

## Информационные технологии

УДК 681.518.3

*В.И. Батищев, И.И. Волков, А.Г. Золин*

### ПОСТРОЕНИЕ И ОПТИМИЗАЦИЯ ОРТОГОНАЛЬНЫХ БАЗИСНЫХ СИСТЕМ ДЛЯ АППРОКСИМАЦИОННОГО СПЕКТРАЛЬНО-КОРРЕЛЯЦИОННОГО АНАЛИЗА И ИДЕНТИФИКАЦИИ ЛИНЕЙНЫХ ДИНАМИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ<sup>1</sup>

*Рассматриваются методы построения и оптимизации ортогональных базисных систем на основе обобщенного семейства дробно-рациональных функций, методы их параметрической оптимизации применительно к спектрально-корреляционному анализу и идентификации линейных динамических объектов.*

Классические ортогональные функции и полиномы нашли широкое применение в задачах анализа случайных процессов и идентификации динамических объектов [1, 2]. Проблемы повышения эффективности их использования решались в основном путем перебора вариантов и выбора «наиболее подходящей» базисной системы.

При выборе или разработке базисных систем для аппроксимационного корреляционного анализа и задач идентификации линейных динамических систем следует учитывать дробно-рациональный характер Фурье-преобразования автокорреляционных функций (АКФ) и импульсных характеристик соответственно. В статье предлагается способ формирования базисных систем на основе обобщенного семейства дробно-рациональных функций и рассматриваются методы их параметрической оптимизации.

Рассмотрим семейство дробно-рациональных функций

$$\phi_{k,N}(j\omega) = \frac{\sum_{v=0}^{N-1} A_v(j\omega)^v}{\sum_{v=0}^N \lambda_{v,k}(j\omega)^v} \prod_{q=0}^{k-1} \frac{\sum_{v=0}^N (-1)^v \lambda_{v,q}(j\omega)^v}{\sum_{v=0}^N \lambda_{v,q}(j\omega)^v}. \quad (1)$$

Докажем, что в случае, если корни полинома  $\sum_{v=0}^N \lambda_{v,k}(j\omega)^v$ ,  $k = 0, 1, \dots$  имеют отрицательные вещественные части, то функции

$$\varphi_{k,N}(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \phi_{k,N}(j\omega) e^{j\omega\tau} d\omega \quad (2)$$

ортогональны, т.е.

$$\int_0^{\infty} \varphi_{k,N}(\tau) \varphi_{i,N}(\tau) d\tau = 0, \text{ при } k \neq i.$$

На основании равенства Парсеваля выразим скалярное произведение функций  $\varphi_{k,N}(\tau)$  и  $\varphi_{i,N}(\tau)$  следующим образом:

$$\begin{aligned} I_{k,j} &= \int_0^{\infty} \varphi_{k,N}(\tau) \varphi_{i,N}(\tau) d\tau = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \phi_{k,N}(j\omega) \phi_{i,N}(-j\omega) d\omega = \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F_{k,i,N}(j\omega) d\omega, \end{aligned} \quad (3)$$

<sup>1</sup> Работа поддержана грантом РФФИ (проект 07-08-00468-а).

где

$$F_{k,k,N} = \left| \frac{\sum_{v=0}^{N-1} A_v (j\omega)^v}{\sum_{v=0}^N \lambda_{v,k} (j\omega)^v} \right|^2, \quad (4)$$

$$F_{k,k-1}(j\omega) = \frac{\sum_{v=0}^{N-1} \sum_{\ell=0}^{N-1} A_v A_\ell (-1)^\ell (j\omega)^{v+\ell}}{\left[ \sum_{v=0}^N \lambda_{v,k} (j\omega)^v \right] \left[ \sum_{v=0}^N \lambda_{v,k-1} (j\omega)^v \right]}, \quad (5)$$

$$F_{k,m \leq k-2} = \frac{\sum_{v=0}^{N-1} \sum_{\ell=0}^{N-1} A_v A_\ell (-1)^\ell (j\omega)^{v+\ell}}{\left[ \sum_{v=0}^N \lambda_{v,k} (j\omega)^v \right] \left[ \sum_{v=0}^N \lambda_{v,m} (j\omega)^v \right]} \prod_{q=m+1}^{k-1} \frac{\sum_{v=0}^N (-1)^v \lambda_{v,q} (j\omega)^v}{\sum_{v=0}^N \lambda_{v,q} (j\omega)^v}. \quad (6)$$

Из первоначального условия отрицательности вещественных частей полинома  $\sum_{v=0}^N \lambda_{v,k} (j\omega)^v$  следует, что корни знаменателей функций также имеют отрицательные вещественные части. На основании этого

$$I_{k,m < k} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F_{k,m < k,N}(j\omega) d\omega = \lim_{p \rightarrow \infty} p F_{k,m < k,N}(p) = 0. \quad (7)$$

Аналогично можно показать, что  $I_{k,m > k,N} = 0$ .

Таким образом, функции  $\{\varphi_{k,N}(\tau)\}$  представляют ортогональный базис,  $k = 0, 1, \dots$ , причем их Фурье-преобразования – дробно-рациональные функции, что соответствует свойствам спектральной плотности мощности стационарных процессов (СП).

Рассмотрим некоторые частные случаи базиса  $\{\varphi_{k,N}(\tau)\}$ .

1.  $N = 1$

$$\left. \begin{aligned} \phi_{k,1}(j\omega) &= \frac{A_0}{\lambda_{v,k} + j\omega} \prod_{q=0}^{k-1} \frac{\lambda_{v,q} - j\omega}{\lambda_{v,q} + j\omega} = \\ &= A_0 \sum_{v=0}^k \frac{\prod_{q=0}^{k-1} (\lambda_{0,q} + \lambda_{0,N})}{\prod_{q=0}^{v-1} (\lambda_{0,q} - \lambda_{0,v}) \prod_{q=v+1}^k (\lambda_{0,q} - \lambda_{0,v})} \cdot \frac{1}{\lambda_{0,v} + j\omega}; \\ \varphi_{k,1}(\tau) &= A_0 \sum_{v=0}^k \frac{\prod_{q=0}^{k-1} (\lambda_{0,q} + \lambda_{0,v})}{\prod_{q=0}^{v-1} (\lambda_{0,q} - \lambda_{0,v}) \prod_{q=v+1}^k (\lambda_{0,q} - \lambda_{0,v})} e^{-\tau \lambda_{0,v}}. \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

Полученные выражения (8) представляют собой обобщенные функции Дирихле.

Обобщенные функции Дирихле применяются в прикладном корреляционном анализе. Однако, по мнению многих авторов [3, 4], их использование неэффективно из-за сложности алгоритмов, построенных на их основе, и громоздкости самой модели. Чаше применяются частные случаи: функции Дирихле и функции Лагерра.

2.  $N = 1, A_0 = 1, \lambda_{0,v} = (v+1)\alpha$

$$\left. \begin{aligned} \phi_{k,1}(j\omega) &= \frac{1}{(k+1)\alpha + j\omega} \prod_{q=0}^{k-1} \frac{(q+1)\alpha - j\omega}{(q+1)\alpha + j\omega}; \\ \varphi_{k,1}(\tau) &= \sum_{v=0}^k (-1)^v C_k^v C_{k+1+v}^k e^{-(v+1)\alpha\tau}; \\ \|\varphi_{k,1}(\tau)\|^2 &= \int_0^{\infty} \varphi_{k,1}^2(\tau) d\tau = \frac{1}{2(k+1)\alpha}. \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

Выражения (9) определяют ортогональные функции Дирихле.

Свойства ортогонального базиса Дирихле имеют недостатки, связанные с неадекватностью моделей основным классам АКФ и относительной сложностью реализации алгоритмов и устройств, построенных на его основе.

$$3. N=1, A_0 = (-1)^k, \lambda_{v,q} = \frac{\alpha}{2};$$

$$\left. \begin{aligned} \phi_{k,1}(j\omega) &= \frac{1}{j\omega + \alpha/2} \left[ \frac{j\omega - \alpha/2}{j\omega + \alpha/2} \right]^k; \\ \varphi_{k,1}(\tau) &= L_k(\tau) = e^{-\frac{\alpha\tau}{2}} \sum_{v=0}^k (-1)^v \frac{C_k^v}{v!} (\alpha\tau)^v; \\ \|L_k(\tau)\|^2 &= \int_0^{\infty} L_k^2(\tau) d\tau = \frac{1}{\alpha}. \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

В этом случае получаются ортогональные функции Лагерра.

На использовании ортогональных функций Лагерра базируется большинство известных методов и средств аппроксимационного корреляционного анализа [5, 6, 7].

Большой интерес вызывает следующий уровень обобщения рассматриваемого класса функции.

$$4. N=2.$$

$$\phi_{k,2}(j\omega) = \frac{A_0 + A_{ij}\omega}{\lambda_{0,k} + \lambda_{1,kj}\omega - \omega^2} \prod_{q=0}^{k-1} \frac{\lambda_{0,q} - \lambda_{1,qj}\omega - \omega^2}{\lambda_{0,q} + \lambda_{1,qj}\omega - \omega^2}. \quad (11)$$

Данный класс дробно-рациональных соотношений порождает множество базисных систем  $\{\varphi_{k,2}(\tau)\}$ , получаемое соответствующим выбором параметров  $A_0, A_1, \lambda_{0,q}, \lambda_{1,q}$ . Эти функции относят к классу ортогонализированных экспоненциальных функций [8, 9]. Рассмотрим характерные частные случаи.

$$5. N=2, \lambda_{0,q} = \alpha_q^2 + \omega_q^2, \lambda_{1,q} = 2\alpha_q.$$

$$\left. \begin{aligned} \phi_{k,2}(j\omega) &= \frac{A_0 + A_{ij}\omega}{(j\omega + \alpha_k)^2 + \omega_k^2} \prod_{q=0}^{k-1} \frac{(j\omega - \alpha_q)^2 + \omega_q^2}{(j\omega + \alpha_q)^2 + \omega_q^2}, \\ \varphi_{k,2}(\tau) &= 2 \sum_{i=0}^k \sum_{v=0}^k |\lambda_i| \lambda_v \sqrt{\frac{(A_1 \alpha_i - A_0)^2 + A_1^2 \omega_i^2}{(\alpha_i - \alpha_v)^2 + (\omega_i - \omega_v)^2}} \times \\ &\quad \times e^{-\alpha\tau} \cos(\omega_i \tau + \theta_{i,v}), \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

где

$$\lambda_v = \frac{\prod_{q=0}^{k-1} [\alpha_v + \alpha_q + j(\omega_v - \omega_q)]}{\prod_{q=0}^{v-1} [\alpha_v - \alpha_q + j(\omega_v - \omega_q)] \prod_{q=v+1}^k [\alpha_v - \alpha_q + j(\omega_v - \omega_q)]},$$

$$\theta_{i,v} = \arctg \lambda_i - \arctg \lambda_v + \arctg \frac{\omega_i + \omega_v}{\alpha_i - \alpha_v} - \arctg \frac{\omega_i}{A_1 \alpha_i - A_0},$$

$$\|\varphi_{k,2}(\tau)\|^2 = \frac{A_0 + A_1^2(\alpha_k^2 + \omega_k^2)}{4\alpha_k(\alpha_k^2 + \omega_k^2)}.$$

Функции  $\varphi_{k,2}(\tau)$  (12) можно представить в более компактном виде:

$$\varphi_{k,2}(\tau) = \sum_{i=0}^k B_i e^{-\alpha_i \tau} \cos(\omega_i \tau + \theta_i), \quad (13)$$

где  $B_i = \sqrt{C_i^2 + D_i^2}$ ,

$$\theta_i = \arctg \frac{D_i}{C_i},$$

$$C_i = 2 \sum_{v=0}^k |\lambda_v| \|\lambda_i\| \sqrt{\frac{(A_1 \alpha_i - A_0)^2 + A_1^2 \omega_i^2}{(\alpha_i - \alpha_v)^2 + (\omega_i + \omega_v)^2}} \cos \theta_{i,v},$$

$$D_i = 2 \sum_{v=0}^k |\lambda_v| \|\lambda_i\| \sqrt{\frac{(A_1 \alpha_i - A_0)^2 + A_1^2 \omega_i^2}{(\alpha_i - \alpha_v)^2 + (\omega_i + \omega_v)^2}} \sin \theta_{i,v}.$$

Функции (13) имеют экспоненциально затухающий колебательный характер и являются обобщением ортогональных функций Дирихле (5). Дальнейшая конкретизация вида функций (13) фиксированием параметров  $A_{0,k}$  и  $A_{1,k}$  дает возможность получить функции  $\varphi_{k,2}(\tau)$ , обобщающие класс ортогональных функций Лагерра.

6.  $N = 2$ ,  $A_0 = 1$ ,  $A_1 = 0$ ,  $\alpha_q = \alpha_1$ ,  $\omega_q = \alpha_2$ .

$$\left. \begin{aligned} \phi_{k,2}(j\omega) &= \frac{1}{(j\omega + \alpha_1)^2 + \alpha_2^2} \left[ \frac{(j\omega - \alpha_1)^2 + \alpha_2^2}{(j\omega + \alpha_1)^2 + \alpha_2^2} \right]^k; \\ \varphi_{k,2}(\tau) &= e^{-\alpha_1 \tau} \frac{1}{\alpha_2} \sum_{\ell=0}^k \frac{(2\alpha_2 \tau)^\ell}{\ell!} \sum_{\nu=\ell}^k \sum_{i=0}^k (-1)^\nu C_k^\nu C_k^i C_{i+\nu-\ell} \times \\ &\quad \left( \sqrt{\frac{\alpha_1^2 + \alpha_2^2}{\alpha_2^2}} \right)^{i+\nu} \cos \left[ \alpha_2 \tau + (i + \nu - \ell + 1) \frac{\pi}{2} + (i - \nu) \arctg \frac{\alpha_2}{\alpha_1} \right]; \\ \|\varphi_{k,2}(\tau)\|^2 &= \frac{1}{4\alpha_1(\alpha_1^2 + \alpha_2^2)}. \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

И, наконец, рассмотрим частный случай (13), позволяющий получить ортогонализированные экспоненциальные функции, соответствующие обобщенному виду АКФ реально осуществляемых процессов [9].

7.  $N = 2$ ,  $A_0 = \alpha_1(1 + \alpha_3)$ ,  $A_1 = 1$ ,  $\alpha_q = \alpha_1$ ,  $\omega_q = \alpha_2$ .

$$\phi_{k,2}(j\omega) = \frac{j\omega + \alpha_1(1 + \alpha_3)}{(j\omega + \alpha_1)^2 + \alpha_2^2} \left[ \frac{(j\omega - \alpha_1)^2 + \alpha_2^2}{(j\omega + \alpha_1)^2 + \alpha_2^2} \right]^k. \quad (15)$$

Поскольку для функций  $\phi_{k,2}(j\omega)$  справедливо выражение

$$\begin{aligned} \phi_{k+1,2}(j\omega) &= \phi_{k,2}(j\omega) \frac{(j\omega - \alpha_1)^2 + \alpha_2^2}{(j\omega + \alpha_1)^2 + \alpha_2^2} = \\ &= \phi_{k,2}(j\omega) \left[ 1 - \frac{j4\alpha_1\omega}{(j\omega + \alpha_1)^2 + \alpha_2^2} \right], \end{aligned} \quad (16)$$

то для соответствующих им во временной области функций  $\varphi_{k,2}(\tau)$  можно записать рекуррентные соотношения

$$\left. \begin{aligned} \varphi_{0,2}(\tau) &= e^{-\alpha_1 \tau} \left( \cos \alpha_2 \tau + \alpha_3 \frac{\alpha_1}{\alpha_2} \sin \alpha_2 \tau \right); \\ \varphi_{k+1,2}(\tau) &= \varphi_k(\tau) - \int_0^{\infty} \varphi_k(u) w(\tau - u) du, \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

где

$$w(\tau) = 4\alpha_1 e^{-\alpha_1 \tau} \left( \cos \alpha_2 \tau - \frac{\alpha_1}{\alpha_2} \sin \alpha_2 \tau \right);$$

$$\|\varphi_{k,2}(\tau)\|^2 = \frac{\alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_1^2(1+c)^2}{4\alpha_1(\alpha_1^2 + \alpha_2^2)}.$$

Предложенный здесь общий подход к построению базисных систем и рассмотренные примеры показывают широкие возможности использования дробно-рациональных функций в прикладном корреляционно-спектральном анализе. Однако для реализации этих возможностей необходимо решить задачи параметрической оптимизации базисных функций.

Задача оценивания коэффициентов разложения АКФ в ортогональном базисе с оптимальной подстройкой параметров  $\alpha_1, \dots, \alpha_p$  базисных функций есть частный случай общей задачи аппроксимации

$$R_M(\tau, \vec{a}, \vec{\alpha}) = \sum_{k=0}^m a_k Q_k(\tau, \vec{\alpha}), \quad (18)$$

когда функции  $Q_k(\tau, \vec{\alpha})$  в модели составляют ортогональный базис  $\{Q_k(\tau, \vec{\alpha})\}$ ,  $k=0,1,\dots$  т.е.

$$\int_0^{\infty} Q_k(\tau, \vec{\alpha}) Q_\nu(\tau, \vec{\alpha}) \mu(\tau, \vec{\alpha}) d\tau = \begin{cases} 0, & \text{при } k \neq \nu \\ \|Q_k\|^2, & \text{при } k = \nu. \end{cases} \quad (19)$$

Без потери общности перейдем от функций  $Q_k(\tau, \vec{\alpha})$  к функциям  $\varphi_k(\tau, \vec{\alpha}) = Q_k(\tau, \vec{\alpha}) \sqrt{\mu(\tau, \vec{\alpha})}$ , ортогональным с единичным весом.

С учетом этой замены и условия (19) система уравнений, определяющая алгоритм оценивания параметров модели АКФ, имеет следующий вид:

$$\left. \begin{aligned} a_k &= M \left[ x(t) \int_0^{\infty} x(t-\tau) h_k(\tau, \vec{\alpha}) d\tau \right], & k=0, \dots, m, \\ \sum_{k=0}^m a_k^2 - \sum_{k=0}^m a_k b_{k,i} &= \sum_{k=0}^m a_k (a_k - b_{k,i}) = 0, & i=1, \dots, p, \end{aligned} \right\}, \quad (20)$$

где

$$b_{k,i} = M \left[ x(t) \int_0^{\infty} x(t-\tau) H_{k,i}(\tau, \vec{\alpha}) d\tau \right]; \quad (21)$$

$$h_k(\tau, \vec{\alpha}) = \varphi_k(\tau, \vec{\alpha}) / \int_0^{\infty} \varphi_k^2(\tau, \vec{\alpha}) d\tau; \quad (22)$$

$$H_{k,i}(\tau, \vec{\alpha}) = 2 \frac{\partial \varphi_k(\tau, \vec{\alpha})}{\partial \alpha_i} / \frac{\partial}{\partial \alpha_i} \int_0^{\infty} \varphi_k^2(\tau, \vec{\alpha}) d\tau. \quad (23)$$

Таким образом, параметрическая оптимизация модели, построенной на основе любой системы ортогональных функций или полиномов, может быть осуществлена в общем случае путем оценивания дополнительных коэффициентов  $b_{k,i}$ ,  $k=0, \dots, m$ ;  $i=0, \dots, p$  согласно (21) и выполнения условий, определяемых системой (20).

Алгоритмы (20)÷(23) синтезированы для произвольного вида функций  $\varphi_k(\tau, \vec{\alpha})$  и в некоторых конкретных случаях могут быть преобразованы к более простым формам. Так, на-

пример, если  $\varphi_k(\tau, \vec{\alpha}) = L_k(\tau, \alpha)$  – ортогональные функции Лагерра, то, подставляя в выражение (23)

$$\frac{dL_k(\tau, \alpha)}{d\alpha} = -\frac{1}{2\alpha} \{kL_{k-1}(\tau, \alpha) + L_k(\tau, \alpha) - (k+1)L_{k+1}(\tau, \alpha)\},$$

а затем  $H_{k,i}(\tau, \alpha)$  из (23) в выражения (20) и (21), получим условие оптимальности параметра  $\alpha$  в виде  $a_{m+1} = 0$ . Такой метод впервые был предложен в [10], устройство на его основе защищено авторским свидетельством [11]. Проблемы оптимизации параметра ортогональных функций Лагерра решены в работах [6, 7, 12].

#### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Обобщенный спектрально-аналитический метод обработки информационных массивов. Задачи анализа изображений и распознавания образов / Ф.Ф. Дедус, С.А. Махортых, М.Н. Устинин, А.Ф. Дедус; Под общ. ред. Ф.Ф. Дедуса. М.: Машиностроение, 1999. 357 с.
2. Зарубин В.С. Математическое моделирование в технике / Под ред. В.С. Зарубина, А.П. Крищенко; М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э.Баумана, 2001. 496 с.
3. Мирский Г.Я. Характеристики стохастической взаимосвязи и их измерение. М.: Энергоиздат, 1982. 320 с.
4. Никифоров А.Ф., Сулов С.К., Уваров В.В. Классические ортогональные полиномы дискретной переменной. М.: Наука, 1985. 215 с.
5. Прохоров С.А. Аппроксимативный анализ случайных процессов. 2-е изд., перераб. и доп. Самара, СНИЦ РАН, 2001. 380 с.
6. Батищев В.И. Сравнительный анализ методов аппроксимации корреляционных функций параметрическими моделями / Куйбышев. политехн. ин-т, Куйбышев, 1980. 5 с. Деп. в ВИНТИ. 12.12.80, №5263-В80.
7. Волков И.И., Батищев В.И. Метод оптимизации параметров разложения корреляционных функций в базисе ортогональных функций Лагерра в темпе эксперимента / Куйбышев. политехн. ин-т, Куйбышев, 1979. 5 с. Деп. в ВИНТИ. 06.04.79, №1215-В79.
8. Бебих Н.В., Денисов А.И. Взаимная спектрально-корреляционная обработка сигналов в различных ортогональных базисах. // Изв. Вузов. Радиоэлектроника. 1983. Т. 26. №3. С. 3-7.
9. Волков И.И., Батищев В.И. Применение ортогонализированных экспоненциальных функций в аппроксимативном корреляционном анализе // Изв. вузов СССР. Радиоэлектроника. Т. 23. 1980. №5. С. 66-68.
10. Волков И.И., Мотов В.В., Прохоров С.А., Батищев В.И. Метод повышения точности аппроксимации корреляционных функций ортогональными функциями Лагерра // Методы представления и аппаратурный анализ случайных процессов и полей: Труды VIII Всесоюзного симпозиума. Т.5. Л., 1975. С. 48-52.
11. А.с.463121 СССР, МКИ G06 g 7/19. Коррелятор / И.И. Волков, В.В. Мотов, С.А. Прохоров, В.И. Батищев (СССР). №1932239/18-24; Заявлено 14.06.73. Оpubл. 05.03.75. Бюлл. №9. 2 с.
12. Волков И.И., Батищев В.И. Метод повышения точности аппроксимативных взаимных спектрально-корреляционных анализаторов // Изв. вузов СССР. Приборостроение. 1979. Т.22. №8. С. 17-22.

Статья поступила в редакцию 30 октября 2007 г.

УДК 681.3

**Ю.В. Варламов**

### СОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ СПОСОБОВ ИЗМЕРЕНИЯ НЕСИММЕТРИИ ТРЕХФАЗНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СЕТЕЙ

*Проанализированы способы измерения несимметрии трехфазных электрических сетей. Предложен способ, обеспечивающий высокую точность измерения в высоковольтных линиях электропередач. Показано, что применение фазовых измерений и современных достижений оптоэлектронных технологий обеспечивает существенное упрощение аппаратурной реализации и снижение объема вычислительных процедур при допустимых согласно ГОСТ значениях погрешностей измерений.*

Согласно ГОСТ 13109-97 [1] одним из основных показателей качества электроэнергии (ПКЭ) для трехфазных электрических сетей переменного тока является коэффициент несимметрии напряжений по обратной последовательности. Для определения значения этого коэффициента рекомендуется следующий способ.

1. Для каждого  $i$ -того наблюдения проводят одновременные измерения действующих значений каждого междуфазного напряжения основной частоты, т.е.  $U_{AB(i)}$ ,  $U_{BC(i)}$  и

$U_{CA(1)i}$ , по которым определяют действующее значение напряжения (ДЗН) прямой последовательности основной частоты  $U_{1(1)i}$  по формуле (Б.1) из [1].

2. Для каждого  $i$ -того наблюдения осуществляют вычисление действующего значения напряжения обратной последовательности основной частоты  $U_{2(1)i}$  по формуле (Б.18) из [1].

3. Вычисляют коэффициенты несимметрии по обратной последовательности  $K_{2Ui}$  в процентах как результат  $i$ -того наблюдения по формуле

$$K_{2Ui} = 100 \cdot \frac{U_{2(1)i}}{U_{1(1)i}}. \quad (1)$$

4. Вычисляют значение коэффициента несимметрии по обратной последовательности  $K_{2U}$  в процентах как результат усреднения  $N$  наблюдений  $K_{2Ui}$  на интервале  $T_{VS}$ , равном 3 с, по формуле

$$K_{2U} = \sqrt{\frac{1}{N} \cdot \sum_{i=1}^N K_{2Ui}^2}, \quad (2)$$

где число наблюдений  $N$  должно быть не менее 9.

Качество электрической энергии по коэффициенту несимметрии напряжений по обратной последовательности в точке общего присоединения считают соответствующим требованиям стандарта, если наибольшее из всех измеренных в течение 24 ч значений коэффициентов несимметрии напряжений по обратной последовательности не превышает предельно допустимого значения (в 4%), а значение коэффициента несимметрии напряжений по обратной последовательности, соответствующее вероятности 95% за установленный период времени, не превышает нормально допустимого значения.

Рассмотренный способ [1] сложен в реализации, так как предполагает выполнение большого объема достаточно сложных вычислений и предусматривает необходимость обеспечения одновременных измерений ДЗН междуфазных напряжений  $U_{AB(1)i}$ ,  $U_{BC(1)i}$  и  $U_{CA(1)i}$ .

Более удобным для практической реализации является допускаемый [1] способ, согласно которому значения  $U_{1(1)i}$  и  $U_{2(1)i}$  определяются по аппроксимативным формулам

$$U_{1(1)i} = \frac{1}{3}(U_{AB(1)i} + U_{BC(1)i} + U_{CA(1)i}); \quad (3)$$

$$U_{2(1)i} = 0.62(U_{нб(1)i} - U_{нм(1)i}), \quad (4)$$

где  $U_{нб(1)i}$ ,  $U_{нм(1)i}$  – наибольшее и наименьшее ДЗН из трех междуфазных напряжений основной частоты в  $i$ -том наблюдении.

Далее вычисляются  $K_{2Ui}$  и  $K_{2U}$  согласно формулам (1) и (2).

Следует отметить, что замена формулы (Б.1) на (3) приводит к относительной погрешности, не превышающей 0,1% при коэффициенте несимметрии напряжений по обратной последовательности, не превышающем 6%.

В свою очередь, относительная погрешность определения  $U_{2(1)i}$  с использованием формулы (4) вместо формулы (Б.18) из [1] не превышает 8%, что вполне допустимо, поскольку ГОСТ [1] разрешает максимальное отклонение рассматриваемой погрешности в 12%.

Используя формулы (1), (3) и (4), запишем выражение для коэффициента несимметрии трехфазных напряжений по обратной последовательности в следующем виде:

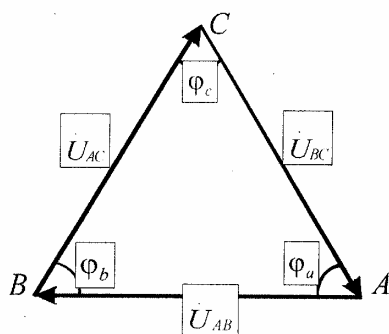
$$K_{2Ui} = 186 \cdot \frac{(U_{нб(1)i} - U_{нм(1)i})}{(U_{AB(1)i} + U_{BC(1)i} + U_{CA(1)i})}. \quad (5)$$

При синусоидальных измеряемых сигналах и сигналах с малой нелинейностью действующие значения напряжений  $U_{AB(1)i}$ ,  $U_{BC(1)i}$  и  $U_{CA(1)i}$  в формуле (5) корректно заменить на амплитудные, что не приведет к существенным изменениям оценок  $K_{2Ui}$ . Вместе с тем и в этом случае требуется измерять сигналы, представленные интенсивностью.

Для устранения указанных недостатков авторами предлагается способ, согласно которому оценка  $K_{2U_i}$  осуществляется по формуле

$$K_{2U_i} = 186 \cdot \frac{\max(\varphi_{\xi_i}) - \min(\varphi_{\xi_i})}{\varphi_{ai} + \varphi_{bi} + \varphi_{ci}}, \quad (6)$$

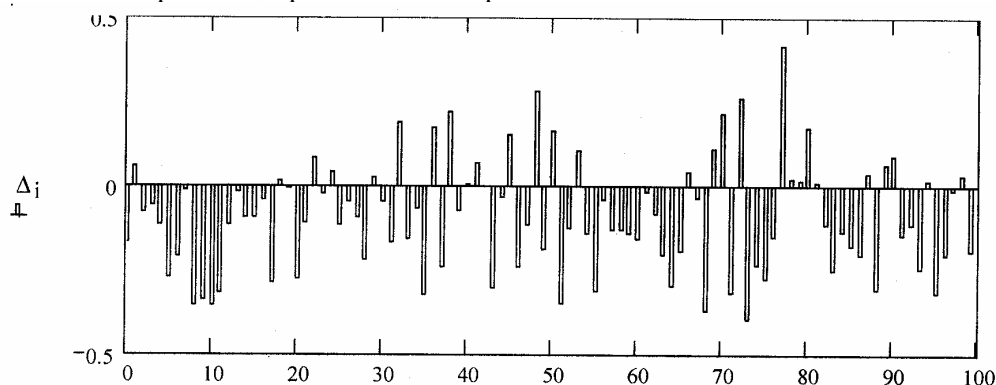
где  $\max(\varphi_{\xi_i})$  и  $\min(\varphi_{\xi_i})$  – наибольшее и наименьшее значения фазового сдвига между тремя междуфазными напряжениями в  $i$ -том наблюдении;  $\varphi_{ai}$ ,  $\varphi_{bi}$ ,  $\varphi_{ci}$  – фазовый сдвиг между междуфазными напряжениями в точках подключения фаз А, В и С (рис. 1).



Р и с. 1. Векторные диаграммы междуфазных напряжений в трехфазной электрической сети

Идея использования формулы (6) строится на том основании, что здесь, как и в формуле (5), следует исходить из известной тригонометрической теоремы, согласно которой против большего угла треугольника всегда лежит большая сторона. Для треугольника  $ABC$  (см. рис. 1) отмеченное условие непосредственно следует из теоремы синусов, поскольку  $\Delta ABC$  близок к равнобедренному треугольнику.

Для оценки эффективности предлагаемого способа измерения коэффициента несимметрии средствами системы MathLAB было проведено имитационное моделирование сравниваемых способов. Соответствующая погрешность измерения, полученная по результатам моделирования, представлена на рис. 2.



Р и с. 2. Погрешность сравниваемых способов (в %)

Достоинством рассмотренного способа измерений является, во-первых, возможность обеспечения высокой точности измерения фазовых соотношений сравнительно простыми средствами, т.е. упрощение аппаратной реализации; во-вторых, упрощается объем вычислительных процедур, а в-третьих, появляется сравнительно просто реализуемая возможность проведения измерений в высоковольтных линиях электропередач, так как для фиксации фазовых сдвигов можно использовать высоковольтные фазочувствительные элементы, например, оптоэлектронные датчики [2].

Примером реализации может служить структурная схема измерителя, представленная на рис. 3. Она содержит: ЦП – центр питания с точками общего подключения фаз А, В и С; ГР1 и ГР2 – устройства гальванической развязки (оптоэлектронные пары); Ф1 и Ф2 – фазометры; ВУ – вычислительное устройство; Н – нагрузки трехфазной электрической сети.

Работа устройства происходит следующим образом. Междуфазные напряжения  $\dot{U}_{AB}$  и  $\dot{U}_{BC}$  подаются на устройство гальванической развязки ГР1, а междуфазные напряжения  $\dot{U}_{CA}$  и  $\dot{U}_{BC}$  – на устройство гальванической развязки ГР2. Фазометр Ф1 измеряет фазовый сдвиг  $\varphi_{bi}$ , а фазометр Ф2 измеряет фазовый сдвиг  $\varphi_{ci}$ . Далее в ВУ происходит вычисление фазового сдвига  $\varphi_{ai}$  по известной формуле

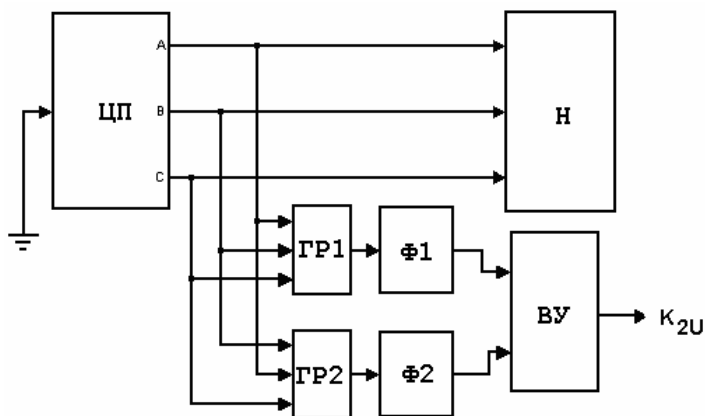
$$\varphi_{ai} = \pi - \varphi_{bi} - \varphi_{ci}$$



и определение коэффициента несимметрии по формулам (6) и (2).

Как показывает анализ, применение фазовых измерений существенно упрощает реализацию при допустимых согласно ГОСТ значениях погрешностей измерений. Это достигается за счет применения современных достижений оптоэлектронных технологий. Например, известные оптоэлектронные пары фирмы OPTeK Technology Inc.

([www.optekinc.com](http://www.optekinc.com)) имеют следующие характеристики: время задержки (фронта выходного сигнала) порядка 10-15 мкс и пробивное напряжение до 150 кВ [2]. Такие характеристики дают возможность измерять фазовые сдвиги с погрешностью не хуже 0.25 град, а это позволяет достаточно точно контролировать показатели качества электроэнергии в высоковольтных трехфазных сетях.



Р и с. 3. Структурная схема системы измерения несимметрии трехфазных напряжений

#### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. ГОСТ 13109-97. Электрическая энергия. Совместимость технических средств электромагнитная. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения. Минск: Изд-во Межгосстандарт, 1997. 30 с.
2. Бахмутский В.Ф., Гореликов Н.И., Кузин Ю.Н. Оптоэлектроника в измерительной технике. М.: Машиностроение, 1979. 152 с.

Статья поступила в редакцию 30 октября 2007 г.

УДК 57.01+577.4

Л.П. Васильева, Ф.Ф. Буканов, Л.С. Бекасов

#### КОЛИЧЕСТВЕННЫЙ АНАЛИЗ СОСТАВА РЕГУЛЯТОРНЫХ ЗВЕНЬЕВ В ГЕНАХ ПРОСТЕЙШИХ ОРГАНИЗМОВ

*В статье приведены результаты количественных исследований элементарных компонент регуляторных звеньев генов простейших живых организмов. В частности, исследовался характер нелинейного распределения по длине одного из пуринов (аденина).*

Сущность жизни живых организмов определяется регенерацией клеток через регенерацию (репликацию) молекул дезоксирибонуклеиновой кислоты (ДНК). Молекула ДНК является носителем программы существования организма в целом, т.е. обуславливает динамику всех процессов, протекающих в этом организме. Ген – это основная информационная единица ДНК, определяющая свойство (фенотип) структурного элемента, синтезируемого на основе этого гена, например, белка. Число генов в ДНК очень велико. Основным компонентом белка являются аминокислоты, состоящие из трёх нуклеотидов – элементарных звеньев генетики. В природе существует всего четыре типа таких звеньев: аденин (А), гуанин (Г), тимин (Т) и цитозин (Ц). Первые два называются пуринами, вторые два – пиримидинами. В ДНК строго выполняется соотношение между множествами этих элементов, а именно  $\{A\}=\{T\}$  и  $\{G\}=\{C\}$ .

В свою очередь, в информационном смысле структура гена имеет типовую организацию и состоит из двух конкатенированных частей – регуляторной и информационной. Информационная часть содержит программу для синтеза белка, т.е. порядок следования аминокислот, тогда как регуляторная часть характеризуется совокупностью большого числа подструктур, определяющих последовательность считывания, в том числе и динамику синтеза белка, по-

рождаемую информационной частью гена. Синтез же белка (экспрессия) определяется многими процедурами, в частности его начальной стадией, регулируемой скоростью считывания (транскрипцией) информации, репрессией (подавлением), пошаговым наращиванием аминокислот в белке (трансляцией, элонгацией) и т.д. [1]. Каждая из этих процедур, включая начало и окончание процесса, кодируются определёнными группами нуклеотидов (всего четырёх типов).

Ниже приводятся результаты количественного анализа состава регуляторов простейших организмов на предмет выявления особенностей, влияющих на организацию самих регуляторов.

В процессе транскрипции (списывания) программы синтеза белка фермент РНК – полимеразы перемещается вдоль регуляторной части гена с шагом в один нуклеотид. Следовательно, особое влияние на эту процедуру могут оказывать, в том числе, и отдельно стоящие нуклеотиды, в зависимости от того, в какой части регулятора (промотора) они расположены. В работах [1, 3] определены функциональные значимости, например, таких совокупностей нуклеотидов, как ТАТА, СААТ, GC и некоторых других. Ниже приводятся данные по исследованию характера распределения отдельно взятых множеств однородных нуклеотидов.

Если считать, что регулятор содержит всего  $L$  нуклеотидов, то их число  $\lambda$ , приходящееся на каждый тип нуклеотида, будет приблизительно определяться значением  $\lambda_s = L/4$ , где индекс  $s = A, G, T, C$  – тип нуклеотида. Возможность детерминированного расположения однородных нуклеотидов в регуляторе маловероятна, поскольку в этом случае функциональная значимость такого подмножества будет практически тривиальна. В этой связи любое однородное подмножество можно представить как  $\{S_i\}_j$ , где  $i$  – число нуклеотидов в подмножестве (пачке), а  $j$  – число пачек в регуляторе.

За исходные данные приняты нуклеотидные последовательности регуляторов длиной в 245 пар оснований в области точки начала репликации хромосомы K-12 E.coli бактерий *Salmonella typhimurium*, *Enterobacter aerogenes*, *Erwinia carotovora*, *Klebsiella pneumoniae*, *Escherichia coli*, *Vibrio harveyi*. Они дают всю информацию, необходимую для инициации двунаправленной репликации. Исходные последовательности были взяты из статьи Кравацкой «Сходство периодических структур в расположении нуклеотидов на участках начала репликации бактериальных геномов» [2].

Элементами разделения служат поочередно нуклеотиды – аденин, гуанин, тимин, цитозин. Введем следующие обозначения:

$\{A_\lambda\}_w$  – подмножество А-нуклеотидов, где  $\lambda$  – число элементов в пачке,  $w = 1..n$ , – число пачек;  
 $\{G_k\}_r$  – подмножество G-нуклеотидов, где  $k$  – число элементов в пачке,  $k = 1..m$ , – число пачек;  
 $\{T_\gamma\}_p$  – подмножество Т-нуклеотидов, где  $\gamma$  – число элементов в пачке,  $p = 1..v$ , – число пачек;  
 $\{C_\nu\}_q$  – подмножество С-нуклеотидов, где  $\nu$  обозначает число элементов в пачке,  $q = 1..z$ . – число пачек.

Применительно к А-нуклеотиду полученные данные представлены в табл. 1.

Т а б л и ц а 1

Данные анализа для А-подмножеств

Бактерии	$\square$	$\{A_\lambda\}$	$\{A_1\}$	$\{A_2\}$	$\{A_3\}$	$\{A_4\}$	$\{A_5\}$	$\{A_6\}$	$\{A_7\}$
<i>Salmonella typhimurium</i>	69	48	34	10	2	1	1	0	0
<i>Enterobacter aerogenes</i>	67	50	37	11	1	0	1	0	0
<i>Erwinia carotovora</i>	70	52	40	9	2	0	0	1	0
<i>Klebsiella pneumoniae</i>	65	48	35	11	0	2	0	0	0
<i>Escherichia coli</i>	72	52	36	14	1	0	1	0	0
<i>Vibrio harveyi</i>	75	52	41	5	3	2	0	0	1

Примечание. Во втором столбце таблицы ( $\Sigma$ ) представлено общее количество аденинов в регуляторе.

Графическое представление табл. 1 отражено на рисунке.

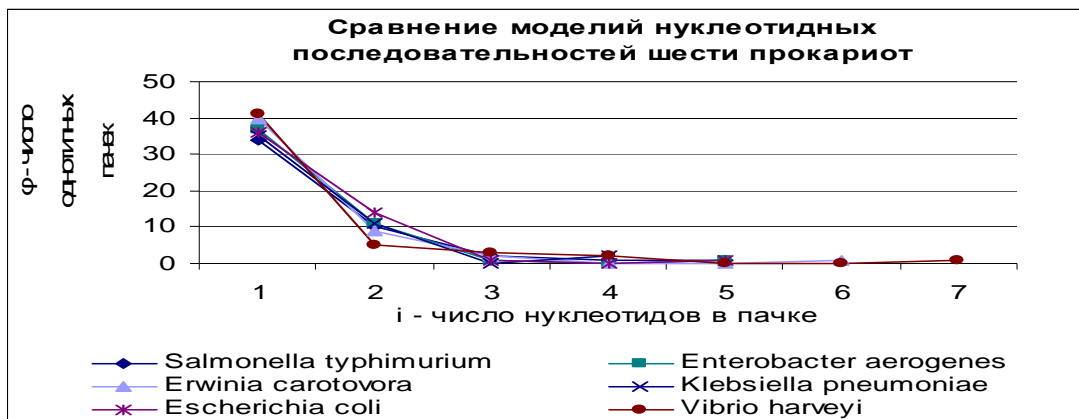


График множеств нуклеотидов аденинов

По полученным результатам мы можем сделать вывод, что графики распределения для множеств имеют вид, близкий к экспоненциальному, что дает возможность оперировать таким понятием, как «постоянная количества».

Введем следующие обозначения:

$$Q = Q_m e^{-\frac{\lambda}{r}}, \quad (1)$$

где  $\lambda$  – число элементов (в частности аденинов) в пачке,  $r$  – постоянная количества;

$Q$  – количество подмножеств (пачек) в регуляторе.

Уравнение (1) представляет  $Q(\lambda)$  через экспоненциальную зависимость. Для формального представления конкретного регулятора необходимо найти значение  $r$  – постоянной количества. Однако при этом следует учитывать, что  $Q_m$  в (1) нелинейно зависит от  $L$  в силу следующих обстоятельств:

- число нуклеотидов от пачки к пачке возрастает по арифметической прогрессии, следовательно, общая сумма элементов в множестве  $\lambda_s$  будет возрастать нелинейно;
- число пачек по мере возрастания мощности в каждой из них убывает нелинейно;
- функциональные значимости «чисто адениновых пачек» будут весьма ограниченными в силу необходимой избыточности, конкретизировать которую на данном этапе вряд ли возможно;
- наличие сайтов узнавания, формальные критерии которых изложены в [4].

Отсюда  $Q_m$  будет зависеть от постоянной количества  $r$ .

Расчёты с применением итерационного метода дали следующие результаты (в скобках указаны средние значения  $r_{cp}$  из нескольких полученных):

$$\text{Salmonella typhimurium: } r_1 = 1/\ln 3.4 = 0.817; \quad r_2 = 1/\ln 5 = 0.621; \quad r_3 = 1/\ln 2 = 1.443; \quad (0,96)$$

$$\text{Enterobacter aerogenes: } r_1 = 1/\ln 3.36 = 0.824; \quad r_2 = 1/\ln 11 = 0.417; \quad (0,62)$$

$$\text{Erwinia carotovora: } r_1 = 1/\ln 4.44 = 0.67; \quad r_2 = 1/\ln 4.5 = 0.664; \quad (0,67)$$

$$\text{Klebsiella pneumoniae: } r_1 = 1/\ln 3.18 = 0.864; \quad (0,86)$$

$$\text{Escherichia coli: } r_1 = 1/\ln 2.57 = 1.058; \quad r_2 = 1/\ln 14 = 0.379; \quad (0,72)$$

$$\text{Vibrio harveyi: } r_1 = 1/\ln 8.2 = 0.475; \quad r_2 = 1/\ln 1.66 = 1.957; \quad r_3 = 1/\ln 1.5 = 2.466. \quad (1,63)$$

Полученные значения  $r_1$  дают достаточно большую величину разброса по сравнению с истинными значениями, поэтому были подобраны некоторые значения  $Q_m$  для каждой бактерии, которые позволяют максимально приблизиться к исходным данным.

В табл. 2 приведены уравнения распределения множеств аденинов и соответствующие им значения величин разброса.

Результаты исследований были табулированы (в силу большого объема таблиц они были объединены в одну). Представленная таблица позволяет выявить отклонение от чистой экспоненциальной зависимости. В частности, для *Salmonella typhimurium* было подобрано уравнение:  $y = 116e^{-i/0,817}$ , для *Enterobacter aerogenes* –  $y = 125e^{-i/0,823}$ , *Erwinia carotovora* –  $y = 178e^{-i/0,67}$ , *Klebsiella pneumoniae* –  $y = 111e^{-i/0,864}$ , *Escherichia coli* –  $y = 145e^{-i/0,72}$ , *Vibrio harveyi* –  $y = 337e^{-i/0,475}$ .

Уравнения распределения множеств аденинов

<b>Salmonella typhimurium</b>	<b>Величина разброса</b>	<b>Enterobacter aerogenes</b>	<b>Величина разброса</b>	<b>Klebsiella ca-rotovora</b>	<b>Величина разброса</b>
$e^{-\lambda/0,817}$	9,519	$e^{-\lambda/0,823}$	9,9178	$e^{-\lambda/0,864}$	11,889
$116e^{-\lambda/0,817}$	-0,0422	$125e^{-\lambda/0,823}$	-0,522	$111e^{-\lambda/0,864}$	-10,09525
$e^{-\lambda/0,621}$	9,552	$e^{-\lambda/0,417}$	9,9818	-	-
$171e^{-\lambda/0,621}$	1,0622	$4085e^{-\lambda/0,417}$	1,8422	-	-
$e^{-\lambda/1,443}$	9,4062	$e^{-\lambda/0,62}$	9,9522	-	-
$68e^{-\lambda/1,443}$	-3,5786	$186e^{-\lambda/0,62}$	0,743	-	-
$e^{-i/0,96}$	9,4924	-	-	-	-
$97e^{-i/1,96}$	-0,917	-	-	-	-
<b>Erwinia pneumoniae</b>	<b>Величина разброса</b>	<b>Escherichia coli</b>	<b>величина раз-броса</b>	<b>Vibrio harveyi</b>	<b>Величина разброса</b>
$e^{-\lambda/0,67}$	8,618	$e^{-\lambda/1,058}$	10,2756	$e^{-\lambda/0,475}$	7,409
$178e^{-\lambda/0,67}$	0,064	$93e^{-\lambda/1,058}$	-1,3178	$337e^{-\lambda/0,475}$	0,752142857
$e^{-\lambda/0,664}$	8,619	$e^{-\lambda/0,379}$	10,3858	$e^{-\lambda/1,957}$	7,220142857
$180e^{-\lambda/0,664}$	-3,378	$509e^{-\lambda/0,379}$	2,642	$69e^{-\lambda/1,957}$	-6,937857143
$e^{-\lambda/0,667}$	8,619	$e^{-\lambda/0,72}$	10,3346	$e^{-\lambda/2,466}$	7,159571429
$179e^{-\lambda/0,667}$	0,091	$145e^{-\lambda/0,72}$	0,7758	$61e^{-\lambda/2,466}$	-8,977857143
-	-	-	-	$e^{-\lambda/1,63}$	7,262142857
-	-	-	-	$76e^{-\lambda/1,63}$	-5,216714286

Таким образом, данный подход дает возможность по-новому представить нуклеотидную последовательность регуляторной структуры. Предложенный способ построен на основе вычисления постоянной количества для определенного вида нуклеотидов, в данном случае аденина. Введенное понятие «*постоянная количества*» позволяет представить нуклеотидные последовательности в виде уравнений зависимости количества пачек от их мощности, что открывает новые возможности для структурного анализа.

#### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Сингер М., Берг П. Гены и геномы. М.: Мир. 1998. 373 с.
2. Кравацкая Г.И., Франк Г.К., Макеев В.Ю., Есипова Н.Г. Сходство периодических структур в расположении нуклеотидов на участках начала репликации бактериальных геномов // Биофизика. 2002. Т. 47. Вып. 4. С. 595-599.
3. Shenk T., 1981, <http://obi.img.ras.ru/humbio/transcription/0001410c.htm>.
4. Бекасов Л.С. Моделирование сайтов узнавания // Вестник Самарского государственного технического университета. Вып. 41. Сер. «Технические науки». С. 59-64.

Статья поступила в редакцию 13 марта 2007 г.

УДК 007.3+510.8

**С.М. Крылов, М.В. Сараяв**

### СИНТЕЗ КОНФИГУРИРУЕМЫХ БЛОКОВ ДЛЯ АНАЛОГО-ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ НА КРИСТАЛЛЕ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ГЕТЕРОГЕННЫХ ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ КОМПОНЕНТОВ

*В статье рассматриваются особенности реализации и основные свойства систем обработки цифровой и аналоговой информации с использованием разнородных (гетерогенных) наборов сигналов.*

В работах [1, 2] предложен метод формального представления свойств и функциональностей различных объектов, коррелирующей со способами описания объектов в объектно-ориентированных языках программирования (ООП) и моделирования (ООМ). Основное отличие метода, предложенного в [1, 2], от соответствующих конструкций в ООП и ООМ, заключается в предельном абстрагировании представления свойств и функциональностей лю-

бых объектов безотносительно к тем или иным конкретным особенностям языков ООП и ООМ. Суть этого метода заключается в следующем.

Любой функциональный объект  $a_i$  представляется *математической моделью* в виде совокупности двух множеств:  $a_i = \langle \mathbf{Y}_{pi}, \mathbf{M}_{pi} \rangle$ , где  $\mathbf{Y}_{pi}$  – список параметров  $\mathbf{Y}_{pi} = \{ \gamma_{i0}, \gamma_{i1}, \dots, \gamma_{in} \}$ , отображающих различные свойства (или атрибуты) данного элемента  $a_i$  на числовую ось (или на другую, заранее оговариваемую, нечисловую шкалу), а  $\mathbf{M}_{pi} = \{ \gamma_{ij} = \varphi_j(\gamma_{i1}, \dots, \gamma_{ik}); \dots; \gamma_{im} = \varphi_m(\gamma_{i1}, \dots, \gamma_{mi}) \}$  – список функциональностей, относящихся к этим свойствам (атрибутам). Функциональности связывают "выходные" значения свойств (атрибутов) объектов с "входными" тем или иным способом, записываемым в виде математического выражения или словесного алгоритма (если нет подходящих математических конструкций). В ООП подобные функциональности объектов обычно называются "методами". Отметим, что такое унифицированное математическое представление объектов легко позволяет переносить их практически в любую поддерживающую ООП компьютерную среду для проведения компьютерных экспериментов и моделирования.

В [1] также показано, что функциональность двоичных логических элементов, на основе которых реализуется подавляющее большинство современных цифровых систем обработки информации, укладывается в один из пяти простейших типов элементарных двухвходовых функциональностей. Причём для этой простейшей функциональности природа входных и выходных сигналов (представленных конкретными значениями соответствующих параметров – уровней напряжения, например) не изменяется, тогда как остальные четыре типа функциональностей предполагают различные (*гетерогенные*) по своей природе входные и выходные "сигналы". В частности, в [1, 2] приведены примеры химических функциональных объектов (включая "химический RS-триггер"), в которых все входные и выходные "сигналы" – разнородные (т.е. являются различными, *гетерогенными* по своему составу и свойствам, объектами – молекулами). Естественно назвать функциональные объекты с такими особенностями *гетерогенными* функциональными объектами.

Возникает вопрос: если в природе (в первую очередь – в биохимических процессах) для обработки информации используются гетерогенные сигналы и соответствующие гетерогенные функциональные объекты-обработчики этих сигналов, то какие преимущества может дать использование гетерогенных функциональных компонентов в электронных системах обработки информации?

В силу специфических особенностей технологий производства микроэлектронных схем различные стандартные компоненты аналоговых и аналого-цифровых микросистем реализуются в них с различной степенью эффективности, т.е. с различным уровнем аппаратных (ресурсных) затрат, обеспечивающих выполнение требуемых функций с разным качеством и точностью. Например, достаточно просто и эффективно реализуются схемы токовых зеркал, переключатели сигналов напряжения или микроамперных токов (на базе небольших и поэтому достаточно высокоомных КМОП-транзисторов), точные наборы "взвешенных" микроёмкостей (уровень десятков фемтофард) и ряд других компонентов. В то же время изготовление точных наборов "взвешенных" резисторов даёт больший уровень погрешностей, чем изготовление "взвешенных" микроёмкостей, КМОП-переключатели на большие токи требуют значительной площади кристалла. Изготовление так называемых "непрерывных" (классических) дифференциальных операционных усилителей (ДОУ) и компараторов по классическим схемам неизбежно сопровождается появлением у них погрешностей, связанных с "напряжением смещения нуля" ( $E_{см.0}$ ), достигающей единиц и даже десятков милливольт, что для современных низковольтных схем (с уровнем питания не более 5 В) представляется весьма значимой величиной. Эффективных способов коррекции этих погрешностей – типа автонуления, используемого в схемах на переключаемых конденсаторах, – не разработано. В то же время сами схемы на переключаемых конденсаторах, обладая насыщенной функциональностью (усиление, сложение, вычитание с программируемым коэффициентом, сравнение, интегрирование, дифференцирование, фильтрование сигналов) работают только в импульсных режимах, что накладывает свои ограничения на области применения подобных схем. В результате разработчики современных аналого-цифровых "систем на кристалле" (АЦ СНК), пытаясь добиться необходимой функциональной насыщенности, вынуждены использовать разнородные (гетерогенные) функциональные блоки с теми или иными присущими им недостатками. Например, фирма Cypress Semiconductor в одной из наиболее удачных своих разработок – в программируемой АЦ СНК типа PSoC использует аналоговые конфигурируемые блоки двух ти-

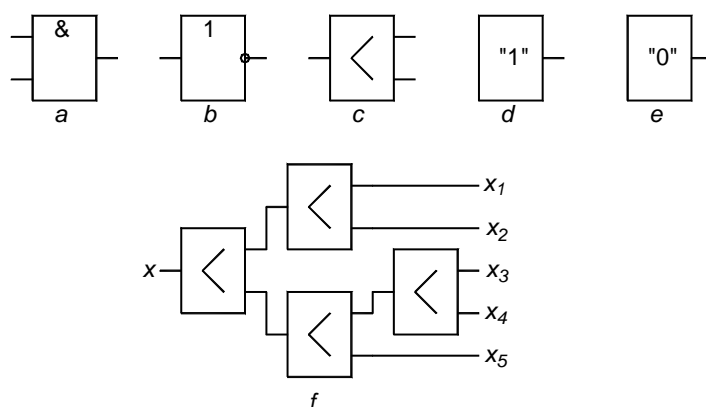
пов: "непрерывные" (на основе классических схем ДОО без коррекции  $E_{см.0}$ ) и на переключаемых конденсаторах с автонулением [3]. При этом максимальная погрешность  $E_{см.0}$  одного непрерывного блока достигает, согласно техническому описанию PSoC [4], 10-30 мВ при полосе пропускания до 5,4 МГц, тогда как максимальная частота сигнала, обрабатываемого блоками на переключаемых конденсаторах (из-за импульсного режима работы), как минимум на порядок меньше и требует тщательной дополнительной настройки режимов работы для сглаживания неизбежных пульсаций выходного сигнала. Очевиден вопрос: нельзя ли научиться конструировать конфигурируемые блоки для АЦ СНК так, чтобы максимально использовать достоинства различных гетерогенных компонентов для улучшения всех основных характеристик таких блоков? Решению данной задачи и посвящена настоящая статья. Более конкретно задачу можно сформулировать так: в статье анализируются самые общие вопросы разработки формального аппарата, позволяющего целенаправленно конструировать различные блоки для АЦ СНК с использованием соответствующих преимуществ подходящих гетерогенных компонентов. Предлагаемые варианты решения частично основываются на результатах формально-технологического анализа систем, приведённых в [1].

Анализ методов корректного синтеза систем обработки информации на основе гетерогенных компонентов начнём с одного из простейших типов таких систем, а именно с электронных систем, построенных на двоичных логических элементах.

Известно, что определенные системы булевых функций обладают так называемой функциональной полнотой, т.е. позволяют реализовать любую булеву функцию от любого числа входных переменных с помощью стандартного функционально полного набора. Выберем в качестве такого набора хорошо известный набор из следующих функций: функции логического умножения двух входных сигналов "2-И" (рис. 1 *a*), функции инверсии одного входного сигнала "НЕ" (рис. 1 *b*) и одной из константных функций – источника постоянного сигнала "единица" ("константа 1" – рис. 1 *d*) или "нуль" ("константа 0" – рис. 1 *e*) [5]. Для разветвления выходных и входных сигналов введём также специальную схему "разветвителя" сигнала, позволяющую дублировать сигнал, имеющийся на его входе, на два выхода (рис. 1 *c*).

**Утверждение 1.** С помощью функциональных элементов типа "2-И", "НЕ", "разветвителя", "константы 0" или "константы 1" могут быть реализованы любые булевы функции.

Доказательство этого утверждения тривиально и основывается на том факте, что первые два элемента ("2-И" и "НЕ") вместе с одной из констант образуют функционально полную систему двоичных (булевых) функций [5]. Для завершения доказательства необходимо показать, что с помощью разветвителя может быть реализована схема разветвления входного сигнала на любое количество выходов, что также не представляет проблем (рис. 1 *f*). Таким образом, весь набор позволяет строить любые двоичные схемы на любое количество входов и выходов.



Р и с. 1. Реализация булевых функций в специальном универсальном базисе функциональных элементов. Внизу - схема "разветвителя" на 5 выходов

Для удобства назовём приведённый на рис. 1 набор элементов "функционально полным набором компонентов", чтобы отличить его от понятия "полноты системы функций" [5], не предполагающего конкретизацию технической реализации функции разветвления сигналов. (Для традиционной элементной базы современных компьютеров типа ТТЛ или КМОП функ-

ция разветвления реализуется как бы автоматически, за счёт использования проводов, разветвляющих выходные сигналы напряжения на нужное число приёмников. Однако в общем случае для разветвления сигналов могут потребоваться специальные элементы, что и отражено в функционально полном наборе компонентов на рис. 1.)

Попытаемся теперь выяснить, каким условиям или требованиям должен отвечать аналогичный набор функциональных элементов, если некоторые их входные и (или) выходные сигналы носят разнородный характер, т.е. гетерогенны. Для простоты предположим, что имеется всего два типа гетерогенных сигналов (например, уровень напряжения и величина тока, причём и те, и другие имеют по два фиксированных значения, соответствующих логическому нулю и логической единице). Возможные варианты комбинаций различных типов входных и выходных сигналов, соответствующих набору блоков на рис. 1 и нашему предположению, представлены в таблице.

**Возможные комбинации типов входных и выходных сигналов для набора блоков (рис. 1)**

Номер	2-И			НЕ		Разветвитель			"1"	"0"
	Вх.1	Вх.2	Вых.	Вх.	Вых.	Вх.	Вых.1	Вых.2	Вых.	Вых.
1	<i>U</i>	<i>U</i>	<i>U</i>	<i>U</i>	<i>U</i>	<i>U</i>	<i>U</i>	<i>U</i>	<i>U</i>	<i>U</i>
2	<i>U</i>	<i>U</i>	<i>U</i>	<i>U</i>	<i>U</i>	<i>U</i>	<i>U</i>	<i>U</i>	<i>U</i>	<i>I</i>
3	<i>U</i>	<i>U</i>	<i>U</i>	<i>U</i>	<i>U</i>	<i>U</i>	<i>U</i>	<i>U</i>	<i>I</i>	<i>U</i>
4	<i>U</i>	<i>U</i>	<i>U</i>	<i>U</i>	<i>U</i>	<i>U</i>	<i>U</i>	<i>U</i>	<i>I</i>	<i>I</i>
...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...
512	<i>U</i>	<i>I</i>	<i>I</i>	<i>I</i>	<i>I</i>	<i>I</i>	<i>I</i>	<i>I</i>	<i>I</i>	<i>I</i>
...	...	...	..	...	...	...	...	...	...	...
1024	<i>I</i>	<i>I</i>	<i>I</i>	<i>I</i>	<i>I</i>	<i>I</i>	<i>I</i>	<i>I</i>	<i>I</i>	<i>I</i>

Символ *U* в клетке таблицы означает, что данный входной (или выходной) сигнал представлен напряжением, а символ *I* – что сигнал представлен током.

Из таблицы видно, что сигналам гомогенного типа соответствуют всего два варианта: первый (когда все входные и выходные сигналы представлены двумя уровнями напряжения) и последний (когда все входные и выходные сигналы представлены двумя уровнями тока). Из этой же таблицы следует, что если общее число входов и выходов функционально полного набора компонентов равно *n*, то число  $\Gamma$  всех возможных наборов (сочетаний) гетерогенных входных и выходных сигналов рассчитывается по формуле:

$$\Gamma = 2^n - 2. \quad (1)$$

В общем случае, когда число типов гетерогенных сигналов равно *m*:

$$\Gamma = m^n - m. \quad (2)$$

Формулы (1) и (2) показывают, что разнообразие сочетаний гетерогенных сигналов на входах и выходах функционально полного набора компонентов растёт очень быстро в сравнении с числом гомогенных систем. Не исключено, что некоторые из таких сочетаний могут обладать определёнными преимуществами в сравнении с гомогенной реализацией, например, иметь более высокую стабильность, или более высокую помехозащищённость (обычно – для сигналов тока), или малую мощность потребления в статическом режиме (для сигналов напряжения в КМОП-схемах), или давать ещё какой-либо другой, новый и полезный эффект. Поэтому исследование систем с гетерогенными наборами сигналов (и соответственно с гетерогенными наборами элементов) действительно представляет интерес.

К сожалению, практическое использование такого рода систем всегда связано с проблемой "стыковки" разнотипных входов и выходов гетерогенных компонентов. Для её решения в случае, показанном в таблице, достаточно располагать минимум двумя вариантами блоков преобразования сигналов одного типа в другой, которые назовём конверторами. Для таблицы один из двух вариантов конверторов должен конвертировать сигналы напряжения в ток (например, «Уровень напряжения логической единицы» – в «Уровень тока логической единицы», а «Уровень напряжения логического нуля» – в «Уровень тока логического нуля», или

наоборот: «Уровень напряжения логического нуля» – в «Уровень тока логической единицы», «Уровень напряжения логической единицы» – в «Уровень тока логического нуля»). Другой конвертор должен выполнять обратное преобразование – токовых сигналов в напряжение. В общем случае при наличии  $m$  типов гетерогенных сигналов на каждый тип нужно  $(m-1)$  конверторов, то есть всего  $m(m-1)$  конверторов для прямого преобразования каждого типа двоичного сигнала в любой другой. Гетерогенные системы с таким набором конверторов резонно назвать функционально замкнутыми, поскольку в них возможно построение любых полноценных систем обработки и преобразования сигналов для любого из приведённых в таблице вариантов. Сформулируем данный факт в виде утверждения.

**Утверждение 2.** Для функционального замыкания любой гетерогенной системы с  $m$  типами двоичных сигналов достаточно  $m(m-1)$  конверторов.

Рассмотрим теперь возможные функционально полные наборы компонентов для некоторых технологий обработки и преобразования аналоговой информации. В качестве первого набора выберем систему аналоговых операций, для которых Клодом Шенноном была доказана их полнота по крайней мере в классе всех алгебраических нетрансцендентных функций [6]. Набор содержит операции интегрирования и суммирования с масштабными коэффициентами, задаваемыми из множества рациональных чисел, а все соединения между вычислительными блоками выполняются с помощью механических элементов. Назовём такую технологию технологией К. Шеннона.

Рассмотрим технологию  $T_1 = \langle \{-A, A\}, \{F_1(x, y); F_2(x, y); F_3(x, k); \text{"Разветвитель"}; \text{"A"}\} \rangle$  для обработки аналоговых сигналов, которая реализуется набором компонентов, представленных на рис. 2. Здесь:

$$F_1(x, y, t) = K \int_0^t x dt + y,$$

где  $K$  – коэффициент пропорциональности (константа);  $x$  – входной аналоговый сигнал;  $y$  – начальные условия интегрирования;  $t$  – время интегрирования;

$$F_2(x, y) = x + y;$$

где  $x$  и  $y$  – слагаемые;

$$F_3(x, k) = -kx,$$

где  $k$  – коэффициент пропорциональности (рациональное число),  $x$  – входной аналоговый сигнал, т.е. операция  $F_3(x, k)$  – масштабирование входного сигнала с инверсией.

Операция "Разветвитель" (рис. 2 *c*) аналогична операции рис. 1 *c*, а операция "A" – генерирование константы, равной величине  $A$ . Запись  $\{-A, A\}$  означает, что допустимый диапазон аналоговых сигналов для технологии  $T_1$  лежит в интервале действительных чисел от  $-A$  до  $+A$ .

Напомним, что согласно [1] устройства, выполняющие операции из множества операций  $T_1$ , называются технологическими ячейками.

**Утверждение 3.** Набор технологических ячеек для технологии  $T_1$ , приведённый на рис. 2, является функционально полным набором компонентов для реализации технологии вычисления всех алгебраических функций К. Шеннона.

Доказательство состоит в том, чтобы показать возможности реализации любых операций технологии К. Шеннона с помощью компонентов  $T_1$ . На рис. 2 приведены примеры таких реализаций. Так, на рис. 2 *f* показана схема получения константы  $-A$ . На рис. 2 *g* – схема одноходового неинвертирующего интегратора с программируемым входным коэффициентом (параметр  $t$  не учитывается, поскольку предполагается, что это – время решения всей задачи), на рис. 2 *h* – схема инвертирующего сумматора с программируемыми коэффициентами на 3 входа.

Используя методику подсчёта числа возможных гетерогенных систем, аналогичную применённую к таблице, и анализируя только аналоговые входы и выходы (входы  $k$  у  $F_3$  – цифровые), получим для  $T_1$  величину  $\Gamma_1$ :

$$\Gamma_1 = m^{10} - m,$$

что при  $m = 2$  (ток и напряжение) даст 1022 варианта.

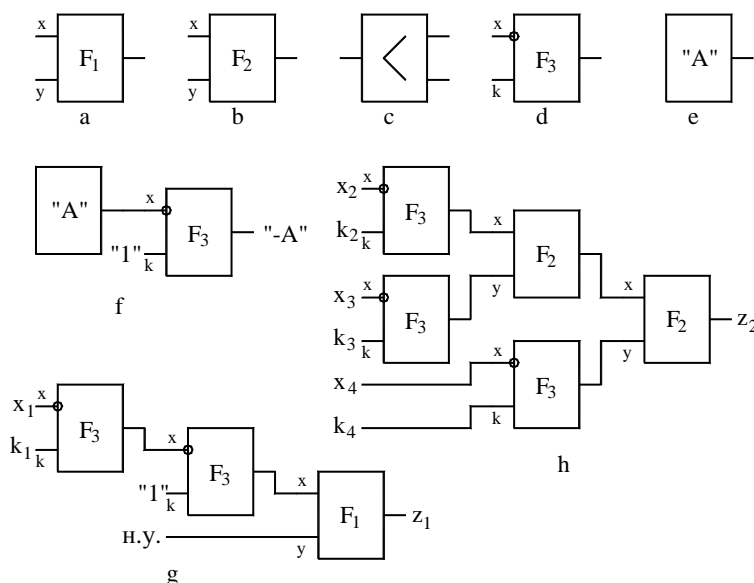
В отличие от конверторов для цифровых схем, для аналоговых желательно сохранить эквивалентность прямого и обратного преобразований сигналов, т.е. в идеальном случае все



аналоговые конверторы должны отвечать следующим условиям.

Если  $x_i = k_{ij}y_j$ , то и  $y_j = k_{ji}x_i$ , т.е.  $k_{ji} = 1/k_{ij}$ , (3)

где  $x_i, y_j$  – сигналы  $i$ -того и  $j$ -того типов, а  $k_{ij}$  и  $k_{ji}$  – их коэффициенты конверсии.



Р и с. 2. Набор функционально полных компонентов (a, b, c, d, e) для  $T_1$  и примеры реализации из них отдельных функций технологии К. Шеннона

Иными словами, в случае (3) все конверторы должны обеспечивать двунаправленное взаимно однозначное отображение всех элементов одного множества аналоговых сигналов в другое, т.е. гарантировать изоморфность всех гетерогенных множеств сигналов при выполнении их конверсии. Реализация таких конверторов в некоторых случаях может оказаться серьёзной проблемой, но иногда она решается довольно просто – например, для преобразования тока в напряжение достаточно обычного резистора. Обычно классические схемы программируемых усилителей на базе ДОО содержат несколько резисторов, что даёт шанс получить погрешности  $E_{см.0}$  за счёт использования гетерогенных схем на порядок меньше, чем в [4], без существенного увеличения аппаратных затрат.

**Заключение.** Проведённый в статье предварительный анализ показывает, что использование для обработки цифровой и аналоговой информации гетерогенных функциональных компонентов всего с двумя типами гетерогенных сигналов (тока и напряжения), по крайней мере, в сотни и тысячи раз расширяет поле возможных схемотехнических реализаций, что даёт большой простор для поиска новых эффективных электронных схем.

#### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Крылов С.М. Формальная технология и эволюция. М.: Машиностроение-1, 2006. 384 с.
2. Крылов С.М. Формально-технологические модели в общей теории систем // Известия Самарского научного центра РАН. 2003. Т.5. №1. С. 83-90.
3. Mar M., Sullam B., and Blom E. An Architecture for a Programmable Mixed-Signal Device. In: IEEE 2002 Custom integrated circuits conference. 0-7803-7250-6/02/, pp.55-58.
4. PsoC Mixed Signal Array. Final Data Sheet. CY827143, CY827243, CY827443, CY827543, and CY827643. - Cypress Semiconductor Corp., 2002-2006. Document No. 38-12012 Rev. \*К.
5. Яблонский С.В. Введение в дискретную математику. М.: Наука, 1986. 384 с.
6. Шеннон К. Математическая теория дифференциального анализатора. В кн.: Работы по теории информации и кибернетике / Пер.с англ. М.: Иностранная литература, 1963. С. 709-728.

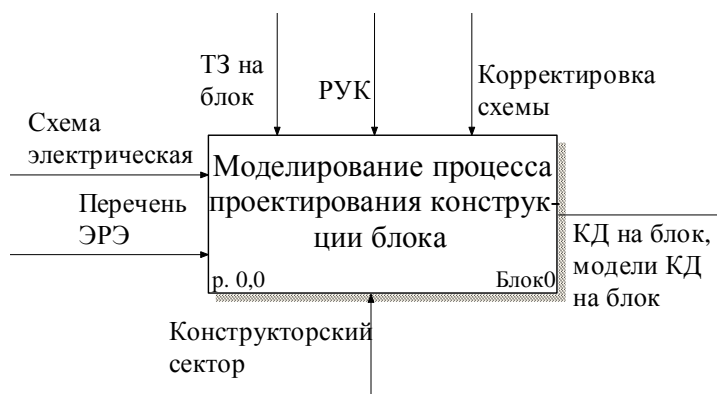
Статья поступила в редакцию 8 октября 2007 г.

## МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССА ПРОЕКТИРОВАНИЯ БЛОЧНЫХ КОНСТРУКЦИЙ РЭС

*Средствами системного анализа и проектирования информационных систем выполнено IDEF0-моделирование процесса проектирования блочных конструкций радиоэлектронных средств. Путём декомпозиции получены процедуры, позволяющие описать их алгоритмически и тем самым автоматизировать процесс проектирования данного вида конструкций.*

В связи с внедрением на предприятиях радиотехнического профиля CALS-технологий проблема автоматизации блочных конструкций РЭС (БК РЭС) в настоящее время становится особенно актуальной. Если задачи автоматизации проектирования интегральных схем и печатных плат можно во многом считать решенными [1], то системы автоматизированного проектирования БК РЭС фактически отсутствуют. Для решения проблемы разработки САПР этого вида конструкций вначале необходимо выполнить анализ, т.е. понять и описать процедуры и операции проектирования, которые необходимо автоматизировать, определить модули и архитектуру будущей системы.

Задачу рассмотрим с позиций процессного подхода [2]. На основе опроса группы опытных проектировщиков РЭС проведем IDEF0-моделирование процедур проектирования, которые осуществляются при разработке блоков радиотехнических систем. Моделирование выполним средствами системного анализа и проектирования информационных систем All Fusion Modeling Suite (BPWin 4.1).



Р и с. 1. Модель процесса проектирования

Рассмотрим модель с точки зрения разработчика САПР. В качестве исходной зададим функцию «Моделирование процесса проектирования конструкции блока». Работа по его проектированию начинается, как известно, после получения технического задания (ТЗ) на проектирование блока, схемы электрической принципиальной и перечня элементов к ней. При этом результатом проектирования должен стать комплект кон-

структорской документации (КД) на блок. Исполнителями работ выступают обычно работники конструкторского отдела, и разрабатываемая конструкция должна удовлетворять требованиям ТЗ и отраслевым руководящим указаниям (РУК) на проектирование БК РЭС. В процессе проектирования и по результатам испытаний возможна корректировка исходной схемы на блок. Все перечисленные воздействия зададим на модели (рис. 1).

Путём декомпозиции исходной функции на более простые будем определять набор процедур, подлежащих автоматизации. Для этого вначале выделим три основные укрупнённые процедуры, выполняемые при проектировании блока:

- проектирование конструктивных элементов блока;
- выбор приборов и электрорадиоэлементов (ЭРЭ);
- группировка приборов и ЭРЭ с последующей компоновкой их в объёме блока.

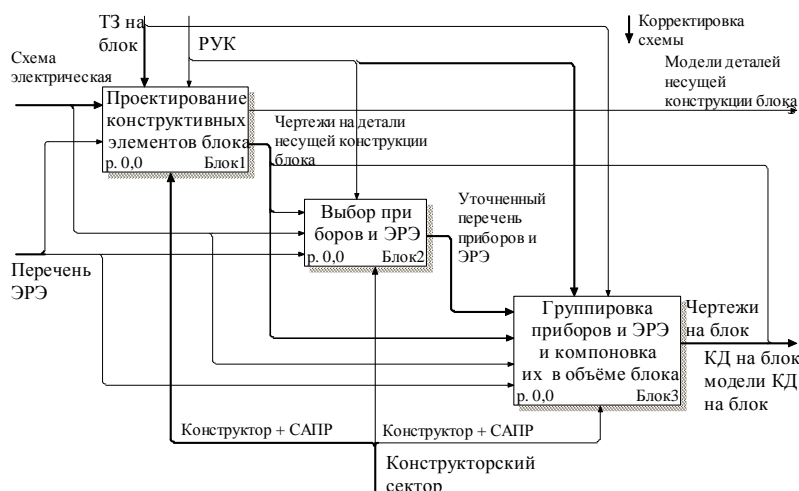
В данном случае процедуры должны выполняться с применением САПР, способствующих решению указанных задач, а на выходе этого уровня декомпозиции в дополнение к КД необходимо получить модели деталей конструкции. На первом уровне декомпозиции должны быть уточнены выходные данные каждого из блоков и их взаимосвязь между собой (рис. 2).

Теперь рассмотрим более подробно перечисленные процедуры, для чего проведем декомпозицию указанных на рис. 2 блоков.

**Проектирование конструктивных элементов блока** предусматривает выполнение следующих шести основных процедур (рис. 3).

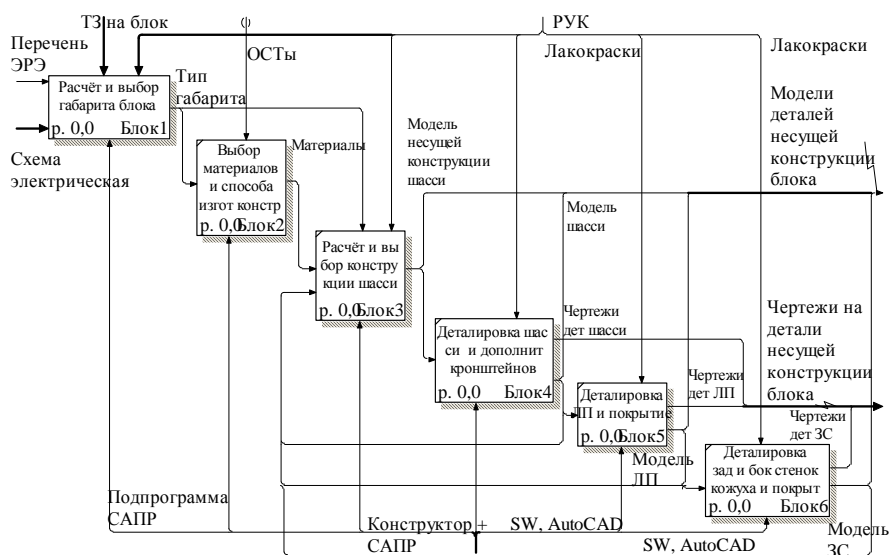
1. Расчёт и выбор габаритов блока.
2. Выбор конструктивных материалов и способа изготовления конструкции.
3. Расчёт и выбор конструкции шасси.
4. Детализовка шасси и дополнительных кронштейнов.
5. Детализовка лицевой панели и выбор её покрытия.
6. Детализовка задней и боковых стенок кожуха и выбор их покрытия.

Из перечисленных процедур следует, что кроме САПР трёхмерного моделирования для их автоматизации необходимы и специальные расчётные и информационно-аналитические подпрограммы, а ограничивающими документами здесь являются отраслевые ОСТы и руководящие указания по проектированию. Названные подпрограммы должны решать вопросы конструкторских расчётов, выбора материалов и лакокрасочного покрытия изделия. На данном уровне автоматизируются соответствующие отраслевые методики проектирования, а результатом выполнения этих процедур являются определённый по ОСТу тип габарита блока и полученные модели деталей его несущей конструкции. При этом тип габарита на основании проведённых расчётов выбирается из регламентированного перечня, занесённого в общую базу данных (БД) проектного подразделения.



Р и с. 2. Первый уровень декомпозиции

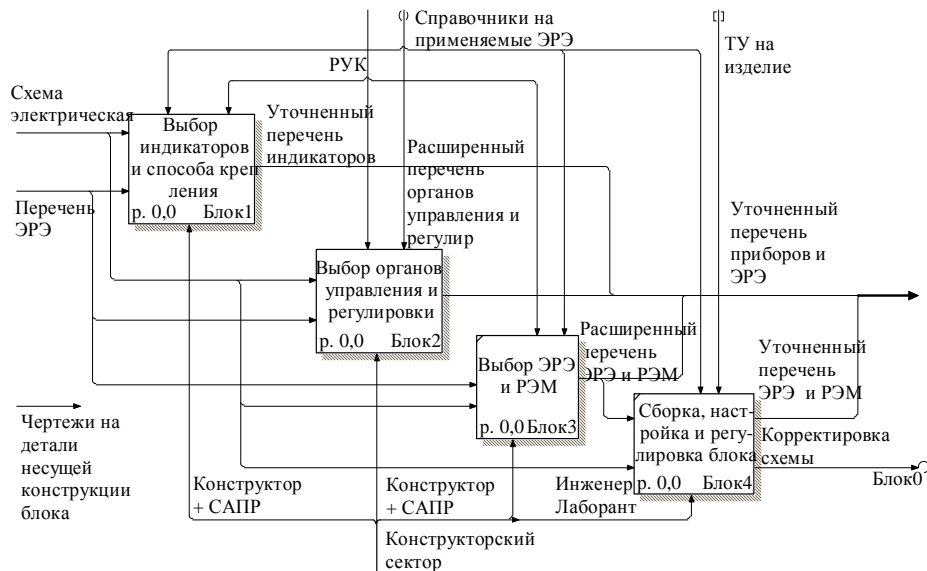
расчетные методики проектирования, а результатом выполнения этих процедур являются определённый по ОСТу тип габарита блока и полученные модели деталей его несущей конструкции. При этом тип габарита на основании проведённых расчётов выбирается из регламентированного перечня, занесённого в общую базу данных (БД) проектного подразделения.



Р и с. 3. Проектирование конструктивных элементов блока

**Выбор приборов и электрорадиоэлементов** включает четыре основные проектные процедуры (рис. 4).

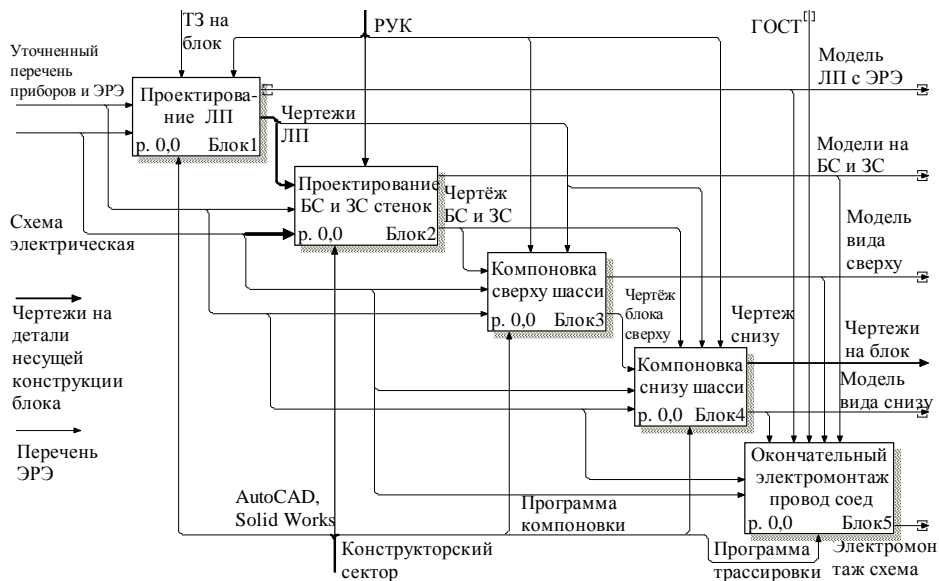
1. Выбор индикаторов и способа их крепления.
2. Выбор органов управления и регулировки.
3. Выбор ЭРЭ и радиоэлектронных модулей (РЭМ).
4. Настройка и регулировка блока.



Р и с. 4. Выбор приборов и электрорадиоэлементов

В данном случае, помимо РУК, регламентирующими документами выступают справочники на ЭРЭ и технические условия (ТУ) на изделие. Автоматизация процедур выбора требует разработки и наполнения БД на рекомендованные индикаторные устройства, органы управления, регулировки, ЭРЭ и РЭМ. Результатом выполнения этих процедур должны стать откорректированная схема электрическая на блок и уточнённые перечни приборов и ЭРЭ.

**Процесс группирования приборов и ЭРЭ с последующей компоновкой их в объёме блока декомпозируется на пять основных процедур (рис. 5).**



Р и с. 5. Процесс группирования приборов и ЭРЭ

1. Проектирование лицевой панели (ЛПП).
2. Проектирование боковых (БС) и задней (ЗС) стенок блока.
3. Компоновка блока сверху шасси.
4. Компоновка блока снизу шасси.
5. Окончательный электромонтаж проводных соединений.

В результате выполнения этих процедур должны быть получены: чертежи ЛПП, боковой и задней стенок, виды блока сверху и снизу, монтажная и электромонтажная схемы, таблица соединений, а также все электронные версии перечисленных конструкций. После этого в конструкцию могут вноситься необходимые корректировки (рис. 5).

В данном случае механизм исполнения помимо систем трёхмерной графики включает и ряд специальных пакетов прикладных программ, позволяющих автоматизировать процедуры

компоновки трёхмерных моделей РЭМ и ЭРЭ, а также трассировку проводных соединений внутри блока. Заключение в квадратные скобки стрелок на рис. 4 и 5 означает, что входящая или исходящая информация используется только на этом уровне декомпозиции.

В компактной форме иерархия укрупнённых процедур в модели представлена на диаграмме дерева узлов (рис. 6).

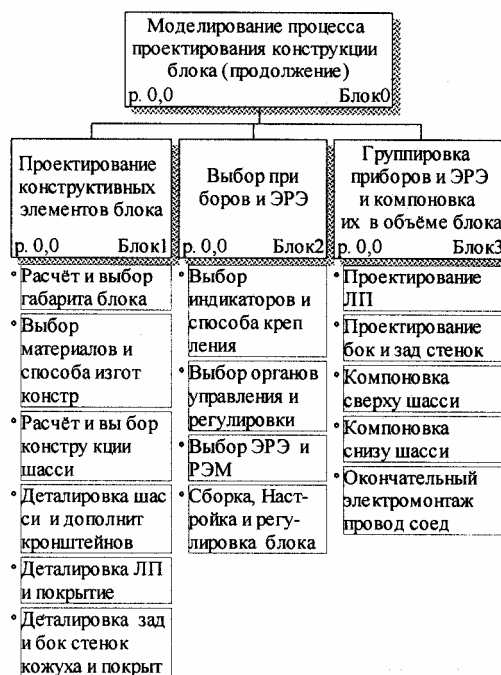
Дальнейшая декомпозиция процедур проектирования БК РЭС средствами ВРWin позволила получить в виде раскрывающегося списка все основные процедуры и операции проектирования БК РЭС, определить архитектуру САПР этого вида конструкций, её основные модули и степень их взаимодействия.

В результате исследования были выявлены восемьдесят шесть процедур и операций, выполняемых проектировщиками блочных конструкций РЭС, которые в той или иной степени подлежат автоматизации. Процессный подход на уровне структурного моделирования позволил определить задачи математического обеспечения разрабатываемой САПР. К ним относятся задачи выбора по признакам и размещения на плоскости и в пространстве трёхмерных разногабаритных объектов произвольного профиля, автоматического расчёта объёмов, занимаемых трёхмерными объектами, и их плотной упаковки, организации БД по группам комплектующих как отдельных, так и общих изделий с учётом отраслевых стандартов.

Из полученных результатов следует, что ряд перечисленных задач имеет слабо структурированный характер. Очевидно, что ввиду сложности их формализации для успешного функционирования подобной системы необходима ещё и разработка развитого интерфейса, позволяющего наиболее трудоёмкие процедуры выполнять в диалоговом режиме. При этом полученные варианты проектов должны сохраняться в БД и в качестве вариантов решений быть доступными при работе над вновь разрабатываемыми проектами.

#### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Норенков И.П.* Основы автоматизированного проектирования: Учеб. для вузов. 2-е изд., перераб. и доп. М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2002.
2. *Маклаков С.В.* Создание информационных систем с All Fusion Modeling Suite. М.: ДИАЛОГ-МИФИ, 2005.



Р и с. 6. Диаграмма дерева узлов

Статья поступила в редакцию 20 марта 2007 г.

УДК 621.317

*В.С. Мелентьев, Е.Е. Макарова*

### ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ ПОГРЕШНОСТИ КВАНТОВАНИЯ НА ПОГРЕШНОСТЬ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК ПЕРИОДИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ<sup>1</sup>

*Рассматриваются вопросы применения методики оценки влияния погрешности квантования на результирующую погрешность определения интегральных характеристик периодических сигналов сложной формы.*

Использование в цифровых методах и средствах измерения квантования по уровню неизбежно приводит к погрешности. Погрешность квантования обусловлена округлением значе-

<sup>1</sup> Работа выполнена при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (грант 07-08-00468).

ния непрерывной неизвестной измеряемой величины до какого-либо (обычно ближайшего) значения известной дискретной величины. В информационно-измерительной технике наиболее распространено равномерное квантование, при котором диапазон изменения значений непрерывной величины  $x$  разделен на равные части – интервалы квантования  $q$ .

Известные методы позволяют лишь в первом приближении оценить погрешность квантования по уровню для одного отсчета, однако они не дают возможности определить влияние данной погрешности на погрешность результата измерения.

Для оценки влияния данного вида погрешности на результирующую погрешность можно использовать предлагаемый подход к оценке погрешности вычисления значения функции, аргументы которой заданы приближенно, с помощью дифференциала этой функции, считая, что предельные абсолютные погрешности аргументов соответствуют погрешностям квантования мгновенных значений  $x(t_i)$ . Если известны только предельные абсолютные погрешности аргументов, то при вычислении дифференциалов необходимо для всех производных брать их абсолютные значения [1].

В этом случае абсолютная погрешность результата измерения, описываемого функцией  $Y = F[x(t_1), x(t_2), \dots, x(t_m)]$ , имеет вид

$$\Delta Y = \left| (Y)'_{x(t_1)} \right| \Delta x_1 + \left| (Y)'_{x(t_2)} \right| \Delta x_2 + \dots + \left| (Y)'_{x(t_m)} \right| \Delta x_m. \quad (1)$$

Если считать, что абсолютные погрешности измерения мгновенных значений сигнала равны интервалу квантования:  $\Delta x_1 = \Delta x_2 = \dots = \Delta x_m = q$ , то предельное значение абсолютной погрешности вычисления функции в соответствии с (1) приводится к виду

$$\sup(\Delta Y) = \left[ \left| (Y)'_{x(t_1)} \right| + \left| (Y)'_{x(t_2)} \right| + \dots + \left| (Y)'_{x(t_m)} \right| \right] q. \quad (2)$$

Рассмотрим эффективность использования такого подхода при измерении среднеквадратического значения (СКЗ) и активной мощности (АМ) периодических сигналов сложной формы с помощью широко распространенного метода, основанного на обработке мгновенных значений сигналов, равномерно распределенных по периоду.

Согласно данному методу выражения для определения СКЗ напряжения и АМ

$$U_{СКЗ} = \sqrt{\frac{1}{m} \sum_{i=1}^m U^2(t_i)}; \quad (3)$$

$$P = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m U(t_i) I(t_i), \quad (4)$$

где  $U(t_i)$ ,  $I(t_i)$  – мгновенные значения напряжения и тока в момент времени  $t_i$ ;  
 $m$  – число отсчетов за период.

В этом случае абсолютные погрешности результата определения СКЗ напряжения и АК в соответствии с (1), (3) и (4) примут вид

$$\Delta U_{СКЗ} = \left| (U_{СКЗ})'_{U(t_1)} \right| \Delta U_1 + \dots + \left| (U_{СКЗ})'_{U(t_m)} \right| \Delta U_m; \quad (5)$$

$$\Delta P = \left| (P)'_{U(t_1)} \right| \Delta U_1 + \dots + \left| (P)'_{U(t_m)} \right| \Delta U_m + \left| (P)'_{I(t_1)} \right| \Delta I_1 + \dots + \left| (P)'_{I(t_m)} \right| \Delta I_m. \quad (6)$$

Если считать, что абсолютные погрешности измерения мгновенных значений напряжения и тока равны интервалу квантования:  $\Delta U_1 = \Delta U_2 = \dots = \Delta U_m = q_U$ ;  $\Delta I_1 = \Delta I_2 = \dots = \Delta I_m = q_I$ , то предельные значения абсолютной погрешности вычисления функции в соответствии с (2), (5) и (6) приводятся к виду

$$\sup \Delta U_{СКЗ} = \frac{\frac{1}{m} \sum_{i=1}^m |U(t_i)|}{\sqrt{\frac{1}{m} \sum_{i=1}^m U^2(t_i)}} q; \quad (7)$$

$$\sup(\Delta P) = \sum_{i=1}^m \left| (P)'_{U_i} \right| q_U + \sum_{i=1}^m \left| (P)'_{I_i} \right| q_I = \sum_{i=1}^m |I(t_i)| \frac{\frac{1}{m} \sum_{i=1}^m |U(t_i)|}{\sqrt{\frac{1}{m} \sum_{i=1}^m U^2(t_i)}} q_U + \sum_{i=1}^m |U(t_i)| \frac{\frac{1}{m} \sum_{i=1}^m |I(t_i)|}{\sqrt{\frac{1}{m} \sum_{i=1}^m I^2(t_i)}} q_I. \quad (8)$$

Максимальные значения интервалов квантования по напряжению и току

$$q_U = \frac{\sum_{k=1}^s U_{mk}}{2^n}; \quad q_I = \frac{\sum_{k=1}^s I_{mk}}{2^n},$$

где  $U_{mk}, I_{mk}$  – амплитудные значения  $k$ -той гармоники напряжения и тока;

$s$  – номер наивысшей гармоники в спектре сигнала;

$n$  – разрядность аналого-цифровых преобразователей (АЦП), осуществляющих преобразование мгновенных значений сигналов в код.

Если число точек отсчета за период  $m > 2s$  и отсчеты равномерно распределены по периоду, то числители дробей в выражениях (7) и (8) соответствуют расчетным средневыпрямленным значениям напряжения и тока

$$U_{СВЗр} = \frac{2}{\pi} \sum_{k=1}^s U_{mk} = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m |U(t_i)|; \quad I_{СВЗр} = \frac{2}{\pi} \sum_{k=1}^s I_{mk} = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m |I(t_i)|.$$

Знаменатели дробей в выражениях (7) и (8) соответствуют расчетным среднеквадратическим значениям напряжения и тока

$$U_{СКЗр} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\sum_{k=1}^s U_{mk}^2} = \sqrt{\frac{1}{m} \sum_{i=1}^m U^2(t_i)}; \quad I_{СКЗр} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\sum_{k=1}^s I_{mk}^2} = \sqrt{\frac{1}{m} \sum_{i=1}^m I^2(t_i)}.$$

Если использовать коэффициенты гармоник напряжения  $h_{Uk} = \frac{U_{mk}}{U_{m1}}$  и тока  $h_{Ik} = \frac{I_{mk}}{I_{m1}}$ , то предельные значения относительной погрешности определения СКЗ сигнала и приведенной погрешности определения АМ примут вид

$$\delta_{СКЗ} = \frac{\sup \Delta U_{СКЗ}}{U_{СКЗр}} = \frac{\left(1 + \sum_{k=2}^s h_{uk}\right)^2}{\pi 2^{n-2} \left(1 + \sum_{k=2}^s h_{uk}^2\right)}; \quad (9)$$

$$\gamma_p = \frac{\sup(\Delta P)}{S} = \frac{\left(1 + \sum_{k=2}^s h_{ik}\right) \left(1 + \sum_{k=2}^s h_{uk}\right) \left[ \sqrt{1 + \sum_{k=2}^s h_{ik}^2} \left(1 + \sum_{k=2}^s h_{uk}\right) + \sqrt{1 + \sum_{k=2}^s h_{uk}^2} \left(1 + \sum_{k=2}^s h_{ik}\right) \right]}{\sqrt{2} \pi^2 2^{n-4} \left(1 + \sum_{k=2}^s h_{ik}^2\right) \left(1 + \sum_{k=2}^s h_{uk}^2\right)}, \quad (10)$$

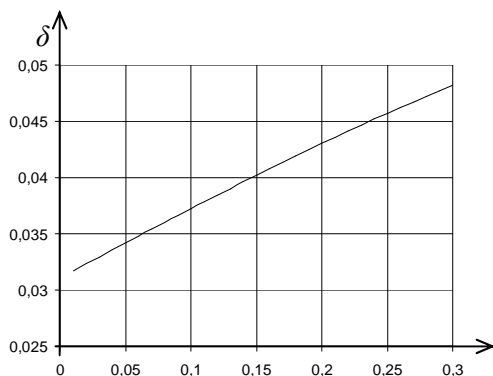
где  $S = U_{СКЗ} I_{СКЗ} = \sqrt{\frac{1}{m} \sum_{i=1}^m U^2(t_i)} \sqrt{\frac{1}{m} \sum_{i=1}^m I^2(t_i)}$  – полная мощность.

При использовании коэффициента формы сигналов напряжения  $k_{\phi U}$  и тока  $k_{\phi I}$

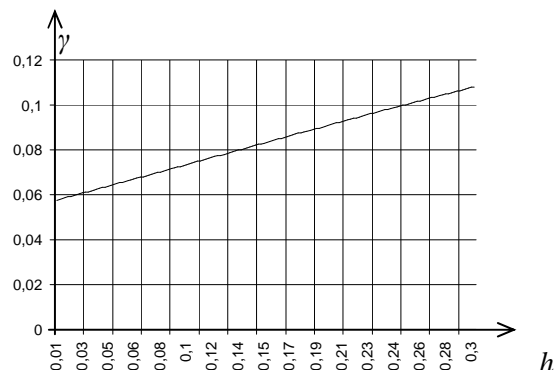
$$\delta_{СКЗ} = \frac{\pi}{2^{n+1} k_{\phi}^2}; \quad \gamma_p = \frac{\pi}{2^{n+1} k_{\phi U} k_{\phi I}} \left( \frac{1}{k_{\phi U}} + \frac{1}{k_{\phi I}} \right).$$

Если сигнал чисто гармонический, то при  $k_{\phi U} = k_{\phi I} = 1,11$  и числе разрядов АЦП  $n=12$  относительная погрешность  $\delta_{СКЗ} \approx 0,031\%$ , а приведенная погрешность  $\gamma_P \approx 0,056\%$ .

В случае сложного периодического сигнала погрешность будет зависеть от его спектра. На рис. 1 и 2 приведены графики зависимости относительной погрешности определения СКЗ сигнала и приведенной погрешности определения АМ при наличии в сигналах напряжения и тока 1-й и 3-й гармоник, от коэффициента  $h_{U3} = h_{I3}$  при  $n=12$  в соответствии с (9) и (10).



Р и с. 1. Относительная погрешность определения СКЗ сигнала, содержащего 1-ю и 3-ю гармоники



Р и с. 2. Приведенная погрешность определения АМ при наличии в сигналах напряжения и тока 1-й и 3-й гармоник

Рассмотрим случай, когда коэффициенты гармоник убывают обратно пропорционально их номеру (так называемый гармонический ряд), т.е.  $h_{uk} = \frac{1}{k}$  и  $h_{ik} = \frac{1}{k}$ .

При числе разрядов АЦП  $n=12$  и номере наивысшей гармоники в спектре сигнала  $s=100$  относительная погрешность  $\delta_{СКЗ} \approx 0,511\%$ , а приведенная погрешность  $\gamma_P \approx 3,737\%$ .

Разработанный подход позволяет оценить влияние погрешности квантования на погрешность определения СКЗ сигнала и АМ в зависимости от разрядности АЦП при различных спектрах сигналов напряжения и тока.

#### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Батищев В.И., Мелентьев В.С. Аппроксимационные методы и системы промышленных измерений, контроля, испытаний, диагностики. М.: Машиностроение-1, 2007. 393 с.

Статья поступила в редакцию 8 октября 2007 г.

УДК 681.5

Л.А. Юркевская, Н.А. Соловьев

### МЕТОД ИДЕНТИФИКАЦИИ УГРОЗ БЕЗОПАСНОСТИ ИНФОРМАЦИОННЫХ РЕСУРСОВ АСУ НА ОСНОВЕ МУЛЬТИРАЗРЕШАЮЩЕГО АНАЛИЗА

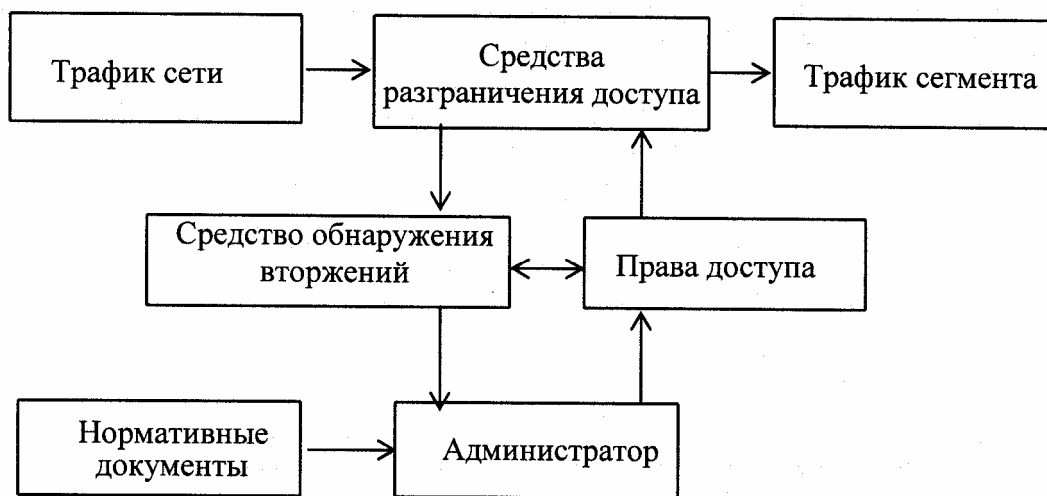
*Предложен метод идентификации аномальности информационных процессов телекоммуникационной сети, нестационарных во времени или неоднородных в пространстве, позволяющий в реальном масштабе времени выявить угрозы безопасности информационным ресурсам интегрированных АСУП.*

При существующей технологии принятие решений о наличии угроз безопасности информационным ресурсам АСУ (нарушений конфиденциальности, целостности или доступности) лицо, принимающее решение, – администратор безопасности – находится в условиях крайнего дефицита времени. Следовательно, безопасность информационных ресурсов будет зависеть от профессионализма администратора и качества средств выявления несанкционированного доступа к ресурсам сети (средств обнаружения вторжений – IDS). Появление новых методов и средств несанкционированного доступа (вредоносных программ) требует значитель-



ного времени для обновления программного обеспечения IDS. Результаты исследования авторов [1] свидетельствуют, что наличие существующих средств обнаружения вторжений в полной мере не решает задачу оперативного выявления угроз безопасности информационных ресурсов АСУ. Таким образом, для повышения оперативности работы администратора безопасности, особенно в критических ситуациях, необходимо пересмотреть технологию управления средствами разграничения доступа в направлении повышения уровня автоматизации обнаружения вторжений или аномальной активности субъектов АСУ.

Для решения задачи идентификации аномальной сетевой активности авторами предлагается использовать методы обработки трафика, характеризующего загрузку каналов передачи данных при отслеживающих и блокирующих работу АСУ вирусах и хакерских программ. При этом объектами управления становятся средства разграничения доступа АСУ (маршрутизаторы, управляемые коммутаторы), а задача управления сводится к решению частной задачи управления трафиком сети на основе межсетевого экрана Firewall-1 и системы обнаружения вторжений в среде операционной системы «FreeBSD 4.x». На рис. 1 представлена технология управления средствами разграничения доступа.



Р и с. 1. Технология управления средствами разграничения доступа к сетевым ресурсам АСУ

Для проведения анализа трафика необходимы математическая модель нормального функционирования сети и допустимые границы разброса её параметров. Идентификация математической модели сетевого трафика возможна с помощью известных методов математической статистики и гармонического анализа [2]. Однако в реальных коммуникационных сетях АСУ информационные процессы нестационарны во времени и неоднородны в пространстве [1, 2], что затрудняет адекватное описание их математических моделей этими методами.

Авторам представляется перспективным для математического моделирования сетевого трафика и выявления угрозы безопасности информационных ресурсов сети использовать метод мультиразрешающего анализа (МРА). Теоретической основой МРА (или кратномасштабного анализа) является теория вейвлет-анализа [3, 4].

Вейвлеты (wavelet – короткая волна) – это обобщенное название функций определенной формы, локализованных по оси аргументов (независимых переменных), инвариантных к сдвигу и линейных к операции масштабирования (сжатия/растяжения) и имеющих вид коротких волновых пакетов с нулевым интегральным значением. Они создаются с помощью специальных базовых функций, которые определяют их вид и свойства. По локализации во временном и частотном представлении вейвлеты занимают промежуточное положение между гармоническими (синусоидальными) функциями, локализованными по частоте, и функцией Дирака, локализованной во времени.

Основная область применения вейвлетных преобразований – анализ и обработка сигналов и функций, в том числе и дискретных функций, в виде массивов цифровых данных, нестационарных во времени или неоднородных в пространстве, когда результаты анализа должны содержать не только общую частотную характеристику сигнала (распределение энергии сигнала по частотным составляющим), но и сведения об определенных локальных координатах, на которых проявляют себя те или иные группы частотных составляющих или на которых происходят быстрые изменения частотных составляющих функций. По сравне-

нию с разложением сигналов на ряды Фурье вейвлеты способны с гораздо более высокой точностью представлять локальные особенности функций вплоть до разрывов 1-го рода (скачков). В отличие от преобразований Фурье, вейвлет-преобразование одномерных массивов цифровых данных обеспечивает двумерную развертку, при этом частота и координата рассматриваются как независимые переменные, что дает возможность анализа массивов сразу в двух пространствах.

Моделирование сетевого трафика. Под анализом сетевого трафика будем понимать анализ загрузки канала передачи данных (объем переданной информации в байтах, либо количество переданных пакетов, либо загрузка процессора (%)) за определенный интервал времени. Поэтому трафик можно рассматривать как цифровой массив данных в виде одномерного числового ряда (последовательности)  $f(t_i)$ , заданной в дискретные моменты времени  $t_i = i\Delta$ , где  $i = 0, 1, 2, \dots, N-1$ ,  $\Delta$  - интервал между отдельными наблюдениями,  $N$  - количество наблюдений.

Произвольная последовательность  $f(t_i)$  в теории цифровых временных рядов обычно рассматривается в виде суммы разнотипных составляющих:

- функции тренда  $q_m(t_i)$  - средних значений по большим интервалам усреднения (медленно меняющаяся во времени функция, описывающая изменения среднесуточных загрузок за интервалы времени, большие, чем суточная периодичность);
- циклических компонент с определенным периодом повторения  $q_u(t_i)$ , как правило, достаточно гладких по форме (периодическая составляющая, описывающая изменения среднесуточных загрузок);
- локальных особенностей (аномалий) разного порядка  $\varepsilon_a(t_i)$  вплоть до вторжений - резких изменений в определенные редкие моменты;
- флуктуаций значений более высокого порядка (шумов)  $\varepsilon_\phi(t_i)$  вокруг всех вышеперечисленных составляющих функции.

Таким образом, обобщенная модель сетевого трафика может быть представлена в следующем виде:

$$f(t_i) = q_m(t_i) + q_u(t_i) + \varepsilon_a(t_i) + \varepsilon_\phi(t_i). \quad (1)$$

Относительно независимой случайной последовательности  $\varepsilon_\phi(t_i)$  делается предположение, что в любые моменты времени  $t_i$  математическое ожидание  $M[\varepsilon(t_i)] = 0$ , а дисперсия равна  $\sigma_\xi^2(t_i)$ .

Последовательность случайных событий  $\varepsilon_a(t_i)$  представляет аномальные наблюдения в случайные моменты времени  $\tau_i$ .

Построение модели сетевого трафика сводится к определению аналитического представления каждого слагаемого (1).

При выполнении МРА сетевого трафика  $f(t_i)$  гильбертово пространство  $L^2(R)$  этого одномерного числового ряда представляется в виде системы вложенных подпространств  $V_m$ , отличающихся друг от друга перемасштабированием независимой переменной.

Исходные условия МРА можно сформулировать следующим образом.

1. Пространство  $L^2(R)$  может быть представлено в виде последовательности вложенных друг в друга замкнутых подпространств соответствующих уровней декомпозиции ряда:

$$\dots \subset V_{-1} \subset V_0 \subset V_1 \subset V_2 \subset \dots \subset V_m \subset V_{m+1} \dots$$

«Размеры» подпространств непрерывно расширяются по мере роста значения  $m$  (масштабирующий коэффициент), а объединение всех подпространств в пределе дает пространство  $L^2(R)$ , при этом подпространства не пересекаются. Для этого требуется выполнение условий:

- условие полноты и плотности разбиения -  $\bigcup_{m \in I} V_m = L^2(R)$ ,
- условие ортогональности подпространств -  $\bigcap_{m \in I} V_m = \{0\}$ .

2. Для любой функции (1)  $f(t_i) \in V_m$  ее масштабное преобразование по аргументу в 2 раза перемещает функцию в соседнее подпространство:

$$f(t) \in V_m \Leftrightarrow f(2t) \in V_{m+1}, \dots, f(t) \in V_m \Leftrightarrow f(t/2) \in V_{m-1}$$

3. Для пространства  $V_0$  существует функция  $\varphi(t) \in V_0$ , целочисленные сдвиги которой по аргументу образуют ортонормированный базис пространства  $V_0$ :

$$\varphi_{0,k} = \varphi(t-k), \quad k \in I \quad (k=0, \pm 1, \pm 2, \dots).$$

Из условий 2 и 3 непосредственно следует, что если пространство  $V_0$  имеет ортонормированный базис  $\varphi_{0,k}$ , то и все остальные пространства также имеют ортонормированные базисы, которые образуются масштабным преобразованием базиса  $\varphi_{0,k}$ :

$$\varphi_{m,k}(t) = 2^{m/2} \varphi(2^m t - k), \quad m, k \in \mathbb{I}. \quad (2)$$

Условия 1 и 2 гарантируют, что если функция  $f(t_i)$  принадлежит пространству  $V_m$ , то одновременно он входит и в пространство  $V_{m+1}$ , и вместе с ним в этом пространстве находится и массив данных  $f(2t)$ . Увеличение номера пространства позволяет изучать все более и более мелкие детали и особенности массива данных (трафика) с более высокочастотными компонентами (как под микроскопом).

Для того чтобы задать МРА, достаточно знать только одно из подпространств  $V_m$ , остальные определяются уравнением (2). Поскольку  $V_0 \subset V_1$ , то функцию  $\varphi_0(t)$  можно представить линейной комбинацией сдвигов функции  $\varphi_1(t)$  (с учетом ее более компактного носителя) с определенными весовыми коэффициентами  $h_k$ .

В общем случае носитель функции может иметь произвольный размер с числом отсчетов  $2M$  (в единицах  $k$ ), при этом уравнение линейной связи базисных функций пространств записывается в следующем виде:

$$\varphi(t) = \sqrt{2} \sum_{k=0}^{2M-1} h_k \varphi(2t-k). \quad (3)$$

Уравнение (3) называется масштабирующим. Решение этого уравнения дает функцию, которую называют «отцовским» вейвлетом. Значения  $h_k$  определяются из условия для ортонормальных базисов:

$$h_k = \sqrt{2} \int_t \varphi(t) \varphi^*(2t-k) dt. \quad (4)$$

При дискретных значениях параметров сдвига масштабирующий вейвлет также дискретен и при задании функции  $\varphi(t)$  на конечном интервале имеет конечное число коэффициентов  $h_k$ , отличных от нуля. Условие нормировки масштабирующих коэффициентов:

$$\int_{-\infty}^{\infty} \varphi(t) dt = 1, \quad \text{откуда следует} \quad \sum_k (h_k)^2 = 1.$$

Функции  $\varphi_{m,k}(t)$  образуют ортонормальный базис пространства  $V_m$ . При переходе из пространства  $V_{m+1}$  в пространство  $V_m$  от пространства  $V_{m+1}$  отделяется подпространство  $W_m$  функции  $\psi_{m,k}(t)$  – подпространство «материнских» вейвлетов, т.е. пространства  $V_{m+1}$  могут быть представлены в виде суммы подпространств:

$$V_{m+1} = V_m \oplus W_m, \quad m \in \mathbb{I}.$$

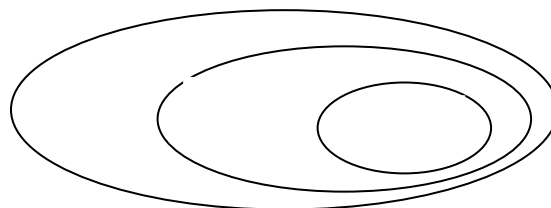
В пределе с учетом свойства ортогональности пространств:

$$V_{m+1} = \bigoplus_{k=-\infty}^m W_k.$$

Пространства  $W_m$  образуют взаимно ортогональный набор, в котором вейвлеты  $\psi_{m,k}(t)$  формируют ортонормальный базис при любом заданном уровне разрешения  $m$ .

$$V_{m+1} = V_m \oplus W_m = V_{m-1} \oplus W_{m-1} \oplus W_m$$

$$V_m = V_{m-1} \oplus W_m$$



Р и с. 2. Взаимосвязь функциональных пространств МРА

Физический смысл процесса разложения пространств, графическое представление которого приведено на рис. 2, достаточно прост. Исходное пространство  $V_{m+1}$  является пространством цифрового массива с определенным частотным диапазоном. При разложении дискретной функции в пространство  $W_m$  отделяются высокочастотные составляющие пространства  $V_{m+1}$ , а в пространстве  $V_m$  остаются его низкочастотные составляющие. С этих позиций функции  $\psi_{m,k}(t)$  и  $\phi_{m,k}(t)$  играют роль высокочастотного и низкочастотного фильтров соответственно.

Если «отцовский» вейвлет установлен, то базисный («материнский») вейвлет определяется зависимостью

$$\psi(t) = \sqrt{2} \sum_{k \in \mathbb{I}} g_k \phi(2t-k). \quad (5)$$

$$g_k = (-1)^k h_{2M-1-k}. \quad (6)$$

Следовательно, используя методологию МРА, модель сетевого трафика  $f(t_i)$  (1) можно рассматривать на любом  $m$ -уровне разрешения между ее усредненными значениями и флуктуациями вокруг средних значений в виде

$$f(t_i) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_{m,k} \phi_{m,k}(t) + \sum_{m=m'}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} d_{m,k} \psi_{m,k}(t). \quad (7)$$

Значения коэффициентов  $c_{m,k}$  и  $d_{m,k}$ , которые называются масштабными коэффициентами (приближения) и вейвлет-коэффициентами (детали), определяются зависимостями

$$c_{m,k} = \int_t s(t) \phi_{m,k}(t) dt; \quad (8)$$

$$d_{m,k} = \int_t s(t) \psi_{m,k}(t) dt. \quad (9)$$

Первая сумма в (7) содержит усредненные (с весовыми функциями  $\phi_{m,k}$ ) значения функции  $f(t_i)$  по диадным интервалам  $[k \cdot 2^{-m}, (k+1) \cdot 2^{-m}]$ , характеризующей тренд и циклические составляющие трафика (суточные и недельные), т.е.

$$q_T(t_i) + q_U(t_i) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_{m,k} \phi_{m,k}(t), \quad (10)$$

а вторая – значения флуктуаций на данных интервалах, характеризующих несанкционированный доступ к информационным ресурсам сети с учетом случайной шумовой помехи

$$\varepsilon_a(t_i) + \varepsilon_\phi(t_i) = \sum_{m=m'}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} d_{m,k} \psi_{m,k}(t). \quad (11)$$

Таким образом, выражение (7) показывает возможность аппроксимации любой произвольной функции  $f(t_i)$  набором простых локальных функций  $\phi_{m,k}(t)$  и  $\psi_{m,k}(t)$ , ортогональных на разных уровнях значений  $m$  и полностью покрывающих пространство  $L^2(R)$  за счет смещений  $k$ . Переход от  $m$  к  $m+1$  эквивалентен замене  $t$  на  $2t$ , т.е. перемасштабированию функций  $\phi_{m,k}(t)$  и  $\psi_{m,k}(t)$ .

При оценке сетевого трафика в виде конечного набора отсчетов наилучший уровень разрешения определен интервалом, содержащим один отсчет, и суммирование выполняется в конечных пределах. Значение  $m = 0$  принимается для этого наилучшего уровня разрешения. При принятой форме вейвлетов (2), (5) коэффициенты  $c_{m,k}$  и  $d_{m,k}$  вычисляются для  $m > 0$ .

МРА при последовательном увеличении значений  $m$  приводит к естественной форме быстрых итерационных вычислений вейвлет-коэффициентов:

$$c_{m+1,k} = \sum_n h_n c_{m,2k+n}; \quad (12)$$

$$d_{m+1,k} = \sum_n g_n c_{m,2k+n}; \quad (13)$$

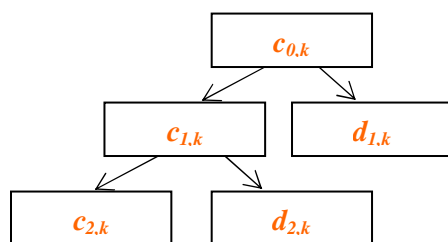
$$c_{0,k} = \int_{k\Delta t}^{(k+1)\Delta t} f(t) \cdot \phi(t-k) dt. \quad (14)$$

Для массивов цифровых данных сетевого трафика в качестве значений  $c_{0,k}$  принимаются исходные значения одномерного числового ряда, т.е.  $c_{0,k} = f(k) = f(t_0)$ .

Уравнения (12), (13) обеспечивают реализацию быстрого вейвлет-преобразования одномерного числового ряда на основе пирамидального алгоритма вычисления вейвлет-коэффициентов (алгоритм Маллата), приведенного на рис. 3.

Отсюда явный вид вейвлета требуется только для расчета коэффициентов  $h_n$  и  $g_n$ , а при собственно быстром вейвлет-преобразовании он не применяется, используются полученные значения коэффициентов  $h_n$  и  $g_n$  на соответствующем уровне детализации.

Таким образом, метод вейвлетных преобразований позволяет адекватно описать информационные процессы телекоммуникационной сети АСУ (сетевой трафик в виде массива цифровых данных), нестационарные во времени или неоднородные в пространстве.



Р и с. 3. Алгоритм Маллата для МРА

Идентификация угроз безопасности. Для идентификации несанкционированного доступа к информационным ресурсам АСУ (обнаружение вторжений) разработан программный комплекс «Анализатор угроз безопасности АСУ», позволяющий автоматизировать задачу сетевого администрирования. В основу идентификации положена математическая модель сетевого трафика вида (7). Программа имеет два режима работы: обучение и анализ.

В режиме обучения программа собирает информацию о трафике, воспринимая его как нормальный режим работы сети. Длительность обучения, которая может настраиваться пользователем, равна по умолчанию двум неделям. В течение этого срока программа в определенные пользователем моменты времени фиксирует количество пакетов, прошедших через маршрутизатор, и запоминает его в базе данных в текстовом формате как эталонный ряд. Затем на основе метода КРА проводится преобразование полученного массива цифровых данных по модели вида

$$f_s(t_i) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} c^s_{m,k} \varphi_{m,k}(t) + \sum_{m=m'}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} d^p_{m,k} \psi_{m,k}(t). \quad (15)$$

В качестве масштабирующей функции используется единичный импульс вида

$$\varphi(t) = \begin{cases} 1, & \text{при } 0 \leq t_i \leq 1; \\ 0, & \text{в противном случае.} \end{cases}$$

В качестве вейвлет-функции применяется базисная функция Хаара [1], которая определяется ортогональной системой вида

$$\psi(t) = \begin{cases} 1, & 0 < t < 1/2 \\ -1, & 1/2 < t < 1 \\ 0, & t < 0, t > 1. \end{cases}$$

В режиме анализа фиксируется текущая загрузка сети для определенного момента регистрации по модели

$$f_p(t_i) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} c^p_{m,k} \varphi_{m,k}(t) + \sum_{m=m'}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} d^p_{m,k} \psi_{m,k}(t) \quad (16)$$

и сравнивается с эталонной моделью (15); разность между ними определит текущий уровень угрозы безопасности телекоммуникационной сети

$$\varepsilon_a(t_i) = f_p(t_i) - f_s(t_i) = \sum_{m=m'}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} d_{m,k}^p \Psi_{m,k}(t) - \sum_{m=m'}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} d_{m,k}^s \Psi_{m,k}(t). \quad (17)$$

Для максимального уровня разрешения  $m = 0$  выражение (17) превратится в разность двух величин, которые и будут характеризовать наличие аномальной активности субъектов сети.

Оценка критичности угрозы безопасности. Критичность угроз информационным ресурсам телекоммуникационной сети, которые выявляются по тем или иным отклонением от нормального профиля трафика, определяется администратором сети на основе опыта эксплуатации и анализа информационных воздействий. Как правило, экспертное лингвистическое описание опасной ситуации носит нечеткий, расплывчатый характер и требует определенных усилий для своей аналитической формализации. Авторами установлено, что потоки аномальных явлений каналов телекоммуникационной сети можно рассматривать как пуассоновские с постоянной интенсивностью  $\lambda$ .

Оценкой интенсивности пуассоновского потока является средняя частота событий  $\lambda = n_0 / \tau$ , где  $n_0$  – число выбросов, произошедших за время наблюдения  $\tau$ , причем среднеквадратическое отклонение  $\sigma^2(\lambda) = \lambda$ .

Для доверительного интервала 95% истинное значение интенсивности лежит в границах  $\lambda \pm 1.96\sqrt{\lambda}$ ; для 99,8%-ного интервала – в границах  $\lambda \pm 3\sqrt{\lambda}$ .

Приведенные статистические оценки позволяют достаточно обоснованно формализовать, используя теорию нечеткого экспертного оценивания [5], представление функции принадлежности для описания, задающего меру соответствия текущей интенсивности активности субъектов сети установленной нормальной интенсивности.

Пусть  $\lambda\tau$  – интенсивность аномальных информационных процессов на текущем временном интервале. Введем нечеткое множество с функцией принадлежности  $\mu_\lambda(\lambda\tau)$ , характеризующей степень соответствия  $\lambda\tau$  режиму нормальной работы с параметром  $\lambda$ :

$$\mu_\lambda(\lambda\tau) = \begin{cases} 0, & \lambda\tau \leq \lambda - 3\sqrt{\lambda}, \quad \lambda\tau \geq \lambda + 3\sqrt{\lambda}; \\ 1 + \frac{(\lambda\tau - (\lambda - \sqrt{\lambda}))}{2\sqrt{\lambda}}, & \lambda - 3\sqrt{\lambda} \leq \lambda\tau \leq \lambda - \sqrt{\lambda}; \\ 1, & \lambda - \sqrt{\lambda} \leq \lambda\tau \leq \lambda + \sqrt{\lambda}; \\ 1 - \frac{(\lambda\tau - (\lambda + \sqrt{\lambda}))}{2\sqrt{\lambda}}, & \lambda + \sqrt{\lambda} \leq \lambda\tau \leq \lambda + 3\sqrt{\lambda}. \end{cases} \quad (18)$$

Если администратором сети задана необходимая степень (уровень) соответствия  $\alpha > 0, \alpha \in [0,1]$ , то по (18) устанавливаются границы для допустимых вариаций интенсивностей аномальных данных трафика  $\lambda\tau$  с помощью уравнения  $\mu_\lambda(\lambda\tau) = \alpha$ .

В рамках этих границ можно считать, что наблюдаемая интенсивность соответствует режиму нормальной работы. Выход новой оценки параметра  $\lambda\tau$  за пределы  $\lambda \pm 3\sqrt{\lambda}$  может трактоваться как наличие аномальной активности или вторжение в телекоммуникационную сеть АСУ. В качестве граничного значения можно выбрать  $\alpha = 0,5$ .

Таким образом, предложенный метод идентификации угроз безопасности информационным ресурсам АСУ позволяет в реальном масштабе времени выявить аномальность информационных процессов, нестационарных во времени или неоднородных в пространстве.

#### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Соловьев Н.А., Цыганков А.С., Юркевская Л.А. Анализ уязвимостей информационных процессов сетей передачи данных АСУ. Оренбург: ИК ГОУ ОГУ, 2007. С. 4-12.
2. Крылов В.В., Самохвалов С.С. Теория телетрафика и её приложения. СПб.: БХВ – Петербург, 2005. 344 с.
3. Блаттер К. Вейвлет-анализ. Основы теории. М.: ТЕХСФЕРА, 2006. 272 с.
4. Дьяконов В.П. Вейвлеты. От теории к практике. М.: СОЛОН-Р, 2002. 448 с.
5. Ярушикина Н.Г. Основы теории нечетких и гибридных систем. М.: Финансы и статистика, 2004. 320 с.

Статья поступила в редакцию 20 сентября 2007 г.