

УДК 621.395

ИССЛЕДОВАНИЕ ПОТЕНЦИАЛЬНЫХ ВОЗМОЖНОСТЕЙ ЦИФРОВОЙ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ПО ТЕХНОЛОГИИ xDSL-DMT

В.И. КИРИЛЛОВ, Д.Ф. МАЛАШКЕВИЧ

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

*Комитет государственной безопасности Республики Беларусь
пр. Независимости, 17, Минск, 220623, Беларусь*

Поступила в редакцию 6 октября 2006

Рассмотрены особенности цифровых систем передачи с многочастотным способом модуляции (DMT — Discrete Multi Tone). Предложена математическая модель, описывающая прохождение сигнала и собственных шумов в цифровых системах передачи с DMT-модуляцией, и на ее основе методика расчета предельной длины участка регенерации с различными вариантами адаптации.

Ключевые слова: цифровая система передачи (ЦСП), QAM-модуляция, длина регенерационного участка, эффективность линейного сигнала.

Введение

Системы с одночастотной модуляцией для проводных ЦСП с использованием многоуровневой QAM-модуляции [1–4] имеют малые возможности адаптации в случае появления в полосе передачи полезного сигнала каких-либо внешних частотно ограниченных помех или ухудшений условий передачи в каком-то ограниченном диапазоне частот. Здесь эти факторы приводят к повышению вероятности ошибки приема всего линейного сигнала. При этом адаптация (если вероятность ошибки выше допустимой) сводится к уменьшению скорости передаваемого потока V при сохранении длины участка регенерации l_p , уменьшению l_p при сохранении скорости V и пропорциональному одновременному уменьшению l_p и V .

Применение многочастотной модуляции для проводных ЦСП (DMT-модуляции, которая является одним из вариантов OFDM [5]) при действии частотно-зависимых факторов обеспечивает дополнительные (кроме вышеперечисленных) возможности адаптации. В частности, за счет перераспределения отдельных частей полного цифрового потока между разными частотными каналами (подпотоками) при $l_p = \text{const}$, $V = \text{const}$ или путем обмена между l_p , V и числом подканалов N , или путем перераспределения полной мощности линейного сигнала между подканалами и др.

Однако потенциальные возможности этих методов адаптации, как и возможности самого метода DMT-модуляции для проводных ЦСП различных типов, в литературе практически не освещены, что не позволяет объективно оценить этот вид модуляции среди других альтернативных вариантов линейного кодирования (модуляции) [6].

Целью данной работы является разработка математической модели, описывающей прохождение сигнала и собственных шумов в ЦСП с DMT-модуляцией, и на ее основе методики расчета предельной длины участка регенерации с различными вариантами адаптации.

Математическая модель

Многочастотный способ модуляции (DMT) в настоящее время является одним из основных методов модуляции, используемых в таких перспективных технологиях xDSL, как ADSL и VDSL [7, 8]. В DMT в отличие от CAP(QAM)-модуляции используется целый набор несущих частот и соответственно каналов, количество N которых 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 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 [7], во всех подканалах ЦСП-DMT используется одинаковая скорость следования символов $V_c = 4$ кБод/с соответственно, частота следования $f_c = 4$ кГц, что позволяет связать все указанные выше параметры в виде

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

Определяемое из (1) число каналов N увеличивают на небольшое число подканалов ΔN , 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 $S(f)$ (ЛС), равна (рис. 1): $\Delta f_n \cong \Delta f_k(N + \Delta N)$, 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.

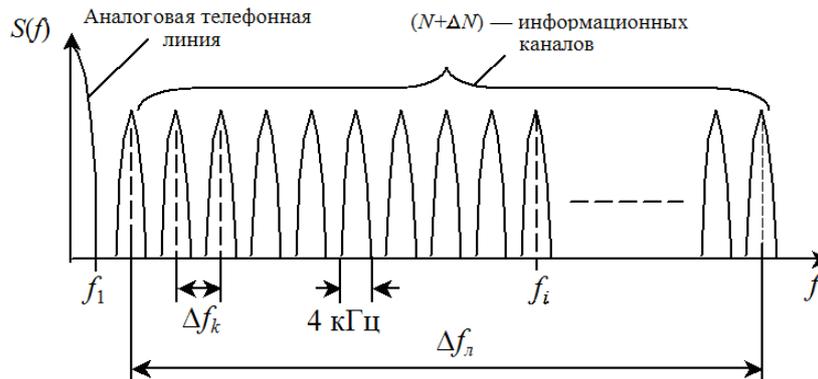


Рис. 1. Образование независимых каналов по методу DMT

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 каналами 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 при анализе эффективности линейного сигнала, сформированного методом CAP(QAM)-модуляцией в каждом подканале, можно использовать материалы [4]. 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 $p_{i,ош}$ из уравнения

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

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

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

где $\text{dec}(x) = 10^x$; S — количество источников помех; A_p , $U_{n,i}^{(j)}$ и $P_{n,i}^{(j)}$ — соответственно амплитуда импульса 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 шума действующего на входе РУ в i -м подканале.

Учитывая (2)–(3), результирующая ожидаемая вероятность ошибки $p_{i,ош}$ в i -м подканале определяется выражением

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

где $\Delta A_{3\text{нк}}$ характеризует так называемое "кодовое усиление" — дополнительное повышение защищенности за счет помехоустойчивого кодирования.

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

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

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

Допустимая вероятность ошибки для линейного тракта длиной l_p определяется по формуле [1–4]

$$p_{ош,доп} = K_{ош1доп} l_p, \quad (6)$$

где $K_{ош1доп}$ — допустимый километрический коэффициент ошибок, который для местной сети равен $2,5 \cdot 10^{-10}$ 1/км [1].

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

$$4 \sum_{i=1}^N p_{i,ош} n_i \leq VK_u K_{ош1доп} l_p, \quad (7)$$

где $p_{i,ош}$ 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

$$\sum_{i=1}^{N_0} P_{i, \text{ош}} \leq N_0 K_{\text{ош1доп}} l_p,$$

где $N_0 = VK_u/4n_0$ — требуемое число подканалов при данном виде модуляции QAM- 2^n .

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

Для проведения анализа ожидаемой защищенности регенератора в i -м подканале используем упрощенную структурную схему прохождения сигнала в этом подканале (рис. 2) [4].

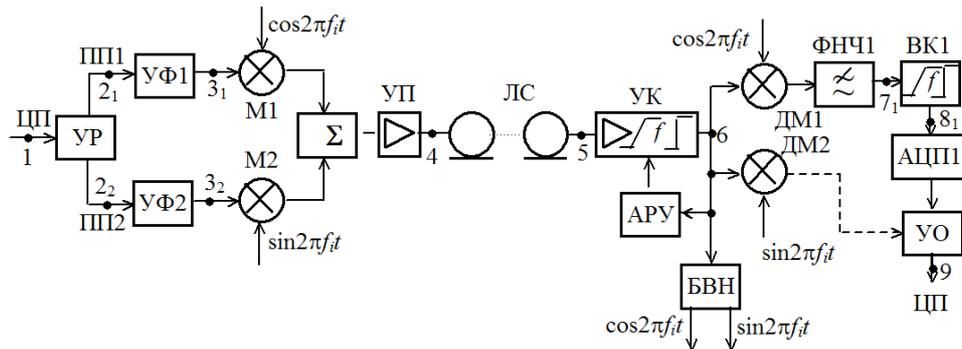


Рис. 2. Упрощенная структурная схема прохождения сигналов в i -м подканале ЦСП-DMT

На стороне передачи исходный цифровой сигнал i -го подпотока, имеющий скорость V_i (см. (5)), в устройстве разделения (УР) разделяется на синфазный и квадратурный субподпотоки, имеющие скорости соответственно $V_i/2$. Далее каждый из них в устройствах формирования (УФ) УФ1, УФ2 преобразуется в многоуровневый двухполярный АИМ-сигнал $A_1(t)$ и $B_1(t)$ с числом уровней $2^{0,5n_i}$ и символьной частотой f_c , который поступает на соответствующий квадратурный модулятор (М), построенный по схеме балансного перемножителя. После сумматора Σ и усилителя передачи (УП) получаем линейный сигнал i -го подканала (в точке 4 на рис. 2) в виде

$$U_4(t) = (A_1(t) \cos(2\pi f_i t) + B_1(t) \sin(2\pi f_i t)) K_{0ndi}, \quad (8)$$

где K_{0ndi} — коэффициент передачи по напряжению блока УП.

Далее линейный сигнал i -го подканала совместно с сигналами других подканалов проходит через линию связи (ЛС), групповой усилитель-корректор (УК) и поступает на вход канальных синхронных демодуляторов (ДМ), выполняющих разделение (селекцию) подканалов по частоте. Каждый i -й ДМ содержит два перемножителя ДМ1 и ДМ2, на вторые входы которых поступают синфазный ($\cos(2\pi f_i t)$) и квадратурный ($\sin(2\pi f_i t)$) сигналы из блока выделения несущих (БВН). На выходе каждого ДМ включен фильтр нижних частот (ФНЧ) с граничной частотой $f_{cp} \leq f_c$, а далее — видеокорректор (ВК1, ВК2), который корректирует форму многоуровневого символьного импульса для устранения межсимвольных искажений (МСИ). Каждый аналого-цифровой преобразователь (АЦП) выполняет функцию регенератора соответствующего квадратурного АИМ-сигнала $A_1(t)$ или $B_1(t)$ и формирует квадратурный субподпоток со скоростью $V_i/2 = 4n_i/2$. Далее в устройстве объединения (УО) квадратурные субподпотоки складываются и формируется полный подпоток со скоростью V_i . На оконечной станции ЦСП-DMT полученные i -е подпотоки складываются, образуя полный цифровой сигнал. Для упрощения описания здесь не рассматриваются процедуры, связанные с введением избыточности в цифровой сигнал, коррекцией ошибок и восстановлением потока (исключение избыточных символов).

Мощность i -го линейного сигнала на входе ЛС (в точке 4 на рис. 2) равна

$$P_{c,i} = \langle U_{4i}^2(t) / R_{л} \rangle = (K_{0ndi}^2 / R_{л}) (0,5 \langle A_1^2(t) \rangle + 0,5 \langle B_1^2(t) \rangle) = K_{0ndi}^2 A_{1mi}^2 C_i / R_{л}, \quad (9)$$

где $\langle \rangle$ — означает усреднение по времени; A_{1mi} — амплитуда многоуровневого АИМ-сигнала $A_1(t)$ (полагаем, что $B_1(t)$ имеет аналогичную структуру); C_i — постоянный коэффициент, зависящий от числа разрядов каждого квадратурного сигнала $n_i/2$ (табл.).

Зависимость коэффициента C_i от числа уровней квадратурного сигнала

$n_i/2$	1	2	3	4
C_i	1	0,51	0,40	0,35
Z_i	4	16	64	256

При расчете C_i предполагалось, что отдельные символы сигнала $A_1(t)$ имеют прямоугольную форму длительностью $\tau_c=1/\Delta f_k$ и амплитудой $\pm 1\Delta, \pm 3\Delta, \dots, \pm(-1+2^{0,5n_i})\Delta=A_{1mi}$, где Δ — шаг квантования, при этом появление различных по амплитуде и полярности символов равновероятно. Величина $1/C_i$ равна пик-фактору сигнала $A_1(t)$.

С другой стороны, мощность сигнала в точке 4 (на входе ЛС, см. рис. 2) может быть представлена в виде $G_c(f_i \pm f) = G_{0i} \Phi(f)$, где функция $\Phi(f)$ определяется спектральной плотностью мощности сигнала $A_1(t)$. Как показано в [1, 10],

$$G_c(f_i \pm f) = G_{0i} \sqrt{|f|/f_c} \cos^2(\pi f / f_c), \quad f \in [-f_c, +f_c]. \quad (10)$$

Учитывая, что

$$P_{c.i} = \int_{-f_c}^{+f_c} G_c(f_i \pm f) df = 2G_{0i} \int_0^{+f_c} \Phi(f) df,$$

после подстановки в (10) получим

$$G_{0i} = P_{ci} / (2 \cdot 0,253 f_c); \quad G_{c.i}(f_i \pm f) \cong \frac{2P_{ci}}{f_c} \sqrt{|f|/f_c} \cos^2(\pi f / f_c). \quad (11)$$

Для определения коэффициента передачи $K_y(f)$ усилителя-корректора приемной части i -го подканала (УК на рис. 2) полагаем, что УК достаточно точно корректирует неравномерность АЧХ затухания ЛС. Тогда

$$K_x(f) K_y(f) = \text{const} = K_{0np}, \quad f \in [-f_c, +f_c], \quad (12)$$

где $K_x(f)$ и $K_y(f)$ — частотно-зависимые коэффициенты передачи ЛС и УК; K_{0np} — частотно-независимый коэффициент передачи тракта от точки 4 до точки 6 (см. рис. 2).

Полагаем, что ФНЧ 1 и ФНЧ 2, стоящие после синхронных ДМ1, ДМ2, имеют равномерную АЧХ и линейную ФЧХ и не искажают демодулированный сигнал в точках 7₁ и 7₂:

$$\left. \begin{aligned} U_{7_1}(t) &= НЧ [U_6(t) \cos 2\pi f_i t] = 0,5 K_{0nd} K_{0np} A_1(t) \\ U_{7_2}(t) &= НЧ [U_6(t) \sin 2\pi f_i t] = 0,5 K_{0nd} K_{0np} B_1(t) \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

где оператор $НЧ[x(t)]$ определяет низкочастотную фильтрацию сигнала $x(t)$. Наличие в (13) постоянного множителя 0,5 объясняется процедурой синхронного детектирования (умножение принимаемого сигнала на колебание одной из квадратурных поднесущих $\cos(2\pi f_i t)$ или $\sin(2\pi f_i t)$ и последующей низкочастотной фильтрацией).

Полагаем, что реально имеющиеся искажения огибающих сигналов $A_1(t)$ и $B_1(t)$ обусловлены исключительно блоками ВК1 и ВК2, стоящими за ФНЧ1 и ФНЧ2 соответственно. Каждый блок ВК, имеющий коэффициент передачи $K_{вк}(f)$, совместно с УК корректирует неравномерность АЧХ коэффициента передачи ЛС таким образом, чтобы многоуровневый импульсный сигнал в точке 8 (на входе регенератора АЦП1, АЦП2) не имел МСИ. Критерием отсутствия МСИ является критерий Найквиста, описываемый соотношением

$$U_8(t) = \begin{cases} A_{8m}, & t = 0 \\ 0, & t = kT_c, \quad k = 1, 2, 3, \dots \end{cases} \quad (14)$$

где A_{8m} — амплитуда импульса $U_8(t)$; $T_c = 1/f_c$.

Условием оптимальной коррекции формы импульсов сигнала на входе РУ будет, как показано в [1–4], выполнение требований (14) при использовании корректора с "гладкой" частотной характеристикой и наименьшей граничной частотой, равной тактовой частоте импульсного сигнала. При этом форма одиночного импульса сигнала на входе РУ блока АЦП (в точке 8) должна быть такой, чтобы его спектральная плотность описывалась выражением [1]

$$S_8(f) = F[U_8(t)] = (A_{8m}/2f_c) \cos^2(\pi f/2f_c), \quad (15)$$

где $F[x(t)]$ — прямое преобразование Фурье функции $x(t)$.

Коэффициент передачи ВК определяется как

$$K_{вк}(f) = \frac{F[U_8(t)]}{F[U_7(t)]} = \frac{A_{8m}F[u_8(t)]}{A_{7m}F[u_7(t)]} = K_{вк0}\varphi(f), \quad (16)$$

где $u_7(t)$ и $u_8(t)$ — копии сигналов $U_7(t)$ и $U_8(t)$ в точках 7 и 8 с единичной амплитудой; A_{7m} и A_{8m} — амплитуды сигналов $U_7(t)$ и $U_8(t)$; $\varphi(f)$ — нормированная АЧХ ВК; коэффициент $K_{вк0} = A_{8m}/A_{7m}$.

Импульсы сигнала в точке 7 в соответствии с [6] имеют прямоугольную форму с длительностью по основанию, равную $\tau_c = 1/\Delta f_k$, и спектральную плотность, равную соответственно

$$F[U_7(t)] \cong \frac{A_{7m} \sin(\pi f/\Delta f_k)}{\Delta f_k (\pi f/\Delta f_k)}. \quad (17)$$

Тогда нормированная АЧХ коэффициента передачи ВК в (16) равна:

$$\varphi(f) = \frac{\cos^2(\pi f/2f_c)}{\sin(\pi f/\Delta f_k)/(\pi f/\Delta f_k)} \frac{\Delta f_k}{2f_c}. \quad (18)$$

С учетом (13) и (16) амплитуда сигнала в точках 8₁ и 8₂

$$A_{8m} = 0,5A_{1m}K_{0нд}K_{0нр}K_{вк0}. \quad (19)$$

В свою очередь коэффициенты передачи УК по напряжению K_{yn} и мощности K_{ym} с учетом (12) и (19) можно представить в виде

$$K_{yn}(f) = \frac{K_{0нр}}{K_l(f)} = \frac{2A_{8m}}{A_{1m}K_{0нд}K_{0вк}} dec[0,05a_l(f)], \quad (20)$$

$$K_{ym}(f) = \frac{K_{yn}^2(f)R_l}{R_p} = \frac{4A_{8m}^2 dec[0,1a_l(f)]R_l}{A_{1m}^2 R_p K_{0нд}^2 K_{0вк}^2}, \quad (21)$$

где R_p — входное сопротивление РУ блока АЦП; $a_l(f)$ — частотная характеристика затухания кабельной линии.

Защищенность ЦСП от j -го источника помехи в i -м подканале, действующего на входе РУ блока АЦП, будет равна:

$$A_{3,i}^{(j)} = -10 \lg\left(P_{п.i}^{(j)} R_p / A_{8m}^2\right), \quad (22)$$

где $P_{n.i}^{(j)}$ — суммарная мощность помехи от j -го источника шума, определенная на входе РУ i -го подканала в полосе частот $(f_i - f_c; f_i + f_c)$.

Если считать известной спектральную плотность мощности (СПМ) j -го источника на входе приемной части (в точке 5 на рис. 2) $G_{n.i}^{(j)}(f_i + f)$, $f \in [-f_c, +f_c]$, то величина $P_{n.i}^{(j)}$ определяется из выражения

$$P_{n.i}^{(j)} = \frac{1}{4} \int_{-f_c}^{+f_c} G_{n.i}^{(j)}(f_i + f) K_{ym}(f_i + f) K_{06к}^2 \varphi^2(f) df. \quad (23)$$

Учитывая (9), (19), выражение (22) после подстановки (23), (21) примет вид

$$A_{3.i}^{(j)} = -10 \lg \left(\frac{C_i}{P_{ci}} \int_{-f_c}^{+f_c} G_{n.i}^{(j)}(f_i + f) dec \left[0, 1 a_n(f_i + f) \varphi^2(f) \right] df \right). \quad (24)$$

Для расчета потенциальных возможностей ЦСП с DMT-модуляцией в данной работе учитывалась только одна составляющая помехи системы, а именно собственные шумы. Они оказывают основное влияние на выбор длины участка регенерации в случае работы по кабелю только одной ЦСП и отсутствия влияния сигнала обратного направления этой же ЦСП (это характерно для варианта ADSL с частотным разделением направлений).

СПМ собственных шумов можно представить как [1–4]:

$$G_{n.i}^{(j)}(f_i + f) = kTD_{uy}(f_i + f), \quad (25)$$

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

В большинстве случаев входная часть УК является широкополосной (групповой), поэтому можно принять $D_{uy}(f_i + f) \cong D_{uy}(f_i) = D_{ui}$.

Известно [1], что типовая зависимость затухания линии связи определяется выражением

$$\begin{aligned} a_n(f_i + f) &= \alpha(f_i + f) \quad l_p = \alpha(f_c) \left(\sqrt{(f_i + f)/f_c} \right) \quad l_p = a_{лс} \sqrt{b_i + x} \quad \text{или} \\ a_n(f_i + f) &= \alpha_n(f_i) \left(\sqrt{1 + f/f_i} \right) \quad l_p = \alpha_n(f_i) \sqrt{1 + x/b_i} \cong \alpha_n(f_i) (1 + x/2b_i), \end{aligned} \quad (26)$$

где $\alpha(F)$ — километрический коэффициент затухания линии связи на частоте F , дБ/км; $\alpha(f_i)$ и $\alpha_{лс}$ — затухание 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 (25) и (26) в (24), можно определить ожидаемую защищенность от собственных шумов в децибелах:

$$\begin{aligned} A_{3.i}^{(u)} &= -10 \lg \left(\frac{C_i k T D_{u.i}}{P_{c.i} dec[-0, 1 a_n(f_i)]} \int_{-f_c}^{+f_c} \frac{dec \left[0, 1 a_n(f_i) \sqrt{1 + f/f_i} \right]}{dec \left[0, 1 a_n(f_i) \right]} \varphi^2(f) df \right) = \\ &= p_{c.i} + 114 - 10 \lg(D_{u.i}) - 10 \lg(f_i) - a_n(f_i) - 10 \lg(C_i/b_i) - 10 \lg(W_1), \end{aligned} \quad (27)$$

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

$$W_1 = \int_{-1}^{+1} dec \left[0, 05 a_n(f_i) (x/b_i) \right] \varphi^2(x) dx. \quad (28)$$

Анализ выражения (28) показывает, что для расчета предельной длины участка регенерации ЦСП с DMT-модуляцией в диапазоне значений $\alpha_n(f_i) \leq 100$ дБ и $b_i \geq 6$ можно принять $W_1 \cong 0,3$.

При расчете $A_{3,i}^{(u)}$ по (27) с использованием (28) необходимо учесть ограничения [6] на полную мощность линейного сигнала $P_{c,\Sigma}$:

$$P_{c,\Sigma} = \sum_{i=1}^N P_{c,i} = \sum_{i=1}^N \text{dec}(0,1 p_{c,i}) \leq P_{\text{don}} = \text{dec}(0,1 p_{\text{don}}); p_{\text{don}} \leq 13,5 \text{ дБм}, P_{\text{don}} \leq 22 \text{ мВт}. \quad (29)$$

Для анализа потенциальной эффективности ЦСП-DMT были проведены численные расчеты предельной длины регенерационного участка при разных скоростях передачи (2320 кбит/с, 1168, 784, 512 и 256 кбит/с) для двух типов кабелей (КСПП-1х4х1,2 и ТПП-0,4), технические характеристики которых приведены в [2–4, 9]. При этом принималось, что нижняя частота спектра линейного сигнала равна $f_1 \cong 25$ кГц [7]. Результаты численных расчетов представлены на рис. 3–6.

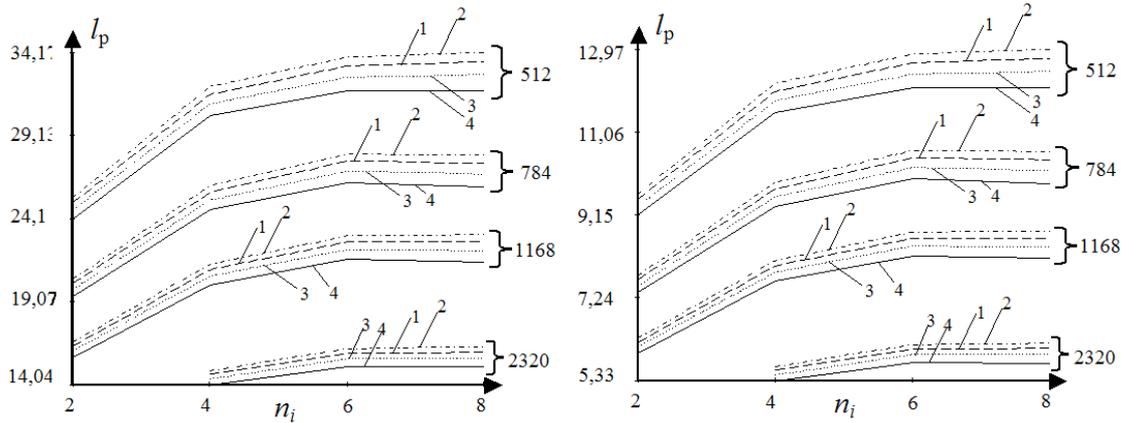


Рис. 3. График предельных значений длин участков регенерации для первого и второго вариантов работы ЦСП с различными линейными сигналами: а) по кабелю типа КСПП-1х4х1,2; б) по кабелю типа ТПП-20х2х0,4. 1 — вариант № 2 ($\Delta p=10$); 2 — вариант № 2 ($\Delta p=15$); 3 — вариант № 2 ($\Delta p=5$), 4 — вариант № 1

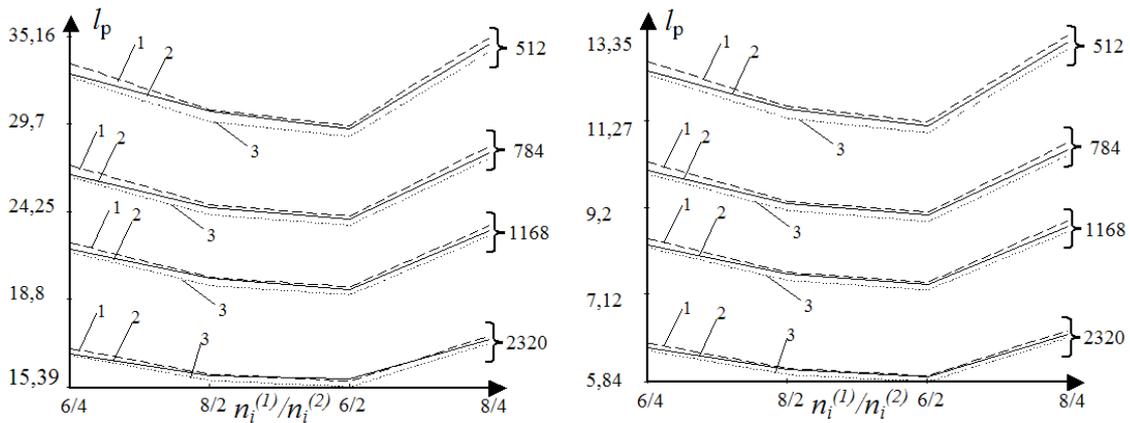


Рис. 4. График предельных значений длин участков регенерации для третьего и четвертого вариантов работы ЦСП с различными линейными сигналами: а) по кабелю типа КСПП-1х4х1,2; б) по кабелю типа ТПП-20х2х0,4. 1 — вариант № 4 ($\alpha=0,1$); 2 — вариант № 3; 3 — вариант № 4 ($\alpha=0,5$)

При расчете предельной длины участка регенерации ЦСП анализировались следующие варианты формирования линейного сигнала (адаптации цифровой системы):

№ 1: $n_i = \text{const}$, $p_{c,i} = p_{c0} = \text{const}$, $i \in [1, N]$, при этом принималось $n_i = 2, 4, 6$ или 8 и соответственно рассчитывалась величина N по (1) (для упрощения здесь и далее принималось $\Delta N = 0$), p_{c0} определялось из (29): $p_{c0} = p_{\text{don}} - 10 \lg N$; $f_i = f_1 + \Delta f_k(i-1)$, при этом $f_1 \cong 25$ кГц (кривая 4 на рис. 3);

№ 2: отличается от варианта № 1 введением перекоса уровней линейного сигнала: $p_{c,i}=p_{c1}+\Delta p(i-1)/(N-1)$, где $\Delta p=p_{c,N}-p_{c1}=\text{const}$ (5; 10 или 15 дБ) — перекося уровней мощности между 1-м и N -м подканалом, при этом [1]

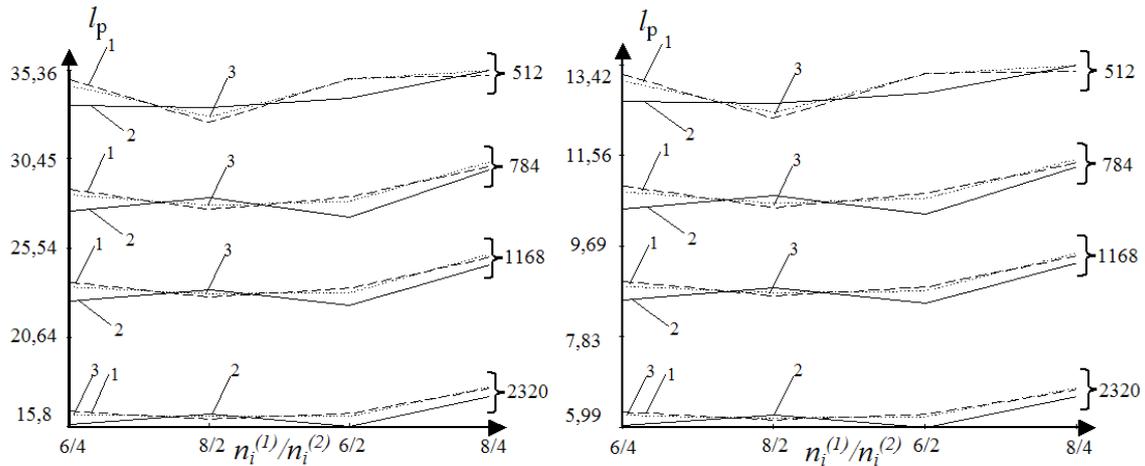


Рис. 5 График предельных значений длин участков регенерации для пятого и шестого вариантов работы ЦСП с различными линейными сигналами: а) по кабелю типа КСПП-1×4×1,2; б) по кабелю типа ТПП-20×2×0,4. 1 — вариант № 6 ($\Delta p=10$); 2 — вариант № 5; 3 — вариант № 6 ($\Delta p=7$)

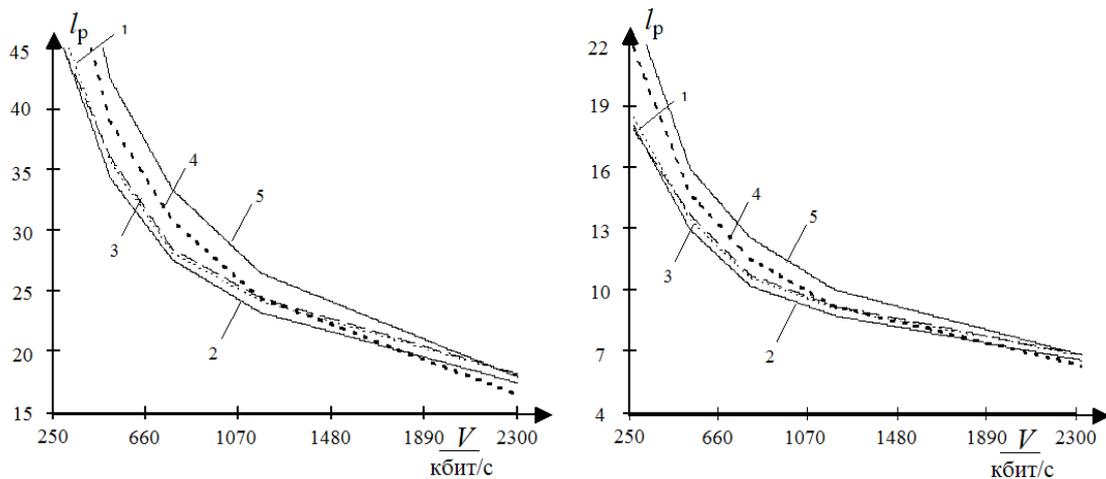


Рис. 6. График предельных значений длин участков регенерации для седьмого варианта работы ЦСП с различными линейными сигналами: а) по кабелю типа КСПП-1×4×1,2; б) по кабелю типа ТПП-20×2×0,4. 1 — вариант № 7 ($\Delta p=10$); 2 — вариант № 7 ($\Delta p=0$); 3 — вариант № 7 ($\Delta p=14$); 4 — САР-16; 5 — САР-64

$$p_{c1} = p_{c0} + 10 \lg \left[0,23 \Delta p / (-1 + \text{dec}(0,1 \Delta p)) \right]; \quad (30)$$

результаты отражены на рис. 3, кривые 1–3; p_{c0} в (30) определен для варианта № 1, где $n_i=\text{const}$ (2,4,6 или 8);

№ 3: отличается от варианта № 1 тем, что информационный поток V делится на две части ($V=V_1+V_2$), причем поток V_1 передается в нижней области частот с $n_i=n_i^{(1)}=\text{const}$ (8 или 6), при этом занято число каналов $N^{(1)} \cong V_1/4n_i^{(1)}$, а поток V_2 — в верхней области частот с $n_i=n_i^{(2)}=\text{const}$ (4 или 2), с занятием $N^{(2)} \cong V_2/4n_i^{(2)}$ каналов; уровни мощности во всех каналах приняты одинаковыми: $p_{c,i}=p_{c0}=p_{\text{дон}}-10 \lg(N^{(1)}+N^{(2)})$; $V_1=V_2=V/2$ (кривая 2 на рис. 4);

№ 4: отличается от варианта № 3 только тем, что для передачи потока V_1 выделяется заданная доля t от полной допустимой мощности линейного сигнала $P_{\text{дон}}$ системы, при этом для

каналов с $i \in [1, N^{(1)}]$ имеем $p_{c,i}^{(1)} = p_{\text{дон}} + 10 \lg(t) - 10 \lg N^{(1)}$, а для $i \in [1, N^{(2)}]$: $p_{c,i}^{(2)} = p_{\text{дон}} + 10 \lg(1-t) - 10 \lg N^{(2)}$; принимаем $t=0,5$ или $0,1$ (рис. 4, кривые 1 и 3).

№ 5: отличается от варианта № 3 тем, что передача потоков V_1 и V_2 осуществляется равным числом каналов: $N^{(1)} = N^{(2)} = V/4(n_i^{(1)} + n_i^{(2)})$, соответственно $V_1 = V n_i^{(1)} / (n_i^{(1)} + n_i^{(2)})$; $V_2 = V - V_1$; уровень мощности во всех подканалах одинаков $p_{c,i} = p_{c0} = p_{\text{дон}} - 10 \lg N^{(1)} - 3$ дБм (рис. 5, кривая 2).

№ 6: отличается от варианта № 3 тем, что используется общий перекоп уровней мощности каналов $p_{c,j} = p_{c1} + \Delta p(j-1) / (N^{(1)} + N^{(2)} - 1)$; $j \in [1, (N^{(1)} + N^{(2)})]$, где $\Delta p = 7$ или 10 дБ; p_{c1} — рассчитывается из (30) для p_{c0} , определенного в варианте № 5 с равным числом подканалов (рис. 5, кривые 1 и 3);

№ 7: отличается от варианта № 6 тем, что поток делится на четыре части $N^{(1)} = N^{(2)} = N^{(3)} = N^{(4)} = V/4(n_i^{(1)} + n_i^{(2)} + n_i^{(3)} + n_i^{(4)})$, причем $n_i^{(1)} = 8$, $n_i^{(2)} = 6$, $n_i^{(3)} = 4$, $n_i^{(4)} = 2$, а также тем, что используется линейный перекоп уровней мощности каналов $p_{c,j} = p_{c1} + \Delta p(j-1) / (4N^{(1)} - 1)$ для $j \in [1, 4N^{(1)}]$, где $\Delta p = 0$; 10 или 14 дБ; p_{c1} определяется из (30) при $p_{c0} = p_{\text{дон}} - 10 \lg 4N^{(1)}$ (рис. 6, кривые 1–3).

Для сравнения на рис. 6 приведены основанные на [4] зависимости $l_p = \varphi(V)$ для одночастотной модуляции CAP-16 и CAP-64 (кривые 4, 5) при передаче только нисходящего цифрового потока.

Заключение

Представленные результаты отражают предельные возможности ЦСП-DMT с учетом влияния только собственных шумов регенератора и позволяют сделать следующие обобщения:

1. На основании предложенной эквивалентной структуры построения разработаны математические модели (ММ), описывающие прохождения полезного сигнала и собственного шума в ЦСП-DMT.

2. На основе этих ММ предложен алгоритм расчета предельной длины участка регенерации ЦСП-DMT для произвольных вариантов кодирования в отдельных подканалах, выбора числа подканалов, скоростей передачи исходного цифрпотока, параметров линии связи и т.п.

3. Для ряда возможных вариантов формирования линейного сигнала адаптации системы на основе разработанных алгоритмов и созданного программного обеспечения произведены численные расчеты на ПЭВМ предельно допустимой длины участка регенерации, которые позволяют сформулировать следующие выводы:

при возрастании числа разрядов кодовой комбинации цифрового потока, заменяемых одним символом многоуровневого сигнала в каждом подканале, предельная длина участка регенерации растет примерно до $n=6$ ($Z=64$). Дальнейшее увеличение n не приводит к уменьшению l_{max} , что объясняется снижением помехозащищенности линейного сигнала, возрастанием вероятности ошибки в подканалах и суммарной ожидаемой вероятности ошибки полного цифрового потока;

при работе ЦСП с одним и тем же видом модуляции в подканалах применение перекопа уровней в пределах до $\Delta p = 15$ дБ позволяет увеличить l_p на 6–8%;

деление информационного потока на две равные части с передачей первой части в нижней области частот многоуровневым линейным сигналом в подканалах с $n=8$ или 6, а второй части — в верхней области частот линейным сигналом с $n=2$ или 4 может в некоторых случаях давать выигрыш в длине участка регенерации l_p , а в некоторых случаях — проигрыш по сравнению с предыдущим вариантом (с $n_i = \text{const}$ во всех подканалах системы). Так вариант № 1 с $n_i = 8$ при всех скоростях передачи уступает варианту № 3 при $n_i^{(1)}/n_i^{(2)} = 8/4$, при этом различие l_p доходит до 1%. Однако при $n_i^{(1)}/n_i^{(2)} = 8/2$ — наоборот, вариант № 3 уступает варианту № 1;

при распределении полной мощности линейного сигнала между первой и второй половинами цифрового потока таким образом, что вторая часть, передаваемая в высокочастотной области, получает не половину, а большую долю полной мощности, например 90%, можно получить дополнительное увеличение l_p порядка 2–3%;

более эффективными, чем рассмотренные выше варианты, являются варианты № 5 и № 6, в которых не поток делится на равные две части, а общее число подканалов, при этом

в низкочастотной области, как и ранее, используется линейный сигнал с большим числом уровней ($n_i^{(1)} > n_i^{(2)}$); выигрыш l_p по сравнению с исходным вариантом № 1 доходит до 13%. Перекос уровней для этого варианта влияет по-разному в зависимости от выбранных кодов $n_i^{(1)}$ и $n_i^{(2)}$ в нижней и верхней части линейного спектра. Для комбинаций $n_i^{(1)}/n_i^{(2)}=8/4$ при перекосе $\Delta p=10$ дБ величина l_p практически не изменяется для скоростей передачи выше 784 кбит/с, а при скорости 256 кбит/с — снижается на 3%. Для комбинации $n_i^{(1)}/n_i^{(2)}=6/4$ перекос $\Delta p=10$ дБ дает положительный эффект при всех скоростях, достигая 4% для скорости 256 кбит/с;

наиболее эффективным из всех рассмотренных является вариант №7 с разделением подканалов на четыре части, в каждой из которых используется свой код модуляции; сравнение DMT- и CAP-модуляции для передачи равноскоростных цифровых потоков в нисходящем направлении (см. рис. 6) показывает, что оба вида модуляции линейного сигнала примерно одинаковы при передаче потоков со скоростью не более 1 Мбит/с, а для более скоростных потоков — предпочтение имеет DMT-модуляция, причем на любых типах кабеля.

Приведенные результаты отражают возможности и эффективность вариантов адаптации при использовании DMT-модуляции; они не являются окончательными для выбора и обоснования предельной длины участка регенерации, поскольку для этого требуется дополнительно учесть: а) значение предельно-допустимой длины l_p для передачи цифрового потока в обратном направлении (для вариантов ADSL, использующих частотное разделение направлений, когда низкоскоростной цифровой поток от абонента к станции передается в области более высоких частот, чем нисходящий высокоскоростной поток); расчет l_p проводится по приведенной выше методике с учетом соответствующих значений f_1 и V ; б) возможное влияние однотипных ЦСП, работающих по соседним парам этого же кабеля (за счет переходных влияний на ближний и/или дальний конец). Учет этих факторов предполагается сделать в последующих работах авторов.

RESEARCH ON CAPABILITIES OF DIGITAL TRANSFER SYSTEM BASED ON XDSL-DMT TECHNOLOGY

V.I. KIRILLOV, D.F. MALASHKEVICH

Abstract

Features of digital transfer systems with multifrequency way of modulation (DMT-Discrete Multi Tone) are considered. The passage mathematical model of a signal and own noise in digital transfer systems with DMT-modulation, and computational procedure of limiting length of a regeneration site with various variants of adaptation are discussed.

Литература

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