

## Транспорт

УДК 004.042

DOI: 10.30987/article\_5db95e85b8bb12.44709607

В.А. Ермолаев, Ю.А. Кропотов

**ИДЕНТИФИКАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ МОДЕЛЕЙ АКУСТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ СИСТЕМ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ АУДИООБМЕНА В УСЛОВИЯХ ПОМЕХ И АКУСТИЧЕСКОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ**

Описывается решение задачи проектирования моделей систем обмена информацией с акустической обратной связью с применением методов теории линейных функционально-дифференциальных уравнений. Исследование устойчивости моделей выполняется частотным методом. Рассматривается подход к оцениванию корреляционных и спектральных функций акустических сигналов, основанный на параметрическом

представлении акустических сигналов и компонент шумовых составляющих.

**Ключевые слова:** модели акустических сигналов, системы телекоммуникаций аудиообмена, акустическая обратная связь, эхосигналы, речевая связь, озвучивание, функционально-дифференциальные уравнения, аппроксимация функций распределения, корреляционная функция, адаптивный фильтр.

V.A. Yermolaev, Yu.A. Kropotov

**MODEL PARAMETER IDENTIFICATION OF ACOUSTIC SIGNALS IN AUDIO EXCHANGE TELECOMMUNICATION SYSTEMS UNDER CONDITIONS OF INTERFERENCE AND ACOUSTIC FEEDBACK SYSTEM**

The paper reports the solution description for the problem of designing the models of the systems of information exchange with the acoustic feedback with the use of the methods of the linear functional-differential equation theory. With the aid of them it is ensured a stability increase in systems of operational-command loud-speaker communication and notice, and also the problem of echo decrease at the inputs of speech transforming devices is solved that conditions on quality increase of their functioning. In the paper there are presented models having a continuous consequence and taking into account a character of acoustic echo-signals in closed spaces more complete which results in authenticity increase of modeling results at echo-signal compensation. To solve the echo identification problem the functions of echo lag distribution

are approximated by a number of exponents which simplifies the equations and allows accepting a consequence both at a finite and infinite interval. The investigation of the stability of models of systems with the acoustic feedback in the paper is carried out by a frequency method. At that there is considered an approach to the estimate of correlate and spectral functions of acoustic signals which is based on a parametric presentation of acoustic signals and components of noise constituents.

**Key words:** models of acoustic signals, audio exchange telecommunication systems, acoustic feedback, echo-signals, voice communication, postsynchronizing, functional-differential equations, approximation of distribution functions, correlation function, adaptive filter.

**Введение**

При построении моделей систем с дискретным и распределенным запаздыванием в самых различных областях - механики и электротехники, автоматического управления и регулирования, синхронизации, нейронных сетей [1], а также акустики [2] - находят применение функционально-дифференциальные уравнения. Становление этого направления выразилось в потоке публикаций, в частности по динамике и стабилизации процессов в сетях, состоя-

щих из множества релаксационных нейроподобных автогенераторов и мемристоров.

Во многих случаях на проблему решения функционально-дифференциальных уравнений накладываются сложности, обусловленные неопределенностью параметров моделируемой системы. Наблюдающийся в последние годы рост интереса к системам с неопределенностью нашел выражение в понятиях робастности, робастной устойчивости, робастного управления

и развитии соответствующих методов анализа. При этом неопределенность, в зависимости от характера задачи, может заключаться в отсутствии точных сведений о параметрах линейных или нелинейных элементов модели; параметров, обусловленных их естественным разбросом и изменением во времени, а в случае систем с запаздыванием (или последствием) - в отсутствии точных сведений о характере и величине запаздывания.

В системах с акустической обратной связью неопределенность обуславливается отсутствием точной информации о характере звукового поля, резонансах и направлениях прихода звуковых волн в точке наблюдения, параметрах отражающих поверхностей, об ориентации и диаграмме направленности приемника звука и, соответственно, о распределении компонентов наблюдаемого сигнала по величине запаздывания и фазе. При всей важности проблемы неопределенности о моделях систем с акустической обратной связью, описываемых функционально-дифференциальными уравнениями, известно немногое [3].

Значимость решения проблемы неопределенности заключается в стремлении повысить качество речевой связи и озвучивания, в частности повысить разборчивость речи, которая, как известно [4], зависит от характеристик акустического эха и акустической обратной связи. За формирование акустического эха отвечает ряд прямых и отраженных звуковых волн, а также

диффузное излучение, обусловленное реверберацией, т.е. рассеянием энергии, заключенной в резонансных колебаниях акустической среды. Особо негативно акустическое эхо влияет на качество сжатия речи, а при наличии акустической обратной связи - на устойчивость акустической системы.

Неопределенность акустической системы может иметь как стационарный, заключающийся в естественном разбросе ее характеристик, так и динамический характер: всякое произвольное (порядка десятка сантиметров) смещение или разворот микрофона, как и кратковременные изменения условий распространения звука, обуславливают изменение не только уровня сигнала, но и, что более существенно, его фазы.

Названные причины неопределенности требуют усложнения представляющих их моделей, к числу которых можно отнести модели с переменными параметрами, в частности с переменным запаздыванием, модели, описываемые детерминированными и стохастическими функционально-дифференциальными уравнениями, модели с элементами адаптации и робастные модели. Помимо сложности анализа перечисленных моделей, требующих применения численных методов, встает и проблема идентификации параметров моделей, относящаяся в общем случае к разряду нелинейных.

Механизм формирования акустической обратной связи поясняется рис. 1.

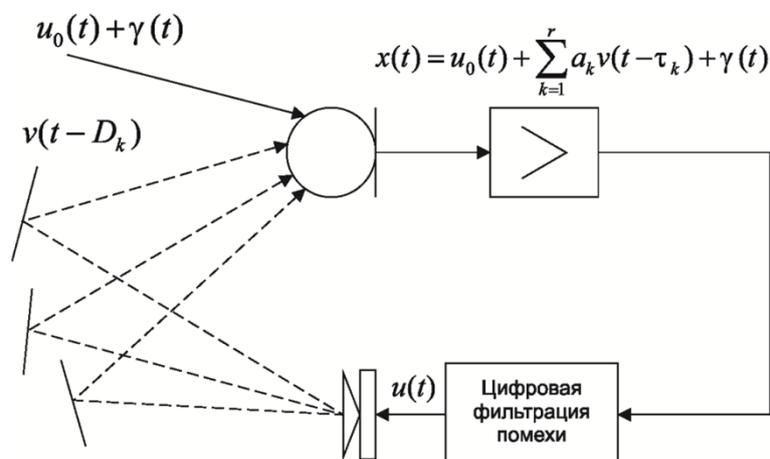


Рис. 1. Механизм формирования акустической обратной связи

Модель акустического эха в простейшем случае представляют линейной комбинацией  $u(t)$  запаздывающих копий излучаемого сигнала  $v(t)$ :

$$u(t) = \sum_{k=1}^r \alpha_k v(t - \tau_k), \quad (1)$$

где  $v(t) = \int_0^t f(\theta) u_0(t - \theta) d\theta \div F(s) U_0(s)$ .

Здесь  $\tau_k$  и  $\alpha_k$  - соответственно время распространения (запаздывание) и амплитуда звуковой волны, поступающей на вход приемника по  $k$ -пути,  $f(\theta)$  - импульсная функция усилителя входного сигнала  $u_0(t)$ , значок  $\div$  является символом эквивалентности оригинала функции действительного аргумента ее изображению, а  $r$  - число значимых путей распространения звука.

Модель (1), фактически заданная дифференциально-разностным уравнением [5], справедлива, строго говоря, лишь при дискретном распределении эха по величине задержки и отсутствии реверберации

### Модели формирования эха и реверберации

Поставленную цель можно достичь в классе функционально-дифференциальных систем или систем с распределенным последствием, представляя распределение задержек звука непрерывными или обобщенными функциями, а резонансные свойства акустической среды - резонансами систем с сосредоточенными параметрами. Схема соответствующей модели приведена

- ситуации, возникающей, например, при озвучивании открытых площадей с небольшим числом удаленных отражателей.

Построение моделей эха и систем с акустической обратной связью позволяет получить представление о непрерывном распределении эха по величине задержки и о резонансных процессах реверберации. Непрерывное распределение эха по величине задержки моделируется при этом ядрами детерминированных функционально-дифференциальных уравнений [3], а резонансные колебания акустической среды - передаточными функциями соответствующих резонаторов. В рассматриваемом линейном приближении проблема устойчивости систем с акустической обратной связью решается частотными методами, из которых обсуждаются только критерии Найквиста и Понтрягина. Проблема идентификации ядер считается решенной, например методом наименьших квадратов. Приводятся уравнения, использованные при рассмотрении примеров простых систем.

на рис. 2, где функции  $g_k(\theta)$  аппроксимируют распределения задержек, а передаточные функции  $H_k(s)$  - резонансные свойства акустической среды. При этом  $g_k(\theta) \geq 0$  только в области значений  $\theta \in [0, \vartheta_k]$ . В противном случае они равны нулю.

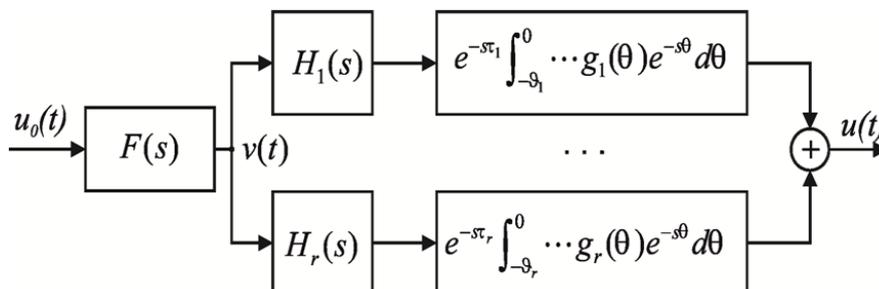


Рис. 2. Модель формирования эха, обусловленного последствием и реверберацией

Эта модель описывается функционально-дифференциальным уравнением

$$u(t) = \sum_{k=1}^r \int_{-\vartheta_k}^0 g_k(\theta) v_k(t - \tau_k + \theta) d\theta, \quad (2)$$

где  $v_k(\theta) \div H_k(s) V(s)$ .

Здесь  $v_k(t)$  - сигнал на выходе резонаторного блока  $H_k(s)$ ,  $[0, \vartheta_k]$  - интервал значимой величины непрерывной задержки звука, распространяющегося по  $k$ -пути. Как и в уравнении (1), функция  $v(t) = \int_0^t f(\theta)u_0(t-\theta)d\theta$  представляет сигнал на выходе блока  $F(s)$ , а набор параметров  $\tau_k, k=1, \dots, r$ , - конечное множество начальных значений задержки.

Очевидно, что если все передаточные функции  $H_k(s) = 1$ , а функции распределения задержек представлены дельта-функциями вида  $g_k(\theta) = \alpha_k \delta(\theta)$ , то уравнения (1) и (2) оказываются эквивалентными. Если же эхо аппроксимируется суперпозицией волн, как непрерывно, так и дискретно распределенных по величине задержки, то уравнение (2) записывается (после очевидных замен) в виде

$$u(t) = \sum_{l=1}^q \alpha_l v_l(t - \tau_l) + \sum_{k=q+1}^r \int_0^{\vartheta_k} g_k(\theta) v_k(t - \tau_k - \theta) d\theta. \quad (3)$$

В области изображений уравнению (3) отвечает выражение

$$\frac{W(s)}{F(s)} \equiv \frac{U(s)}{U_0(s)F(s)} = \sum_{l=1}^q \alpha_l H_l(s) e^{-s\tau_l} + \sum_{k=q+1}^r e^{-s\tau_k} \int_0^{\vartheta_k} g_k(\theta) H_k(s) e^{-s\theta} d\theta. \quad (4)$$

При этом очевидно, что функция  $W(s)$  является передаточной функцией модели, изображенной на рис. 2. Функции  $H_k(s)$ , считающиеся в рамках рассматриваемой модели независимыми от параметра задержки  $\theta$ , выносятся в (4) из-под знаков интеграла. Конечно, учет зависимости функций  $H_k(s)$  от параметра  $\theta$ , когда  $H_k(s) = H_k(s, \theta)$ , позволяет обобщить модель и потенциально повысить ее точность. Однако ниже эта возможность не рассматривается.

Следуя [6], отметим, что первая группа слагаемых (числом  $q$ ) в правой части уравнений (3) и (4) моделирует основной звук и ранние отражения, а вторая группа - реверберацию. Ранние отражения - это небольшое число волн, запаздывающих относительно основного звука на величину около 60 мс, а реверберация - волны, запаздывающие на 60...300 мс и более. Конечно, эти цифры, зависящие от геометрии помещения и расположения отражающих поверхностей, носят ориентировочный характер.

### Аппроксимация функций распределения запаздывания по величине

Чтобы придать передаточной функции  $W(s)$  явный вид, ее ядра (распределения запаздываний по величине)  $g_k(\theta)$  необходимо каким-то способом аппроксиро-

мировать, например последовательностями экспонент или ступенчатыми функциями. В первом, простейшем случае их можно представить выражениями вида

$$g_k(\theta) = \begin{cases} c_k (1 - e^{-p_k \theta}) e^{-q_k \theta} = \\ c_k (e^{-q_k \theta} - e^{-(q_k + p_k) \theta}), & \theta \in [0, \vartheta_k], \\ 0, & \theta \notin [0, \vartheta_k] \end{cases} \quad (5)$$

При этом максимум функции (5), равный

$g_{k, \max} = 0,5 c_k (1 + p_k / q_k)^{-q_k / p_k} p_k / (q_k + p_k)$ , достигается при значении

$\theta_{\max} = (1 / p_k) \ln(1 + p_k / q_k) > 0$ . На рис. 3 изображен график одного такого ядра при значении  $\theta_{\max} = 1/34$  с, что соответствует десятиметровому пути распространения

звука,  $g_{k,\max} = 0,5$  и  $c_k = 1$ , откуда  $p_k / q_k = 3,4$ ,  $p_k = 50,37$  и  $q_k = 14,8$ .

Подстановка (5) в соответствующее слагаемое уравнения (4) и последующее интегрирование позволяет получить выражение

$$\int_0^{\vartheta_k} g_k(\theta) e^{-s\theta} d\theta = c_k \frac{e^{-s\vartheta_k} (s\eta_k + \mu_k) + p_k}{(s + q_k + p_k)(s + q_k)}, \quad (6)$$

где  $\eta_k = e^{-q_k\vartheta_k} (e^{-p_k\vartheta_k} - 1)$  и  $\mu_k = e^{-q_k\vartheta_k} (q_k e^{-p_k\vartheta_k} - (q_k + p_k))$ .

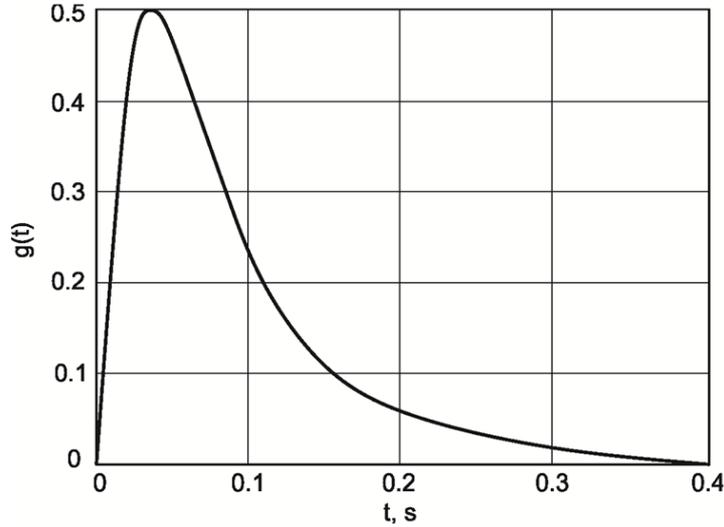


Рис. 3. Пример функции распределения запаздывания (5)

Поскольку распределения запаздываний (5) и выражения (6) справедливы при всех значениях  $k$  (отличаются только па-

раметрами  $c_k$ ,  $p_k$ ,  $q_k$  и  $\vartheta_k$ ), передаточная функция

$$W(s) = F(s) \sum_{l=1}^q \alpha_l H_l(s) e^{-s\tau_l} + F(s) \sum_{k=q+1}^r c_k H_k(s) \frac{e^{-s(\tau_k + \vartheta_k)} (s\eta_k + \mu_k) + e^{-s\tau_k} p_k}{(s + q_k + p_k)(s + q_k)}. \quad (7)$$

В том случае, когда  $\vartheta_k \rightarrow \infty$ , выражение (7) принимает вид

$$W(s) = F(s) \sum_{l=1}^q \alpha_l H_l(s) e^{-s\tau_l} + F(s) \sum_{k=q+1}^r c_k H_k(s) \frac{e^{-s\tau_k} p_k}{(s + q_k + p_k)(s + q_k)}. \quad (8)$$

Передаточные функции  $F(s)$  и  $H_k(s)$ ,  $k = 1, \dots, r$ , представляют соответственно свойства аппаратных средств передачи звука и свойства акустической среды. Модуль функции  $F(j\omega)$  в рабочем диапазоне частот обычно считается равномерным (специально вводимая иногда в целях повышения разборчивости речи неравномерность не меняет существа зада-

чи); фазовая характеристика названной функции значимой при этом не считается. В общем случае можно записать:  $F(s) = A(s)/B(s)$ , где  $A(s)$  и  $B(s)$  - многочлены соответственно степени  $m$  и  $n > m$ .

В ряде случаев ядра функционально-дифференциальных уравнений проще аппроксимировать ступенчатыми функциями вида

$$g_k(\theta) \cong \sum_{m=1}^M g_k(m\Delta - \Delta/2) (\mathbf{1}(\theta - (m-1)\Delta) - \mathbf{1}(\theta - m\Delta)),$$

откуда следует, что

$$\int_0^{\vartheta_k} g_k(\theta) e^{-s\theta} d\theta = \frac{1}{s} (1 - e^{-s\Delta}) \sum_{m=1}^M g_{k,m} e^{-s(m-1)\Delta} = \frac{1}{s} \left( g_{k,1} + \sum_{m=1}^{M-1} (g_{k,m+1} - g_{k,m}) e^{-sm\Delta} - g_{k,M} e^{-sM\Delta} \right).$$

Здесь  $g_{k,m} = g_k(m\Delta - \Delta/2)$ ,  $\Delta$  - период дискретизации аппроксимируемого ядра и  $\mathbf{1}(\theta)$  - единичная функция, т.е.

$$\mathbf{1}(\theta) = \begin{cases} 1, & \theta > 0, \\ 0, & \theta < 0. \end{cases}$$

Соответственно передаточная функция разомкнутой системы

$$W(s) = F(s) \sum_{l=1}^q \alpha_l H_l(s) e^{-s\tau_l} + \frac{1}{s} F(s) (1 - e^{-s\Delta}) \sum_{k=q+1}^r H_k(s) \sum_{m=1}^M g_{k,m} e^{-s(m-1)\Delta}.$$

Особенность рассматриваемой задачи заключена в том, что аппроксимации подлежат ядра подынтегральных выражений - по своему смыслу заведомо положительные и убывающие на бесконечности функции. Аппроксимация ядер по системе экспоненциально убывающих функций, примером чему является выражение (5), позволяет решить эту проблему на всей действительной полуоси. Аналогично ре-

шается, только на конечном интервале, задача аппроксимации ступенчатыми функциями. Конечно, задача может быть решена и по системе степенных функций. В этом случае требуется принять дополнительные меры по выделению области допустимых значений результатов аппроксимации, включая расходимость на бесконечности. Примером такой аппроксимации является функция

$$g_k(\theta) = \begin{cases} \eta_2(1 - e^{-\lambda\theta}) - \eta_1\theta, & \theta \in [0, \vartheta_k], \\ 0, & \theta \notin [0, \vartheta_k], \end{cases}$$

$$\eta_2 > \eta_1 > 0, \lambda = -\frac{1}{\vartheta_k} \ln(1 - \eta_1\vartheta_k / \eta_2) > 0, \vartheta_k > 0.$$

Подстановка этой функции под знак интеграла функционально-

дифференциального уравнения и интегрирование дает выражение

$$\begin{aligned} \int_0^{\vartheta_k} g_k(\theta) e^{-s\theta} d\theta &= \left[ \eta_1 (s^{-2} + \theta s^{-1}) e^{-s\theta} + \eta_2 (e^{-(s+\lambda)\theta} (s+\lambda)^{-1} - e^{-s\theta} s^{-1}) \right]_0^{\vartheta_k} = \\ &= \frac{1}{s^2(s+\lambda)} \left\{ [(\eta_2\lambda - \eta_1)s - \eta_1\lambda] + [(\eta_2(e^{-\lambda\vartheta_k} - 1) + \eta_1\vartheta_k)s^2 + (\eta_1\lambda(\vartheta_k + 1) - \eta_2\lambda)s + \eta_1\lambda] e^{-s\vartheta_k} \right\} = \\ &\equiv a_1 \frac{s + b_1}{s^2(s + \lambda)} + a_2 \frac{s^2 + b_2s + b_3}{s^2(s + \lambda)} e^{-s\vartheta_k}, \end{aligned}$$

что усложняет решение и, в силу неестественной формы распределения запазды-

ваний по величине, обуславливает появление сомнений в его адекватности.

### Модели акустических систем с запаздывающей обратной связью

Согласно рис. 4, прямая часть системы с акустической обратной связью (т.е. система с разомкнутой обратной связью) эквивалентна модели эхосигнала  $y(t)$  в области его смешивания с входным сигналом  $x(t)$  и определяется передаточной функцией  $W(s)$ . При этом для передаточ-

ной функции замкнутой системы имеет место известное выражение

$$R(s) = \frac{W(s)}{1 + W(s)}. \tag{9}$$

Соответственно изображение сигнала  $v(t)$  на выходе источника звука с передаточной функцией  $F(s)$  имеет вид

$$V(s) = \frac{F(s)}{1+W(s)} X(s).$$

Функция  $F(s)$ , которая, как правило, может считаться характеристикой полосового фильтра или близкой к нему системы, а также, по определению, и  $W(s)$  являются

устойчивыми. По этой причине факт устойчивости или неустойчивости модели с акустической обратной связью полностью определяется свойствами характеристической функции  $1+W(s)$  - свойствами знаменателя формулы (9).

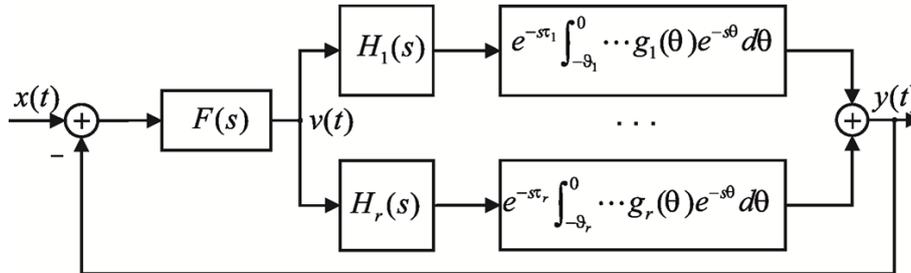


Рис. 4. Модель системы с акустической обратной связью

Функции  $H_l(s) = P_l(s)/Q_l(s)$ ,  $l = 1, \dots, q$ , и  $H_k(s) = P_k(s)/Q_k(s)$ ,  $k = q+1, \dots, r$ , определяют соответственно передачу звуковых волн по прямым акустическим каналам и волн реверберации - переносчиков энергии, накопленной в акустических резонаторах озвучиваемого объекта. (Приближенно можно положить, что

$H_l(s) = 1$ , а  $H_k(s) = 1/(s^2 + b_k s + d_k)$ .) Если к тому же обозначить  $(s + q_k + p_k)(s + q_k) = G_k(s)$ , то характеристический многочлен (квазиполином) замкнутой системы с передаточной функцией (9), при условии что разомкнутая система задана выражением (8), можно записать в виде

$$B(s) \prod_{n=1}^r Q_n(s) \prod_{m=q+1}^r G_m(s) + A(s) \sum_{l=1}^q \alpha_l \prod_{n=1}^r Q_n(s) \prod_{m=q+1}^r G_m(s) P_l(s) e^{-s\tau_l} + A(s) \sum_{k=q+1}^q c_k p_k \prod_{n=1}^r Q_n(s) \prod_{m=q+1}^r G_m(s) P_k(s) e^{-s\tau_k} = 0. \tag{10}$$

Для устойчивости замкнутой системы (при разомкнутой обратной связи система считается устойчивой) все корни характеристического многочлена должны находиться в левой полуплоскости комплексной переменной. Поскольку нахождение корней квазиполинома (10) - сложная задача, то обычно прибегают к частотным методам проверки устойчивости. Используются также и имеющие большую общность критерии устойчивости во временной области, что требует перехода к описанию модели системой дифференциальных уравнений (обычно первого порядка).

Из известных частотных критериев - Михайлова, Найквиста, Понтрягина и Д-разбиения - ниже обсуждаются только критерии Найквиста и Понтрягина. В рамках критерия Найквиста утверждается, что годограф комплексной функции  $W(j\omega)$  устойчивой системы не должен охватывать точки  $(-1, j0)$  комплексной плоскости. Другой подход к анализу устойчивости, критерий Понтрягина, основывается на анализе косвенных условий отсутствия нулей квазиполинома системы в левой полуплоскости комплексной переменной.

Пусть комплексная функция  $W(j\omega)$ , соответствующая (7) или (8), имеет вид

$$W(j\omega) = \sum_{l=1}^q \alpha_l W_l(\omega) e^{-j(\varphi_l(\omega) + \omega\tau_l)} + \sum_{k=q+1}^r c_k W_k(\omega) e^{-j(\varphi_k(\omega) + \omega\tau_k)}. \quad (11)$$

Здесь амплитудные и фазовые характеристики компонентов разомкнутой системы  $W(s)$ , определяемой выражением

$$W_l(\omega) = |F(j\omega)H_l(j\omega)| \text{ и } W_k(\omega) = |F(j\omega)H_k(j\omega)p_k / (-\omega^2 + j\omega(2q_k + p_k) + (q_k + p_k)q_k)|,$$

$$\varphi_l(\omega) = \arg(F(j\omega)H_l(j\omega)) \text{ и } \varphi_k(\omega) = \arg(F(j\omega)H_k(j\omega)p_k / (-\omega^2 + j\omega(2q_k + p_k) + (q_k + p_k)q_k)).$$

Топологический анализ годографа функции (11) или соответствующего характеристической функции  $1+W(j\omega)$  квазиполинома  $P(j\omega)$  в принципе решает задачу устойчивости системы с акустической обратной связью методами Найквиста и Понтрягина соответственно. При этом наличие неизбежных погрешностей идентификации параметров модели, в частности погрешностей аппроксимации ядер, удается учесть посредством их соответствующей модификации. Это нашло выражение в появлении области робастного анализа и робастной устойчивости.

В одной из модификаций критерия Найквиста предполагается, что разомкнутая система, которая при охвате ее обратной связью сохраняет свою устойчивость, характеризуется априорно известной (номинальной) передаточной функцией  $W^0(j\omega)$ , а ее неопределенность задается либо аддитивным, либо мультипликативным неравенством. Пусть передаточной функции разомкнутой системы с неопределенными параметрами отвечает выражение (11). Передаточную функцию  $W^0(j\omega)$  номинальной системы можно задать аналогичным выражением, обозначив ее номинальные компоненты как  $W_n^0(j\omega)$ ,

(8), описываемые входящими в (11) функциями

$W_n^0(\omega)$  и  $\varphi_n^0(\omega)$ . При этом аддитивная мера неопределенности определяется неравенством

$$|W(j\omega) - W^0(j\omega)| \leq \lambda\psi(\omega),$$

а мультипликативная мера, которую можно свести к аддитивной мере, - неравенством

$$|W(j\omega) - W^0(j\omega)| \leq \lambda\psi(\omega)|W^0(j\omega)|,$$

где  $\psi(\omega)$  - некоторая заранее заданная положительная функция.

В случае аддитивной неопределенности и устойчивости номинальной разомкнутой системы робастная устойчивость замкнутой системы имеет место, если годограф функции

$$W_\psi(j\omega) = \frac{1 + W^0(j\omega)}{\psi(\omega)} - 1$$

не охватывает круга радиусом  $\lambda$  с центром в точке  $(-1, j0)$ . Критерий Понтрягина основывается на полученной им теореме, согласно которой если корни квазиполинома, например вида (10), находятся в левой полуплоскости комплексной переменной, т.е. система устойчива, то: 1) коэффициент при главном слагаемом - слагаемом с максимальными показателями степени квазиполинома - отличен от нуля; 2) выполняется неравенство

$$R'(\omega)J(\omega) - R(\omega)J'(\omega) > 0, \quad \forall \omega \in \mathbf{R}, \quad (12)$$

где  $R(\omega)$  и  $J(\omega)$  - соответственно действительная и мнимая части квазиполинома - характеристического многочлена, записанного как  $P(j\omega) = R(\omega) + jJ(\omega)$ , и корни  $R(\omega)$  и  $J(\omega)$  являются простыми, действительными и перемежающимися.

Обратно, все корни квазиполинома находятся в левой полуплоскости комплексной переменной: 1) когда все корни  $R(\omega)$  и  $J(\omega)$  являются простыми, действительными, выполняется неравенство (12) и коэффициент главного слагаемого отличен от нуля; 2) когда все корни  $R(\omega)$

и  $J(\omega)$  являются действительными, простыми и обеспечивающими выполнение неравенства (12), а коэффициент главного слагаемого отличен от нуля.

В моделях множественных отражений ядра интегральных выражений - непрерывные (возможно, за исключением

конечного числа точек разрыва); распределения интенсивностей эха по величине запаздывания подлежат аппроксимации неотрицательными функциями, графики которых аналогичны по форме графику, приведенному на рис. 3.

### Уравнения двухканальной модели прямого и распределенного эха

При единственном канале прямого распространения эха и одном канале рас-

пределенного запаздывания уравнения (7) и (8) принимают соответственно вид

$$W(s) = F(s)\alpha H_1(s)e^{-s\tau_1} + F(s)cH_2(s)\frac{e^{-s(\tau_2+\vartheta)}(s\eta+\mu) + e^{-s\tau_2}p}{(s+q+p)(s+q)}, \quad (13)$$

$$W(s) = F(s)\alpha H_1(s)e^{-s\tau_1} + F(s)cH_2(s)\frac{e^{-s\tau_2}p}{(s+q+p)(s+q)}. \quad (14)$$

$$\text{Здесь } \eta = e^{-q\vartheta}(e^{-p\vartheta} - 1), \mu = e^{-q\vartheta}(qe^{-p\vartheta} - (q+p)) \text{ и } \int_0^{\vartheta} g(\theta)e^{-s\theta}d\theta = c\frac{e^{-s\vartheta}(s\eta+\mu)+p}{(s+q+p)(s+q)}.$$

Любое из полученных выше уравнений можно представить известными способами и в форме системы функционально-дифференциальных уравнений первого порядка - форме, обычно принимаемой в работах по данной теме в качестве основной. Однако, при всех достоинствах, ниже эта возможность не рассматривается. Из уравнений (13) и (14) видно, что они имеют самостоятельное значение, заключаю-

щееся, помимо упрощения численного анализа, в установлении более прозрачной зависимости характеристик модели от ее параметров, в том числе в установлении роли каналов распространения прямого и распределенного эха.

Из уравнения (14), в частности, следует, что соответствующий ему квазиполином имеет вид

$$P(s) = A(s)(s+q+p)(s+q)Q_2(s)\alpha P_1(s)e^{-s\tau_1} + A(s)cQ_1(s)pP_2(s)e^{-s\tau_2} = 0.$$

### Оценка параметров модели методом максимального правдоподобия

При оценивании параметров модели систем с акустической обратной связью, например, может быть использован метод, основанный на согласовании корреляционных функций. В этом случае используются методы, основанные на собственных значениях и сингулярных разложениях ковариационных матриц, имеющих тёплицеву структуру. Достижимая точность приближения наблюдаемых данных функцией регрессии зависит в значительной степени от размеров области ее определения. С увеличением размеров области, в пределах которой наблюдаемые данные не стремятся к нулю, точность снижается. Устранить этот недостаток можно, воспользовавшись методом локальной аппроксимации. При-

ближение наблюдаемых данных в этом случае обеспечивается последовательностью функций регрессии, каждая из которых задана на своем конечном интервале. Одновременно это позволяет аппроксимировать нестационарные сигналы и системы.

Вопрос сопряжения отдельных функций регрессии можно решить, если дополнить ограничения, представленные в задаче минимизации, условиями согласования значений этих функций и, возможно, значений их производных в узлах сопряжения [7].

Поставим задачу определения параметров в наблюдаемом сигнале  $x(t)$ , являющемся аддитивной суммой оценивае-

мого сигнала  $s(t)$  и акустической помехи  $\eta(t)$ , которая также считается комплекс-

ной функцией. В дискретной форме этот сигнал имеет вид

$$x(k) = s(k) + \eta(k) = \sum_{n=1}^p a_n e^{j(n\frac{\omega_1}{f_0}k + \phi_n)} + \eta(k). \quad (15)$$

Здесь  $f_0$  - частота дискретизации.

Задачу определения параметров функции (15) можно решить также методом максимального правдоподобия, применение которого осложнено недостаточной надежностью априорной информации о распределениях помех. Метод максимального правдоподобия, как известно, в случае одинаково распределенных независимых гауссовых величин эквивалентен методу наименьших квадратов. В этом случае параметры функции (15) можно, в принципе, найти методами нелинейного

программирования, а именно посредством решения задачи минимизации:

$$\{\hat{\omega}_1, \hat{a}, \hat{\phi}\} = \arg \min_{\{\omega_1, a, \phi\}} \|s - x\|^2.$$

Если ввести векторы выборок выделяемого сигнала  $\mathbf{s} = (s(1) \ s(2) \ \dots s(N))^T$  и наблюдаемого сигнала  $\mathbf{x} = (x(1) \ x(2) \ \dots x(N))^T$ , векторы  $\mathbf{a} = (a_1, \dots, a_p)^T$  и  $\boldsymbol{\phi} = (\phi_1, \dots, \phi_p)^T$ , то норму можно записать в виде

$$\|s - x\|^2 = \langle s - x, s - x \rangle = \sum_{k=1}^N \left| \sum_{n=1}^p a_n e^{j(n\frac{\omega_1}{f_0}k + \phi_n)} - x(k) \right|^2.$$

Если к тому же помеха является коррелированной, с корреляционной функцией  $R(t)$  и корреляционной матрицей

$$\mathbf{R}(k, n) = \begin{pmatrix} R(1,1) & R(1,2) & \dots & R(1, K) \\ R(2,1) & R(2,2) & \dots & R(2, K) \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ R(K,1) & R(K,2) & \dots & R(K, K) \end{pmatrix},$$

то квадрат нормы в задаче минимизации принимает вид

$$\|s - x\|^2 = \langle s - x, s - x \rangle = (s - x)^T \mathbf{R}^{-1} (s - x)^*.$$

Можно рассматривать метод максимального правдоподобия как задачу нелинейной регрессии, если принять, что оцениваемый сигнал имеет вид многочлена  $\mathbf{a}^T \varphi(t)$  по системе линейно независимых функций. Это приводит к параметрической задаче максимизации функции правдоподобия  $P(y_a^b | \mathbf{a})$ , решение которой по наблюдаемым на интервале  $[a, b]$  данным  $y_a^b$  записывается в виде

$$\hat{\mathbf{a}} = \arg \sup_{\mathbf{a}} P(y_a^b | \mathbf{a}). \quad (16)$$

Метод максимального правдоподобия может быть использован при определенных условиях, если наблюдаемые дан-

ные представляют собой последовательность независимых случайных величин с плотностью вероятности  $p(y_k | \mathbf{a})$ . При этом функция правдоподобия имеет вид  $P(y_a^b | \mathbf{a}) = \prod_{k=1}^n p(y_k | \mathbf{a})$ . Если известны одномерная плотность вероятности  $p(y_k | \mathbf{a})$  и условная плотность вероятности  $p(y_{k+1} | y_k, \mathbf{a})$ , то функция правдоподобия описывается выражением

$$P(y_a^b | \mathbf{a}) = p(y_1 | \mathbf{a}) \prod_{k=1}^n p(y_{k+1} | y_k, \mathbf{a}).$$

В связи с рассмотренными выше методами параметрической оптимизации и

локальной аппроксимации следует отметить, что по своему содержанию они практически эквивалентны проекционным ме-

тодам решения операторных уравнений, проекционным и интерполяционным методам анализа и расчета систем.

### Структуры абонентских устройств в телекоммуникационных системах связи, согласованных с моделями сигналов

В свободном пространстве эхосигналы образуются в результате отражений, обусловленных особенностями рельефа местности, расположения строений и крупногабаритных объектов. Значительные размеры территории приводят к большим задержкам распространения эхосигналов и снижению разборчивости речи. Кроме того, в акустическом поле с множеством различных каналов эха часто возни-

кают зоны молчания, что, в частности, необходимо учитывать при проектировании систем оповещения. Импульсные функции в каналах распространения эха можно при этом принять за некоторые постоянные коэффициенты передачи [8].

С учетом этого модель множественных отражений принимает вид

$$v(t) = \sum_{k=1}^r a_k u(t - \tau_k) = \sum_{k=1}^r a_k u(t - D_k T). \quad (17)$$

Задача заключается в определении параметров затухания  $a_k$  и запаздывания  $\tau_k = D_k T$  для  $r$  каналов эхосигнала.

По условию сигнал  $u(t)$ , многократные отражения которого формируют сигнал  $v(t)$ , является известным и нестационарным. Это позволяет применить при оценивании указанных параметров технику корреляционного анализа.

Наличие в наблюдаемом сигнале встречной речи характерно для систем оперативно-командной связи и оповещения. Структура абонентского устройства с компенсационным каналом показана на рис. 5. Входной сигнал  $x(t)$  состоит из аддитивной суммы речевого сигнала  $u_0(t)$ , сигнала множественных отражений  $v(t)$  и акустического шума  $\gamma(t)$ :

$$x(t) = u_0(t) + \sum_{k=1}^r a_k u(t - D_k) + \gamma(t).$$

В абонентском устройстве (рис. 5) имеются шумоподавляющее устройство, реализующее алгоритм адаптивного подавления акустических помех с формантным распределением полос режекции, адаптивный фильтр компенсации эха, блок вычисления долговременных параметров

эха -  $a_k$  и  $D_k$ , блок формирования опорного сигнала адаптивного фильтра [8; 9] в виде

$$\hat{y}_k(n) = \sum_{k=1}^r \hat{a}_k u_0(n - \hat{D}_k),$$

сумматор, на выходе которого получают разность эха и опорного сигнала в соответствии с выражением

$$u_{\text{вых}}(n) = \sum_{k=1}^r e_k(n) + u_0(n) + \gamma(n),$$

где  $\sum_{k=1}^r e_k(n) = \sum_{k=1}^r v(n - D_k) - \sum_{k=1}^r \hat{y}_k(n - \hat{D}_k)$ .

Эхосигнал в замкнутых помещениях, в отличие от открытой территории, следует считать интегральной суммой компонентов, непрерывно распределенных по величине задержки. Достаточно хорошим приближением к действительности может явиться использование модели эхосигнала в виде (2). Входящие в эти выражения импульсные функции  $f(\theta)$  имитируют при этом непрерывное распределение задержек в пределах относительно небольших окрестностей  $[\tau_k - \varepsilon, \tau_k + \varepsilon]$ ,  $k = 1, \dots, r$ , выделенных главных каналов эха.

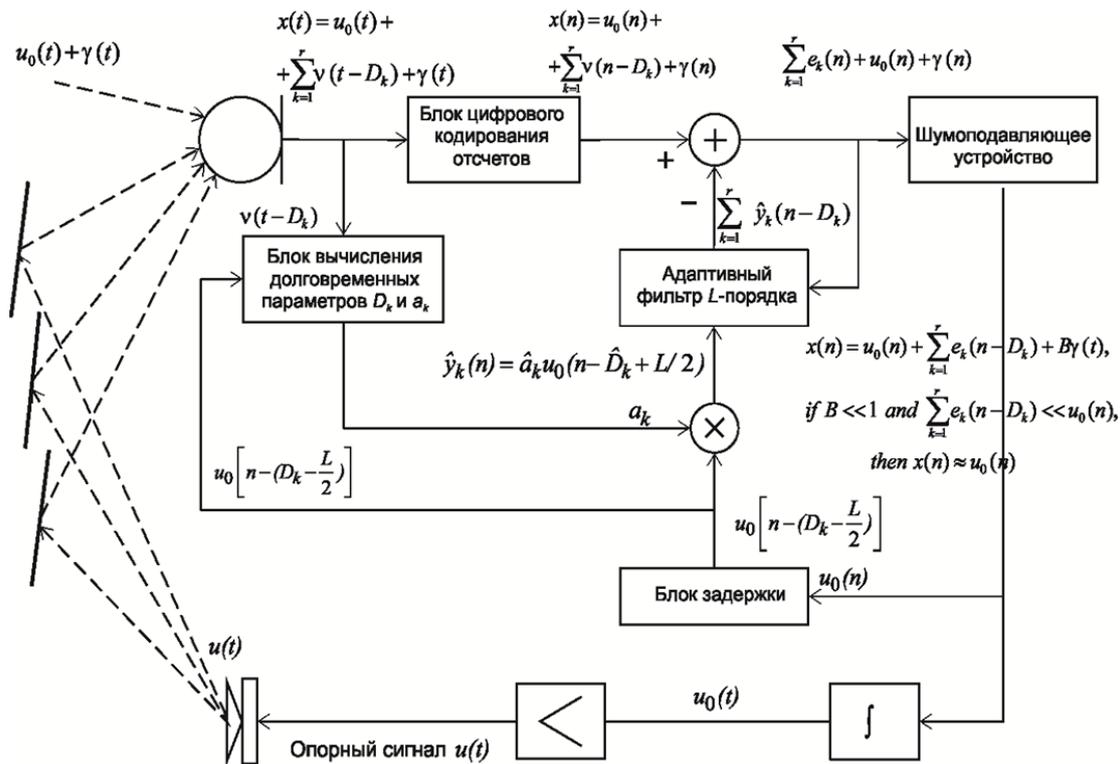


Рис. 5. Абонентское устройство с дополнительным компенсационным каналом

### Заключение

Построение модели систем с акустической обратной связью, модели систем с дискретным и распределенным запаздыванием методами решения функционально-дифференциальных уравнений является одним из решений проблемы устранения неопределенности при повышении качества речевой связи и оповещения.

Рассмотренная выше в представлении геометрической акустики модель множественных отражений предполагает необходимость нахождения ядер – неотрицательных весовых функций, характеризующих распределение интенсивности отраженных звуковых волн, содержащих соответствующую информацию, от величины их запаздывания. В отличие от этой модели, в модели резонансных мод акустическая среда рассматривается как резонансная система, описываемая в зависимости от геометрии озвучиваемой зоны набором соответствующих резонансных частот, и, соответственно, эхо и реверберация моделируются реакцией резонансной системы на звуковые колебания.

Методы численного решения функционально-дифференциальных уравнений,

характеризуемые в целом большим разнообразием, зависят от типа уравнения, которому отвечает квазиполином (10). Так, если степень первого слагаемого в (10) выше степени многочленов - коэффициентов в остальных слагаемых, то уравнение относится к разностному типу. Если же указанные степени равны, то уравнение относится к нейтральному типу.

Представленные выше модели систем с акустической обратной связью обеспечивают важное, но только первое приближение к действительности; в них, в частности, не учитывается возможность возникновения в трактах распространения звука нелинейных искажений, причиной которых могут стать в первую очередь нелинейность некоторых операторов и нестабильность распределения времени запаздывания по величине. Нелинейность операторов, во многом обусловленную нелинейностью источника звука (громкоговорителя), можно учесть в рамках, например, модели Вольтерра. Нестабильность запаздывания моделируется функционально-дифференциальными уравнениями с

переменными или случайными параметрами.

Таким образом, создание модели системы с акустической обратной связью позволяет решать вопросы повышения эффективности речевой связи и озвучивания методами создания систем обработки в телекоммуникациях. Также для решения

данной задачи можно применять метод минимизации функции потерь и метод максимального правдоподобия. Моделирование внешних помех эхосигналов можно рассматривать как средство преодоления априорной неопределенности, основанное на извлечении данных из результатов наблюдений [10].

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Erneux, T. Applied delay differential equations / T. Erneux. - New York: Springer Sciences, 2009. - 199 p.
- Kahrs, M. Applications of digital signal processing to audio and acoustics / M. Kahrs, K. Brandenburg. - New York: Kluwer Academic Publisher, 2002. - 572 p.
- Хейл, Д. Теория функционально-дифференциальных уравнений / Д. Хейл. - М.: Мир, 1984. - 421 с.
- Кропотов, Ю.А. Моделирование и методы исследований акустических сигналов, шумов и помех в системах телекоммуникаций: монография / Ю.А. Кропотов, В.А. Ермолаев. - М.-Берлин: Директ-Медиа, 2016. - 256 с.
- Беллман, Р. Дифференциально-разностные уравнения / Р. Беллман, К.Л. Кук. - М.: Мир, 1967. - 548 с.
- Kuttruff, H. Room acoustics / H. Kuttruff. - London-New York: Spon Press, 2009. - 374 p.
- Кропотов, Ю.А. Аппроксимация закона распределения вероятности амплитуд речевого сигнала / Ю.А. Кропотов, Я.Ю. Кульков // Радиотехника. - 2006. - № 11. - С. 63-66.
- Кропотов, Ю.А. Методы проектирования алгоритмов обработки информации телекоммуникационных систем аудиообмена: монография / Ю.А. Кропотов, А.А. Парамонов. - М.-Берлин: Директ-Медиа, 2015. - 226 с.
- Kropotov, Y.A. Algorithms for processing acoustic signals in telecommunication systems by local parametric methods of analysis / Y.A. Kropotov, V.A. Ermolaev // SIBCON 2015 - Proceedings: International Siberian Conference on Control and Communications. - 2015. - P. 7147109.
- Кропотов, Ю.А. Методы проектирования телекоммуникационных информационно-управляющих систем аудиообмена в сложной помеховой обстановке / Ю.А. Кропотов, А.А. Белов, А.Ю. Проскуряков, А.А. Колпаков // Системы управления, связи и безопасности. - 2015. - № 2. - С. 165-183.
- Erneux, T. Applied delay differential equations / T. Erneux. - New York: Springer Sciences, 2009. - 199 p.
- Kahrs, M. Applications of digital signal processing to audio and acoustics / M. Kahrs, K. Brandenburg. - New York: Kluwer Academic Publisher, 2002. - 572 p.
- Hail, D. *Theory of Functional-Differential Equations* / D. Hail. - M.: Mir, 1984. - pp. 421.
- Kropotov, Yu.A. *Modeling and Investigation Methods of Acoustic Signals, Noises and Interferences in Telecommunication Systems*: monograph / Yu.A. Kropotov, V.A. Yermolaev. - M.:Berlin: Direct-Media, 2016. - pp. 256.
- Bellman, R. *Differential-Difference Equations* / R. Bellman, K.L. Cook. - M.: Mir, 1967. - pp. 548.
- Kuttruff, H. Room acoustics / H. Kuttruff. - London-New York: Spon Press, 2009. - 374 p.
- Kropotov, Yu.A. Approximation of law of speech signal amplitude probability distribution / Yu.A. Kropotov, Ya.Yu. Kulkov // *Radio Engineering*. - 2006. - No.11. - pp. 63-66.
- Kropotov, Yu.A. *Design Methods of Algorithms for Information Processing of Telecommunication Systems of Audio Exchange*: monograph / Yu.A. Kropotov, A.A. Paramonov. - M.: Berlin: Direct-Media, 2015. - pp. 226.
- Kropotov, Y.A. Algorithms for processing acoustic signals in telecommunication systems by local parametric methods of analysis / Y.A. Kropotov, V.A. Ermolaev // SIBCON 2015 - Proceedings: International Siberian Conference on Control and Communications. - 2015. - P. 7147109.
- Kropotov, Yu.A. Methods for design of telecommunication information-control systems of audio exchange in complex interference situation / Yu.A. Kropotov, A.A. Belov, A.Yu. Proskuryakov, A.A. Kolpakov // *Systems of Control, Communication and Safety*. - 2015. - No.2. - No.2. - pp. 165-183.

Ссылка для цитирования:

Ермолаев, В.А. Идентификация параметров моделей акустических сигналов систем телекоммуникаций аудиообмена в условиях помех и акустической обратной связи / В.А. Ермолаев, Ю.А. Кропотов // Вестник Брянского государственного технического университета. - 2019. - № 10. - С. 25 - 38. - DOI: 10.30987/article\_5db95e85b8bb12.44709607.

*Статья поступила в редакцию 09.09.19*  
*Рецензент: д.т.н., профессор Брянского государственного*  
*технического университета,*  
*главный редактор журнала «Вестник БГТУ»*  
*Киричек А.В.*  
*Статья принята к публикации 20. 09. 19.*

**СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ:**

**Ермолаев Валерий Андреевич**, к.т.н., доцент кафедры «Электроника и вычислительная техника» Муромского института (филиала) Владимирского государственного университета им. А.Г. и Н.Г. Столетовых, e-mail: [kaf-eivt@yandex.ru](mailto:kaf-eivt@yandex.ru).

**Yermolaev Valery Andreevich**, Can. Sc. Tech., Assistant Prof. of the Dep. “Electronics and Computer Engineering”, Murom Institute (Branch) of Stoletovs State University of Vladimir, e-mail: [kaf-eivt@yandex.ru](mailto:kaf-eivt@yandex.ru).

**Кропотов Юрий Анатольевич**, д.т.н., профессор, зав. кафедрой «Электроника и вычислительная техника» Муромского института (филиала) Владимирского государственного университета им. А.Г. и Н.Г. Столетовых, e-mail: [kaf-eivt@yandex.ru](mailto:kaf-eivt@yandex.ru).

**Kropotov Yury Anatolievich**, Dr. of Sc. Tech., Prof., Head of the Dep. “Electronics and Computer Engineering”, Murom Institute (Branch) of Stoletovs State University of Vladimir, e-mail: [kaf-eivt@yandex.ru](mailto:kaf-eivt@yandex.ru).