и автокорреляционной функцией

$$R_{\tilde{x}\tilde{x}}(n) = R_{\tilde{x}\tilde{x}}(n \pm N) = \sum_{n=0}^{N-1} \tilde{x}(n)\tilde{x}(n-i) = \begin{cases} NX^2, & i = 0 \\ -X^2, & i \neq 0 \end{cases}$$

где  $X$  – амплитуда излучаемого сигнала,  $x(n) \in \{1, -1\}$ ,  $n$  – дискретное время. Реакция линейной системы на этот сигнал (отраженное эхо) определяется как  $y(n) = \mathbf{h}_N^T \tilde{\mathbf{x}}_N(n) = \mathbf{X} \mathbf{h}_N^T \mathbf{x}_N(n)$ , где  $\mathbf{x}_N(n) = [x(n), x(n-1), \dots, x(n-N+1)]$ . Функция взаимной корреляции сигнала  $y(n)$  и элементов задержанного на  $j$  выборок вектора  $\tilde{\mathbf{x}}_N(n-j)$  определяется как  $r_{y\tilde{x}}(j) = \sum_{n=0}^{N-1} y(n)\tilde{x}(n-j) = NX^2 h_i|_{i=j} - X^2 \sum_{i=0}^{N-1} h_i|_{i \neq j}$ , для всех  $i, j \in \{0, 1, \dots, N-1\}$ . Это выражение позволяет оценить элементы вектора  $\mathbf{h}_N$  как

$$\tilde{h}_i = r_{y\tilde{x}}(j)/(NX^2) = h_i|_{i=j} - N^{-1} \sum_{i=0}^{N-1} h_i|_{i \neq j}, \text{ для всех } i, j \in \{0, 1, \dots, N-1\} \quad (1)$$

Из (1) следует, что если в качестве излучаемого сигнала используется  $M$ -последовательность, то коэффициенты импульсного отклика определяются с систематическими ошибками. Коррекция этих ошибок может быть осуществлена следующим образом. Уравнение для вычисления всех  $h_i$  в матричной форме как  $\mathbf{R}_N \mathbf{h}_N = \tilde{\mathbf{h}}_N$ , где  $\mathbf{R}_N$  – матрица коэффициентов в правой части уравнения (1), а  $\tilde{\mathbf{h}}_N = [\tilde{h}_0, \tilde{h}_1, \dots, \tilde{h}_{N-1}]^T$ . Это уравнение позволяет определить вектор  $\mathbf{h}_N$ , т. е. коэффициенты эхо-отклика без ошибок как

$$\mathbf{h}_N = \tilde{\mathbf{R}}_N^{-1} \tilde{\mathbf{h}}_N \quad (2)$$

Решение уравнения (2) всегда существует, поскольку, матрица  $\tilde{\mathbf{R}}_N$  (определенная на интервале  $N$  отсчетов сигнала) всегда инвертируемая.

Выражение (3) можно получить также и другим способом. Матрица  $\tilde{\mathbf{X}}_N$  передаваемых сигналов  $\tilde{\mathbf{x}}_N(n)$  является циркулянтной [12]. Вектор взаимной корреляции между  $\tilde{\mathbf{X}}_N$  и вектором эхо-сигналов  $\mathbf{y}_N = [y(0), y(1), \dots, y(N-1)]^T$  определяется как

$\mathbf{r}_N = \tilde{\mathbf{X}}_N \mathbf{y}_N = NX^2 \tilde{\mathbf{h}}_N$ , а корреляционная матрица сигналов в линейной системе – как  $\mathbf{R}_N(0) = \tilde{\mathbf{X}}_N \tilde{\mathbf{X}}_N^T = NX^2 \tilde{\mathbf{R}}_N$ . С помощью данных переменных вектор  $\mathbf{h}_N$  определяется как

$$\mathbf{h}_N = \mathbf{R}_N^{-1}(0) \mathbf{r}_N \quad (3)$$

Уравнение (3) – это решение задачи идентификации по критерию наименьших квадратов линейного импульсного отклика [13]. Выражение (3) может быть использовано для оценки коэффициентов эхо-отклика.

Если эхо сигнал содержит шум  $z(n)$  с дисперсией  $\sigma_z^2$ , то коэффициенты импульсного отклика (2), (3) также определяются с ошибками. Дисперсия этих ошибок равна  $\sigma_h^2 = \sigma_z^2 / (NX^2)$ , поэтому увеличение эффективности применения непрерывного сигнала относительно одиночного импульсного в децибелах составляет  $10 \lg N$ . При  $N = 2^{10} - 1 = 1023$  увеличение помехозащищенности составит около 30 дБ и именно на эту величину может быть снижен уровень измерительного сигнала при сохранении прочих характеристик. Поскольку шум искажает эхо-сигнал, то определение вектора  $\mathbf{r}_N$  на интервале  $N$  выборок может быть недостаточным. Можно достичь улучшения решения путем расширения этого интервала. Если этот интервал кратен  $N$ , то вычислять матрицу  $\mathbf{R}_N$  каждый раз заново нет необходимости. Это ведет к адаптивной форме алгоритма (3)

$$\mathbf{h}_N(m) = \mathbf{R}_N^{-1}(m) \tilde{\mathbf{r}}_N(m) \quad (4)$$

где  $\mathbf{R}_N(m) = \sum_{l=1}^m \mathbf{R}_N(0) = m \mathbf{R}_N(0)$ ,  $\tilde{\mathbf{r}}_N(m) = \sum_{l=1}^m \mathbf{r}_N(l)$ ,  $m$  - номер итерации блочного (с  $N$  отсчетами сигналов в блоке) алгоритма. Уравнение (4) может быть далее упрощено как

$$\mathbf{h}_N(m) = \mathbf{R}_N^{-1}(m) \tilde{\mathbf{r}}_N(m) = (\mathbf{X}_N \mathbf{X}_N^T)^{-1} \mathbf{X}_N \left[ \sum_{l=1}^m \mathbf{y}_N(l) \right] / m = \tilde{\mathbf{A}}_N \left[ \sum_{l=1}^m \mathbf{y}_N(l) \right] / m \quad (5)$$

где  $\mathbf{y}_N(l) = [y(l), y(l+1), \dots, y(l+N-1)]^T$ . Для  $M$ -последовательностей  $\tilde{\mathbf{A}}_N$  имеет вид

$$\tilde{\mathbf{A}}_N = [2/\{X(N+1)\}] \mathbf{A}_N \quad (6)$$

где строки и столбцы матрицы  $\mathbf{A}_N$  это сдвинутые копии немодулированной  $M$ -последовательности, т. е. нули и единицы. Уравнение (6) получено на основе использования свойств  $M$ -последовательностей и того факта, что матрица  $\mathbf{R}_N(0)$  является циркулянтной. Инвертирование такой матрицы может быть осуществлено аналитически.

Вычисление (5) требует  $N^2$  сложений и умножений на каждом блоке в  $N$  выборок, т. е.  $N$  таких операций на одну выборку. Фактически, вычислительная сложность алгоритма меньше. Действительно, (5) может быть вычислено один раз по окончании наперед заданного числа блоков  $m$ , определяемого исходя из требуемой точности  $\sigma_h^2 = \sigma_z^2 / (mNX^2)$ . Кроме того, на каждом  $m$ -м блоке в  $N$  выборок требуется только  $N^2$  сложений (поскольку матрица  $\mathbf{A}_N$  содержит только нули и единицы) для вычисления

вектора  $\mathbf{A}_N \left[ \sum_{l=1}^m \mathbf{y}_N(l) \right]$ , т. е. алгоритм может быть выполнен без умножений, если  $m$  и  $X$  являются числами, представляющими степени числа 2. Если используется передискретизация сигналов, выражение (6) по-прежнему верно. В этом случае,  $N$  соответствует длине исходной  $M$ -последовательности, а матрица  $\mathbf{A}_N$  представляет собой сдвинутые копии немодулированной  $M$ -последовательности с дополнительными нулями.

На рис.3 показан фрагмент осциллограммы измерительного сигнала ПСС, используемого для построения рефлектограммы. При защищенности ПСС равной 30 дБ минимальная измеряемая рефлектометром амплитуда составляет не более 0,03% относительно амплитуды выходного ПСС (динамический диапазон 70 дБ), что показано на рефлектограмме в традиционном линейном масштабе (рис.4) для разомкнутой на

удаленном конце пары в кабеле с длиной 3470 м. Наличие дополнительного логарифмического масштаба (рис.5) избавляет пользователя от необходимости вводить усиление ослабленных отраженных импульсов. Если же защищенность более 40 дБ, то динамический диапазон составляет не менее 80 дБ (рис.6).

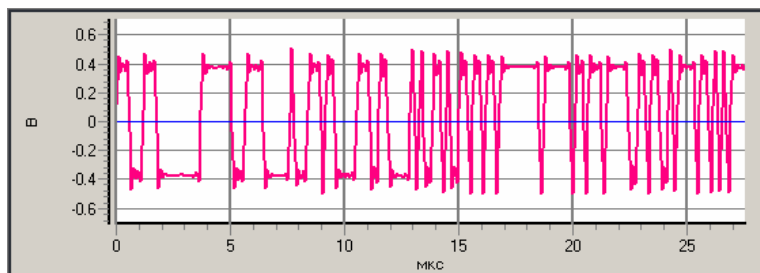


Рис. 3. Оциллограмма измерительного сигнала ПСС

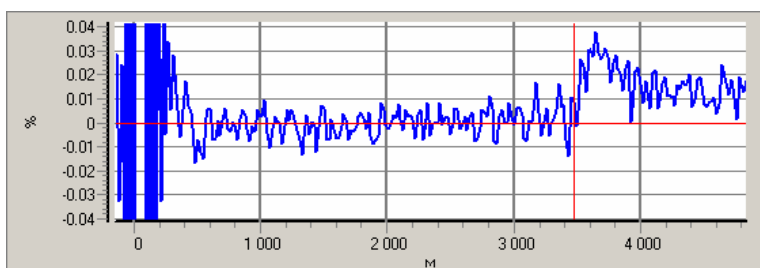


Рис. 4. Минимально различимая амплитуда отражения от разомкнутого окончания пары при защищенности 30 дБ

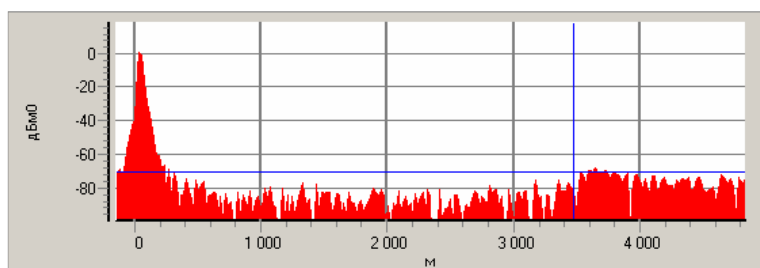


Рис. 5. Минимально различимый уровень отражения от разомкнутого конца пары при защищенности 30 дБ

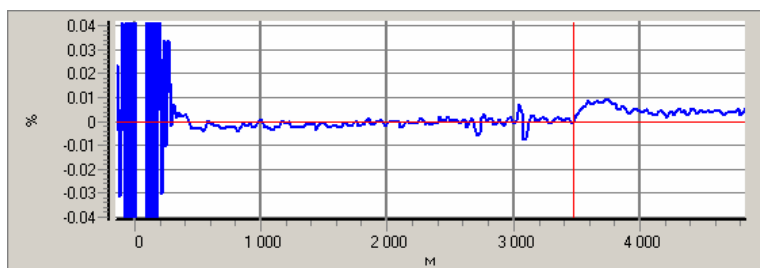


Рис. 6. Минимально различимая амплитуда отражения от разомкнутого конца пары при защищенности 40 дБ

При использовании рефлектометра с рабочим уровнем ПСС  $L_r = 0$  дБм на сети доступа, построенной по технологии ADSL ( $L_{ADSL} = +20$  дБм), значение защищенности, равное  $R = 30$  дБ, достигается при переходном затухании  $A = R_r - (L_r - L_{ADSL}) = 30 - (0 - 20) = 50$  дБ, что соответствует требованиям [14] для многопарных кабелей, применяемых для создания сетей xDSL. Зависимость динамического диапазона от защищенности измерительного сигнала на выходе рефлектометра с непрерывным сигналом представлена в табл. 1.

Таблица 1

Уровень сигнала ADSL во влияющей паре, дБм	+20					
Уровень ПСС, дБм	0					
Переходное затухание на ближнем конце $A$ , дБ	20	30	40	50	60	70
Защищенность ADSL $R_{ADSL} = L_{ADSL} - L_r - R$ , дБ	40	50	60	70	80	90
Защищенность ПСС $R_r = L_r - L_{ADSL} - R$ , дБ	0	10	20	30	40	50
Время усреднения, с	60	60	60	60	20	1
Динамический диапазон рефлектометра, дБ	40	50	60	70	80	80

Переходное затухание находящихся в эксплуатации кабелей может снижаться, достигая значений около 30 дБ. Однако даже в этом случае динамический диапазон рефлектометра составит 50 дБ при защищенности измерительного сигнала равной 10 дБ, а влияние рефлектометра на работу сети доступа выразится в возможном снижении защищенности ADSL лишь до 50 дБ. При такой защищенности сигнала, как следует из [5], может быть обеспечена работа цифровой линии с линейной скоростью до 23 Мбит/с, что является практически предельной скоростью для ADSL2+ (Non-overlapped spectrum, Downstream, SNR Margin=6 dB).

Таким образом, обладая динамическим диапазоном до 80 дБ, реализуемым в условиях наличия переходных помех от включенных цифровых линий, рефлектометр с непрерывным сигналом практически не оказывает влияния на работу действующей цифровой сети абонентского доступа. Последнее утверждение проверено при практическом использовании анализатора AnCom A-7 операторами связи России и СНГ.

### Литература

1. ITU-T G.991.1. High bit rate Digital Subscriber Line (HDSL) transceivers. 10/1998 - 159 p.
2. ITU-T G.991.2. Single-pair high-speed digital subscriber line (SHDSL) transceivers. 12/2003 - 188 p.
3. ITU-T G.992.5. Asymmetric Digital Subscriber Line (ADSL) transceivers – Extended bandwidth ADSL2 (ADSL2+). 05/2003 – 81 p.
4. Тарасов Н.А. Отечественные цифровые рефлектометры // «Вестник связи» - №8 - 2001 - с. 16-23
5. Тарасов Н.И., Кочеров А.В. Эксплуатационная надежность цифровых абонентских линий // «Вестник связи» - №6 – 2005 - с. 70-74
6. <http://www.debryansk.ru/~stell/reis105r.htm> - страница фирмы «СТЕЛЛ»
7. Бехар В., Кабакчиев Х. Алгоритмы цифровой демодуляции ЛЧМ-сигналов // Цифровая Обработка Сигналов - №2 - 2001 - с.25-31
8. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. М: Радио и связь – 1985 - 384 с.
9. Golay M.J.E. Complementary series // IRE Trans. on Information Theory – 1961 - Vol. 7. - №2 - p. 82-87.
10. Кочеров А.В. Анализатор систем передачи и кабелей связи AnCom A-7 - неочевидные возможности // «Электросвязь» - №2 - 2006
11. Starr T., Cioffi J.M., Silverman P.J. Understanding digital subscriber line technology. – Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall - 1999 - 474 p.
12. Gray R.M. Toeplitz and circulant matrices: a review. Stanford University, USA - <http://ee.stanford.edu/~gray/toeplitz.pdf> - 2002 - 68 p.
13. Джиган В.И. Многоканальные RLS- и быстрые RLS-алгоритмы адаптивной фильтрации // Успехи современной радиоэлектроники - 2004 - №11 - с. 48-77.
14. МСЭ-Т L.19. Многопарные медные сетевые кабели, обеспечивающие одновременную работу нескольких служб, таких как POTS, ISDN и xDSL. 11/2003 - 19 с.