

Осипов Олег Владимирович, д.ф.м.н., профессор, проректор по информатизации и образовательным технологиям Поволжского государственного университета телекоммуникаций (ПГУТИ). Тел. (8-846) 332-61-99; 8-917-104-82-21. E-mail: o.osipov@psuti.ru

Плотников Александр Михайлович, к.т.н., научный сотрудник Кафедры основ конструирования и технологии радио и телекоммуникационных систем (ОКиТ РТС) ПГУТИ. Тел. 8-919-808-05-89. E-mail: pam@psati.ru

Салимова Назиля Раисовна, аспирант кафедры ОКиТ РТС ПГУТИ. Тел. (8-846) 332-58-53. E-mail: azisa86@mail.ru

УДК 621.391.8

ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДА КОРРЕКТИРОВАНИЯ АЧХ- И ФЧХ-ЦЕПИ

Дежина Е.В., Ремизов С.Л., Рясный Ю.В., Тихобаев В.Г.

Рассмотрен метод коррекции импульсной характеристики (КИХ) цепи КИХ-фильтром. При анализе используется импульсная характеристика цепи, анализ ведется в частотной области, при этом используются левосторонние матрицы, сформированные из отсчетов входного сигнала, импульсной характеристики, отсчетов выходного сигнала и их дискретного преобразования Фурье (ДПФ).

Ключевые слова: коррекция характеристик, использование импульсной характеристики, дискретное преобразование Фурье.

Введение

Вопросами корректирования амплитудно-частотных и фазочастотных характеристик электрических цепей уделялось и уделяется в настоящее время повышенное внимание, поскольку вид этих характеристик определяет линейные амплитудные и фазовые искажения передаваемых сигналов. Решение задачи корректирования характеристик проводится, как правило, во временной области, используя импульсную характеристику цепи [1]. Такой подход требует больших временных затрат и обеспечивает не очень высокую точность корректирования характеристик. Выравнивание характеристики в частотной области является предпочтительной процедурой коррекции для каналов, которые имеют очень длинную импульсную характеристику [2]. По сравнению с временным выравниванием она имеет меньшую сложность вычислений и лучшие свойства сходимости.

Методы корректирования характеристик канала в частотной области делятся на три основные группы в соответствии с допущениями, существующими для канала:

- импульсная характеристика канала известна получателю;

- импульсная характеристика неизвестна, но предполагается постоянной при передаче одного пакета;

- импульсная характеристика неизвестна и при передаче одного пакета изменяется.

В данной работе рассмотрен метод корректирования частотных характеристик квазистатических каналов, для которых значение характеристик во время передачи одного пакета можно считать постоянным. Для большинства методов коррекции характерно задание требований к сквозной характеристике канала в частотной области, как $H_{ид} = 1$ и определение коэффициентов корректирующего устройства при передаче каждого пакета [3-4]. В рассматриваемом методе требования предъявляются к импульсной характеристике сквозного канала и настройка коэффициентов КИХ-фильтра выполняется в адаптивном режиме.

Постановка задачи

Пусть имеется канал связи, амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики которого неизвестны и могут изменяться под воздействием различных факторов (давление, влажность, температура, излучение и т.п.). Необходимо разработать метод и на основе метода – устройство корректирования характеристик.

Теория

Для решения поставленной задачи необходимо определить фазочастотную и амплитудно-частотную характеристики цепи или ее импульсную характеристику. В большинстве случаев определяют импульсную характеристику. Для этого на вход канала связи подается сигнал $x(t)$ в виде периодической последовательности импульсов малой длительности (длительность импульсов на несколько порядков меньше периода следования

импульсов; частота следования импульсов кратна частоте среза ω_c канала связи). На выходе корректируемой цепи при этом появляется сигнал, пропорциональный ее импульсной характеристике. Выходной сигнал строится с интервалом времени $\Delta t = \pi / \omega_c$ и нормируется относительно единицы. Этот сигнал, с одной стороны, является выходным сигналом канала связи, с другой стороны, он является входным сигналом корректирующего устройства.

Пусть выходной сигнал канала связи имеет вид

$$h(n) = \{h_{-m}; h_{-m+1}; \dots; h_{-1}; h_0; h_1; \dots; h_m\}, \quad (1)$$

где $h_{-m}; h_{-m+1}; \dots; h_{-1}$ – импульсы преддействия; h_0 – основное отсчетное значение; $h_1; h_2; \dots; h_m$ – импульсы последдействия.

При поступлении сигнала (1) на вход корректирующего устройства, настроенного так, что импульсная характеристика канала связи и корректирующего устройства является идеальной,

$$h_{кск}(n) = \{0; 0; 0; 1; 0; 0; 0\}. \quad (2)$$

Тогда сигнал с выхода корректирующего устройства будет совпадать с (2). Для определения коэффициентов корректирующего устройства, которое представляет собой КИХ-фильтр с настраиваемыми весовыми коэффициентами, составляется левациркулянтная матрица $[H]$ из отсчетов (1) и вычисляется дискретный спектр $H_{кск}(jk\Omega)$ первого столбца матрицы, используя процедуру ДПФ; в результате определяется дискретный спектр $H_{уд}(jk\Omega)$ последовательности отсчетов (2). Дискретный спектр $A(jk\Omega)$ весовых коэффициентов корректирующего устройства определяем в результате деления спектра $H_{уд}(jk\Omega)$ на $H_{кск}(jk\Omega)$ [5]:

$$A(jk\Omega) = \frac{H_{уд}(jk\Omega)}{H_{кск}(jk\Omega)}. \quad (3)$$

Коэффициенты корректирующего устройства $a(n)$ определяем, используя обратное ДПФ

$$a(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} A(jk\Omega) e^{j\frac{2\pi}{N}kn}. \quad (4)$$

Настройка коэффициентов КИХ-фильтра в соответствии с (4) позволяет скорректировать АЧХ- и ФЧХ-цепи. В случае если АЧХ- и ФЧХ-цепи подвержены внешним воздействиям, то процедуру настройки необходимо проводить постоянно, отслеживая изменения АЧХ- и ФЧХ-цепи, причем не пересчитывая коэффициенты каждый раз заново, а только определяя отклонение коэффи-

циентов и, в соответствии с этим отклонением, корректируя коэффициенты, то есть корректирующее устройство должно работать в адаптивном режиме.

Для пояснения метода настройки корректирующего устройства в адаптивном режиме предположим, что сначала импульсная характеристика канала связи имеет вид

$$h_{кск}(n) = \{h_{-2}; h_{-1}; h_0; h_1; h_2\}, \quad (5)$$

а затем, под влиянием различных факторов, импульсная характеристика изменилась и приняла вид

$$h_{кск1}(n) = \{h_{-2}^{\oplus}; h_{-1}^{\oplus}; h_0^{\oplus}; h_1^{\oplus}; h_2^{\oplus}\}. \quad (6)$$

Для повышения точности оценивания частотных составляющих при применении ДПФ удлиним импульсную характеристику, добавляя нуль слева и справа

$$h_{кск1}(n) = \{0; h_{-2}^{\oplus}; h_{-1}^{\oplus}; h_0^{\oplus}; h_1^{\oplus}; h_2^{\oplus}; 0\}. \quad (7)$$

На вход канала связи подается пробный сигнал (любой известный)

$$x_{np}(n) = \{x(0); x(1); x(2)\}. \quad (8)$$

На выходе канала связи появляется сигнал

$$y_{вых к}(m) = \sum_{n=0}^{N-1} x_{np}(n) h(m-n). \quad (9)$$

Из элементов этого выходного сигнала составляем левациркулянтную матрицу $[Y_{вых к}]$ и определяем матрицу выходного сигнала корректирующего устройства $[Y_{вых к}]$, умножая матрицу $[Y_{вых к}]$ на матрицу весовых коэффициентов (4).

$$[Y_{вых к}] = [Y_{вых к}] \times [a]. \quad (10)$$

Зная матрицу $[Y_{вых к}]$ и зная матрицу-строку $[x_{np}]$ пробного сигнала (8), определяем приращение отсчетов $\Delta y_{вых к}(n)$ во время паузы и последовательности отсчетов пробного входного сигнала, дополненного нулями слева и справа, определяем спектр $\Delta Y_{вых к}(jk\Omega)$ приращений отсчетов выходного сигнала корректирующего устройства.

Дискретный спектр $\Delta A_{вых к}(jk\Omega)$ приращений коэффициентов КИХ-фильтра определим как результат деления дискретного спектра $\Delta Y_{вых к}(jk\Omega)$ приращений отсчетов на выходе КИХ-фильтра на дискретный спектр $Y_{вых к}(jk\Omega)$ первого столбца левациркулянтной матрицы $[Y_{вых к}]$, составленной из отсчетов (9)

$$A(jk\Omega) = \frac{H_{ид}(jk\Omega)}{H_{кк}(jk\Omega)}. \quad (11)$$

Приращение весовых коэффициентов определим, применив обратное ДПФ к уравнению (11)

$$\Delta a(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \Delta A(jk\Omega) e^{j\frac{2\pi}{N}kn}. \quad (12)$$

Зная приращение $\Delta a(n)$, определяем новые весовые коэффициенты корректирующего устройства (КИХ-фильтра) как алгебраическую сумму коэффициентов и их приращений

$$\Delta a_1(n) = a(n) + \Delta a(n). \quad (13)$$

Результаты математического моделирования

Для подтверждения правильности предложенного метода настройки цифрового корректора рассмотрим следующий пример. Пусть импульсная характеристика канала связи имеет вид

$$h_1(n) = \{0; -0,1; 0,5; 1; 0,2; -0,3; 0\}. \quad (14)$$

Составим из этих элементов левоциркулянтную матрицу $[H]$

$$H = \begin{bmatrix} 1 & -0,5 & 0,1 & 0 & 0 & 0,3 & -0,2 \\ -0,2 & 1 & -0,5 & 0,1 & 0 & 0 & 0,3 \\ 0,3 & -0,2 & 1 & -0,5 & 0,1 & 0 & 0 \\ 0 & 0,3 & -0,2 & 1 & -0,5 & 0,1 & 0 \\ 0 & 0 & 0,3 & -0,2 & 1 & -0,5 & 0,1 \\ 0,1 & 0 & 0 & 0,3 & -0,2 & 1 & -0,5 \\ -0,5 & 0,1 & 0 & 0 & 0,3 & -0,2 & 1 \end{bmatrix}. \quad (15)$$

Определим дискретный спектр

$$H_{кк}(jk\Omega) = \sum_{n=0}^{N-1} h_1(n) e^{-j\frac{2\pi}{N}kn} = \sum_{n=0}^6 h_1(n) e^{-j\frac{2\pi}{7}kn} = \{0,7; 0,475 - j0,43; 0,795 - j0,206; 1,88 + j0,026; 1,88 + j0,026; 0,795 - j0,206; 0,475 + j0,43\}. \quad (16)$$

Определим дискретный спектр $H_{ид}(jk\Omega)$ последовательности отсчетов идеальной импульсной характеристики (2)

$$H_{ид}(jk\Omega) = \sum_{n=0}^6 h_{кк}(n) e^{-j\frac{2\pi}{7}kn} = \{1; -0,901 - j0,434; 0,623 + j0,782; -0,223 - j0,975; -0,223 + j0,975; 0,623 - j0,782; -0,901 + j0,434\}. \quad (17)$$

Определим дискретный спектр $A(jk\Omega)$ коэффициентов корректирующего устройства

$$A(jk\Omega) = \frac{H_{ид}(jk\Omega)}{H_{кк}(jk\Omega)} = \{1,428; -0,588 - j1,466; 0,495 + j1,112; -0,126 - j0,517; -0,126 + j0,517; 0,495 - j1,112; -0,588 + j1,466\}. \quad (18)$$

Определяем коэффициенты корректирующего устройства

$$a(n) = \frac{1}{7} \sum_{k=0}^6 A(jk\Omega) e^{j\frac{2\pi}{7}kn} = \{0,142; 0,178; 0,517; 1,024; -0,12; -0,334; 0,022\}. \quad (19)$$

Для проверки правильности найденных коэффициентов подадим на вход цепи с импульсной характеристикой $h(n)$ (14) и корректирующего устройства с весовыми коэффициентами $a(n)$ (19) пробный сигнал вида

$$x_{np}(n) = \{-0,5; 1; 0,5\} \quad (20)$$

и определим выходной сигнал канала связи по методу линейной дискретной свертки

$$y_{вых\ c}(n) = \sum_{m=0}^{N-1} x_{np}(m) h(n-m) = \{-0,05; 0,35; -0,95; 0,85; 0,15; 0,2; 0,15\}. \quad (21)$$

Из отсчетов выходного сигнала $y_{вых\ c}(n)$ (21) составляем левоциркулянтную матрицу $Y_{вых\ c}$, умножаем эту матрицу на матрицу-столбец коэффициентов $a(n)$ (19), получаем выходной сигнал $y_{вых\ к}(n)$ на выходе корректирующего устройства

$$y_{вых\ к}(n) = [Y_{вых\ c}] \times [a] = \begin{bmatrix} 0,85 & -0,95 & 0,35 & -0,05 & 0,15 & 0,2 & 0,15 \\ 0,15 & 0,85 & -0,95 & -0,35 & -0,05 & 0,15 & 0,2 \\ 0,2 & 0,15 & 0,85 & -0,95 & 0,35 & -0,05 & 0,15 \\ 0,15 & 0,2 & 0,15 & 0,85 & -0,95 & 0,35 & -0,05 \\ -0,05 & 0,15 & 0,2 & 0,15 & 0,85 & -0,95 & 0,35 \\ 0,35 & -0,05 & 0,15 & 0,2 & 0,15 & 0,85 & -0,95 \\ -0,95 & 0,35 & -0,05 & 0,15 & 0,2 & 0,15 & 0,85 \end{bmatrix} \times$$

$$\times \begin{bmatrix} 0,142 \\ 0,178 \\ 0,517 \\ 1,024 \\ -0,12 \\ -0,334 \\ 0,022 \end{bmatrix} = \begin{cases} -0,00015; 0,00015; -0,5; \\ 1,001; 0,5; 0,00035; -0,00025 \end{cases}. \quad (22)$$

Из (22) видно, что выходной сигнал практически не отличается от входного пробного сигнала, дополненного двумя нулями слева и двумя нулями справа. Пусть импульсная характеристика канала связи изменилась и приняла вид

$$h_1(n) = \{-0,1; 0,5; 1; 0,2; -0,3\}; \quad (-2 \leq n \leq 2). \quad (23)$$

Для повышения точности оценивания частотных составляющих при применении ДПФ удлиним импульсную характеристику: добавим один ноль слева и один ноль справа. Тогда

$$h_1(n) = \{0; -0,1; 0,5; 1; 0,2; -0,3; 0\} \quad (-3 \leq n \leq 3). \quad (24)$$

Подаем на вход канала связи пробный сигнал вида (20):

$$x_{np}(n) = \{-0,5; 1; 0,5\}. \quad (25)$$

Определяем дискретный сигнал на выходе канала связи

$$y_{вых\ c}(n). \quad (26)$$

Составим из элементов дискретного сигнала $y_{вых\ c}(n)$ (26) левостороннюю матрицу $Y_{вых\ c}$ вида

$$[Y_{вых\ c}] = \begin{bmatrix} 1,15 & -0,05 & -0,35 & 0,05 & -0,15 & -0,2 & 0,85 \\ 0,85 & 1,15 & -0,05 & -0,35 & 0,05 & -0,15 & -0,2 \\ -0,2 & 0,85 & 1,15 & -0,05 & -0,35 & 0,05 & -0,15 \\ -0,15 & -0,2 & 0,85 & 1,15 & -0,05 & -0,35 & 0,05 \\ 0,05 & -0,15 & -0,2 & 0,85 & 1,15 & -0,05 & -0,35 \\ -0,35 & 0,05 & -0,15 & -0,2 & 0,85 & 1,15 & -0,05 \\ -0,05 & -0,35 & 0,05 & -0,15 & -0,2 & 0,85 & 1,15 \end{bmatrix}. \quad (27)$$

Определим выходной сигнал $y_{вых\ к}(n)$ корректирующего устройства, умножая матрицу (27) на матрицу-столбец (19) коэффициентов

$$y_{вых\ к}(n) = \{0,128; -0,019; 0,688; 1,684; 0,618; -0,81; -0,432\}. \quad (28)$$

Определяем приращение отсчетов $\Delta y_{вых\ к}(n)$ выходного сигнала корректирующего устройства как разность отсчетов выходного сигнала $y_{вых\ к}(n)$ (28) корректирующего устройства во время паузы и последовательности отсчетов пробного входного сигнала $x_{np}(n)$ (25):

$$\Delta y_{вых\ к}(n) = \{0,128; -0,019; 1,118; 0,684; 0,118; -0,81; -0,432\}. \quad (29)$$

Определим дискретный спектр $\Delta Y_{вых\ к}(jk\Omega)$ ДПФ-приращений отсчетов выходного сигнала фазового корректора

$$\Delta Y_{вых\ к}(jk\Omega) = \{0,857; -0,96 - j2,516; 0,388 - j0,907; 0,592 + j0,831; 0,592 - j0,831; 0,388 + j0,907; -0,96 + j2,516\}. \quad (30)$$

Определяем дискретный спектр $\Delta Y_{1вых\ c}(jk\Omega)$ первого столбца левосторонней матрицы (27)

$$\Delta Y_{1вых\ c}(jk\Omega) = \{1,3; 1,861 - j0,763; 1,405 - j0,969; 0,109 - j0,078; 0,109 + j0,078; 1,405 + j0,969; 1,861 + j0,763\}. \quad (31)$$

Определяем дискретный спектр $\Delta A(jk\Omega)$ приращений коэффициентов корректирующего устройства делением дискретного спектра $\Delta Y_{вых\ к}(jk\Omega)$ ДПФ (30) приращений отсчетов выходного сигнала корректирующего устройства на дискретный спектр $\Delta Y_{1вых\ c}(jk\Omega)$ первого столбца левосторонней матрицы (31):

$$\Delta A_1 = \frac{\Delta Y_{вых\ к}(jk\Omega)}{\Delta Y_{1вых\ c}(jk\Omega)} = \{0,6592; 0,033 - j1,337; -0,117 + j0,567; -0,0066 + j7,637; -0,0066 - j7,637; -0,117 - j0,567; 0,033 + j1,337\}. \quad (32)$$

Применяя ДПФ к дискретному спектру $\Delta A_1(jk\Omega)$ приращений коэффициентов (32) коэффициентов $\Delta a(n)$ корректирующего устройства

$$\Delta a(n) = \{0,068; -0,697; 2,27; -1,77; 1,9; -2,027; 0,915\}. \quad (33)$$

Определяем новые весовые коэффициенты $a_1(n)$ корректирующего устройства как разность имеющихся значений коэффициентов (19) и значений приращений коэффициентов (33):

$$a_1(n) = \{0,074; 0,875; -1,753; 2,794; -2,02; 1,693; -0,8936\}. \quad (34)$$

Для проверки эффективности работы предложенного способа подадим на вход канала связи последовательность вида

$$x_{\text{вх}}(n) = \{-0,4; 0,3; -0,2\}. \quad (35)$$

Дискретный сигнал на выходе канала связи $y_{\text{вых с}}(n)$ имеет вид

$$y_{\text{вых с}}(n) = \{0,04; -0,23; -0,23; 0,12; -0,02; -0,13; 0,06\}. \quad (36)$$

На основе сигнала (36) сформируем левостороннюю матрицу

$$[Y_{\text{вых с}}] = \begin{bmatrix} 0,12 & -0,23 & -0,23 & 0,04 & 0,06 & -0,13 & -0,02 \\ -0,02 & 0,12 & -0,23 & -0,23 & 0,04 & 0,06 & -0,13 \\ -0,13 & -0,02 & 0,12 & -0,23 & -0,23 & 0,04 & 0,06 \\ 0,06 & -0,13 & -0,02 & 0,12 & -0,23 & -0,23 & 0,04 \\ 0,04 & 0,06 & -0,13 & -0,02 & 0,12 & -0,23 & -0,23 \\ -0,23 & 0,04 & 0,06 & -0,13 & -0,02 & 0,12 & -0,23 \\ -0,23 & -0,23 & 0,04 & 0,06 & -0,13 & -0,02 & 0,12 \end{bmatrix}. \quad (37)$$

Определим дискретный сигнал на выходе корректирующего устройства, умножив матрицу (37) на матрицу столбец коэффициентов (34)

$$y_{\text{вых к}}(n) = \{-0,00088; 0,001038; -0,401; 0,3; -0,199; -0,001332; 0,000758\}. \quad (38)$$

Вычитая отсчеты выходного сигнала (38) корректирующего устройства из отсчетов входного сигнала (36) (с добавлением двух нулей спереди и сзади) $x_{\text{вх}}(n) = \{0; 0; -0,4; 0,3; -0,2; 0; 0\}$, определяем ошибку отсчетов выходного сигнала, обусловленную погрешностью настройки корректирующего устройства.

$$\Delta y_{\text{вых к}}(n) = \{0,00088; -0,001038; 0,001; 0,0; -0,001; 0,001332; -0,000758\}. \quad (39)$$

Видно, что ошибка отсчетов выходного сигнала находится на уровне шума квантования, что указывает на высокое качество предложенного способа настройки коэффициентов корректирующего устройства.

Заключение

В работе рассмотрен метод корректирования характеристик квазистатического канала в частотной области цифровым КИХ-фильтром. Основное внимание уделено методу настройки весовых коэффициентов фильтра, которая осуществляется в адаптивном режиме.

Литература

1. Беркович Д.А., Лев А.Ю. Система коррекции стандартных сигналов тональной частоты с автоматической настройкой. М.: «Связь», 1972. –64 с.
2. Zheng Y.R., Xiao C. Frequency-Domain Channel Estimation and Equalization for Broadband Wireless Communications // Proc. IEEE Intern. Conf. June 2007. – P. 4475-4480.
3. Le-Nam Tran, Een-Kee Hong, Huaping Liu. A Frequency Domain Equalization Algorithm for Fast Time-Varying Fading Channels // Journal of Communication and Networks. Vol.11, NO.5, October 2009. – P. 475-80.
4. Benvenuto N., Tomasin S. On the comparison between OFDM and single carrier modulation with a DFE using a frequency domain feedforward filter // IEEE Trans. on Commun., Vol. 50, NO.6, Jun. 2002. – P. 947-955.
5. Патент RU 2428788. Способ настройки цифрового фазового корректора // Тихобаев В.Г., Рясный Ю.В., Панарин В.И. Опубл. 10.09.2011, бюлл. №25.

THE RESEARCH OF THE CORRECTION METHOD THE AMPLITUDE FREQUENCY RESPONSE AND PHASE RESPONSE OF THE CIRCUIT

Dezhina E.V., Remizov S.L., Riasniy U.V., Tihobaev V.G.

The correction method of circuit characteristics of the FIR-filter is considered. The impulse re-sponse of the circuit is used in the analysis which is carried out in the frequency domain using le-votsirkulyantny matrices formed from the input signal, the impulse response samples of the output signal and their DFT.

Keywords: correction features, the use of the impulse response, the discrete Fourier transform.

Дежина Елена Викторовна, старший преподаватель Кафедры теории электрических цепей (ТЭЦ) Сибирского государственного университета телекоммуникаций и информатики (СибГУТИ). Тел. 8-383-286-80-23. E-mail: alenda@ngs.ru

Ремизов Сергей Леонидович, к.т.н., старший преподаватель Учебного военного центра СибГУТИ. Тел. 8-383-269-82-96.

Рясный Юрий Васильевич, д.т.н., профессор Кафедры ТЭЦ СибГУТИ. Тел. 8-383-286-80-27.

Тихобаев Валерий Георгиевич, к.т.н., доцент Кафедры ТЭЦ СибГУТИ. Тел. 8-383-286-80-23.

ТЕХНОЛОГИИ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ

УДК 621.396.67

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАНИЙ САМОПОДОБНОГО ПОТОКА ПАКЕТОВ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ ПРОИЗВОДИТЕЛЬНОСТИ ТРАНСПОРТНЫХ СЕТЕЙ

Линец Г.И., Говорова С.В.

Для повышения производительности транспортных сетей использованы функциональные преобразования самоподобного потока пакетов в равномерный и пуассоновский поток на основе использования свойства инвариантности формы дифференциала вероятности сложной функции.

Ключевые слова: управление, случайный процесс, самоподобный поток пакетов, транспортная сеть, долговременная зависимость, функциональные преобразования, производительность.

Введение

При использовании в транспортных сетях (ТС) различных механизмов управления неизбежно возникают нелинейные зависимости ввиду объективной ограниченности имеющихся ресурсов, приводящей к различным конфликтным ситуациям и проявлению фрактальных свойств сетевой нагрузки, которые не могут быть разрешены простыми способами. Если в ТС механизмы управления потоками не используются, сетевой трафик в меньшей степени проявляет фрактальные свойства. Проблема возникает при использовании механизмов управления потоками и предотвращения перегрузки, когда появляется дополнительная нелинейность. В подобных ситуациях могут возникнуть сложные взаимосвязи между флуктуациями рабочей нагрузки и сетевыми механизмами управления. Проблема корректного распределения сетевых ресурсов при таких ситуациях становится особенно актуальной.

Несмотря на продолжительный период активного изучения явления самоподобия в современных сетях, до сих пор остается ряд нерешенных вопросов и задач, основными из которых явля-

ются [1]: не выявлен единый причинный фактор, приводящий к появлению самоподобного трафика; самоподобие проявляется в основном в сетях с промежуточным накоплением (в пакетных сетях); нет единой общепризнанной модели самоподобного трафика; фактически отсутствует строгая теоретическая база, которая пришла бы на смену классической теории массового обслуживания при проектировании современных систем распределения информации с самоподобным трафиком; не существует достоверной и признанной методики расчета параметров и показателей эффективности систем, имеющих распределенную структуру и учитывающих влияние эффекта самоподобия трафика при информационном обмене; практически отсутствуют методики и алгоритмы, обеспечивающие заданное качество обслуживания в условиях самоподобного трафика.

Возникающие нелинейности с возможностями динамического поведения систем в пакетных сетях приводят к проявлениям хаотических свойств, что приводит к возникновению следующих проблем. Требуется:

- осуществлять проверку сетевого трафика на самоподобность;
- проводить измерение численных значений показателя Херста;
- знать степень изменения характеристик трафика под действием механизмов сетевого управления в процессе эксплуатации транспортных сетей;
- оценивать влияние трафика на производительность и эффективность механизмов сетевого управления.