

А. Х. Султанов, А. З. Тлявлин, В. С. Любопытов

МЕТОД ПРЕДВАРИТЕЛЬНОЙ КОРРЕКЦИИ СИГНАЛА ДЛЯ КОМПЕНСАЦИИ ЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ В МЕТАЛЛИЧЕСКИХ КАБЕЛЬНЫХ ЛИНИЯХ

В статье рассматривается метод компенсации линейных искажений сигнала, возникающих при передаче по металлическим кабельным линиям, с помощью предварительной обработки сигнала. Предыскажение полезного сигнала предусматривается по дискретным значениям на выходе линии, которые фиксируются при пропускании через линию некоторого заранее заданного тестирующего сигнала. *Кабельная линия; линейные искажения; коррекция сигнала; цифровая обработка сигнала*

ВВЕДЕНИЕ

На сегодняшний день очевидна тенденция к использованию волоконно-оптических линий связи (ВОЛС) в качестве направляющих систем на всех уровнях информационных сетей. Благодаря неоспоримому преимуществу перед металлическими кабелями по дальности связи, полосе пропускания и помехозащищенности, ВОЛС заняли господствующее положение как при построении магистральных участков сетей по технологиям SDH и SONET, так и при строительстве сетей доступа по технологиям Metro Ethernet и PON. На роль главенствующей сетевой технологии сегодня претендуют полностью оптические сети (AON), способные предоставить достаточный запас полосы пропускания как для существующих, так и для будущих информационных приложений, обеспечивая достаточную протяженность регенерационного участка.

Однако в течение последнего десятилетия достаточно много внимания уделяется вопросам повышения эффективности использования медных кабельных систем и организации на их основе цифровых широкополосных сетей. Так, современные достижения в области кодирования сигнала позволили стандартизировать технологию 10GBase-T, позволяющую передавать 10-гигабитный поток по витым парам на расстояние до 100 метров, постоянно совершенствуются и технологии xDSL.

Естественно, что расширение объемов производства оборудования ВОЛС ведет к падению цен на кабельную продукцию, каналобразующее и монтажное оборудование. Однако не стоит забывать, что производство оптического оборудования предполагает изготовление механических деталей с необходимой точностью и надежностью, что создает определенный ценовой

лимит. На текущий момент при соизмеримой стоимости метра оптического и медного симметричного кабеля, стоимость оборудования и монтажных работ для оптических сетей на порядок и более превышает стоимость аналогичных решений для медного кабеля. Таким образом, при организации линий малой протяженности, имеющих место в локальных сетях, использование медного кабеля на данный момент является экономически более эффективным решением.

Кроме экономических, существует и ряд технологических причин, обуславливающих применение металлических кабелей (например, при передаче модулированного радиочастотного сигнала). Также стоит отметить, что на рынке телекоммуникационного оборудования на данный момент по-прежнему отсутствуют производимые в массовом объеме оптические коммутаторы, следовательно, на определенном уровне сети необходимо преобразование оптических сигналов в электрические для их последующей коммутации и обработки.

На основании вышесказанного можно выделить основные задачи, при решении которых на данный момент применение медных кабелей остается актуальным:

- 1) построение локальных вычислительных сетей (LAN);
- 2) прокладка участков от домовых узлов до абонентов при строительстве городских сетей (MAN) по технологии FTTB/FTTC;
- 3) организация интерфейсов между модулями телекоммуникационного оборудования, расположенного в пределах одного узла связи, а также в центрах обработки данных (ЦОД);
- 4) прокладка фидерных линий от оборудования, расположенного в аппаратной, до антенн базовых станций сотовой связи, радиорелейных и спутниковых систем связи, телевизионных и радиовещательных передающих комплексов;
- 5) построение сетей передачи телеметрии;

б) организация временных линий связи при строительстве различных объектов.

1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ И СУЩЕСТВУЮЩИЕ РЕШЕНИЯ

Как известно, теоретически возможная пропускная способность кабельной линии (КЛ) без учета действия помех может быть определена с помощью формулы Найквиста [1]:

$$C = 2F \cdot \log_2 M, \quad (1)$$

где F – ширина полосы пропускания линии при заданной длине, Гц;

M – количество различных состояний информационного параметра.

Пропускная способность линии с учетом помех определяется с помощью формулы, полученной Шенноном:

$$C = F \cdot \log_2 (1 + SNR), \quad (2)$$

где SNR – отношение мощности сигнала к мощности шума.

Однако практическая пропускная способность КЛ ограничивается не только шириной полосы пропускания F , измеренной при некотором заданном ослаблении при заданной длине КЛ.

В квазистационарном режиме, реализуемом в коаксиальных и симметричных кабелях в области частот до 10^9 Гц, процесс распространения сигнала через однородную длинную линию описывается системой телеграфных уравнений (СТУ) на основании первичных параметров [2, 3]. Из решения СТУ следует, что волновое сопротивление и коэффициент распространения зависят от частоты, в результате различные гармонические составляющие сигнала подвергаются различному затуханию, имеют различную скорость распространения и различный коэффициент отражения.

Причем для любой конструкции КЛ вследствие действия поверхностного эффекта и эффекта близости будет иметь место зависимость от частоты активного сопротивления $R(\omega)$ и индуктивности $L(\omega)$, а также зависимость от частоты проводимости изоляции $G(\omega)$ из-за потерь в диэлектрике. Емкость кабеля C от частоты не зависит.

Таким образом, любой реальной КЛ свойственны неравномерность амплитудно-частотной характеристики, нелинейность фазо-частотной характеристики и несогласованность нагрузки на ширине спектра передаваемого сигнала. Кроме того, любая КЛ является в той или иной степени неоднородной и может содержать как внутренние (сосредоточенные), так и стыковые

(распределенные) неоднородности [2, 4]. В результате воздействия на сигнал данных искажений, пропускная способность КЛ, определяемая формулами (1) и (2), оказывается нереализуемой.

Причем скорость передачи в ряде случаев не может быть повышена путём применения линейного кода, предусматривающего большее количество состояний информационного параметра M , так как отдельные его состояния при определенном уровне помех перестают распознаваться приемником. Повышение же отношения мощности сигнала к мощности шума SNR ограничено линейным участком амплитудной характеристики оборудования передачи, усиления и приема сигнала.

Применяемые в настоящее время технологии компенсации линейных искажений сигнала основываются на двух основных принципах:

1. Увеличение индуктивности КЛ [2, 3] для выполнения соотношения

$$RC = LG,$$

при котором коэффициент затухания не зависит от частоты и минимален, а коэффициент фазы зависит от частоты линейно. Индуктивность может быть увеличена как на этапе разработки кабеля (применением краупизации, биметаллизации жил или использованием магнитодиэлектрика), так и с помощью сосредоточенного включения катушек индуктивности (пупинизация).

Увеличение индуктивности в 2–3 раза снижает затухание в довольно широкой полосе частот, однако резко ограничивает полосу пропускания КЛ предельной частотой, равной:

$$\omega_0 = 2 / \sqrt{L_{зв} C_{зв}},$$

где $L_{зв}$ и $C_{зв}$ – индуктивность и емкость звена пупинизации. Кроме того, увеличение индуктивности приводит к ограничению дальности связи из-за увеличения времени распространения сигнала.

Таким образом, увеличение индуктивности не решает проблемы увеличения скорости либо расстояния передачи вследствие значительного ограничения полосы пропускания. Кроме того, метод не компенсирует зависимость от частоты первичных параметров, что не исключает влияние амплитудных и фазовых искажений на сигнал внутри полосы пропускания.

2. Формирование модуля коэффициента передачи в зависимости от частоты передаваемого сигнала с целью коррекции затухания в КЛ.

В рекомендации ITU-T V.34 [5], в отличие от ранее изданных рекомендаций ITU-T серии V (Data communication over the telephone network), заложена возможность выравнивания АЧХ передатчика благодаря выбору одного из 11 заранее оговоренных шаблонов. Эти шаблоны предполагают подъем высокочастотных составляющих спектра, что должно скомпенсировать искажения, вносимые абонентскими и соединительными линиями. Индекс шаблона определяется удаленным модемом в процессе второй фазы запуска (start-up).

Рекомендация ITU-T G.991.2 [6] «Single-pair high-speed digital subscriber line (SHDSL) transceivers», описывающая метод передачи данных по медным симметричным кабелям с эффективной скоростью от 192 до 2312 кбит/с, предусматривает использование масок спектральной плотности мощности сигнала, причём форма применяемой маски вычисляется с учетом величины возврата мощности (power backoff), дБ. Данная величина определяется на основе величины предполагаемых потерь в КЛ, вычисляемой как разность мощности на выходе передатчика и предполагаемой мощности на входе приемника. Величина возврата мощности устанавливается в процессе преактивации (pre-activation) согласно Рек. G.994.1.

В рекомендациях ITU-T G.992.3 [7] «Asymmetric digital subscriber line transceivers 2 (ADSL2)», ITU-T G.993.2 [8] «Very high speed digital subscriber line transceivers 2 (VDSL2)», описывающих технологию передачи данных по витым парам, предусматривается применение дискретной многочастотной модуляции DMT, определенной стандартом ANSI T1.413-1998. Полоса пропускания среды передачи делится между поднесущими, которые отстоят друг от друга на 4,3125 кГц и являются отдельными каналами данных. Рекомендацией определен механизм формирования коэффициентов передачи для каждой поднесущей путём масштабирования точек (X_i, Y_i) кодовой группы. Во время инициализации подсчитываются относительные коэффициенты передачи, которые будут использованы для каждой поднесущей, и отправляются обратно во время следующего этапа инициализации.

Таким образом, существующими рекомендациями предусматривается возможность подстройки АЧХ передатчика с помощью шаблонов или масштабирующих коэффициентов под АЧХ канала. Однако компенсация фазовых искажений и неоднородностей КЛ, а также несогласованности нагрузки не предусматривается.

2. СУТЬ ПРЕДЛАГАЕМОГО МЕТОДА

Для компенсации линейных искажений, с целью повышения эффективности использования полосы пропускания металлических КЛ, предлагается производить предварительную коррекцию сигнала на выходе передающего оборудования.

Рассмотрим канал связи, состоящий из источника полезного сигнала $f(t)$, двухпроводной искажающей кабельной линии, в общем случае неоднородной, и сопротивления нагрузки (приемника сигнала), в общем случае несогласованного. Действие помех и взаимных влияний в КЛ не рассматриваем, считая, что их воздействие носит случайный характер и компенсируется линейным и избыточным помехоустойчивым кодированием.

Для получения на сопротивлении нагрузки наименее искаженного полезного сигнала, между выходом источника и входом КЛ устанавливается корректирующее устройство (КУ), выполняющее предыскажение сигнала $f(t)$. Получаемый предварительно искаженный полезный сигнал на входе КЛ обозначим $u(t)$.

Поскольку КУ должно обеспечивать возможность адаптации своей передаточной функции под текущие параметры КЛ, его практическая реализация предусматривается с помощью методов цифровой обработки сигнала. Таким образом, КУ будем рассматривать как дискретный фильтр на основе цифрового сигнального процессора (ЦСП) либо программируемых логических интегральных схем (ПЛИС).

Синтез дискретного фильтра предполагается осуществлять путем дискретизации предыскаженного сигнала $u(0, t)$ на выходе аналогового прототипа КУ при заданном входном воздействии $g(t)$.

В общем случае, когда параметры КЛ изначально не известны, вычисление формы предыскаженного сигнала $u(0, t)$ осуществляется по дискретным значениям сигнала на выходе КЛ, которые фиксируются при пропускании через линию тестирующего сигнала. Для упрощения вычислений в качестве тестирующего будем рассматривать тот же сигнал $g(t)$, для которого выполняется поиск предыскаженного сигнала. Такое тестирование КЛ может осуществляться, например, при периодическом эксплуатационном обслуживании.

Таким образом, реализация корректирующего устройства состоит из двух последовательных этапов:

1) тестирование линии некоторым сигналом заранее определенной формы $g(t)$, фиксация выходных дискретных значений S_m и определение

по ним функции, описывающей предсказанный сигнал $u(0,t)$ для данного тестирующего воздействия;

2) синтез КУ, передаточная функция $H(z)$ которого определяется по дискретным значениям полученного ранее предсказанного сигнала $u(0,t)$ при заданном входном воздействии $g(0,t)$.

На рисунке показана структурная схема системы передачи с использованием предлагаемого метода предварительной коррекции сигнала.

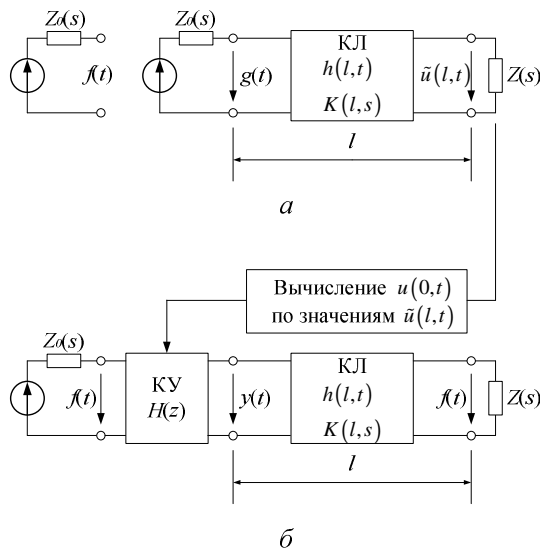


Рис. Структурная схема системы передачи с предварительной коррекцией сигнала
 а – тестирование линии, б – предсказание полезного сигнала

При этом предполагается обработка сигнала на физическом уровне модели взаимодействия открытых систем (ОСИ), непосредственно перед передачей по КЛ, после того, как сигнал подвергся помехоустойчивому и линейному кодированию, что предусмотрено используемым стеком протоколов. Таким образом, метод может быть использован совместно с существующими технологиями передачи данных по КЛ без внесения каких-либо изменений в работу оборудования передачи и приема.

3. ПОИСК ФУНКЦИИ ПРЕДСКАЗАННОГО СИГНАЛА ДЛЯ ТЕСТИРУЮЩЕГО ВОЗДЕЙСТВИЯ

В качестве среды распространения сигнала рассмотрим двухпроводную кабельную линию длиной l , которая является стационарной линейной системой с импульсной характеристикой $h(l, t)$.

Если на вход линии подается некоторый тестирующий сигнал $g(t)$, преобразуемый по Лапласу и имеющий изображение $G(s)$, то сигнал на выходе линии через интеграл Дюамеля будет описываться следующим уравнением:

$$\tilde{u}(l, t) = \int_0^t g(\tau) h(l, t - \tau) d\tau. \quad (3)$$

Данный сигнал может быть аппроксимирован рядом единичных функций Хевисайда $\sigma(t)$:

$$\tilde{u}(l, t) = \lim_{\delta \rightarrow 0} \left(S_0 \sigma(t) + \sum_{m=1}^{\infty} (S_m - S_{m-1}) \sigma(t - m\delta) \right), \quad (4)$$

где S_m – значение функции $\tilde{u}(l, t)$ при $t = m\delta$, $m = 1, 2, \dots$; δ – период дискретизации выходного сигнала.

Поскольку целью предсказания является получение на выходе линии наименее искаженного сигнала, зададим следующее условие в точке $x = l$:

$$u(l, t) = g(t - \Theta(l)), \quad (5)$$

где $\Theta(l)$ – временная задержка, необходимая из условия физической реализуемости системы и равная времени распространения входного сигнала от точки $x = 0$ до точки $x = l$. Поскольку в общем случае различные спектральные составляющие широкополосного сигнала имеют разную скорость распространения, временная задержка $\Theta(l)$ рассчитывается для наиболее низкоскоростной спектральной составляющей. Таким образом, временная задержка $\Theta(l)$ может быть определена следующим образом:

$$\Theta(l) = \frac{l}{v_{\min}} = \frac{l\beta_{\min}}{\omega_{\min}},$$

где v_{\min} – наименьшая скорость распространения волны; ω_{\min} – частота наиболее низкоскоростной спектральной составляющей сигнала; β_{\min} – коэффициент фазы наиболее низкоскоростной спектральной составляющей.

В качестве искомой функции, описывающей предсказанный сигнал для $g(t)$, будем считать функцию напряжения $u(0, t)$ на выходе корректирующего устройства перед входом КЛ.

Тогда сигнал на выходе линии с учетом условия (5) должен выражаться следующим образом:

$$g(t - \Theta) = \int_0^t u(0, \tau) h(l, t - \tau) d\tau. \quad (6)$$

Таким образом, функция $u(0, t)$ может быть найдена из системы уравнений, образуемой

уравнениями (3) и (6). Поскольку их правые части представляют собой свертку двух функций, решение системы будем искать в операторной форме. Произведем преобразование Лапласа данных уравнений по переменной t , в результате получим следующую систему:

$$\begin{cases} \tilde{U}(l, s) = G(s) K(l, s) \\ G(s) e^{-s\Theta(l)} = U(0, s) K(l, s) \end{cases}, \quad (7)$$

где $K(l, s)$ – передаточная функция линии длиной l .

Исключая $K(l, s)$, получим:

$$U(0, s) = \frac{G^2(s) e^{-s\Theta(l)}}{\tilde{U}(l, s)}. \quad (8)$$

Функцию $\tilde{U}(l, s)$ запишем как результат преобразования Лапласа уравнения (4):

$$\tilde{U}(l, s) = \lim_{\delta \rightarrow 0} \left(\frac{1}{s} S_0 + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{s} (S_m - S_{m-1}) e^{-sm\delta} \right). \quad (9)$$

В качестве тестирующего сигнала $g(t)$ рассмотрим последовательность трапецевидных импульсов, поскольку такой сигнал достаточно просто реализуется и описывается математически, обладая при этом шириной спектра, достаточной для получения информации о передаточной функции линии. На промежутке периода данный сигнал описывается следующим образом:

$$g(t) = \frac{U_0 t}{\tau_1} (\sigma(t) - \sigma(t - \tau_1)) - \sigma(t - \tau_1 - \tau_0) + \sigma(t - 2\tau_1 - \tau_0),$$

где $\sigma(t)$ – единичная функция Хевисайда; U_0 – амплитуда импульса; τ_0 – длительность горизонтального участка импульса; τ_1 – длительность фронта импульса.

Изображение по Лапласу:

$$G(s) = \frac{U_0}{s^2 \tau_1} \left(1 - e^{-s\tau_1} - e^{-s(\tau_1 + \tau_0)} + e^{-s(2\tau_1 + \tau_0)} \right). \quad (10)$$

Подставляя (9), (10) в (8), получаем:

$$U(0, s) = \lim_{\delta \rightarrow 0} \left(\frac{U_0^2 e^{-s\Theta(l)}}{s^3 \tau_1^2} \times \frac{\left(1 - e^{-s\tau_1} - e^{-s(\tau_1 + \tau_0)} + e^{-s(2\tau_1 + \tau_0)} \right)^2}{S_0 + \sum_{m=1}^{\infty} (S_m - S_{m-1}) e^{-sm\delta}} \right).$$

Вычисление интеграла Меллина-Фурье для нахождения оригинала искомой функции $u(0, t)$

осуществляется по методу вычетов или применением численных методов интегрирования.

4. ФОРМИРОВАНИЕ ПРЕДЫСКАЖЕННОГО ПОЛЕЗНОГО СИГНАЛА

Рассмотрим дискретный фильтр, описываемый линейным разностным уравнением

$$y(nT) = - \sum_{m=1}^{M-1} a_m y(nT - mT) + \sum_{k=0}^{K-1} b_k f(nT - kT), \quad (11)$$

которому соответствует передаточная функция вида:

$$H(z) = \frac{\sum_{k=0}^{K-1} b_k z^{-k}}{1 + \sum_{m=1}^{M-1} a_m z^{-m}}, \quad (12)$$

где $f(nT)$ – дискретизированный исходный полезный сигнал произвольной формы на входе корректирующего устройства;

$y(nT)$ – искомая выходная последовательность, соответствующая дискретному предискаженному сигналу для сигнала $f(t)$;

T – период дискретизации, удовлетворяющий теореме Котельникова;

K, M – постоянные целые числа;

a_m, b_k – вещественные или комплексные коэффициенты, не зависящие от входного и выходного сигналов [9].

Коэффициенты a_m и b_k найдем по дискретным значениям известных сигналов: тестирующего $g(nT)$ и соответствующего ему предискаженного $u(0, nT)$. Их Z-преобразования обозначим как $G(z)$ и $U(0, z)$. Тогда

$$H(z) = \frac{U(0, z)}{G(z)} = \frac{\sum_{n=0}^{\infty} U(0, nT) z^{-n}}{\sum_{n=0}^{\infty} G(nT) z^{-n}}. \quad (13)$$

Из (12) и (13) видно, что

$$a_m = \frac{G(mT)}{G(0)}, \quad m = 1, 2, \dots, M, \quad M \rightarrow \infty, \quad (14)$$

$$b_k = \frac{U(0, kT)}{G(0)}, \quad k = 0, 1, 2, \dots, K, \quad K \rightarrow \infty,$$

где $G(0)$ – первое ненулевое значение дискретизированного сигнала $g(nT)$.

Поскольку сигнал $g(t)$ принимает ненулевые значения только в течение длительности тести-

рующего импульса, значение M может быть ограничено:

$$M = \text{trunc} \left(\frac{\tau_0 + 2\tau_1}{T} \right) - 1,$$

где $\text{trunc}(x)$ – операция целой части.

Значение K также может быть ограничено отсчетом n , после которого $u(0, nT)$ не превышает некоторого минимального значения.

Подставив (14) в (11), получим:

$$y(nT) = \frac{1}{G(0)} \left(- \sum_{m=1}^{M-1} G(mT) y(nT - mT) + \sum_{k=0}^{K-1} U(0, kT) f(nT - kT) \right).$$

Далее полученный сигнал восстанавливается пропусканием через фильтр нижних частот (ФНЧ) с частотой среза $\omega_c = \pi / T$.

ВЫВОДЫ

Таким образом, в результате цифровой обработки по заранее найденным дискретным отсчетам предсказанного тестирующего воздействия может быть получен предсказанный сигнал для произвольного полезного сигнала.

Поскольку передаточная функция КУ, как следует из второго уравнения системы (7), является обратной по отношению к передаточной функции КЛ, применение рассмотренного метода предварительной коррекции, в отличие от существующих методов, позволило бы компенсировать не только неравномерность АЧХ, но и нелинейность ФЧХ, несогласованность нагрузки на ширине спектра передаваемого сигнала и неоднородности линии.

В результате, благодаря более эффективному использованию ресурсов полосы пропускания существующих металлических кабельных линий, могли бы быть значительно повышены значения скорости либо расстояния передачи без промежуточной регенерации и внесения каких-либо изменений в приемную часть оборудования.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Олифер В. Г., Олифер Н. А.** Компьютерные сети. СПб.: Питер, 2004. 864 с.
2. **Гроднев И. И., Верник С. М.** Линии связи: Учеб. для вузов. М.: Радио и связь, 1988. 544 с.
3. Основы теории цепей / Г. В. Зевеке [и др.]. М.: Энергия, 1975. 752 с.
4. Анализ процесса распространения сигнала в поврежденной кабельной линии / А. Х. Султанов [и др.] // Телекоммуникации. 2010. № 1. С. 7–9.

5. ITU-T Recommendation V. 34 A modem operating at data signalling rates of up to 33 600 bit/s for use on the general switched telephone network and on leased point-to-point 2-wire telephone-type circuits. ITU, 1998. 73 с.

6. ITU-T Recommendation G.991.2 Single-pair high-speed digital subscriber line (SHDSL) transceivers. ITU, 2004. 224 с.

7. ITU-T Recommendation G.992.3 Asymmetric digital subscriber line transceivers 2 (ADSL2). ITU, 2006. 422 с.

8. ITU-T Recommendation G.993.2 Very high speed digital subscriber line transceivers 2 (VDSL2). ITU, 2007. 242 с.

9. **Гольденберг Л. М., Матюшкин Б. Д., Поляк М. Н.** Цифровая обработка сигналов. М.: Радио и связь, 1990. 256 с.

ОБ АВТОРАХ

Султанов Альберт Ханович, проф., зав. каф. телекоммуникационных систем. Дипл. инж. по многоканальной электросвязи (Новосибирск. электротехн. ин-т связи, 1973). Д-р техн. наук (УГАТУ, 1996). Иссл. в области телекоммуникационных систем, оптоэлектронных аэрокосмических систем.

Тлявлин Анвар Зуфарович, нач. уч.-мет. управления УГАТУ. Канд. техн. наук по элементам и устройствам вычисл. техники и систем управления (УАИ, 1982). Иссл. в области преобразования и распределения электромагнитной энергии.

Любопытов Владимир Сергеевич, асс. каф. телекоммуникационных систем. Дипл. инж. по многоканальным телекоммуникац. системам (УГАТУ, 2008).