

УДК 621.395

**АНАЛИЗ СОВМЕСТНОЙ РАБОТЫ НА МНОГОПАРНОМ ЭЛЕКТРИЧЕСКОМ КАБЕЛЕ ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ ПО ТЕХНОЛОГИИ xDSL-DMT**В.И. КИРИЛЛОВ<sup>1</sup>, Д.Ф. МАЛАШКЕВИЧ<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники  
П. Бровка, 6, Минск, 220013, Беларусь

<sup>2</sup>Комитет государственной безопасности Республики Беларусь  
пр. Независимости, 17, Минск, 220623, Беларусь

Поступила в редакцию 10 октября 2007

Рассмотрены особенности совместной работы на соседних парах многопарного кабеля цифровых систем передачи (ЦСП) с многочастотным способом модуляции (DMT - Discrete Multi Tone). Предложена математическая модель, описывающая прохождение помех от соседних ЦСП, обусловленных переходными влияниями (ПВ) между парами в кабеле. Обоснована методика расчета предельной длины участка регенерации для ЦСП, подверженной ПВ от соседних систем, при использовании различных вариантов построения сети доступа.

*Ключевые слова:* цифровая система передачи (ЦСП), квадратурно-амплитудная модуляция (QAM), длина участка регенерации, переходные влияния и переходные затухания (ПЗ) на ближнем и дальнем конце, адаптация ЦСП.

**Введение**

Многочастотный способ модуляции нашел широкое применение в различных системах наземного и спутникового цифрового теле- и радиовещания [1]. На проводных линиях абонентского доступа по металлическому кабелю метод DMT получил распространение в таких популярных вариантах технологии xDSL, как ADSL и VDSL, которые в настоящее время считаются наиболее пригодными для высокоскоростной передачи цифровой информации [2, 3]. Применяемый в DMT принцип передачи цифрового потока по множеству частотных подканалов, в каждом из которых осуществляется передача с одинаковой символьной скоростью 4 кБод/с (с частотным разносом 4,3125 кГц между подканалами), обеспечивает следующие преимущества:

низкая символьная скорость позволяет не учитывать в полосе пропускания подканала неравномерный и колебательный характер частотной характеристики затухания линии связи;

в каждом подканале имеется возможность выбрать максимально возможную скорость передачи цифрового подпотока и соответствующий вид многоуровневой QAM в зависимости от величины измеренной в подканале защищенности от помех, эта операция производится приемопередатчиком ЦСП при установлении соединения;

при измерении помехозащищенности учитывается как зависимость уровня сигнала в подканале от затухания в кабеле, так и результирующий уровень помех от всех воздействующих источников [4-7].

Последнее свойство приводит к тому, что при работе на соседних парах многопарного металлического кабеля нескольких однопарных (или разнотипных) ЦСП неожиданно оказыва-

ется, что системы могут работать только или с недопустимо низкими скоростями либо при недопустимо малой длине линии связи. Это не устраивает абонентов и операторов сети связи и подрывает их доверие к производителям (или продавцам) цифровых систем передачи. А причиной является то, что производители указывают технические характеристики своих систем, как правило, только для "одиночного режима" работы ЦСП без учета переходных влияний от других ЦСП. Их можно понять: до сих пор подобная задача решается только на основе непосредственных физических испытаний на реальных линиях связи. Учитывая разнообразие параметров этих линий и многообразие используемых типов совместно работающих ЦСП, нетрудно представить объем и стоимость таких испытаний.

Целью данной работы является разработка математических моделей, описывающих переходные влияния между соседними ЦСП с DMT-модуляцией, и на их основе создание методики, позволяющей путем математического моделирования рассчитать предельную длину участка регенерации ЦСП с различными скоростями передачи и вариантами адаптации (перераспределения цифровых потоков между подканалами).

Принимая во внимание большое число возможных вариантов совместной работы (с различными или одинаковыми скоростями передачи цифрового потока, с разными или одинаковыми способами распределения потока между подканалами и т.п.) и стремясь определить основные тенденции и особенности, в данной работе авторы ограничились рассмотрением совместной работы нескольких ЦСП (от 1 до 4), имеющих одинаковую скорость передачи и однотипный вариант распределения по подканалам. При анализе авторы использовали также результаты, полученные ими ранее при исследовании "одиночной" работы ЦСП-DMT [8].

### Математическая модель прохождения шумов и помех в ЦСП-DMT

В DMT, в отличие от CAP(QAM)-модуляции, используется целый набор несущих частот и соответственно подканалов, количество которых  $N$  определяется: а) скоростью исходного информационного потока  $V$ ; б) спецификой используемого способа помехоустойчивого кодирования (за счет него скорость потока возрастает в  $K_u$  раз,  $K_u \geq 1$ ); в) способом модуляции в каждом  $i$ -м подканале (как правило, многоуровневая квадратурная модуляция вида QAM- $Z_i$ , где  $Z_i = 2^{n_i}$ ,  $n_i$  — число разрядов кодовой комбинации  $i$ -го цифрового подпотока, заменяемых одним многоуровневым символом);

Согласно [3], во всех подканалах ЦСП-DMT используется одинаковая скорость следования символов  $V_c = 4$  кБод/с и соответственно, частота следования  $f_c = 4$  кГц, что позволяет связать все указанные выше параметры в виде [8].

$$V_{\Sigma} = VK_u = V_c \sum_{i=1}^N n_i = 4 \sum_{i=1}^N n_i, \text{ кбит/с.} \quad (1)$$

Определяемое из (1) число каналов  $N$  увеличивают на небольшое число подканалов  $\Delta N$ , которые используются для передачи служебной информации.

Каждый из подканалов служит для организации независимой передачи данных и имеет полосу пропускания  $\Delta f_k = 4,3125$  кГц, ( $\Delta f_k > f_c$ ), выбираемую с учетом обеспечения ортогональности сигналов соседних каналов и возможного различия задержки сигналов в соседних подканалах. При этом полная полоса частот, занимаемая цифровой системой в линейном спектре, равна:  $\Delta f_n \cong \Delta f_k(N + \Delta N)$ , кГц. Соответственно несущая частота каждого  $i$ -го подканала равна  $f_i = f_1 + \Delta f_k(i-1)$ ,  $i = 1, 2, \dots, (N + \Delta N)$ , где  $f_1$  — несущая частота первого (нижнего) подканала.

На этапе вхождения в связь производится проверка качества линии, после чего передатчик, исходя из уровня помех в частотном диапазоне сигнала DMT, для каждого из отдельных подканалов выбирает подходящий вид модуляции. На "чистых" частотных участках (с малым уровнем шумов) могут быть использованы виды модуляции с большими значениями спектральной плотности мощности, например, QAM-64. На зашумленных участках — более простые алгоритмы модуляции, например, QAM-4. Очевидно, что использование такого принципа регулирования потока передачи данных позволяет наиболее точно согласовывать параметры модулированного сигнала с параметрами линии, по которой он будет передаваться. При передаче данных информация распределяется между независимыми подканалами пропорционально

их пропускной способности. Приемник выполняет операцию мультиплексирования и восстанавливает исходный информационный поток.

При анализе эффективности ЦСП с линейными сигналами, сформированными методами DMT-модуляции, будем учитывать, что в каждом подканале используется линейный сигнал, сформированный методом CAP(QAM)-модуляции. При этом условно ЦСП с многочастотной DMT-модуляцией можно представить в виде суммы параллельно работающих независимых ЦСП с CAP(QAM)-модуляцией в каждом подканале, где сумма ограничена числом используемых несущих. В таком случае можно использовать материалы [9]. В частности, ожидаемая помехозащищенность регенератора в  $i$ -м подканале зависит от количества разрешенных амплитудных уровней импульсов  $Z_i$  линейного сигнала и ожидаемой вероятности ошибки в  $i$ -м подканале  $p_{i,ou}$  из уравнения [5]

$$A_{3,i} = 10,65 + 11,42 \lg(-\lg p_{i,ou}) + 20 \lg \left[ Z_i - 1 / 2 \right]. \quad (2)$$

При наличии в  $i$ -м подканале нескольких источников помех и принимая статистическую независимость этих составляющих суммарной помехи, результирующую ожидаемую защищенность регенератора ЦСП в  $i$ -м подканале можно определить как [5]

$$\begin{aligned} A_{3,\Sigma i} &= -20 \lg \sum_{j=1}^S U_{pi}^j / A_{p,i} = -10 \lg \sum_{j=1}^S U_{pi}^j{}^2 / A_{p,i}^2 = \\ &= -10 \lg \sum_{j=1}^S P_{pi}^j R_p / A_{p,i}^2 = -10 \lg \sum_{j=1}^S \text{dec} -0,1 A_{3,i}^j, \end{aligned} \quad (3)$$

где  $\text{dec}(x) = 10^x$ ;  $S$  — количество источников помех;  $A_{p,i}$ ,  $U_{pi}^j$  и  $P_{pi}^j$  — соответственно амплитуда импульса полезного сигнала, действующее напряжение и мощность  $j$ -й помехи ( $j \in [1, S]$ ) на входе решающего устройства (РУ)  $i$ -го подканала;  $R_p$  — входное сопротивление РУ;  $A_{3,i}^j$  — защищенность от  $j$ -го источника помехи, действующего на входе РУ в  $i$ -м подканале.

С учетом (2), (3) результирующая ожидаемая вероятность ошибки  $p_{i,ou}$  в  $i$ -м подканале определяется выражением

$$p_{i,ou} = \text{dec} -\text{dec} \left[ A_{3,\Sigma i} + \Delta A_{3,\text{знк}} - 10,65 - 20 \lg \left[ Z_i - 1 / 2 \right] / 11,42 \right], \quad (4)$$

где  $\Delta A_{3,\text{знк}}$  характеризует запас на так называемое "кодовое усиление" — дополнительное повышение защищенности за счет помехоустойчивого кодирования [8].

Суммарная вероятность ожидаемой ошибки в ЦСП-DMT будет равна взвешенной сумме ожидаемых вероятностей во всех подканалах и с учетом (1) примет вид:

$$p_{ou,\Sigma} = \sum_{i=1}^N p_{i,ou} V_i / V_{\Sigma} = 4 \sum_{i=1}^N p_{i,ou} n_i / V_{\Sigma}, \quad (5)$$

где  $V_i = 4n_i$  — скорость двоичного потока данных, передаваемых в  $i$ -м подканале, кбит/с.

Допустимая вероятность ошибки, усредненная на значительном временном интервале, например, за сутки, для линейного тракта длиной  $l_p$  определяется по формуле [5–7]

$$p_{ou,\text{доп}} = K_{ou\lambda\text{доп}} l_p, \quad (6)$$

где  $K_{ou\lambda\text{доп}}$  — допустимый километрический коэффициент ошибок, который для местной сети равен  $2,5 \cdot 10^{-10}$  1/км [5].

В ЦСП с DMT-модуляцией длина регенерационного участка  $l_p$  может считаться приемлемой только в том случае, если выполняется условие: ожидаемая вероятность ошибки при длине  $l_p$  меньше или равна допустимой вероятности ошибки. Учитывая (5) и (6), это условие примет вид

$$4 \sum_{i=1}^N p_{i,ou} n_i \leq V_{\Sigma} K_{ou1\dot{o}n} l_p, \quad (7)$$

где  $p_{i,ou}$  определяется из (4).

В частном случае, когда во всех подканалах используется один и тот же вид модуляции ( $n_i=n_0=\text{const}$ ), вместо (7) с учетом (1) получим условие [8]

$$\sum_{i=1}^N p_{i,ou} \leq N_0 K_{ou1\dot{o}n} l_p,$$

где  $N_0=V_{\Sigma}/4n_0$  — требуемое число подканалов при данном виде модуляции QAM  $-2^{n_i}$ .

Значение  $l_p=l_{\max}$ , при котором левая и правая части неравенства (7) станут равными, соответствует предельно допустимой длине участка регенерации. Именно этот показатель  $l_{\max}$  выбран нами в качестве основного критерия оценки эффективности ЦСП-DMT.

Полагая, как уже говорилось, справедливой аддитивную форму представления DMT-сигнала и трансформируя результаты анализа QAM/CAP-сигнала, полученные в [9], применительно к  $i$ -му подканалу, получим

$$A_{\Sigma,i}^j = -10 \lg \left( \frac{q_i}{P_{c,i}} \int_{-f_c}^{+f_c} G_{n,i}^j [f_i + f] \text{dec} [0, 1, a_i [f_i + f]] \varphi^2 [f] df \right), \quad (8)$$

где  $P_{c,i}$  — мощность передаваемого QAM-сигнала  $i$ -го подканала на входе линии связи (ЛС);  $q_i$  — расчетный коэффициент, характеризующий пик-фактор многоуровневого АИМ-сигнала, который модулирует  $i$ -ю поднесущую  $f_i$ ;  $q_i=\varphi(n_i)$  [8];  $G_{n,i}^j [f_i + f]$  — спектральная плотность мощности  $j$ -го источника помехи на входе приемной части ЦСП (выходе ЛС) в полосе пропускания  $i$ -го подканала;  $a_i [f_i + f]$  — затухание линии связи на частоте  $f_i$ ,  $f \in [f_c, +f_c]$ ;  $\varphi(f)$  — нормированная АЧХ блока видеокоррекции, который размещен между синхронным детектором подканала и решающим устройством в каждом  $i$ -м подканале приемного устройства; она определяется из выражения [8, 9]:

$$\varphi [f] = \frac{\cos^2 \pi f / 2f_c}{\sin \pi f / \Delta f_k} \frac{\Delta f_k}{2f_c}. \quad (9)$$

Распределение полной мощности группового DMT-сигнала  $P_{c,\Sigma}$  между отдельными подканалами на выходе передающей части должно удовлетворять условию

$$P_{c,\Sigma} = \sum_{i=1}^N P_{c,i} \leq P_{\dot{o}n} = \text{dec} [0, 1, p_{c,\dot{o}n}], \quad (10)$$

где  $p_{c,\dot{o}n}$  — максимально допустимый уровень передачи группового сигнала на входе ЛС (по международным нормам  $p_{c,\dot{o}n} \leq 13,5$  дБм).

Защищенность от собственных шумов определим, используя [8]. Спектральную плотность мощности собственных шумов на входе приемника  $i$ -го подканала можно представить как [5]

$$G_{n,i}^j [f_i + f] = kTD_{uy} [f_i + f], \quad (11)$$

где  $k$  — постоянная Больцмана;  $T$  — шумовая температура по Кельвину;  $D_{uy}(f_i+f)$  — коэффициент шума группового (или канального) усилителя-корректора (УК) приемной части ЦСП в полосе частот  $f_i+f$ , где  $f \in [f_c, +f_c]$ .

В большинстве случаев входные каскады приемной части ЦСП-DMT являются широкополосными (групповыми), поэтому можно принять  $D_{uy}(f_i+f) \cong D_{uy}(f_i) = D_{ui}$ :

Известно [5, 10], что типовая зависимость затухания линии связи определяется выражением

$$a_n f_i + f = \alpha f_i + f \quad l_p = a f_c \sqrt{f_i + f / f_c} \quad l_p = a_{лс} \sqrt{b_i + x} \quad \text{или}$$

$$a_n f_i + f = \alpha_n f_i \sqrt{1 + f / f_i} \quad l_p = a_n f_i \sqrt{1 + x / b_i} \cong a_n f_i \left( 1 + x / 2b_i \right), \quad (12)$$

где  $\alpha(F)$  — километрический коэффициент затухания линии связи на частоте  $F$ , дБ/км;  $a(f_i)$  и  $a_{лс}$  — затухание (в дБ) линии связи соответственно на частоте  $f_i$  и  $f_c$ ;  $x = f / f_c$ ;  $b_i = f_i / f_c$ ;  $f \in [-f_c, +f_c]$ .

Подставляя (11) и (12) в (8), можно определить ожидаемую защищенность от собственных шумов в децибелах:

$$A_{з.и}^w = -10 \lg \left( \frac{q_i k T D_{u.i}}{P_{c.i} \text{dec}[-0, 1 a_n f_i]} \int_{-f_c}^{+f_c} \frac{\text{dec}[0, 1 a_n f_i \sqrt{1 + f / f_i}]}{\text{dec}[0, 1 a_n f_i]} \varphi^2 f df \right) = \quad (13)$$

$$= p_{c.i} + 114 - 10 \lg D_{u.i} - 10 \lg f_i - a_n f_i - 10 \lg q_i / b_i - 10 \lg W_1.$$

где  $p_{c.i}$  — уровень мощности сигнала  $i$ -го подканала на входе ЛС, дБм;  $f_i$  — частота несущей  $i$ -го подканала в МГц;  $W_1$  — расчетный коэффициент, определяемый из выражения

$$W_1 = \int_{-1}^{+1} \text{dec}[0, 05 a_n(f_i) x / b_i] \varphi^2(x) dx. \quad (14)$$

Анализ (14) показывает, что для типовых значений применения ( $a_n \llcorner_i \cong 100$  дБ,  $b_i \geq 6$ ) и указанных выше значений  $\Delta f_k$  и  $f_c$  в (9) имеем  $W_1 \cong 0,3$  и  $10 \lg W_1 \cong -5$  дБ [8].

*Защищенность от переходных влияний.* Природа переходных влияний (ПВ) обусловлена наличием электромагнитных связей между соседними парами одного кабеля при работе нескольких 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, б соответственно.

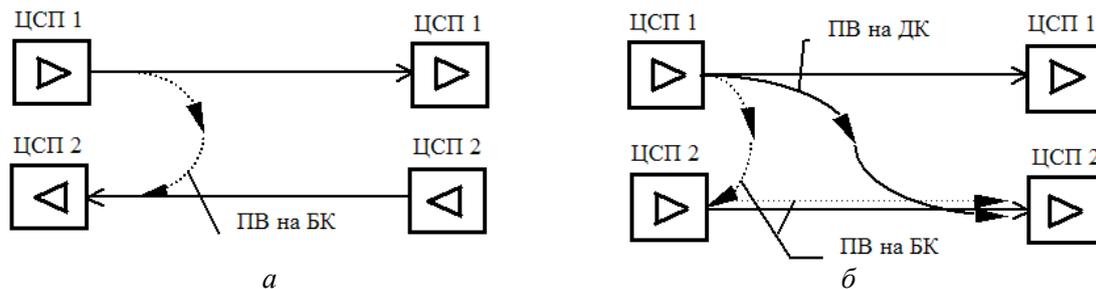


Рис. 1. Механизм возникновения помех от ПВ при работе на противоположных (а) и совпадающих (б) направлениях передачи

Здесь предполагается, что каждая из ЦСП работает по одной паре кабеля в одном направлении передачи. Условно принято, что ЦСП 1 — влияющая, а ЦСП 2 — подверженная влияниям. Параллельная работа на противоположных направлениях возникает при совместной работе нескольких ЦСП, построенных по принципу "двухпроводная однополосная", когда сигналы противоположных направлений одной и той же ЦСП передаются в одной полосе по одной паре и разделяются на приеме с помощью дифсистемы и эхокомпенсации [5, 6]. Эквивалентные схемы каналов прохождения переходных помех на вход приемной части подверженной влиянию ЦСП для каждого вида переходного влияния (рис. 1) представлены на рис. 2, а, б, соответственно.

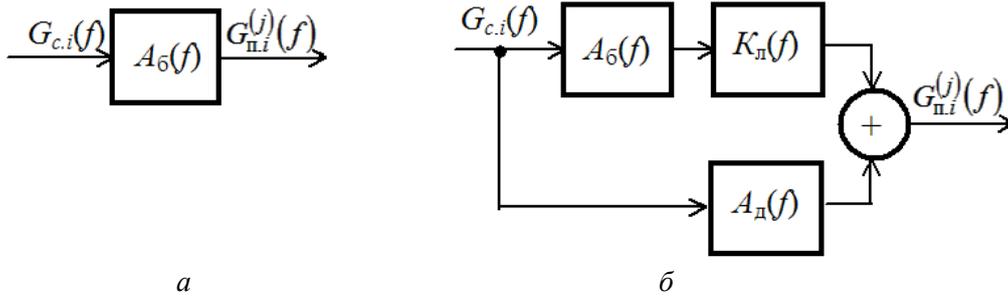


Рис. 2 Эквивалентные схемы каналов прохождения помех от ПВ при работе на противоположных (а) и совпадающих (б) направлениях передачи

Как видно из рис. 1,а и 2,а, каждый спектральный компонент мощности сигнала  $G_{c,i}(f_i+f)$  на выходе передающей части влияющей системы попадает на вход приемной части системы, подверженной влиянию, с затуханием  $A_{\delta}(f_i+f)$ , которое называется переходным затуханием (ПЗ) на ближний конец (БК). Спектральная плотность мощности помехи от ПВ на БК на входе приемной части ЦСП будет равна:

$$G_{n,i}^{(bk)}(f_i+f) = G_{c,i}(f_i+f) \text{dec}^{-0,1A_{\delta}(f_i+f)} \quad (15)$$

При параллельной работе на совпадающих направлениях передачи (рис. 1,б и 2,б) кроме ПВ на БК необходимо учитывать и так называемые ПВ на дальнем конце (ДК). Параллельная работа на совпадающих направлениях возникает при организации ЦСП как по схеме "двухпроводная однополосная", так и по схеме "двухпроводная двухполосная" [5]. В последнем случае стараются выполнить условие, что соседние ЦСП в одном направлении передачи работают в совпадающем спектре частот. Как видно из рис. 2,б, спектральные компоненты помехи от ПВ на ДК с выхода передающей части влияющей системы попадают на вход приемника системы, подверженной влиянию, с переходным затуханием  $A_{\delta}(f_i+f)$ , которое называется ПЗ на ДК.

Помеха от ПВ на БК попадает в рассматриваемом случае на выход передатчика ЦСП 2 с затуханием  $A_{\delta}(f_i+f)$ . Так как передатчик работает в ключевом режиме, его выходное сопротивление не согласовано с волновым сопротивлением линии. Поэтому помеха от ПВ на БК отражается от его выхода (принимается, что коэффициент отражения  $K_{omp}$  помехи примерно равен 1,0 [5]) и далее начинает распространяться по ЛС в том же направлении, что и полезный сигнал, с коэффициентом передачи  $K_{\pi}(f_i+f)$ . На входе приемной части системы, подверженной влиянию, происходит сложение по мощности помех от ПВ на БК и ДК. Учитывая изложенное, в общем случае спектральную плотность мощности помехи, возникающей на входе приемной части от ПВ при работе на совпадающих направлениях передачи, можно описать выражением:

$$G_{n,i}^{(dk)}(f_i+f) = G_{c,i}(f_i+f) K_{omp} \text{dec}^{-0,1A_{\delta}(f_i+f) + \alpha_{\pi}(f_i+f)} + \text{dec}^{-0,1A_{\delta}(f_i+f, l_p)} \quad (16)$$

при этом  $A_{\delta}(f_i+f, l_p) = A_{\text{зл}}(f_i+f, l_p) + \alpha_{\pi}(f_i+f, l_p)$ , где  $A_{\text{зл}}(f_i+f, l_p)$  — защищенность кабельной пары (не системы) от ПВ на ДК [5].

Как показано в [5–7, 10], для симметричных кабелей связи примерная частотная зависимость ПЗ на БК определяется выражением:

$$A_{\delta}(f_i+f) = A_{\delta}(f_c) - 15 \lg b_i - 15 \lg 1 + x/b_i = A_{\delta}(f_i) - 15 \lg 1 + x/b_i \quad (17)$$

где  $A_{\delta}(f_i)$  и  $A_{\delta}(f_c)$  — известное ПЗ на БК для рассматриваемого типа кабеля на частоте  $f_i$  или  $f_c$  (справочное значение);  $x = f/f_c$ ;  $b_i = f_i/f_c$ .

Защищенность кабельной пары (не системы!) от ПВ на ДК определяется соотношением [5]:

$$A_{\text{зл}}(f_i+f, l_1) = A_{\text{зл}}(f_c, l_1) - 10 \lg l_p/l_1 - m10 \lg b_i + x = A_{\text{зл}}(f_i, l_1) - 10 \lg l_p/l_1 - m10 \lg 1 + x \quad (18)$$

где  $A_{зл0}(f_c, l_1)$  и  $A_{зл0}(f_i, l_1)$  — известная защищенность от ПВ на ДК кабельной линии длиной  $l_1$  на частоте  $f_c$  и  $f_i$  (справочное значение);  $m$  — постоянный коэффициент, отражающий особенности ПВ на ДК в многопарных кабелях за счет внутриветерочных влияний (ВВ) и межветерочных влияний (МВ):  $m=4$  — для ВВ и  $m=2$  — для МВ [5].

Учитывая выражение для спектральной плотности QAM-сигнала  $i$ -го подканала, приведенное в [9, 11], выражение (15) для спектральной плотности мощности помехи от ПВ на БК, действующей на входе приемника, с учетом (17) можно представить как

$$G_{п.и}^{(бк)}(f_i + f) = \frac{2P_{c.i}}{f_c} \sqrt{|f|/f_c} \cos^2 \pi f / 2f_c \text{ dec } -0,1 \left[ A_{б} f_i - 15 \lg 1 + x/b_i \right]; f \in [-f_c, +f_c]; x = f / f_c. \quad (19)$$

Соответственно выражение (16) с учетом (17) и (18) примет вид

$$G_{п.и}^{(ок)}(f_i + f) = \frac{2P_{c.i}}{f_c} \sqrt{|f|/f_c} \cos^2 \pi f / 2f_c K_{omp} \text{ dec } -0,1 \left[ A_{б} f_i - 15 \lg 1 + x/b_i + \alpha_n f_i + f \right] + \text{ dec } \left[ -0,1 A_{зл0} f_c, l_1 - 10 \lg l_p / l_1 - m 10 \lg b_i + x + \alpha_n f_i + f \right]. \quad (20)$$

При анализе ПВ, возникающих при работе односторонних ЦСП, характерной особенностью является одинаковость спектральной плотности мощности сигнала на выходе передающей части влияющей и подверженной влияниям ЦСП.

Ожидаемая защищенность регенератора ЦСП от ПВ на БК может быть определена при подстановке (19) в (8):

$$A_{з.и}^{бк} = -10 \lg \left( 2q_i \text{ dec } 0,1 \alpha_n f_i - A_{б} f_i \int_{-1}^{+1} \sqrt{|x|} \cos^2 \pi x / 2 1 + x/b_i^{1,5} \text{ dec } [0,05 \alpha_n f_i x/b_i] \varphi^2 x dx \right) = A_{б} f_i - \alpha_n f_i - 3 - 10 \lg q_i - 10 \lg W_2, \quad (21)$$

где  $W_2$  — расчетный коэффициент, определяемый из выражения:

$$W_2 = \int_{-1}^{+1} \sqrt{|x|} \cos^2 \pi x / 2 1 + x/b_i^{1,5} \text{ dec } [0,05 \alpha_n f_i x/b_i] \varphi^2 x dx. \quad (22)$$

Остальные величины определены ранее.

Ожидаемая защищенность ЦСП от ПВ на ДК может быть определена при подстановке (20) в (8):

$$A_{з.и}^{ок} = -10 \lg \left( 2q_i K_{omp} \text{ dec } -0,1 A_{б} f_i \int_{-1}^{+1} \sqrt{|x|} \cos^2 \pi x / 2 1 + x/b_i^{1,5} \varphi^2 x dx + 2q_i b_i^m \text{ dec } \left[ -0,1 A_{зл0} f_c, l_1 \right] \int_{-1}^{+1} \sqrt{|x|} \cos^2 \pi x / 2 l_p / l_1 1 + x/b_i^m \varphi^2 x dx \right) = -10 \lg q_i - 3 - 10 \lg K_{omp} \text{ dec } -0,1 A_{б} f_i W_3 + b_i^m l_p / l_1 W_4 \text{ dec } \left[ -0,1 A_{зл0} f_i, l_1 \right], \quad (23)$$

где  $W_3, W_4$  — поправочные коэффициенты, определяемые методами численного интегрирования из выражений:

$$W_3 = \int_{-1}^{+1} \sqrt{|x|} \cos^2 \pi x / 2 1 + x/b_i^{1,5} \varphi^2 x dx, \quad (24)$$

$$W_4 = \int_{-1}^{+1} \sqrt{|x|} \cos^2 \pi x/2 \cdot 1 + x/b_i^m \varphi^2 x dx. \quad (25)$$

Для разных значений  $b_i$  ( $b_i \geq 6$ ) расчетные величины поправочных коэффициентов  $W_3, W_4$  мало отличаются друг от друга и равны:  $W_3=W_4 \cong 0,1$ . Остальные величины определены ранее.

### Анализ ожидаемой помехозащищенности ЦСП-DMT для различных вариантов построения сети доступа

Защищенность ЦСП от суммарной помехи, действующей на входе РУ, зависит ряда факторов: варианта построения сети (одно- или двухкабельной); количества параллельно работающих по парам одного кабеля систем передачи; количества пар кабеля, используемых для подключения одной ЦСП; способа организации дуплексной передачи для каждой из ЦСП и т.д. [5–7].

Рассмотрим основные составляющие суммарной помехи для некоторых вариантов при параллельной работе на сети  $M$  однотипных ЦСП:

1. Для варианта сети 1 (рис. 3), представляющего собой двухкабельное построение с четырехпроводными ЦСП и однополосной полудуплексной передачей по каждой паре, суммарная помеха будет обусловлена собственными шумами ЦСП и переходными помехами от  $(M-1)$  пар, на которых параллельно работают влияющие ЦСП с совпадающими направлениями. Выражение для защищенности от суммарной помехи в  $i$ -м подканале будет иметь вид:

$$A_{3i,\Sigma} \cong -10 \lg \left\{ \text{dec} \left[ -0,1A_{3i}^{uu} \right] + \sum_{i=1}^M \text{dec} \left[ -0,1A_{3i}^{\partial\kappa} \right] \right\}, \quad (26)$$

где составляющие суммарной защищенности  $A_{3i}^{uu}$  и  $A_{3i}^{\partial\kappa}$  определяются выражениями (13), (23) соответственно.

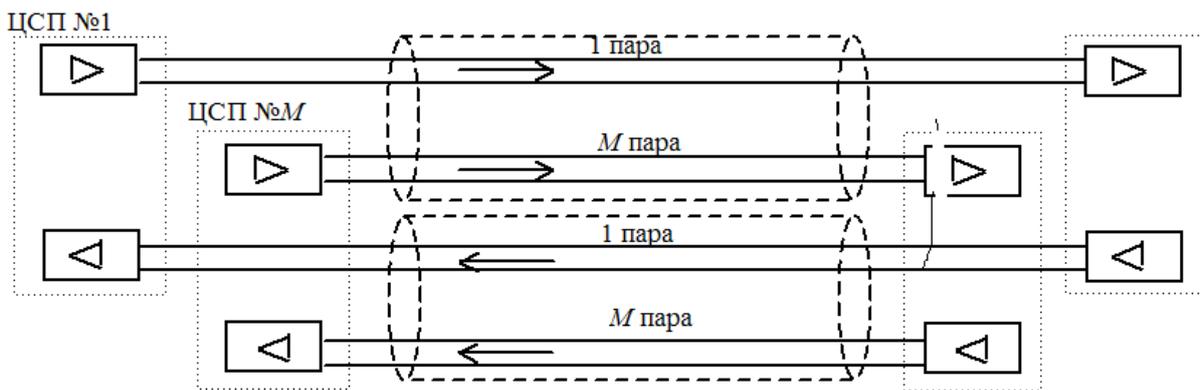


Рис. 3. Вариант построения двухкабельной цифровой кабельной сети

2. Вариант сети 2 (рис. 4), построен по схеме с двухпроводными ЦСП и однополосной дуплексной передачей по каждой паре. Здесь суммарная помеха будет обусловлена: собственными шумами; переходными помехами от  $(M-1)$  пар, на которых параллельно работают влияющие ЦСП с противоположным направлением передачи; переходными помехами от  $(M-1)$  пар, на которых параллельно работают влияющие ЦСП с совпадающим направлением передачи. Выражение для защищенности от суммарной помехи примет вид

$$A_{3i,\Sigma} \cong -10 \lg \left\{ \text{dec} \left[ -0,1A_{3i}^{uu} \right] + \sum_{i=1}^M \text{dec} \left[ -0,1A_{3i}^{\partial\kappa} \right] + \sum_{i=1}^M \text{dec} \left[ -0,1A_{3i}^{\partial\kappa} \right] \right\}, \quad (27)$$

где составляющие суммарной защищенности которого  $A_{3i}^{uu}$ ,  $A_{3i}^{\partial\kappa}$  и  $A_{3i}^{\partial\kappa}$  определяются выражениями (13), (21) и (23) соответственно.

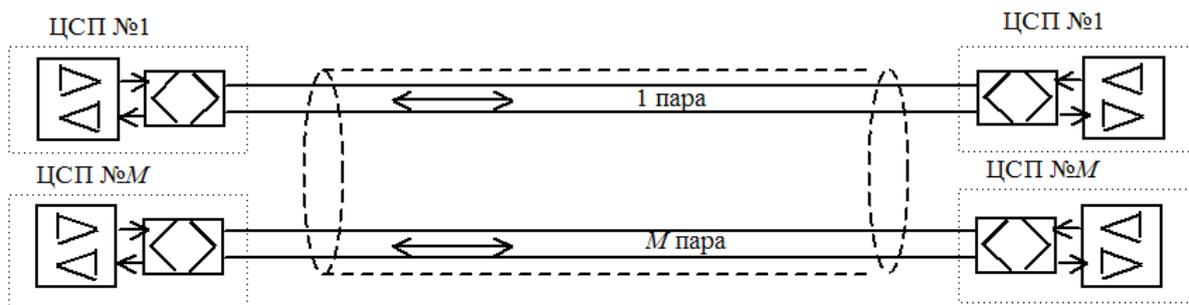


Рис. 4. Вариант построения однокабельной цифровой кабельной сети

### Алгоритм расчета предельной длины участка регенерации

Как было сказано, одним из основных обобщенных показателей эффективности работы ЦСП-DMT является предельно допустимая длина участка регенерации  $l_{\max}$ . Значение этого показателя зависит от многих факторов, которые можно объединить в три группы.

Первая группа факторов определяется особенностями формирования линейного сигнала ЦСП-DMT: скоростью передачи исходного цифрового потока  $V_{\Sigma}$ , числом подканалов  $N$  и видом модуляции в каждом подканале (числом разрешенных состояний  $Z_i = 2^{n_i}$  символов QAM-сигнала подканала), вариантами распределения полной мощности линейного сигнала между подканалами (т.е. видом зависимости  $p_{c,i} = \varphi(i)$ ,  $i \in \{1, N\}$ ), способами помехоустойчивого кодирования в подканалах и т.д.

Вторая группа факторов связана с характеристиками используемых кабелей связи, в частности с частотной характеристикой километрического затухания каждой пары, числом пар в кабеле, частотной зависимостью переходного затухания на БК и переходной защищенности на дальний конец и т.д.

Наконец, третья группа факторов определяется структурой построения сети доступа: одно- или двухкабельная схема организации связи, двухполосный или однополосный вариант обеспечения двусторонней передачи сигналов в ЦСП (в последнем случае возможен двухпроводный вариант с использованием дифсистемы и эхо-компенсации или четырехпроводный вариант), число одновременно работающих по кабелю ЦСП и др.

Для каждого набора влияющих факторов, повидимому, можно подобрать такие параметры используемых ЦСП, при которых можно обеспечить максимально возможную длину участка регенерации  $l_{\max}$ . Такая параметрическая оптимизация ЦСП может быть выполнена на основе приведенного выше математического аппарата путем численного моделирования на ПЭВМ и использования нестандартного программного обеспечения. Примерный вид алгоритма расчета имеет следующий вид:

1. Задается определенный набор влияющих факторов (из указанных выше) и некоторый интервал длин регенерационного участка, содержащий истинную длину участка регенерации  $l_{\max}$ .
2. По приведенным выше формулам в точке первого приближения, являющейся среднearифметическим значением границ заданного интервала, определяется сумма ожидаемых вероятностей ошибочного приема линейного сигнала во всех подканалах и допустимая вероятность ошибки.
3. Далее, используя метод Больцано (деление отрезка пополам), производят последовательное приближение  $l_p$  к максимально возможной длине участка регенерации  $l_{\max}$ , при которой выполняется равенство суммы ожидаемых вероятностей ошибки приема линейного сигнала во всех подканалах и допустимой вероятностью ошибки.
4. Полученные результаты моделирования, выполненные в широком диапазоне изменения влияющих факторов, требуют самостоятельного освещения, которое авторы предполагают сделать в следующей статье.

## Заключение

Цифровая система передачи по технологии DMT является многопараметрической системой, эффективность работы которой требует аналитического обоснования.

Предложено в качестве обобщенного показателя ЦСП-DMT (целевой функции) использовать предельно допустимую длину участка регенерации.

Разработан алгоритм расчета этого показателя на основе сравнения ожидаемой и допустимой вероятности ошибки ЦСП от основных видов помех и шумов; для всех компонентов алгоритма обоснованы и определены аналитические зависимости, не имеющие аналогов.

Разработанный алгоритм расчета и специализированное программное обеспечение позволяют для произвольной совокупности влияющих факторов рассчитать получающуюся при этом длину участка регенерации, что открывает возможность выполнения численной параметрической оптимизации однотипных ЦСП.

## BASED ON xDSL-DMT TECHNOLOGY DIGITAL TRANSMISSION SYSTEMS JOINT ACTION ANALYSIS IN HIGH-CAPACITY ELECTRIC CABLES

V.I. KIRILLOV, D.F. MALASHKEVICH

### Abstract

Features of multifrequency modulation digital transmission systems (DTS) joint action in neighbour pairs of high-capacity cables are considered. The mathematical model describing propagation of neighbour DTS disturbances caused by cable pair crosstalk is offered. Using various variants of access network construction computational procedure for limiting length of a DTS regeneration span subjected to crosstalk from neighbour systems is proved.

### Литература

1. Рихтер С.Г. Цифровое радиовещание. М., 2004.
2. Котиков И.М. // Технологии и средства связи. 2003. № 3. С. 31–34.
3. Recommendation ITU-T G.992.1. Asymmetric digital subscriber line (ADSL) transceivers. June 1999.
4. Кочеров А.В., Тарасов Н.И. // Вестник связи. 2005. № 4. С. 131–134.
5. Кириллов В.И. Многоканальные системы передачи: Учеб. М., 2003.
6. Кириллов В.И., Белко А.И. // Электросвязь. 2001. № 10. С. 20–23.
7. Кириллов В.И., Белко А.И. // Электросвязь. 2002. № 11. С. 15–18.
8. Кириллов В.И., Малашкевич Д.Ф. // Докл. БГУИР. 2007. Т. 5, № 2. С. 34–44.
9. Кириллов В.И., Белко А.И. // Электросвязь. 2003 № 10. С. 32–36.
10. Каталог "Кабели связи и кабельное оборудование-2006" // Технологии и средства связи. Спецвыпуск, 2006.
11. Кириллов В.И., Белко А.И., Жаденов О.А., Синица В.Н. // Электросвязь. 2005. № 2. С. 13–16.
12. Кириллов В.И., Белко А.И. // Электросвязь. 2006. № 6. С. 46–49.