

$$\left. \begin{aligned} 1 - \gamma &= P_{II}^6; \\ \beta &= \frac{P_{II}^n}{P_{III}^n}; \\ \alpha &= \frac{1 - P_{III}^n}{\gamma - P_{III}^n}. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

### Выводы

1. Следует отметить, что число уравнений определяется числом наблюдаемых характеристик – большего числа уравнений, чем число наблюдаемых характеристик, получить невозможно.

2. В статье предложен подход к расчету эксплуатационных и расчетных показателей надежности, основанный на сборе и обработке данных, полученных при эксплуатации подсистем контроля и диагностики систем сигнализации.

3. Разработаны математические модели и получены аналитические формулы для определения показателей надежности, к которым от-

носятся:  $\alpha$  – вероятность трансформации сигнала подтверждения в сигнал запроса (ошибка контроля I рода);  $\beta$  – вероятность трансформации сигнала запроса в сигнал подтверждения (ошибка контроля II рода);  $\gamma$  – вероятность искажения сигнальной единицы.

4. Показано, что такие показатели качества обслуживания вызовов, как  $\gamma$ ,  $\alpha$ ,  $\beta$  могут быть получены расчетным путем по характеристикам, наблюдаемым в процессе эксплуатации систем сигнализации.

### Литература

1. Засецкий А.В., Иванов А.Б., Постников С.Д., Соколов И.В. Контроль качества в телекоммуникациях и связи. Часть II. Под ред. Иванова А.Б. М.: Компания САЙРУС СИСТЕМС, 2001. – 120 с.
2. МККТТ. Синяя книга. Т. VI, вып. VI.9. Требования к системе сигнализации № 7, Рекомендации Q.771-Q.795. IX Пленарная Ассамблея. Мельбурн, 1988.
3. Зеленцов Б.П. Матричные модели надежности систем. Н.: Наука, 1991. – 110 с.

УДК 621.395.664

## ОПТИМИЗАЦИЯ УПРАВЛЕНИЯ ЗАГРАЖДАЮЩЕЙ ФУНКЦИЕЙ ЭХОПОДАВЛЯЮЩИХ УСТРОЙСТВ

*Шаврин С.С.*

Электрическое эхо в совокупности с другими эффектами, вызванными его некорректным подавлением, занимает в настоящее время лидирующие позиции в статистике претензий абонентов сетей связи к качеству телефонной передачи. Одним из главных эффектов некорректного подавления эхосигналов является наличие кратковременных выпадений речевых фрагментов, часто наблюдаемых при разговорах по эхозащищенным каналам и получивших название клиппирования речи.

Для борьбы с мешающим воздействием эффекта электрического эха станционное оборудование сетей связи и некоторые виды абонентских терминалов оснащаются эхоподавляющими устройствами (ЭПУ), использующими два основных механизма подавления эхосигналов – заграждающий и компенсационный.

Заграждающий механизм предполагает внесение значительного затухания в обратное направление передачи телефонного канала при передаче речи в прямом. Эхоподавляющие устройства, реализующие заграждающий принцип подавления эхосигналов, получили название эхозаградителей (ЭЗ); их характеристики регламентируются рекомендацией МСЭ-Т G.164 [1].

Компенсационный механизм реализует функции формирования копии эхосигнала на основе принимаемого в прямом направлении передачи полезного сигнала и ее вычитания из сигнала обратного направления. Компенсационный принцип в чистом виде далеко не всегда обеспечивает необходимую степень подавления эхосигналов, поэтому в ЭПУ компенсационного типа – эхокомпенсаторах (ЭК) – он всегда дополняется заграждающей функцией, исполняемой нелинейным процессором [2].

Заграждающая функция активизируется при одностороннем разговоре в дальнейшем по отношению к говорящему абоненту ЭПУ; в режиме встречного разговора эта функция должна выключаться. Некорректное управление активностью заграждающей функции приводит к клиппированию речи, оказывающему весьма значительное мешающее воздействие.

Настоящая статья посвящена проблеме снижения степени клиппирования речи эхоподавляющими устройствами и поиску путей ее решения.

Согласно требованиям действующих регламентирующих документов, управление активностью

заграждающей функции должно осуществляться в соответствии с ожидаемым уровнем экосигнала. Выключение заграждающей функции должно производиться по превышению уровнем сигнала в тракте передачи ЭПУ, усредненным на интервале 2 мС, значения  $L_S$ :

$$L_R - a_x - 3 \leq L_S \leq L_R - a_x$$

где  $L_R$  – текущее значение уровня сигнала в тракте приема ЭПУ,  $a_x$  – значение адаптивно настраиваемого затухания, а ее активизация – с некоторым гистерезисом относительно значения  $L_S$ .

Значение  $a_x$  адаптивно настраивается в режиме подавления экосигнала и в режиме покоя; на время встречного разговора адаптация  $a_x$  обычно останавливается. В режиме подавления экосигнала  $a_x$  адаптивно подстраивается к величине затухания эхотракта  $a_E$ :  $a_E - 9 \leq a_x \leq a_E - 6$  со скоростью  $V_{пр} > 4$  дБ/С, называемой скоростью прямой адаптации. В режиме отсутствия сигналов в канале – режиме покоя – величина  $a_x$  снижается до 0 дБ со скоростью  $V_{обр} > 4$  дБ/С, назы-

ваемой скоростью обратной адаптации. МСЭ-Т избегает конкретизации требования к значениям  $V_{пр}$  и  $V_{обр}$ , указывая, что скорости порядка 10 дБ/С могут считаться субъективно приемлемыми [1]. Как показывает опыт эксплуатации эхозащищенных каналов телефонной связи, это значение не может считаться оптимальным ни для  $V_{пр}$ , ни для  $V_{обр}$ . Задача снижения степени клиппирования речи эхоподавляющими устройствами может быть решена оптимизацией значений  $V_{пр}$  и  $V_{обр}$  по критерию максимальной субъективной абонентской оценки качества телефонной передачи.

Такое решение требует разработки механизма повышения скорости  $V_{пр}$ , обеспечивающего устойчивость и стабильность процесса адаптации, и проведение оптимизационных экспериментальных исследований. Предлагаемые принципы решения проблемы рассматриваются далее.

Отсутствие конкретных рекомендаций и формулировок по выбору значений  $V_{пр}$  и  $V_{обр}$  отражает ограниченные возможности измерения значения  $a_E$  в эксплуатационных условиях с необходимой точностью. Оперативное измерение затухания эхотрак-

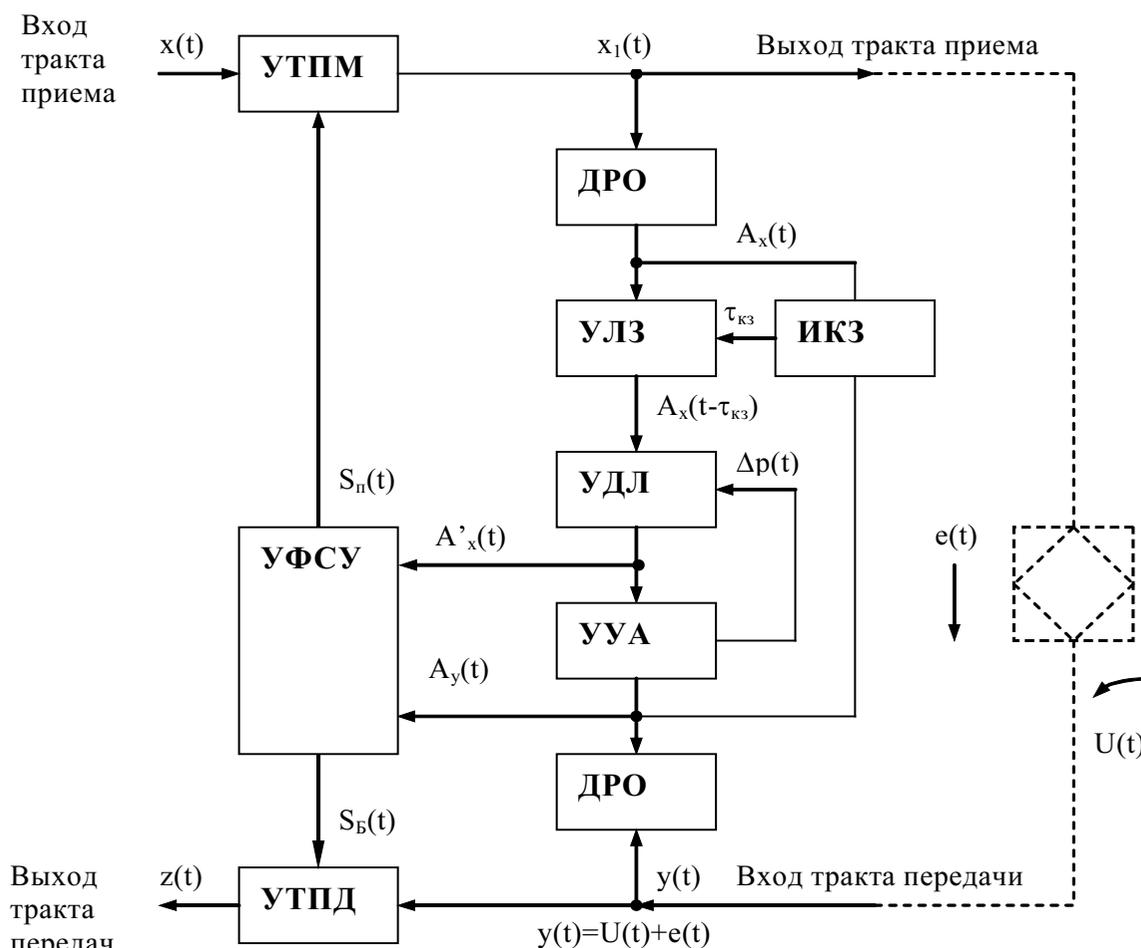


Рис. 1. Использование механизма ООС для адаптивного управления заграждающей функцией ЭПУ

та по речевому сигналу, не обладающему приемлемой степенью стационарности, представляет собой весьма сложную задачу, усугубляемую влиянием шумов канала и конечной задержки. Одним из главных факторов, ограничивающим скорость  $V_{пр}$ , является наличие временного сдвига между эхосигналом и вызвавшим его сигналом прямого направления передачи в точках подключения ЭПУ, обусловленное конечной задержкой в эхо-тракте.

В качестве меры снижения влияния времени конечной задержки на точность измерения значения затухания эхо-тракта, обеспечивающей устойчивость и стабильность процесса адаптации при повышении скорости  $V_{пр}$ , предлагается решение, иллюстрируемое рис. 1. На рис. 1 приняты следующие обозначения: УТПМ – узел тракта приема; УТПД – узел тракта передачи; УФСУ – устройство формирования сигналов управления; ДРО – детектор речевой огибающей; УЛЗ – управляемая линия задержки; УДЛ – управляемый удлинитель; ИКЗ – измеритель времени конечной задержки; УУА – узел управления адаптацией.

В основу предлагаемого решения положен принцип компенсации временного сдвига между взвешенными огибающими сигнала в тракте приема ЭПУ и вызванного им эхосигнала, приведенной к точке принятия решения о режиме активности заграждающей функции и о режиме адаптации.

Функция компенсации временного сдвига реализуется с помощью УЛЗ, управляемой со стороны ИКЗ. Значение времени конечной задержки может быть с необходимой точностью определено, например, по содержимому  $h$  – регистра [3], входящего в архитектуру ЭК. Предложенное решение обеспечивает устойчивость системы при использовании механизма отрицательной обратной связи для управления процессом адаптации через УУА.

Математическая модель, описывающая функционирование процесса адаптации в рамках предлагаемой концепции, может быть представлена в непрерывном времени следующей совокупностью выражений. Поскольку соединение узлов УТПМ, УТПД, УФСУ и ДРО является типичной для ЭЗ, его модель [4] может быть использована при описании их взаимодействия.

Режим работы ЭЗ  $\vec{S}(t)$  определяется значениями двоичных управляющих сигналов

$$\vec{S}(t) = \begin{pmatrix} S_B(t) \\ S_{II}(t) \\ S_0(t) \end{pmatrix}, \quad (1)$$

где  $S_B(t)$  – управляющий сигнал, устанавливающий режим «блокировка»;  $S_{II}(t)$  – управляющий сигнал, устанавливающий режим «перебой»;  $S_0(t)$  – сигнал, соответствующий пребыванию ЭЗ в режиме «покой». При этом единичное значение любого управляющего сигнала устанавливает ЭЗ в соответствующий режим и имеют место соотношения:

$$\begin{cases} S_{II}(t) \cdot S_B(t) = 0, \\ S_{II}(t) \cdot S_0(t) = 0, \\ S_B(t) \cdot S_0(t) = 0, \\ S_{II}(t) + S_0(t) + S_B(t) = 1. \end{cases} \quad (2)$$

Сигналы  $S_B(t)$  и  $S_{II}(t)$  формируются УФСУ по значениям сигналов  $A_x(t)$  и  $A_y(t)$  с учетом режима ЭЗ в предшествующий момент времени и зависят от уровней сигналов  $x_1(t)$  и  $y(t)$ .

Сигнал  $S_0(t)$  будем далее рассматривать как разность:  $S_0(t) = 1 - S_{II}(t) - S_B(t)$ . Сигнал  $x_1(t)$  на выходе тракта приема ЭЗ (на входе ДРО) может быть представлен в виде

$$x_1(t) = x(t) \{1 - S_{II}(t) \{L[x(t)] - 1\}\}, \quad (3)$$

где  $L[x(t)]$  – коэффициент передачи УТПД в режиме «перебой». На вход тракта передачи ЭЗ поступает сигнал  $y(t)$ :

$$y(t) = \varepsilon(t) + U(t),$$

где  $\varepsilon(t)$  – эхо-сигнал;  $U(t)$  – сигнал со стороны ближнего по отношению к ЭЗ абонента;

Сигналы  $x_1(t)$  и  $y(t)$  подаются на входы ДРО. В основу работы ДРО большинства известных типов ЭЗ положен принцип сравнения огибающих сигналов в прямом и обратном направлениях передачи телефонного канала, взвешенных согласно среднестатистической спектральной плотности телефонной речи. Взвешенные сигналы описываются выражениями:

$$\begin{aligned} x_1'(t) &= \int_{-\infty}^t x_1(\tau) \cdot w(t-\tau) d\tau \\ y'(t) &= \int_{-\infty}^t y(\tau) \cdot w(t-\tau) d\tau, \end{aligned}$$

где  $w(t)$  – импульсная характеристика взвешивающего фильтра.

Поскольку в современных системах передачи предпринимаются специальные меры по подавлению постоянной составляющей в передаваемых сигналах, функция вычисления огибающих  $A_x(t)$  и  $A_y(t)$  взвешенных сигналов  $x_1'(t)$  и  $y'(t)$  может быть описана выражениями:

$$A_x(t) = \int_{-\infty}^t [x_1'(\tau)]^2 f_0(t-\tau) d\tau,$$

$$A_y(t) = \int_{-\infty}^t [y''(\tau)]^2 f_0(t-\tau) d\tau,$$

где  $f_0(t)$  – сглаживающая функция. Обычно  $f_0(t) = e^{-\frac{t}{T_c}}$ , где  $T_c$  – постоянная времени сглаживания. В простейшем случае вычисление огибающих может быть выполнено без использования свертки (эквивалентно прямоугольной функции сглаживания):

$$A_x(t) = \int_{t-T}^t [x_1'(\tau)]^2 d\tau, \quad A_y(t) = \int_{t-T}^t [y''(\tau)]^2 d\tau.$$

Представленные таким образом огибающие имеют физический смысл мощности сигнала, их квадратичная зависимость от напряжения должна учитываться только при сравнении с порогом чувствительности распознавания речи  $A_{II}$ . Сигналы  $S_B(t)$  и  $S_{II}(t)$  формируются на основании сравнения значений  $A_x(t)$  и  $A_y(t)$  между собой и с пороговым значением с учетом динамики смены режимов ЭЗ. Результатом сравнения является векторный сигнал  $\vec{\lambda}(t)$  вида

$$\vec{\lambda}(t) = \begin{pmatrix} \lambda_1(t) \\ \lambda_2(t) \\ \lambda_3(t) \end{pmatrix}$$

где  $\lambda_i(t)$  – двоичные сигналы, описываемые выражениями:

$$\begin{aligned} \lambda_1(t) &= \text{sign}[A_x'(t) - A_{II}]; \\ \lambda_2(t) &= \text{sign}[A_y(t) - A_{II}]; \\ \lambda_3(t) &= \text{sign}[A_y(t) - A_x'(t)], \end{aligned} \quad (4)$$

где  $A_{II}$  – чувствительность распознавания речи;

$$\text{sign}[x] = \begin{cases} 1, & x > 0 \\ 0, & x \leq 0 \end{cases}.$$

Если  $\lambda_1(t) \neq \lambda_2(t)$ , имеет место ограничение

$$\lambda_3(t) = \lambda_1(t)[1 - \lambda_2(t)]. \quad (5)$$

В настоящее время на сетях связи используются эхоградиентные устройства, работающие по двум различным алгоритмам. В одних зона Y статической диаграммы состояний (СДС) соответствует режиму «перебой», в других – режиму «покой». В обоих случаях режиму «блокировка» на СДС соответствует комбинация сигналов  $\lambda_{БЛК}(t)$ :

$$\lambda_{БЛК}(t) = \lambda_2(t)[1 - \lambda_3(t)].$$

Если зона Y соответствует режиму «перебой» на СДС, то

$$\begin{aligned} \lambda_{ПРБ}(t) &= \lambda_1(t)\lambda_3(t); \\ \lambda_{ПК}(t) &= [1 - \lambda_1(t)][1 - \lambda_2(t)], \end{aligned}$$

где  $\lambda_{ПРБ}(t)$  и  $\lambda_{ПК}(t)$  – процессы, соответствующие режиму «перебой» и режиму «покой».

Если зона Y соответствует режиму «покой» на СДС, то

$$\begin{aligned} \lambda_{ПРБ}(t) &= \lambda_1(t)\lambda_2(t)\lambda_3(t); \\ \lambda_{ПК}(t) &= 1 - \lambda_2(t). \end{aligned}$$

Нетрудно убедиться, что в обоих случаях справедливо

$$\begin{cases} \lambda_{БЛК}(t)\lambda_{ПРБ}(t) = 0; \\ \lambda_{БЛК}(t)\lambda_{ПК}(t) = 0; \\ \lambda_{ПРБ}(t)\lambda_{ПК}(t) = 0; \\ \lambda_{ПК}(t) + \lambda_{БЛК}(t) + \lambda_{ПРБ}(t) = 1. \end{cases}$$

Последнее уравнение системы имеет место в силу ограничения (5).

Сигнал  $\vec{S}(t)$  формируется из сигнала  $\vec{\lambda}(t)$  с учетом следующих динамических параметров ЭЗ:  $t_{VB}(t)$ ,  $t_{OB}(t)$  – соответственно, время установления и отпускания режима «блокировка»;  $t_{VII}(t)$ ,  $t_{OII}(t)$  – аналогичные параметры режима «перебой»;  $t_{ПБ}$  – время перехода ЭЗ из режима «перебой» в режим «блокировка».

Формирование сигнала  $\vec{S}(t)$  осуществляется следующим образом. До начала работы устанавливается  $S_B = 0$  и  $S_{II} = 0$ .  $S_{II}$  устанавливается в состояние 1 в момент времени  $t$ , если выполняется условие

$$\int_{t-t_{VII}}^t \lambda_{ПРБ}(\tau) d\tau = t_{VII}. \quad (6)$$

Состояние  $S_{II} = 1$  поддерживается до тех пор, пока не будет выполнено условие

$$\int_{t-t_1}^t \lambda_{ПРБ}(\tau) d\tau = 0, \quad (7)$$

где  $t_1 = t_{OII}\lambda_{ПК} + t_{ПБ}\lambda_{БЛК}$ ; в этом случае устанавливается  $S_{II}(t) = 0$ .

Аналогично, устанавливается  $S_B(t) = 1$ , если

$$\int_{t-t_2}^t \lambda_{БЛК}(\tau) d\tau = t_{VB}, \quad (8)$$

где  $t_2 = t_{ПБ}S_{II}(t_{-0}) + t_{ПБ}S_0(t_{-0})$ .

При этом  $S_{II}(t_{-0})$  – предшествующий режим ЭЗ.  $S_{II}$  устанавливается в состояние 1 в момент времени  $t$ , если выполняется указанное условие. Состояние  $S_B = 1$  поддерживается до тех пор, пока не будет выполнено условие

$$\int_{t-t_3}^t \lambda_{БЛК}(\tau) d\tau = 0, \quad (9)$$

где  $t_3 = t_{ОБ}\lambda_{ПК} + t_{УП}\lambda_{ПРБ}$ . При выполнении условия (9) устанавливается  $S_B(t) = 0$ .

Алгоритм работы ЭЗ с адаптивным перебоем опирается на известное значение затухания эхосигналов  $a_E$ . Рекомендаций по измерению значения  $a_E$  в рассматриваемом приложении в имеющихся литературных источниках не обнаружено. В качестве прямой процедуры измерения текущего значения  $a_E$  может быть использована вычислительная процедура вида:

$$a_E(t) = -20 \lg K_3(t),$$

$$\text{где } K_3(t) = \frac{1}{T_{\text{урп}}} \int_{t-T_{\text{урп}}}^t [A_y(\tau)/A_x(\tau)]^2 \cdot S_\delta(\tau) d\tau.$$

Как было отмечено ранее, наличие временного сдвига между эхосигналом в составе  $A_y(t)$  и его оригиналом в составе  $A_x(t)$  ограничивает точность определения  $K_3(t)$  на нестационарной речи; повышение  $V_{\text{пр}}$ , в этом случае может привести процесс адаптации к потере устойчивости.

Для преодоления этой проблемы предлагается управление адаптацией по сигналам  $A'_x(t)$  и  $A'_y(t)$  на рис. 1, где  $A'_x(t) = K_{II}(t)A_x(t - \tau_{кз})$ ,  $K_{II}(t)$  – текущее значение коэффициента передачи УДЛ;  $\tau_{кз}$  – значение времени концевой задержки, измененное ИКЗ.

Реализация процесса адаптации  $K_{II}(t)$  с неравными значениями  $V_{\text{пр}}$  и  $V_{\text{обр}}$  имеет наиболее простое решение в технологии дискретных систем автоматического регулирования. Интервал дискретизации целесообразно привести к кратности интервала усреднения огибающих (2 мС); такое решение создает ряд технологических удобств, хотя и не является обязательным. В общем виде интервалы дискретизации в режимах прямой ( $T_{\text{пр}}$ ) и обратной ( $T_{\text{обр}}$ ) адаптации могут иметь неравные значения; чрезмерное увеличение этих параметров свыше 4...6 мС может ограничить скорость адаптации. Значение коэффициента на очередном интервале адаптации  $iT$ :

$$K_{II}[(i+1)T] = K_{II}(iT)\Delta p(iT),$$

где  $\Delta p(t)$  – величина шага адаптации.

Постоянство скорости адаптации в единицах дБ/с обеспечивается постоянным значением  $\Delta p$  для данной скорости, таким образом значение должно вычисляться на основе следующего выражения:

$$\Delta p(t) = 10^{\frac{[1-S_{II}(t)](S_B(t)V_{\text{ПР}}T_{\text{ПР}} + [1-S_B(t)]V_{\text{ОБР}}T_{\text{ОБР}}]S_v(t)}{10}},$$

где  $S_v(t) = \text{sign}\{K_{II}(t)A_x(t - \tau_{кз}) - A_y(t) - A_{\text{ПКА}}\}$ ,  $A_{\text{ПКА}}$  – порог конца адаптации. В этом случае поведение  $K_{II}(t)$  будет описываться выражением:

$$K_{II}(t) = (K_{\text{НП}} + 10^{\frac{a_E}{20}}) \left\{ 1 - \exp\left[-\frac{\int_0^t [1-S_B(\tau) - S_{II}(\tau)] d\tau}{T_{\text{ОБР}}}\right] + \exp\left[-\frac{\int_0^t S_B(\tau) d\tau}{T_{\text{ПР}}}\right] \right\} - 10^{\frac{a_E}{20}},$$

где  $K_{\text{НП}}$  – значение начального перекося СДС.

Результаты проведенных масштабных натурных экспериментов, проведенных на основе предложенных алгоритмов, подтвердили крайовой характер решения оптимизационной задачи рекомендуемых в настоящее время значений  $V_{\text{пр}}$  и  $V_{\text{обр}}$  и дали основание сформировать следующие выводы.

1. Оптимальное значение скорости прямой адаптации, уменьшение и увеличение которого одинаково приводят к ухудшению субъективных оценок качества телефонной передачи, составляет 30 дБ/С.

2. Скорость обратной адаптации слабо влияет на качество телефонной передачи, ее значение может быть установлено равным рекомендованному 4 дБ/С.

3. Сужение траектории движения точки, определяющей режим одностороннего разговора в координатах статической диаграммы состояний, в принятой концепции заграждающего принципа дает основание рекомендовать начальное смещение диаграммы в сторону зоны блокировки на 3...5 дБ; такое решение ускорит процесс адаптации и в подавляющем большинстве соединений окажет положительное влияние на качество телефонной передачи. По этой же причине на 2...3 дБ может быть снижено значение порога начала адаптации.

4. При формировании режима, помимо мощности сигналов, усредненной на интервале 2 мС, целесообразно учитывать масштабированную мощность предшествующего интервала аналогичной длительности; значение масштабирующего коэффициента, используемого при проведении эксперимента, равно 2.

## Литература

1. ITU-T Rec. G.164. Echo suppressors. November 1988.
2. ITU-T Rec. G.165. Echo cancellers. March 1993.
3. Аладин В.М., Мусатова О.Ю., Шаврин С.С. Эхокомпенсатор как средство измерения вре-

мени концевой задержки // Электросвязь. №7, 2008. – С.24-25.

4. Шаврин С.С. Математическая модель эхогра-дителя // Труды НИИР. №2, 1987. – С. 87-93.

УДК 621.396.2

## О ДИАГНОСТИКЕ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОЙ МОДОВОЙ ЗАДЕРЖКИ МНОГОМОДОВЫХ ОПТИЧЕСКИХ ВОЛОКОН

*Бурдин А.В.*

Представлены результаты экспериментальных исследований параметров дифференциальной модовой задержки и профиля показателя преломления многомодовых оптических волокон. Показано, что достоверный прогноз полосы пропускания оптической линии передачи мультиги-габитной сети на многомодовых волокнах может быть выполнен только по результатам измерений параметров дифференциальной модовой задержки используемых многомодовых оптических волокон.

Дифференциальная модовая задержка (DMD – Differential Mode Delay) является основным фактором, ограничивающим применение многомодовых оптических волокон (ОВ) в линейных трактах высокоскоростных сегментов информационно-вычислительных и внутрикорпоративных сетей передачи данных. Эффект DMD в общем случае обусловлен совместной работой одномодовых источников оптического излучения и многомодовых ОВ и подробно описан в работах [1-4]. В оптических модулях активного оборудования мультиги-габитных сетей применяют когерентные источники излучения – одномодовые лазерные диоды или более дешевые VCSEL лазеры, поскольку подавляющее большинство коммерческих многомодовых светоизлучающих диодов, в отличие от лазеров, не поддерживает требуемую частоту модуляции. Ввод только основной моды в многомодовое ОВ приводит к возбуждению ограниченного числа направляемых мод – имеет место, так называемый, маломодовый режим передачи. Характерный для обычных кварцевых градиентных многомодовых ОВ технологический дефект профиля показателя преломления в центре сердцевины приводит к сильному разбросу групповых скоростей модовых компонентов передаваемого импульса, распределение мощности между которыми определяют условия ввода – осевые и

угловые рассогласования. В результате сигнал переносится несколькими модами, которые существенно отличаются друг от друга значениями групповой скорости и амплитуды, и, как следствие, на приеме он разделяется на отдельные компоненты, что сильно искажает его форму.

Степень проявления DMD определяется дефектами профиля показателя преломления и флуктуациями параметров ОВ вдоль длины, которые носят случайный характер, зависят от особенностей технологического процесса изготовления кварцевых многомодовых волокон со сглаженным профилем показателя преломления и определяются совокупностью случайных факторов. Как следствие, достоверный прогноз широкополосности многомодового ОВ может быть выполнен только после их изготовления на основании результатов измерений искажений оптических импульсов в образцах этих ОВ. Вместе с тем, зависимость параметров мод от профиля показателя преломления и, в частности, от параметров «провала» профиля на оси волокна позволяет предположить возможность осуществления такого прогноза по результатам измерений профиля показателя преломления ОВ. Такой подход позволил бы осуществлять отбор ОВ еще на стадии измерений параметров заготовок. В целях проверки справедливости указанного выше предположения были проведены экспериментальные исследования DMD и профиля показателя преломления волокон для выборки многомодовых ОВ с существенно различающимися свойствами. Результаты данного эксперимента и обсуждаются в предлагаемой работе.

Чтобы обеспечить существенное различие свойств испытываемых ОВ, выборку многомодовых волокон для тестирования формировали из ОВ разных поколений. Всего удалось отобрать 14 образцов градиентных волокон 50/125 дли-