

Науковий журнал
Радіоелектроніка
Інформатика
Управління



2002
1 (7)

Видається двічі на рік

Зареєстрований **27 травня 1998 року**
Міністерством інформації України,
свідоцтво - серія **КВ № 3264**.

Засновник і видавник -
Запорізький національний технічний університет

Передплатний індекс - 22914

З М І С Т

РАДІОЕЛЕКТРОНІКА 3

THE SYNTHESIS OF A DIGITAL FUZZY CONTROLLER
OF A CONTROL SYSTEM BY THE OBJECT "THE
STEERING MACHINE + MISSILE"

V.I.Gostev, S.A.Magluy, V.O.Chmelev 3

ЭФФЕКТИВНОСТЬ РАБОТЫ АЛГОРИТМОВ
ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТ ОДНОТИПНЫХ РЭС

А.М.Бородин, Н.В.Усков 8

ПРО ДОДАТКОВІ МОЖЛИВОСТІ
ШИРОКОСМУГОВОГО УЗГОДЖЕННЯ
МОДИФІКОВАНОГО ХВИЛЕВОДНОГО
ПОДІЛЬНИКА ПОТУЖНОСТІ

В.П.Дмитренко 11

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ
СИСТЕМЫ ВОЗБУЖДЕНИЯ МАГНИТОСТРИК-
ЦИОННОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ДЛЯ ОБЕСПЕ-
ЧЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК УПРОЧНЕННОГО СЛОЯ

Ю.З.Житников, В.А.Волобуев 14

МОДЕЛИРОВАНИЕ ДИСТОРСИИ ИМПУЛЬСОВ
В ОДИНОЧНОЙ И МНОГОПРОВОДНЫХ
ВЯЗАННЫХ МИКРОПОЛОСКОВЫХ ЛИНИЯХ

Л.М.Карпуков, С.Н.Романенко 21

РАСЧЕТ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ
ОДНОМОВОДНЫХ ОПТИЧЕСКИХ ВОЛОКОН И
ПРИМЕНЕНИЕ DWDM ТЕХНОЛОГИИ НА
ТРАНСПОРТНЫХ СЕТЯХ

М.Н.Климаш, Е.М.Чернихивський 26

АДАПТАЦИЯ ПОЛЯРИЗАЦИОННЫХ ФИЛЬТРОВ С
УЧЕТОМ ОГРАНИЧЕНИЙ

Д.М.Пиза, М.П.Чернобородов, Б.Н.Бондарев 29

МОДЕЛЬ РЕКУРРЕНТНОЙ АДАПТАЦИИ
ДИССИПАТИВНЫХ ПРОЦЕССОВ ПРИ ОЧИСТКЕ
НЕФТИ

А.Н.Щербаков 31

ИНФОРМАТИКА 35

A PARALLEL ALGORITHM FOR SOLVING CONVEX HULL PROBLEM IN IMAGE PROCESSING <i>Mitica Craus, Mihai Horia Zaharia, Ileana Hamburg</i> 35	КОНЦЕПЦІЯ ПОБУДОВИ ФАЙЛОВОЇ СИСТЕМИ CLUSTER FREE <i>В.В.Назаренко, Г.В.Неласа, В.М.Крищук</i> 70
МЕТОДЫ МНОГОМЕРНОГО АНАЛИЗА ДАННЫХ В ЗАДАЧАХ ОЦЕНКИ КАЧЕСТВА ОБРАЗОВАНИЯ <i>О.Г.Берестнева, О.В.Марухина</i> 38	PRO-СЕТЕВАЯ МОДЕЛЬ ЦИФРОВОГО НЕЙРОНА <i>М.А.Новотарский</i> 74
ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ РЕГРЕССИОННЫХ МОДЕЛЕЙ ПРИ МНОГОМЕРНОМ КОНТРОЛЕ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО ПРОЦЕССА <i>С.Г.Валеев, В.Н.Клячкин</i> 48	МНОГОМЕРНОСТЬ - БЕЗ ПРОКЛЯТИЙ <i>А.Н.Радченко</i> 78
НЕЙРОСЕТЕВЫЕ МЕТОДЫ ОЦЕНКИ ЗНАЧИМОСТИ И ОТБОРА ПРИЗНАКОВ <i>В.И.Дубровин, С.А.Субботин</i> 52	ОБ ИНФОРМАЦИОННОЙ ЕМКОСТИ СИМВОЛЬНЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ <i>М.Г.Садовский</i> 81
СРАВНЕНИЕ ИНТЕРВАЛОВ И ОПТИМИЗАЦИОННЫЕ ЗАДАЧИ С ИНТЕРВАЛЬНЫМИ ПАРАМЕТРАМИ <i>В.И.Левин</i> 57	НЕЙРОКОМПЬЮТЕРНАЯ МОДЕЛЬ ПЕРВИЧНЫХ ТОРСИОННЫХ ПОЛЕЙ <i>В.Д.Цыганков</i> 86
СРАВНИТЕЛЬНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ РАСПРЕДЕЛЕННЫХ ГЕНЕТИЧЕСКИХ АЛГОРИТМОВ <i>В.И.Литвиненко, Ю.А.Бюрджер, А.В.Мельник</i> 63	ФОРМУВАННЯ ІНТЕРВАЛЬНИХ МОДЕЛЕЙ ДЛЯ ОБЧИСЛЕННЯ ДОПУСКІВ <i>Г.М.Шило</i> 90
	ОЦЕНИВАНИЕ ОПЫТНЫХ ДАННЫХ ПРИ СТАТИСТИЧЕСКОЙ ОБРАБОТКЕ В УПРАВЛЕНИИ КАЧЕСТВОМ <i>Б.Е.Янковский, А.Е.Янковская</i> 95

УПРАВЛІННЯ 99

СИНТЕЗ РЕГУЛЯТОРА СТАТИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ ПОЛОЖЕНИЯ ДЛЯ ДВУХМАССОВОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА С НЕЛИНЕЙНОЙ РЕАКТИВНОЙ НАГРУЗКОЙ <i>Л.В.Акимов, А.В.Пирожок</i> 99	РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ ОПТИМАЛЬНОЙ ЭКСПЛУАТАЦИИ ПОПУЛЯЦИИ ТИХООКЕАНСКИХ ЛОСОСЕВЫХ РЫБ <i>Е.В.Ласт, Е.Я.Фрисман</i> 132
РАДИОВОЛНОВЫЕ МЕТОДЫ КОНТРОЛЯ И УПРАВЛЕНИЯ ДВИЖЕНИЕМ МАГНИТОЛЕВИТИРУЮЩИХ ТРАНСПОРТНЫХ СРЕДСТВ <i>В.А.Дзензерский, С.В.Плаксин, И.И.Соколовский</i> 108	АДАПТИВНЫЙ БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИЙ АЛГОРИТМ УПРАВЛЕНИЯ ПЕРЕМЕЩЕНИЕМ РОБОТА <i>И.А.Орловский</i> 138
МНОГОДВИГАТЕЛЬНЫЙ АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД С УПРУГИМИ СВЯЗЯМИ <i>Дж.Н.Дочвири</i> 114	ОПРЕДЕЛЕНИЕ СКОРОСТИ ПЛОСКОГО ВРАЩЕНИЯ ВЕКТОРА, ЗАДАННОГО ЕГО ПРОЕКЦИЯМИ <i>Е.Е.Потапенко</i> 143
МОДАЛЬНОЕ УПРАВЛЕНИЕ С РОБАСТНОЙ СТРУКТУРОЙ МАТРИЦЫ СОБСТВЕННЫХ ВЕКТОРОВ <i>Н.В.Ефименко, Н.В.Луценко</i> 119	БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИЙ АЛГОРИТМ АДАПТИВНОГО УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДАМИ В ТЕХНОЛОГИИ ПРОИЗВОДСТВА КВАРЦЕВОЙ ТРУБЫ <i>З.М.Хасанов</i> 146
РЕАЛИЗАЦИЯ НЕЙРОСЕТЕВЫХ БАЗ ЗНАНИЙ ПРЕЦЕДЕНТОВ В АКТИВНЫХ ЭКСПЕРТНЫХ СИСТЕМАХ ДЛЯ КОМПЛЕКСНОГО МОНИТОРИНГА ПАРАМЕТРОВ АВИАЦИОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ <i>С.В.Жернаков</i> 124	АВТОРЫ НОМЕРА 153

І. РАДІОЕЛЕКТРОНІКА

УДК 681.515.62

THE SYNTHESIS OF A DIGITAL FUZZY CONTROLLER OF A CONTROL SYSTEM BY THE OBJECT "THE STEERING MACHINE + MISSILE"

V.I.Gostev, S.A.Magluy, V.O.Chmelev

Викладено синтез цифрового нечіткого регулятора системи керування нестационарним об'єктом "кермова машина + ракета" з урахуванням ланки запізнювання, нелінійностей і жорсткого зворотного зв'язку в кермовій машині.

Изложен синтез цифрового нечеткого регулятора системы управления нестационарным объектом "рулевая машина + ракета" с учетом звена запаздывания, нелинейностей и жесткой обратной связи в рулевой машине.

The synthesis of a digital fuzzy controller of a control system of the non-stationary object "the steering machine + missile" is explained in view of a link of delay, non-linearities and direct feedback in the steering machine.

INTRODUCTION

In the papers [1-5] the synthesis of digital adaptive controllers and digital fuzzy controllers for control of the non-stationary object "the steering machine + missile" is explained and is shown by a method of mathematical simulation, that the digital fuzzy controllers allow to receive more high quality of automatic control systems, which is characterized by errors in the transient and steady-state operation modes of systems. The synthesis is fulfilled at an essential assumption that the steering machine is represented by a linear integrating link. The actual electrical, pneumatic, hydraulic steering machines have considerably more sophisticated mathematical description [6]. The synthesis of a digital fuzzy controller for control of the non-stationary object "the steering machine + missile" is below explained in view of a link of delay, non-linearities and direct feedback in the steering machine.

THE DESCRIPTION OF THE CONTROLLED OBJECT AND SYNTHESIS OF A CONTROLLER

As an example we shall consider the pneumatic steering machine, which has practical application. The force intensity in pneumatic and hydraulic drives amounts 200-300 kg/cm² (in electrical 4-6 kg/cm²), therefore these drives with the same overall dimensions and weights have higher speed, compared to electrical [6].

The schematic diagram of the pneumatic steering machine with direct negative feedback on an error angle of a rudder is represented in a fig. 1. The compressed air motor (pneumatic motor) has the movable cylinder 1 and nonmovable pistons 2. In the cylinder there are holes, through which air (or other

gas) from an ink-jet pipe 3 supplied. The ink-jet pipe is connected with the magnetoelectric device turning in a magnetic field of a permanent magnet when a control voltage $m \equiv m(t)$ is fed into a winding. The balance springs 4 hold the ink-jet pipe in a neutral position at absence of a signal $m \equiv m(t)$ (pressures p_1 and p_2 are being identical in cavities of the cylinder). At moving an ink-jet pipe in relation to holes of the cylinder the pressure drop $p = p_1 - p_2$ will be received. Thus the cylinder is transferred to the side opposite to rotational displacement of an ink-jet pipe, and through traction 5 it turns a rudder 6. For the reason that rotational displacement of a rudder and moving of the cylinder are coupled by transmission number n , the negative direct feedback on an error angle of a rudder is carried out. The turning moment in the magnetoelectric device is balanced by the moment of balance springs 4.

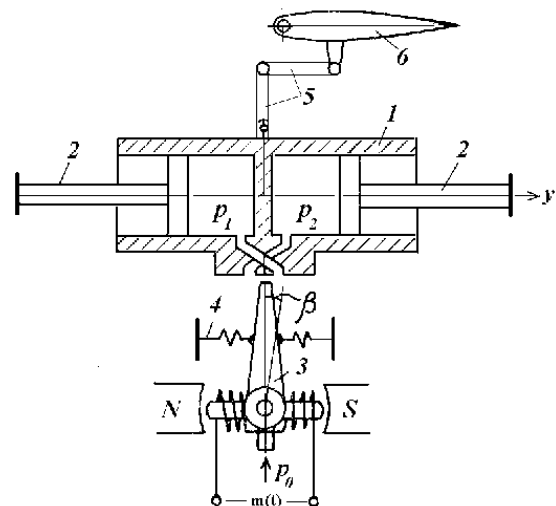


Figure 1

Motion of an ink-jet pipe can be described by the equation of an ideal link of delay

$$\beta(t) = k_1 m(t - \tau), \quad (1)$$

where $\beta(t)$ - is an angle of rotation of an ink-jet pipe from a neutral position, $m(t)$ - is a controlling signal, k_1 - is a constant coefficient.

Motion of the cylinder can be described approximately as follows [6]:

$$\dot{y} = k_2[\varphi(\varepsilon) - c_1 \text{sing}(\dot{y})]; \quad \varepsilon = \beta - k_3 y; \quad y = n \delta, \quad (2)$$

where k_2 - is a constant coefficient, $y(t)$ - is displacement of the cylinder, $\delta(t)$ - is an error angle of a rudder, k_3 - is a coefficient of transformation of linear movement in angular, $\varphi(\varepsilon)$ - is a non-linearity of "limitation" type (see fig.2,a).

$$c_1 = \frac{N}{\zeta S p_0} < 1, \quad (3)$$

where N - is a force of a dry friction of the cylinder against pistons, S - is a square of the piston, p_0 - a pressure in an ink-jet pipe, ζ - a coefficient which is taking into account losses of pressure.

The expression in square brackets in the equations (2) represents non-linearity of "limitation+dead zone" type (see Fig.2,b).

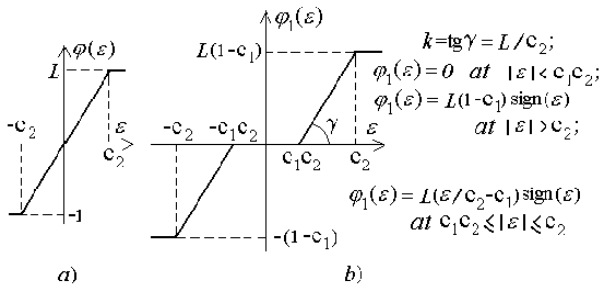


Figure 2

The equations of the steering machine can finally be presented as

$$\beta(t) = k_1 m(t - \tau), \quad \dot{\delta} = \frac{k_2}{n} \varphi_1(\varepsilon), \quad \varepsilon = \beta - k_3 n \delta. \quad (4)$$

Block diagram of the pneumatic steering machine which is appropriate to the equations (4) is represented in a fig.3, where $\varphi_1(\varepsilon)$ - non-linearity H1, $k_0 = k_2/n$, $l = k_3 n$, and the non-linearity H2 characterizes limitation of deviation of a rudder.

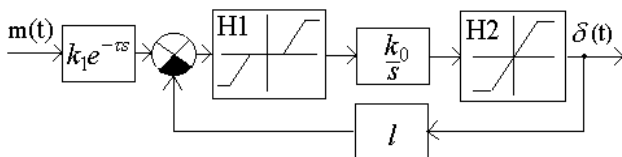


Figure 3

While simulating we shall set the following parameters of the steering machine. For an ink-jet pipe: $k_1=100$; $\tau=0,01s$. For non-linearity H1 (see Fig.2,b): $c_1=0,1$; $c_2=L=5$. For non-linearity H2 (see Fig.2,a, in which ε it is necessary to replace by δ): $c_2=L=5$. A transmission factor of an inte-

grating link: $k_0=k_2/n=100$. A feedback factor: $l=k_3n=0,5$.

The steering machine is switched on an input of the non-stationary controlled object - a non-wing missile with aerodynamic control. If to assume an output coordinate of a missile as an angle of attack $\alpha_2(t)$, and an input coordinate as an angle of rudder rotation $\delta(t)$, we shall determine a transfer function of a missile as [2]

$$G_p(s) = \frac{\alpha_2(s)}{\delta(s)} = \frac{K_8^g}{T^2 s^2 + 2\zeta T s + 1},$$

where K_8^g is a conversion ratio of a missile, T - is a time constant, ζ - is damping factor.

While researching a control system we shall assume, that the dependences of missile parameters on time of flight are determined as following [2]:

$$T(t) = 0,9849 - 0,1188t + 0,0063t^2 - 0,00012t^3;$$

$$\zeta(t) = 0,2970 - 0,0535t + 0,0043t^2 - 0,00011t^3;$$

$$K_8^g(t) = 16,5475 - 4,4469t + 0,4843t^2 - 0,02315t^3 + 0,0004t^4.$$

The closed-loop automatic control system of the common object "the steering machine+missile" with a digital fuzzy controller FC is represented in a fig. 4, where the angle of attack $\alpha_1(t)$ is input action, and $\alpha_2(t)$ is output of the system.

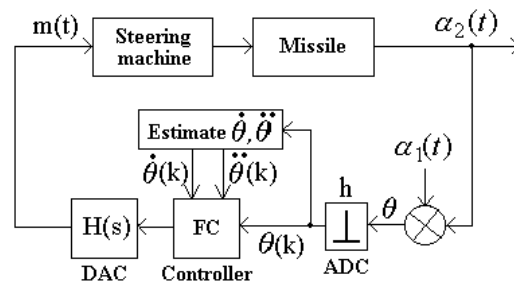


Figure 4

The digital fuzzy controller FC is switched on between an analog-to-digital converter ADC and digital/analog converter DAC (zero-order hold with a transfer function $H(s)$). The error of the system $\theta(t) = \alpha_1(t) - \alpha_2(t)$ is quantized with a sampling interval h .

We research accuracy of improvement by the automatic control system with a digital fuzzy controller of the law of input action change, which is preset: a) by a single step-function and b) by a polynomial [2]

$$\alpha_1(t) = 1 - 1,3316 \times 10^{-3} + 0,1653269t -$$

$$- 0,4785008t^2 + 0,1037928t^3 - 8,8016 \times 10^{-3}t^4 +$$

$$+ 3,404 \times 10^{-4}t^5 - 5,093 \times 10^{-6}t^6.$$

While simulating the system we shall describe the dynamics of separate links, using approximating on a trapezoid rule. For an oscillatory link with variable parameters:

$$x_{1v} = x_{1v-1} + \frac{h_0}{2}(x_{2v} + x_{2v-1});$$

$$x_{2v} = \frac{4 - 2b_{v-1}h_0 - a_v h_0^2}{4 + 2b_v h_0 + a_v h_0^2} x_{2v-1} - \frac{2(a_v + a_{v-1})h_0}{4 + 2b_v h_0 + a_v h_0^2} x_{1v-1} + \frac{2h_0}{4 + 2b_v h_0 + a_v h_0^2} (\alpha_v u_v + \alpha_{v-1} u_{v-1}).$$

For an integrating link: $x_v = x_{v-1} + \frac{h_0}{2}(u_v + u_{v-1})$.

In the written formulas u_v - is an input variable, and x_{1v} - is an output variable of a link; x_{2v} - is intermediate variable. Step of simulation $h_0 = 0,05h$. A sampling interval (interval, with which the data act on an input of fuzzy controller) $h = 0,01$ s.

For a simplicity of solution of the task of synthesis of an fuzzy controller we shall suppose, that number of terms, through which the linguistic variables (input parameters and output parameter of an fuzzy controller) an error of the system θ , a speed of change (first derivative) of an error $\dot{\theta}$, an acceleration (second derivative) of an error $\ddot{\theta}$, a controlling action on the object m are evaluated, is minimum, i.e. is equal 2. Let's map ranges $[\theta_{\min}, \theta_{\max}]$, $[\dot{\theta}_{\min}, \dot{\theta}_{\max}]$, $[\ddot{\theta}_{\min}, \ddot{\theta}_{\max}]$ and $[m_{\min}, m_{\max}]$ of changes of input and output parameters on uniform universal set $U_i = [0, L_i - 1] = [0, 1]$, where $L_i = 2$ - the number appropriate to quantity of terms by each linguistic variable x_i , $i = \overline{1, n}$, $n = 4$. The conversion of a fixed value of parameter $x_i^* \in [x_{ni}, x_{\theta i}]$ into an appropriate element $u^* \in [0, 1]$ is defined by the formulas [7-9]

$$u_1^* = (\theta^* - \theta_{\min}) / (\theta_{\max} - \theta_{\min}); \quad (5)$$

$$u_2^* = (\dot{\theta}^* - \dot{\theta}_{\min}) / (\dot{\theta}_{\max} - \dot{\theta}_{\min}); \quad (6)$$

$$u_3^* = (\ddot{\theta}^* - \ddot{\theta}_{\min}) / (\ddot{\theta}_{\max} - \ddot{\theta}_{\min}); \quad (7)$$

$$u_4^* = (m^* - m_{\min}) / (m_{\max} - m_{\min}). \quad (8)$$

On universal set $U = [0, 1]$ we shall set two fuzzy subsets, which have the membership functions of exponential form (1 and 2) - see fig. 5.

The analytical expressions exponential membership functions look like:

$$\mu^1(u) = e^{-cu}; \quad \mu^2(u) = e^{-c(1-u)}, \quad u \in [0, 1]. \quad (9)$$

At arrival on an fuzzy controller of values of input variables θ^* , $\dot{\theta}^*$ and $\ddot{\theta}^*$ with a sampling interval h the calculation of values u_1^* , u_2^* and u_3^* under the formulas (5)-(7) and of membership functions $\mu^j(u)$, $j = \overline{1, 2}$, is carried out.

We shall generate a linguistic rule of control (a working rule) of fuzzy controller as [7]:

$$\text{If } (\theta^* = a_1^j) \text{ and } (\dot{\theta}^* = a_2^j) \text{ and } (\ddot{\theta}^* = a_3^j), \text{ then } (m^* = a_4^j), \quad (10)$$

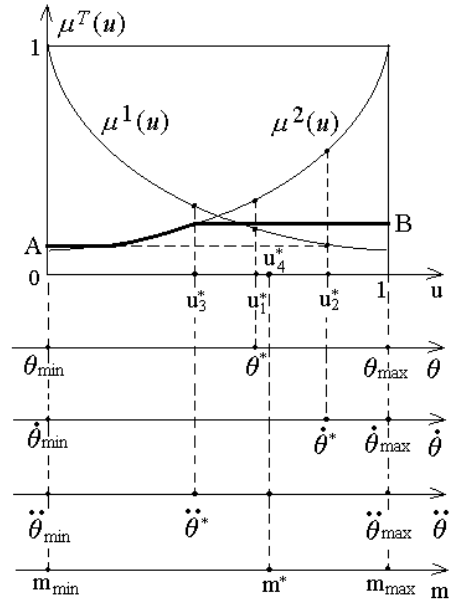


Figure 5

where a_1^j , a_2^j and a_3^j - is linguistic estimates of an error, of a speed of change (of first derivative) of an error and of an acceleration (of second derivative) of an error considered as of the fuzzy sets, which are defined on universal set, $j = \overline{1, 2}$; a_4^j - is linguistic estimates of a controlling action on the object, which are selected from term-set by a variable m . The linguistic estimates are selected from term-set of linguistic variables θ^* , $\dot{\theta}^*$, $\ddot{\theta}^*$ and m^* :

$$a_i^j \in \{\text{negative}(1), \text{positive}(2)\}.$$

In other words, all signals (above-named linguistic variables) in the system of automatic control are characterized as negative ($j = 1$) or positive ($j = 2$).

Let $\mu^j(x_i)$ is the membership function of the parameter $x_i^* \in [x_{ni}, x_{\theta i}]$ to an fuzzy term a_i^j , $i = \overline{1, 3}$; $j = \overline{1, 2}$. Then $\mu^m_j(\theta, \dot{\theta}, \ddot{\theta})$ - the membership function (depending from three variable ($x_1 \equiv \theta$; $x_2 \equiv \dot{\theta}$; $x_3 \equiv \ddot{\theta}$)) of a vector of parameters to solution (to selected controlling action on the object) m_j , $j = \overline{1, 2}$, is defined from the system of the fuzzy logical equations:

$$\mu^m_j(x_1, x_2, x_3) = \mu^j(x_1) \wedge \mu^j(x_2) \wedge \mu^j(x_3). \quad (11)$$

Thus, $\mu^{m1}(x_1, x_2, x_3)$ is the membership function of a controlling action to fuzzy set "negative", and $\mu^{m2}(x_1, x_2, x_3)$ is the membership function of a controlling action to fuzzy set "positive". Resulting membership function for a controlling action according to working rule of fuzzy controller is written as

$$\mu^m(x_1, x_2, x_3) = \mu^{m1}(x_1, x_2, x_3) \vee \mu^{m2}(x_1, x_2, x_3). \quad (12)$$

In expressions (11) and (12) \wedge - is logical **and**, \vee - logical **or**.

According to linguistic rules of control formalized by the system of the fuzzy logical equations (11), the membership function of controlling action $\mu^1(u_4)$ to fuzzy set "negative" is bounded above by value:

$$A = \min[\mu^1(u_1^*), \mu^1(u_2^*), \mu^1(u_3^*)], \quad (13)$$

and the membership function of controlling action $\mu^2(u_4)$ to fuzzy set "positive" is bounded above by value:

$$B = \min[\mu^2(u_1^*), \mu^2(u_2^*), \mu^2(u_3^*)]. \quad (14)$$

The resulting membership function for controlling action on the basis of expression (12) is defined as

$$\mu(u_4) = \mu^1(u_4) \vee \mu^2(u_4), \quad (15)$$

i.e. is acquired by forming of a maxima (line AB in a fig. 5):

$$\mu(u_4) = \max[\mu^1(u_4), \mu^2(u_4)]. \quad (16)$$

To define the concrete value of controlling action m^* the "resulting figure", limited by the resulting membership function, is formed.

Calculation of an abscissa of a barycentre $s_c = S(u_c, \mu_c)$ of a part of the square, surrounded by the resulting membership function $\mu(u)$ in limits of change of a variable u from $u = U_1$ to $u = U_2$, is made, using a numerical integration on a method of trapezoids (with step of digitization u_0), under the formula

$$u_4^* = u_c = \frac{\frac{U_1 \mu_0}{2} + \sum_{i=1}^{M-1} u_i \mu_i + \frac{U_2 \mu_M}{2}}{\frac{\mu_0}{2} + \sum_{i=1}^{M-1} \mu_i + \frac{\mu_M}{2}}, \quad (17)$$

where $(U_2 - U_1)/M = u_0$ is step of digitization, M - is number of steps on an interval $U_2 - U_1$, $i = 1, 2, 3, \dots, M-1$.

While defining the resulting membership function it is necessary to define abscissas of cross points of membership functions of fuzzy subsets (of terms "negative" and "positive") with horizontal straight lines.

For membership functions of exponential kind abscissa of a cross point are defined as

$$u^* = -\frac{1}{c} \ln \mu^1(u^*) \text{ and } u^* = 1 + \frac{1}{c} \ln \mu^2(u^*). \quad (18)$$

The obtained value u_4^* on the basis of the formula (8) will be converted to value of controlling action on the controlled object

$$m^* = m_{\min} + (m_{\max} - m_{\min}) u_4^*. \quad (19)$$

The controlling actions m^* as the code $m(k)$ with a sampling interval h act at first on the DAC (zero-order hold

with a transfer function $H(s) = (1 - e^{-hs})/s$), and then as continuous controlling action $m(t)$ on the controlled object.

As first and second derivative from an error at simulation is used accordingly first and second difference, namely:

$$\begin{aligned} \dot{\theta}(k) &= [\theta(k) - \theta(k-1)]/h; \\ \ddot{\theta}(k) &= [\dot{\theta}(k) - \dot{\theta}(k-1)]/h = \\ &= ([\theta(k) - 2\theta(k-1) + \theta(k-2)]/h^2). \end{aligned}$$

For obtaining satisfactory transients we fulfil an adjustment of a digital fuzzy controller by a variation of the parameter c in exponential membership functions and by a variation of ranges of change of input parameters and output parameter $[\dot{\theta}_{\min}, \dot{\theta}_{\max}]$, $[\ddot{\theta}_{\min}, \ddot{\theta}_{\max}]$, $[m_{\min}, m_{\max}]$.

RESULTS OF SIMULATION OF THE SYSTEM

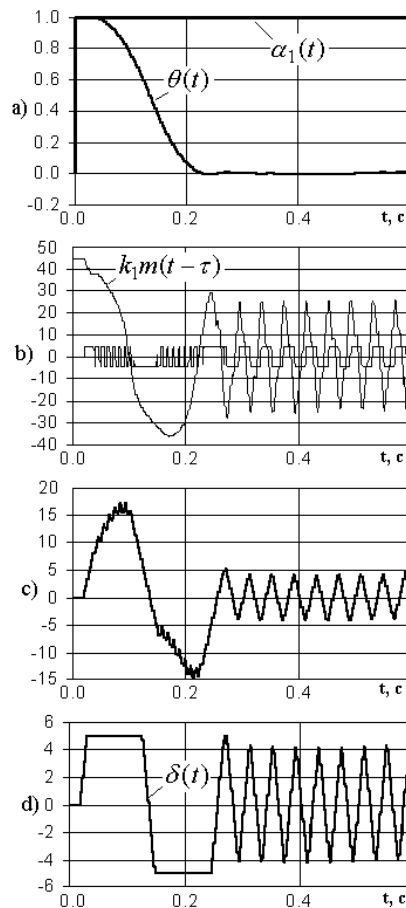


Figure 6

In a fig. 6 the results of research of improvement by the automatic-control system (see fig. 4) of an input single step action (of an angle of attack $\alpha_1(t)$) are represented. Time of observation is 0,6 s. Graphs in figures are presented in the following order: a - is an input action $\alpha_1(t)$ of the system and current error $\theta(t) = \alpha_1(t) - \alpha_2(t)$ in the system; b - is a signal on an output of a link of delay (see Fig.3) and restricted signal on an output of non-linearity H1 in the

steering machine; c - is a signal on an input of non-linearity H2 (after the integrator) in the steering machine; d - is a signal of control $\delta(t)$ on an output of the steering machine (error angle of a rudder).

In a fig. 7 the results of research of improvement by the automatic-control system of the law of change of input action given by the polynomial (of the law of change of an angle of attack $\alpha_1(t)$) is represented. Time of observation is 15 s. Graphs in figures are presented in the following order: a - is an input action $\alpha_1(t)$ of the system; b - is a current error $\theta(t) = \alpha_1(t) - \alpha_2(t)$ in the system; c - is a signal on an output of a link of delay in the steering machine (see Fig.3); d - is a signal of control $\delta(t)$ on an output of the steering machine (error angle of a rudder).

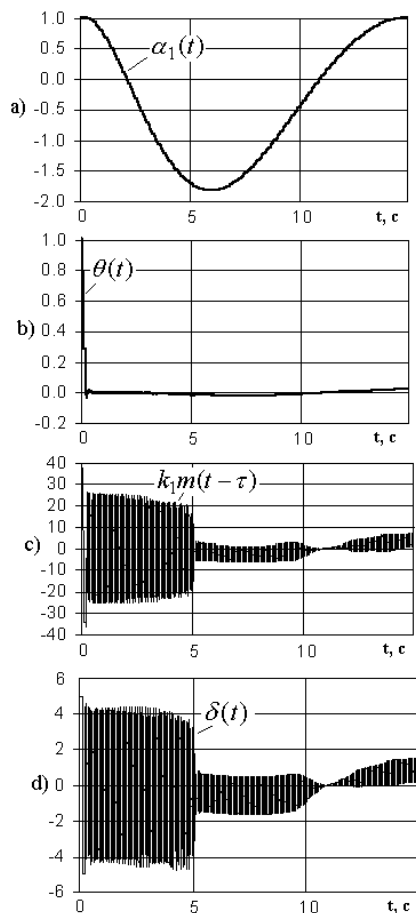


Figure 7

In a fig. 8 the response of the system $\alpha_2(t)$ is presented: a) at single step action and b) at polynomial action.

At tuning of a digital fuzzy controller close to optimum (both for single step action, and for polynomial action on an input of the system) are the following parameters of a controller. Coefficient in exponential membership functions is $c=20$. Ranges of change of input parameters and output parameter are

$$[\theta_{\min}, \theta_{\max}] = [-1,5, 1,5], [\dot{\theta}_{\min}, \dot{\theta}_{\max}] = [-0,6, 0,6],$$

$$[\ddot{\theta}_{\min}, \ddot{\theta}_{\max}] = [-1,5, 1,5] \text{ and } [m_{\min}, m_{\max}] = [-1,0, 1,0].$$

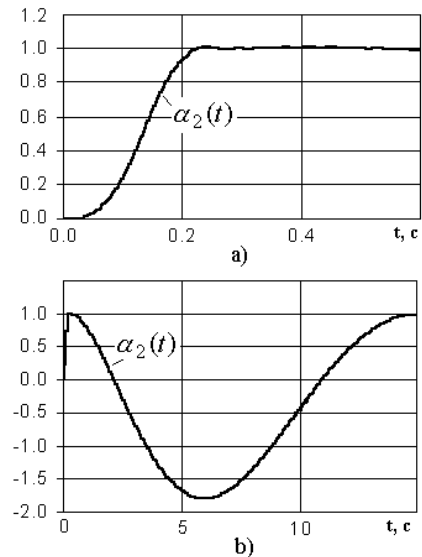


Figure 8

CONCLUSION

The digital fuzzy controller provides fast response of the system and small enough current error in steady-state operation mode. It is necessary to mention, that synthesis of a linear digital controller for the investigated non-stationary object "the steering machine + the missile", in which the steering machine has delay, non-linearities and direct feedback (see fig. 3), is rather complicated task. Therefore, application of a digital fuzzy controller is expedient, more so as the algorithm of its operation is simple enough for controlling objects of any complexity.

REFERENCES

- [1] Гостев В.И., Чмелев В.О., Климов С.В. Метод параметрического синтеза цифровых регуляторов систем адаптивного управления // Вестник Харьковского государственного политехнического университета. Выпуск 71. - Харьков: ХГПУ, 1999.- С.8-13.
- [2] Гостев В.И., Худолий Д.А., Баранов А.А. Синтез цифровых регуляторов систем автоматического управления. - К.: Радиоаматор, 2000.- 400 с.
- [3] Гостев В.И., Баранов А.А., Чуприн А.Е., Худолий Д.А. Синтез цифрового нечеткого регулятора системы управления нестационарным объектом // Праці міжнародної конференції з автоматичного управління "Автоматика-2000": Львів, 11-15 вересня 2000 р.-Т.2-Львів: Державний НАІ інформаційної інфраструктури, 2000.-С.63-67.
- [4] Гостев В.И., Чуприн А.Е., Лесовой И.П. Синтез цифрового регулятора системы управления нестационарным объектом на базе нечеткой логики // Механіка та машинобудування.-2000.-№1.-С.128-133.
- [5] Гостев В.И., Стеклов В.К. Системы автоматического управления с цифровыми регуляторами: Справочник.- К.: "Радиоаматор", 1998.-704 с.
- [6] Системы управления и динамика полета ракет/Пугачев В.С., Казаков И.Е., Гладков Д.И., Евланов Л.Г., Мишаков А.Ф., Седов В.Д. / Под ред. Пугачева В.С. - М.: Издание ВВИА им. проф. Н.Е. Жуковского, 1965.- 616 с.
- [7] Ротштейн А.П. Интеллектуальные технологии идентификации.-Вінниця:"УНІВЕРСУМ-Вінниця", 1999.-320 с.
- [8] Архангельский В.И., Богаенко И.Н., Грабовский Г.Г., Рюшин Н.А. Досвід розвитку і застосування систем функцій управління //Автоматизація виробничих процесів.-1997.-№2(5).-С.1-10.
- [9] Архангельский В.И., Богаенко И.Н., Грабовский Г.Г., Рюшин Н.А. Системы функций-управления.-К.: Техника, 1997.- 208 с.

ЭФФЕКТИВНОСТЬ РАБОТЫ АЛГОРИТМОВ ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТ ОДНОТИПНЫХ РЭС

А.М.Бородин, Н.В.Усков

О локальных и нелокальных алгоритмах местоопределения РЭС, неразрешаемых по параметрам. Результаты математического моделирования.

There are local and nonlocal algorithms of RES location determine which are unsolvable relative to parametr. The results of mathematical modeling are represenred.

ВВЕДЕНИЕ

Местоопределение однотипных (неразрешимых по радиотехническим параметрам сигналов) радиоэлектронных средств (РЭС) является актуальной задачей в радиотехнической разведке (РТР) с борта самолета и при оценке координат неизвестных источников излучения в наземных условиях (например, в условиях города). Единственной информацией от однотипных РЭС, подлежащей обработке, являются пеленги, которые пересекаются в точке нахождения РЭС. Однако из-за ошибок пеленгации даже три пеленга, снятые на одно РЭС, не пересекаются в одной точке, а при наличии нескольких однотипных РЭС картина пересечения пеленгов весьма запутана, т.к. все они попарно пересекаются в одной точке. Задача местоопределения однотипных РЭС подробно исследовалась в работах [1,2,3]. "Интегральные" результаты этих исследований предлагаются в настоящей статье применительно к локальным и нелокальным алгоритмам.

1. ЛОКАЛЬНЫЕ АЛГОРИТМЫ. ВЕРОЯТНОСТЬ ОПРЕДЕЛЕНИЯ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ

Большинство локальных алгоритмов обработки пеленгов, снятых на неразрешаемые по параметрам РЭС, строятся по следующей схеме. Из группы пеленгов, подлежащих обработке, берется первый пеленг и последовательно сравнивается с другими до тех пор, пока угол пересечения пеленгов не превзойдет заданной величины, после чего эти два пеленга предполагаются опорными и относительно их точки пересечения строится так называемая "доверительная" окружность радиуса R_0 . Далее подсчитывается число пеленгов, проходящих через доверительную область. Если это число превышает пороговое, то принимается решение, что окружность охватывает точку, где находится РЭС, и все пеленги, проходящие через окружность, сняты на это РЭС. Пеленги, участвовавшие в образовании координат "истинного" РЭС, исключаются из дальнейшего рассмотрения и вычеркиваются. Как видно из описания схемы построения локального алгоритма, эффективность местоопределения РЭС определяется качеством обнаружения РЭС и группировки пеленгов по доверительным областям.

В работах [1,2] методом математического моделирования проведен ряд экспериментов на ЭВМ в различных условиях пеленгования РЭС. Результаты экспериментов аппроксимированы следующими аналитическими выражениями для вероятности местоопределения (P_{OM}) РЭС при построении локальных алгоритмов:

$$P_{OM} = A \left[1 - \sum_{i=0}^{1,5\sqrt{\omega}-1} \frac{\omega!}{i!(\omega-i)!} P_{ПГ}^i (1 - P_{ПГ})^{\omega-i} \right], \quad (1)$$

$$A = 1 - \exp \left\{ - \frac{[1,52 - 0,4 \cdot \text{tg}(\theta_{02}/2)] \cdot R_0 \cdot \sqrt{\omega} \cdot \text{tg}(\theta_{02}/2)}{D \cdot \sigma_{\alpha}} \right\}.$$

Обозначение A используется при вычислении вероятности местоопределения (P_{OM}) для нелокальных алгоритмов.

$P_{ПГ}$ - вероятность правильного группирования пеленгов по доверительной области, где

- θ_{02} - угол раскрытия антенны пеленгатора;
- R_0 - радиус доверительной области;
- ω - число пеленгов на одно РЭС;
- σ_{α} - среднеквадратичное отклонение пеленгации;
- D - удаление РЭС от траектории движения носителя.

Формулы для расчета вероятностей правильного группирования пеленгов для различных форм доверительных областей и плотности расположения однотипных РЭС на местности получены в работе [3] и в данной статье не приводятся из-за своей громоздкости.

2. НЕЛОКАЛЬНЫЕ АЛГОРИТМЫ. ВЕРОЯТНОСТЬ ОПРЕДЕЛЕНИЯ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ

К нелокальным относятся такие алгоритмы, которые не "привязаны" к некоторой малой окрестности исследуемой траектории полета носителя станции РТР, а производят определение местоположения всей группы неразрешаемых по параметрам РЭС. Особенностью этих алгоритмов является то, что потери обнаружения для них определяются преимущественно неточным определением числа РЭС, а не ошибками в классификации (группировании) пеленгов по доверительным областям, как в локальных алгоритмах, потому что пеленги на обнаруженное РЭС не выбрасываются из общей совокупности. Ниже приводится выражение для вероятности местоопределения РЭС при построении нелокальных алгоритмов, полученное авторами обработкой данных математического моделирования:

$$P_{OM} = A \left[1 - \frac{1}{2^n} \sum_{\tilde{n}=0}^{\infty} n - \tilde{n} \cdot P_{(\tilde{n}/n)} \right], \quad (2)$$

где n - истинное число РЭС;

$P_{(\tilde{n}/n)}$ - распределение $n - \tilde{n}$;

\tilde{n} - число РЭС, определенное нелокальным алгоритмом.

В качестве примера на рис. 1 и 2 приведены зависимости вероятности местоопределения от числа пеленгов при использовании локальных и нелокальных алгоритмов соответственно.

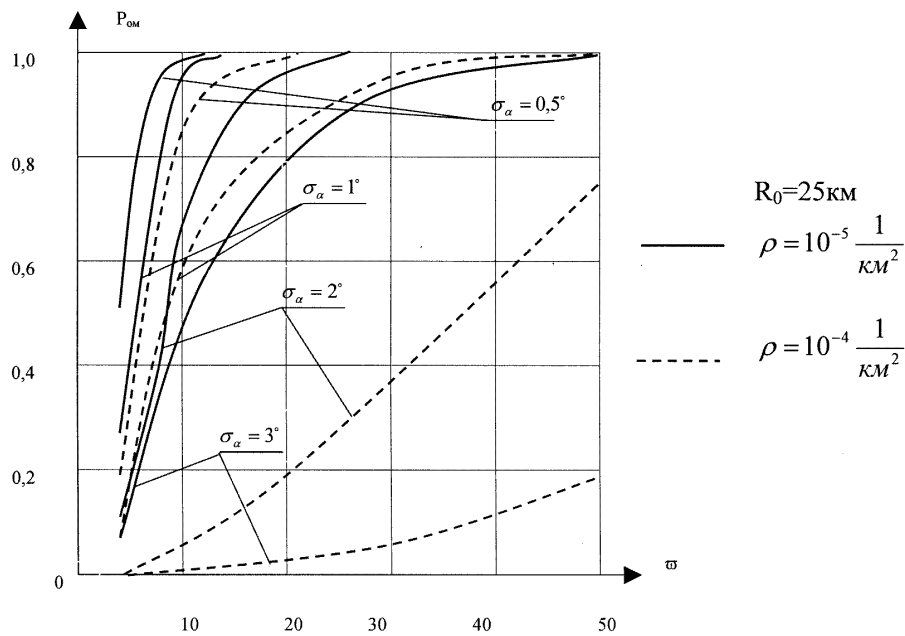
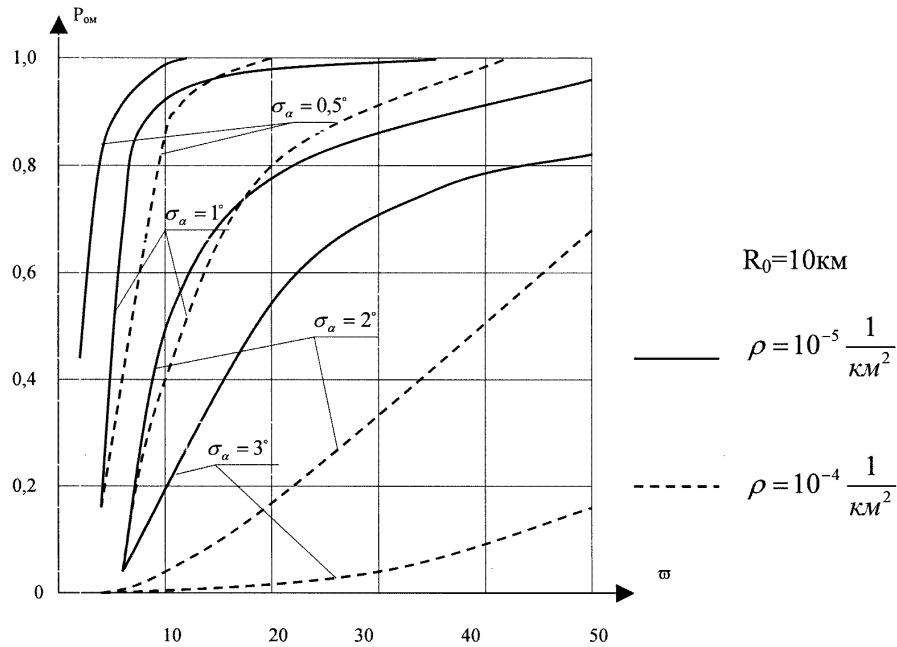


Рисунок 1 - Зависимость вероятности местоопределения от числа пеленгов при использовании локальных алгоритмов

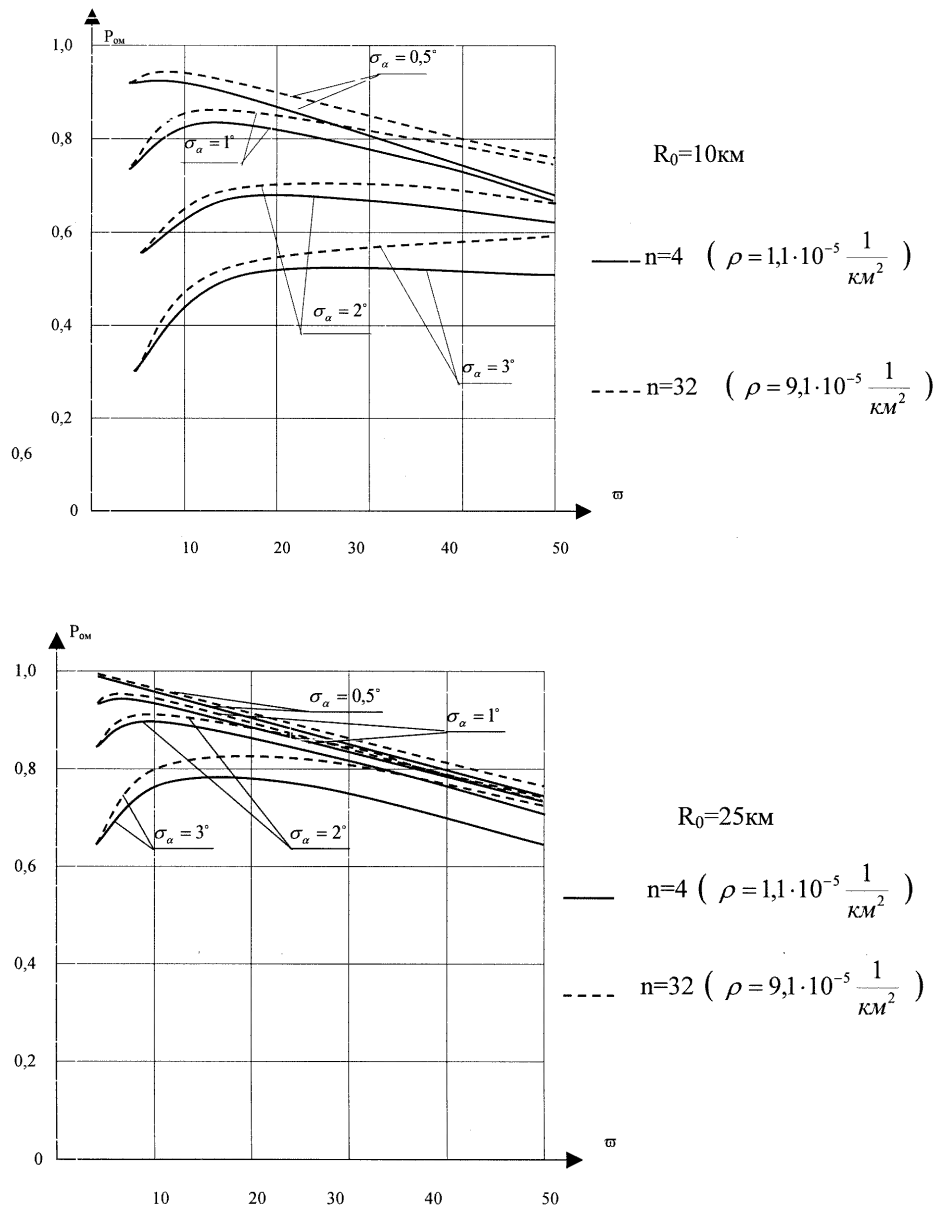


Рисунок 2 - Зависимость вероятности местоопределения от числа пеленгов при использовании нелокальных алгоритмов

Сравнение кривых, представленных на этих рисунках, показывает, что нелокальные алгоритмы имеют следующие преимущества перед локальными:

- высокую эффективность местоопределения при малом числе пеленгов, которая в 90% случаев определяется потерями измерения;
- алгоритмы работают при значительных плотностях неразрешаемых по параметрам РЭС без ухудшения эффективности местоопределения;
- алгоритмы обеспечивают относительно высокую вероятность местоопределения даже при $\sigma_\alpha = 2 - 3^\circ$.

Недостатками нелокальных алгоритмов являются:

- малая эффективность при большом числе пеленгов и малых плотностях неразрешаемых по параметрам РЭС ($\rho \approx 10^{-5} 1/\text{км}^2$ при $n=4$);

- чувствительность к ложным пеленгам;
- большая сложность алгоритма и, как следствие этого, значительное время реализации на ЭВМ. Практически это приводит к тому, что нелокальные алгоритмы используются только для вторичной обработки информации в наземных стационарных условиях на высокопроизводительных ЭВМ с большим объемом оперативной памяти.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Бородин А.М. Автоматизация выбора оптимальных параметров авиационных бортовых комплексов обороны. Диссертация на соискание ученой степени к.т.н. Томск, 1997 г.
2. Усков Н.В. Определение местоположения неразрешаемых по параметрам радиоэлектронных средств. Диссертация на соискание ученой степени к.т.н. Томск, 1975 г.
3. Мельников Ю.П. Методы оценки эффективности воздушной радиотехнической разведки. Санкт-Петербург, 1998 г.

ПРО ДОДАТКОВІ МОЖЛИВОСТІ ШИРОКОСМУГОВОГО УЗГОДЖЕННЯ МОДИФІКОВАНОГО ХВИЛЕВОДНОГО ПОДІЛЬНИКА ПОТУЖНОСТІ

В.П.Дмитренко

Викладені результати чисельного дослідження впливу зміни форми та розмірів загальної області на АЧХ коефіцієнту відбиття модифікованих H -площинних хвильоводних подільників потужності. Знайдено оптимальні геометричні параметри за критерієм максимальної смуги робочих частот узгодження. Приведені результати отримані з використанням точного електродинамічного підходу, а тому їх можна безпосередньо застосувати при розробці систем розподілу потужності на прямокутних хвильоводах.

Изложены результаты численного исследования влияния изменения формы и размеров общей области на АЧХ коэффициента отражения модифицированных H -плоскостных волноводных делителей мощности. Найденные оптимальные геометрические параметры по критерию максимальной полосы рабочих частот согласования. Приведенные результаты получены с использованием точного электродинамического подхода, поэтому их можно непосредственно применить при разработке систем распределения мощности на прямоугольных волноводах.

The results of the numerical investigation of form and dimensions variation of common region on the frequency dependence of reflection factor of H -plane waveguide power dividers are presented. The optimal geometric parameters for maximal range matching of frequencies are obtained. The results obtained can be applied for design of systems for power division on the rectangular waveguide base.

Дослідженню питань широкосмугового узгодження H -площинного модифікованого хвильоводного подільника потужності - МХПП (типова структура з координатними границями зображена на рис. 1 суцільною лінією; тут же приведені позначення всіх геометричних розмірів) приділяється достатньо багато уваги. Наприклад, в [1] показано, що при $b=0,05a$ та виборі розміру $c=1,203a$ (рис.1), смуга частот, в межах якої спостерігається узгодження зі сторони першого плеча з $KCSX_1 \leq 1,2$ може досягти величини порядку $\pm 19\%$, а при $KCSX_1 \leq 1,1$ - $\pm 5,5\%$, але повного узгодження ($KCSX_1=1$) не вдається досягти в жодній частотній точці. В [2] показано, що при введенні узгоджувального індуктивного штиря з квадратним перерізом (на рис. 1 узгоджувальний штир показано точковою лінією) і розмірами $b \times b$ вдається досягти практично повного узгодження по крайній мірі в одній частотній точці (при широкосмуговості з $KCSX_1 \leq 1,2$ на рівні результатів роботи [1]). При цьому необхідно для кожного значення розміру c підібрати відповідне тільки йому значення розміру c_2 , але при $c - (c_2 + b) \leq 0,1a$ штир уже практично не впливає на АЧХ та ФЧХ пристрою і його можна розглядати, як частину загальної стінки хвильоводів 2 та 3.

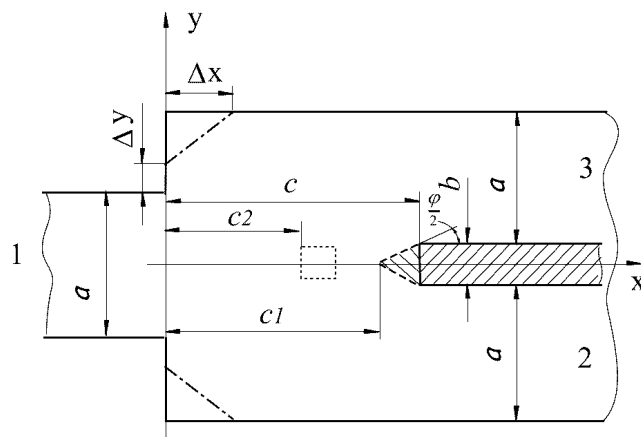


Рисунок 1 - Модифіковані H -площинні хвильоводні подільники потужності

Загальною особливістю наведених конструкцій є різке погіршення параметрів в діапазоні $0,78 \leq \chi \leq 0,88$ (тут $\chi = a/\lambda$ - узагальнений частотний параметр, λ - довжина хвилі у вільному просторі) - а це найбільш цікавий для практичного використання діапазон.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ

Дослідження впливу зміни геометрії загальної області хвильоводних подільників потужності на їх амплітудночастотної (АЧХ) та фазочастотної (ФЧХ) характеристики. Мета дослідження: пошук такої форми загальної області, при якій послаблюється ефект різкого погіршення параметрів в діапазоні $0,78 \leq \chi \leq 0,88$ при одночасному розширенні смуги частот узгодження.

АЛГОРИТМ ВИРІШЕННЯ

Були виконані чисельні експерименти по вивченню впливу зміни геометрії загальної області хвильоводного подільника потужності на його АЧХ та ФЧХ. Спочатку досліджувався вплив узгоджувальних зрізів в загальній області хвильоводів 2 та 3 (показано на рис. 1 штрих-пунктирною лінією; тут же приведені позначення і відповідних геометричних параметрів). Назвемо такий МХПП модифікованим подільником з узгоджувальними зрізами (МПУЗ). Матриці розсіювання як МХПП так і МПУЗ розраховувались по програмі, що реалізує метод [2, 3].

Чисельні розрахунки показують, що зміна геометрії пристрою приводить до деформації його частотних характеристик (в робочій смузі частот) та до переміщення їх по частотній вісі, тому для проведення порівняльного аналізу подільників потужності з різною геометрією введемо наступні узагальнені параметри їх АЧХ:

$\chi_{\text{н}}^1, \chi_{\text{н}}^2$ - нижнє значення частотного параметру, при якому $KCX_1 \leq 1,1$ та $KCX_1 \leq 1,2$, відповідно;

$\chi_{\text{в}}^1, \chi_{\text{в}}^2$ - відповідно зі сторони верхньої частоти;

$$\Delta\chi_1 = \frac{\chi_{\text{в}}^1 - \chi_{\text{н}}^1}{\Delta\chi_0} \cdot 100\%; \quad \Delta\chi_2 = \frac{\chi_{\text{в}}^2 - \chi_{\text{н}}^2}{\Delta\chi_0} \cdot 100\% \quad -$$

відносна смуга пропускання за критеріями $KCX_1 \leq 1,1$ та $KCX_1 \leq 1,2$, відповідно (тут $\Delta\chi_0 = 0,5$ - смуга частот, яка відповідає поширенню основного типу хвилі H_{10} прямокутного хвилеводу);

$\chi_0^1 = \chi_{\text{н}}^1 + 1/2(\chi_{\text{в}}^1 - \chi_{\text{н}}^1)$; $\chi_0^2 = \chi_{\text{н}}^2 + 1/2(\chi_{\text{в}}^2 - \chi_{\text{н}}^2)$ - центральна частота, яка відповідає критеріям $KCX_1 \leq 1,1$ та $KCX_1 \leq 1,2$, відповідно;

χ_p - частота, на якій спостерігається резонансне погіршення параметрів.

В таблиці 1 наведені результати чисельних розрахунків, проведених для встановлення

Таблиця 1

		$c=1,073a$ $\Delta x=0,58a$ $\Delta y=0,145a$	$c=1,121a$ $\Delta x=0,66a$ $\Delta y=0,195a$	$c=1,15a$ $\Delta x=0,678a$ $\Delta y=0,22a$	$c=1,203a$ $\Delta x=0,76a$ $\Delta y=0,285a$
$\Delta\chi^1$	1	25,2(21,4)	31,4(27,8)	32,8(31,2)	8,4(11,4)
$\Delta\chi^2$	2	36(30,6)	40,2(35)	42,4(37,2)	43,2(39,2)
χ_0^1	3	0,733(0,775)	0,775(0,778)	0,742(0,739)	0,649(0,659)
χ_0^2	4	0,762(0,785)	0,748(0,742)	0,738(0,732)	0,715(0,708)
χ_p	5	0,839(0,845)	0,886(0,835)	0,874(0,829)	0,859(0,82)

Особливості конструктивної реалізації модифікованого подільника приводять інколи до необхідності збільшення розміру b - товщини загальної стінки хвилеводів 2 та 3. При цьому з'являється додаткова можливість дослідити вплив зміни геометрії загальної стінки на форму АЧХ та ФЧХ робочих параметрів. З цією метою проведено аналіз впливу геометрії торця загальної стінки хвилеводів 2 та 3 на АЧХ та ФЧХ подільника. Дослідження показали, що геометрична форма торця починає досить суттєво впливати на АЧХ та ФЧХ МПУЗ при значенні розміру $b \approx 0,1a$, причому близькою до оптимальної виявилась форма торцю у вигляді вістря, яке спрямоване в сторону хвилеводу 1. На рис. 1 геометрія модифікованої загальної стінки хвилеводів 2 та 3 показана штриховою лінією і тут же

властивостей МПУЗ при $b = 0,05$. В змістовному рядку таблиці 1 приведені геометричні параметри оптимізованих МПУЗ, в інформаційних рядках в дужках приведені для порівняння параметри МХПП з аналогічними геометричними розмірами, але без узгоджувальних зрізів. Аналіз даних, що наведені в таблиці 1 показує, що для кожного розміру c можна підібрати такі значення розмірів Δx та Δy при яких $\Delta\chi_2$ збільшується в середньому на 5%. При малих значеннях розміру c ($1,07a < c < 1,15a$) також спостерігається ще й деяке збільшення параметру $\Delta\chi_1$, але при $c > 1,2a$ смуга узгодження з $KCX_1 \leq 1,1$ починає зменшуватися. Відмітимо також два ефекти:

1. Значення параметрів χ_0^1 та χ_0^2 при переході від МХПП до МПУЗ практично не міняються і лише при $c > 1,2a$ для МПУЗ спостерігається зміщення значення цього параметра в високочастотну область одномодового діапазону хвилі H_{10} прямокутного хвилеводу;

2. Введення узгоджувальних зрізів також зсуває параметр χ_p в високочастотну область діапазону хвилеводу.

наведені позначення відповідних геометричних розмірів. Для цього типу подільника введемо позначення МХПВ.

Чисельні дослідження МХПВ показали, що найкращі результати досягаються при $\phi = 30^\circ$ і менше. В таблиці 2 наведено результати розрахунків для МХПВ з $b = 0,1a$, $\phi = 30^\circ$. В рубрикаційному стовпці таблиці 2 приведені номери рядків, які введені в таблиці 1. Для досліджених варіантів МХПВ параметр χ_p мав практично ті ж значення, що і для аналогічних МПУЗ, а збільшення параметрів $\Delta\chi_1$ та $\Delta\chi_2$ спостерігалось за рахунок зсуву робочої частоти АЧХ в низькочастотну область діапазону хвилеводу, що з практичної точки зору небажано.

Таблиця 2

	$c1=1,05a$	$c1=1,1a$	$c1=1,125a$	$c1=1,132a$	$c1=1,15a$	$c1=1,175a$	$c1=1,2a$
1	20	27,2	30,8	30,6	33,2	17,2	13
2	29	33,8	36,2	37,6	37,6	40	40
3	0,76	0,743	0,732	0,728	0,723	0,667	0,642
4	0,742	0,729	0,721	0,721	0,714	0,705	0,693

Суттєвого покращення характеристик МХПВ при $b = 0,1a$ та $\varphi = 30^\circ$ можна досягти при введенні узгоджувальних зрізів, як показано на рис. 1 штрихпунктирною лінією. Для такого подільника введемо позначення МВУЗ. Приклади АЧХ для модуля коефіцієнту відбиття МВУЗ зі сторони хвилеводу 1 приведені на рис. 2, де для кривої 1 значення $\Delta x = 0,805a$, $\Delta y = 0,155a$ для кривої 2 - $\Delta x = 0,61a$, $\Delta y = 0$ для кривої 3 - $\Delta x = 1,03a$, $\Delta y = 0$. Аналіз цих АЧХ показує, що досить широкої смуги узгодження з $K_{CX1} \leq 1,1$ можна досягти при виборі значення розміру $c \approx 1,1a$ але при збільшенні цього розміру дещо погіршується узгодження в робочій смузі, а сама робоча частота АЧХ зсувається в низькочастотну область діапазону, що небажано з практичних міркувань.

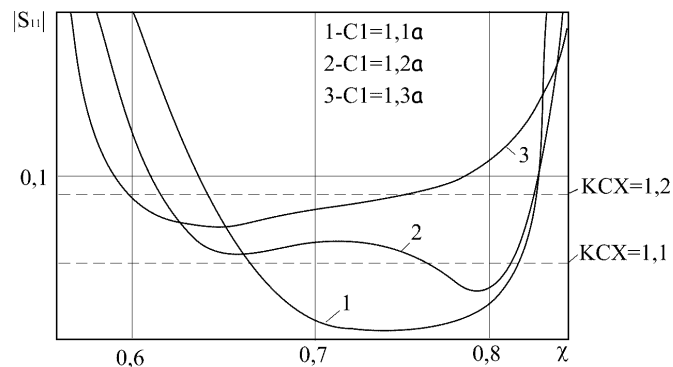


Рисунок 2 - АЧХ модуля коефіцієнту відбиття для МВУЗ

Таблиця 3

	$c1=1,1a$ $\Delta x=0,805a$ $\Delta y=0,395$	$c1=1,15a$ $\Delta x=0,32a$ $\Delta y=0,0$	$c1=1,2a$ $\Delta x=0,61a$ $\Delta y=0$	$c1=1,25a$ $\Delta x=0,915a$ $\Delta y=0$	$c1=1,3a$ $\Delta x=1,03a$ $\Delta y=0$
1	29,2(19)	32(26)	10(16,4)	-----	-----
2	37,4(27,4)	39(32,8)	42,2(38,2)	38,6(36)	32(15,4)
3	0,745(0,763)	0,737(0,746)	0,785(0,687)	-----	-----
4	0,735(0,744)	0,724(0,731)	0,721(0,711)	0,705(0,685)	0,68 (0,611)
5	0,849(0,83)	0,838(0,818)	0,867(0,808)	0,91 (0,801)	0,919(0,795)

Узагальнені параметри АЧХ оптимізованих МВУЗ наведені в таблиці 3. Інтерпретація даних, що наведені в цій таблиці, аналогічна даним таблиці 1.

ВИСНОВОК

Найкращі характеристики за критеріями відсутності ефекту різкого погіршення параметрів в діапазоні $0,78 \leq \chi \leq 0,88$ та узгодження в широкій смузі частот із всіх досліджених варіантів модифікованих хвилеводних подільників потужності мають МВУЗ.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Прохода И.Г., Дмитриук С.Г., Лозяной В.И. Расширение рабочей полосы частот Н-плоскостного модифицированного делителя мощности // Радиофизика. Изв. высш. уч. заведений, т. XXIV, №2, 1981, с. 256-260.
2. Дмитренко В.П., Онуфриенко Л.М., Чумаченко В.П. Решение задачи согласования Н-плоскостных Т-соединений прямоугольных волноводов с многоугольным контуром соединительной полости. Первая всесоюзная научно-техническая конференция "Устройства и методы прикладной электродинамики", 13-15 сентября 1988 г.: Тезисы докладов. - М.: изд. МАИ, 136 с.
3. Кириленко А.А., Онуфриенко Л.М., Чумаченко В.П. Согласование Н-плоскостного тройника металлической лентой. Радиофизика и электроника миллиметровых и субмиллиметровых волн: Сб. научн. тр. - Харьков: Ин-т радиофизики и электроники АН УССР, 1988, с. 89-95.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ СИСТЕМЫ ВОЗБУЖДЕНИЯ МАГНИТОСТРИКЦИОННОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ДЛЯ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК УПРОЧНЕННОГО СЛОЯ

Ю.З.Житников, В.А.Волобуев

В статье рассмотрено решение зависимостей упрочнения внутренней поверхности обрабатываемых формообразующих деталей прессформ и штампов методом ультразвукового поверхностно-пластического деформирования от энергетических параметров ультразвукового генератора-напряжения на выходе генератора и силы тока подмагничивания, величина которых определяется показаниями приборов на панели управления.

The solution of dependences of hardening of an internal surface of the processed form-building details of pressforms and punches by the method of ultrasonic surface-plastic deformation from energetic parameters of ultrasonic generator - the voltage at the outlet of the generator and the current strength of magnetization, which value is determined by indication apparatuses on a control panel is described.

В настоящее время существует задача создания и совершенствования прогрессивных технологических процессов, направленных на увеличение ресурса работы различных изделий машиностроения. В современном машиностроении распространенным технологическим приемом повышения прочности, долговечности изделий является упрочнение деталей методом поверхностного пластического деформирования и насыщения поверхностного рабочего слоя деталей легирующими элементами.

Делались попытки установить зависимости эксплуатационных свойств изделий от технологических параметров обработки и автоматизировать процесс упрочнения деталей [1;2]. В настоящее время отсутствуют надежные практические рекомендации определения таких зависимостей для изделий спецтехники, формообразующих деталей штампов и прессформ, упрочняемых методом поверхностно-пластического деформирования. В производстве технологические режимы подбираются опытным путем, методом проб и ошибок, что приводит к значительным затратам времени и средств. Поэтому существует задача определения зависимостей эксплуатационных свойств изделий от технологических параметров обработки для обоснования режимов обработки для каждого конкретного вида изделий.

Для электроакустических преобразователей, работающих как излучатели, вытекающий поток энергии представляет собой электрическую мощность, получаемую от энергетической установки (ультразвукового генератора) $N_g = \tilde{I}U$, где U - напряжение на преобразователе, а I - ток, протекающий через него. Знак \sim определяет, что произведение берется с учетом фазовых

соотношений, т.е. в общем случае имеет комплексный вид.

Для излучателей технологического назначения основной характеристикой является вытекающий поток энергии, так как он характеризует акустическую мощность или мощность механических колебаний.

Потенциальные силы, действующие на механическую систему, уравниваются реакцией системы и выражаются производными от потенциальной энергии по обобщенной координате. Для механических колебаний

$$F_i = \sum_k \left[\left(\frac{d}{dt} \right)^2 m_{ik} + \frac{d}{dt} r_{ik} + c_{ik} \right] = \sum_k \zeta_{ik} g_k, \quad (1)$$

где m_{ik} - имеет размерность массы, r_{ik} - механического сопротивления, c_{ik} - упругости.

Связь между входными и выходными энергетическими параметрами преобразователя получается, если рассмотреть преобразователь как линейную систему с двумя степенями свободы или же как четырехполюсник, имеющий входную и выходную стороны [3]. Как показано на рис.1, на электрической стороне такого четырехполюсника обобщенная сила F_1 имеет смысл напряжения, обобщенная скорость g_1 имеет смысл тока. На механической стороне - обобщенная сила F_2 имеет смысл давления или механической силы, обобщенная скорость g_2 имеет смысл механической скорости.

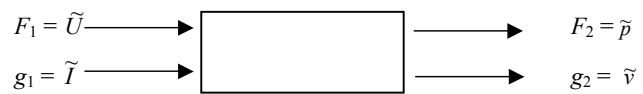


Рисунок - 1

При этом сила выражается через обобщенные скорости как

$$F_i = \sum_k z_{ik} \dot{g}_k, \quad (2)$$

где z_{ik} - комплексное сопротивление, или импеданс. Акустический импеданс излучателя представляет собой отношение давления к скорости акустических колебаний. Сопоставляя выражения (1) и (2), легко заметить, что импеданс связан с величиной ζ_{ik} соотношением:

$$\zeta_{ik} = \frac{d}{dt} z_{ik}.$$

Тогда на основе выражения (2) можно составить систему уравнений, связывающих входные и выходные параметры четырехполосника в виде:

$$F_1 = z_{11}\dot{g}_1 + z_{12}\dot{g}_2, F_2 = z_{21}\dot{g}_1 + z_{22}\dot{g}_2. \quad (3)$$

Уравнения (3) являются исходными для любого обобщенного четырехполосника, характеризующего преобразование энергии.

В магнитоотрицательных преобразователях используют магнитополяризованный материал, который имеет постоянную составляющую магнитной индукции B_0 , создаваемую постоянным магнитом, остаточной намагниченностью или засчет постоянного тока в обмотке подмагничивания. При наличии переменной составляющей индукции B , которая намного меньше постоянной, суммарное направление поля не меняется и происходит образование механических колебаний с частотой возбуждающего поля [3].

Так как $B \ll B_0$, связь между переменными магнитного поля - напряженностью магнитного поля H , индукцией магнитного поля B и переменными механическими колебаний - деформацией ε и механическим напряжением σ можно получить в виде полного дифференциала, где каждая независимая переменная выражается через две другие и их частные производные:

$$d\dot{g}_1 = \left(\frac{\partial \dot{g}_2}{\partial \dot{g}_1}\right)_{F_1} \delta \dot{g}_1 + \left(\frac{\partial \dot{g}_2}{\partial F_2}\right)_{g_1} \delta F_2. \quad (4)$$

Здесь частные производные являются магнитоотрицательными и упругими константами, определенными при заданных условиях. Изменяя сочетание входных и выходных параметров, получаем восемь связывающих их уравнений. Для составления уравнения преобразователя достаточно системы из двух уравнений, причем выбор независимых переменных для решения задачи является произвольным и определяется только удобством использования граничных условий для решения задачи.

Представим связь между входными и выходными параметрами в общем виде как $\varepsilon = \varepsilon(\delta, B)$ и $B = B(H, \varepsilon)$. Тогда полные дифференциалы будут представлены, как:

$$d\varepsilon = \left(\frac{\partial \varepsilon}{\partial \sigma}\right)_B d\sigma + \left(\frac{\partial \varepsilon}{\partial B}\right)_\sigma dB, \quad dB = \left(\frac{\partial B}{\partial H}\right)_\varepsilon dH + \left(\frac{\partial B}{\partial \varepsilon}\right)_H d\varepsilon. \quad (5)$$

Преобразуя уравнения (5) и считая отклонения малыми, линеаризуем систему уравнений:

$$\sigma = E_B \varepsilon - aB; \quad H = \mu_0 k_{m\varepsilon}^{-1} B - a^* \mathbf{E}, \quad (6)$$

где \mathbf{E} - энергия магнитного поля,

$\left(\frac{\partial \sigma}{\partial B}\right)_\varepsilon = a$ представляет собой магнитоотрицательную постоянную преобразователя,

$\left(\frac{\partial \varepsilon}{\partial \sigma}\right)_B = E_B^{-1}$ представляет собой постоянную упругости

(модуль Юнга), $E = 19,8 \cdot 10^{10}$ Н/м² - модуль Юнга для сплава пермендюр К49Ф2, применяемого в преобразователе ПМС 15А-18,

$\left(\frac{\partial H}{\partial \varepsilon}\right)_B = E_B^{-1}$ представляет собой магнитоотрицательную

постоянную обратного эффекта магнитоотрицательности,

$\left(\frac{\partial B}{\partial H}\right)_\varepsilon = \frac{k_{m\varepsilon}}{\mu_0}$, где $k_{m\varepsilon}$ - магнитная восприимчивость, а

μ_0 - абсолютная магнитная проницаемость вакуума

($\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м) [3].

Для решения поставленной задачи достаточно использовать первое уравнение. Механическая сила, возникающая в магнитопроводе $F = \sigma S$. Тогда $F = E_B \varepsilon S - aBS$, но магнитоотрицательная деформация $\varepsilon = \Delta l / l$, где Δl - абсолютное удлинение исследуемого образца (в данном случае - максимальная амплитуда колебаний преобразователя ξ), а l - его длина.

Произведение индукции магнитного поля B на площадь поперечного сечения магнитопровода S представляет собой магнитный поток $\Phi = BS$. То есть

$$F = \frac{E_B S \xi}{l} - a \Phi. \quad (7)$$

По формуле Гопкинса магнитный поток равен отношению магнитодвижущей силы к полному магнитному сопротивлению цепи: $\Phi = M / R_m$, причем $M = In$, где I - ток подмагничивания, а n - число витков обмотки преобразователя. Полное магнитное

сопротивление цепи $R_m = \frac{1}{\mu \mu_0 S}$ [4]. В итоге формула

(7) примет вид:

$$F = \frac{E_B S \xi}{l} - \frac{a \mu \mu_0 I n S}{l}. \quad (8)$$

Но в процессе преобразования электрической энергии в энергию акустических колебаний существуют потери энергии и подводимую электрическую мощность N_0 можно представить как сумму излучаемой акустической мощности N_a и мощности потерь N_{Π} . Тогда формула мощности примет вид:

$$F v_{\text{кол.1}} = \eta IU, \quad (9)$$

где η - КПД системы (по паспорту магнитоотрицательного преобразователя ПМС-15А18 $\eta = 0,7$).

Подставив значения силы из формулы (8), получим

максимальное значение скорости преобразователя колебаний:

$$v_{\text{кол.1}} = \frac{\eta IU(E_B \xi - a \mu \mu_0 I n)}{S}. \quad (10)$$

Таким образом получено значение колебательной скорости на выходе преобразователя в зависимости от задаваемых на ультразвуковом генераторе тока подмагничивания и напряжения выхода на обмотке преобразователя. Но волноводно-излучающая система установки для ультразвукового поверхностно-пластического деформирования включает в себя два последовательных трансформатора акустических колебаний - конический волновод преобразователя и ступенчатый волновод технологической установки. При прохождении ультразвуковых колебаний через волноводы амплитуда колебаний усиливается, но одновременно происходит потеря энергии на вязкое трение в самих волноводах.

При рассмотрении поставленной задачи предполагается, что при прохождении колебаний фронт волны остается плоским, а напряжения равномерно распределяются по сечению стержня волновода. Это допущение правомочно при условии, что длина волноводов превосходит их диаметр [5].

Для решения задачи необходимо решить волновое уравнение, описывающее законы изменения напряжений, смещений, скоростей и деформаций в простой стержневой системе в функции времени и расстояния рассматриваемой точки от начала системы. Оно представляет собой дифференциальное уравнение в частных производных относительно переменных времени t и расстояния x . Одновременно величина площади сечения стержневой системы является переменной функцией от x . Решая конкретную задачу, ограничимся рассмотрением установившегося режима и гармонической формой приложенной силы акустических колебаний. Эти ограничения естественны, т.к. наша акустическая система работает в этих установившихся условиях.

Сначала рассмотрим стержневую систему, представленную на рис.2.

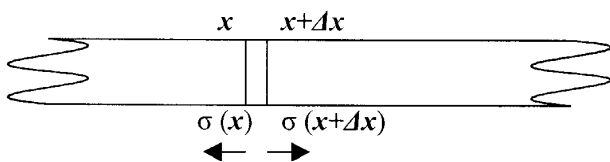


Рисунок - 2

Выделим некоторый элемент стержня между плоскостями x и $x + \Delta x$. Если плотность материала стержня ρ , а поперечное сечение S , то выделенный элемент имеет массу $m = \rho \Delta x$. При смещении центра тяжести рассматриваемого элемента ξ по второму закону

Ньютона имеем:

$$F = nm\xi, \quad (11)$$

где F - сила, действующая на рассматриваемый элемент стержня. Т.к. $\xi = \frac{\partial^2 \xi}{\partial t^2}$, то

$$\rho S \Delta x \frac{\partial^2 \xi}{\partial t^2} = S \sigma(x + \Delta x) - S \sigma(x), \quad (12)$$

где $\sigma(x)$ и $\sigma(x + \Delta x)$ - напряжение в точках x и $x + \Delta x$ соответственно. Переходя к пределу при $\Delta x \rightarrow 0$, получим

$$\rho \frac{\partial^2 \xi}{\partial t^2} = \frac{\partial \sigma}{\partial x}.$$

Но т.к. скорость распространения упругой волны в ограниченной стержневой системе $\sqrt{E/\rho} = v$, $\sigma = E\varepsilon$, то

$$\frac{\partial^2 \xi}{\partial t^2} = v^2 \frac{\partial^2 \xi}{\partial x^2}. \quad (13)$$

Мы получили волновое уравнение, описывающее распространение продольных колебаний в непоглощающей однородной среде.

В используемой технологической установке действующая сила является гармонической и описывается формулой гармонических колебаний $\xi = \xi_m e^{i\omega t}$, где ξ_m - амплитуда смещения. Тогда

$$\frac{\partial^2 \xi}{\partial t^2} = -\omega^2 \xi_m e^{i\omega t} \quad \text{или} \quad \frac{\partial^2 \xi}{\partial t^2} = -\omega^2 \xi.$$

Выведем волновое уравнение, считая стержневую систему совокупностью элементарных систем с сосредоточенными постоянными. На рис.3 представлена стержневая система с нагрузкой на конце, а на рис.4 - ее эквивалентная схема.

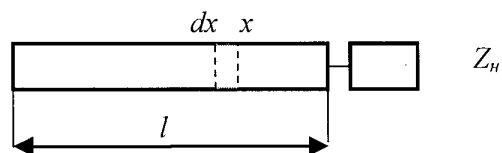


Рисунок - 3

Количество элементарных систем, заменяющих реальную систему с распределенными постоянными должно быть бесконечно большим. Каждая элементарная система содержит элементы массы, упругости и трения.

Соответственно эти элементы имеют бесконечно малое значение.

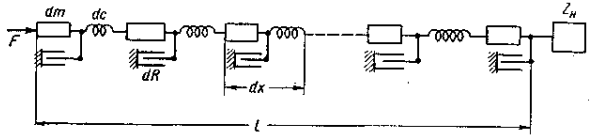


Рисунок - 4

Величины dm , dC , dR представляют собой значения параметров на элементе длины dx :

$$dm = \frac{m}{l} dx = m_1 dx, \quad dC = \frac{C}{l} dx = C_1 dx, \\ dR = \frac{R}{l} dx = R_1 dx.$$

Здесь m - масса всей системы;

$C = 1/D$ - продольная гибкость всей системы;

R - сопротивление трения (активное сопротивление) всей системы;

m_1 - масса на единицу длины;

C_1 - гибкость на единицу длины;

R_1 - сопротивление трения на единицу длины;

D - упругость. $D = \frac{SE}{l}$, поэтому $C_1 = \frac{1}{ES}$, отсюда получаем значение скорости

$$v = \sqrt{\frac{E}{\rho}} = \frac{1}{\sqrt{m_1 C_1}}. \quad (14)$$

Выделим на расстоянии x от конца системы элемент dx (рис.4). Пусть колебательная скорость в этом элементе будет $\dot{\xi}$, а действующая сила F . Удары шарика об обрабатываемую деталь представляют собой незатухающую колебательную систему, воздействующую на деталь с ультразвуковой частотой акустического волновода. В замкнутой системе происходят энергетические процессы преобразования энергии колебательной системы в энергию движения шарика. Колебания шарика описываются гармоническими колебаниями $\xi = \xi_m e^{i\omega t}$. Изменение силы и скорости на участке dx составит соответственно:

$$dF = \xi(R_1 + i\omega m_1) dx, \quad d\dot{\xi} = F_m i\omega C_1 dx. \quad (15)$$

Из формулы (15) находим

$$\frac{d^2 F_m}{dx^2} = \frac{d^2 \dot{\xi}_m}{dx^2} (R_1 + i\omega m_1). \quad (16)$$

Подставив в это равенство значение $\frac{d\dot{\xi}_m}{dx}$ и обозначив

$(R_1 + i\omega m_1)i\omega C_1 = \gamma^2$, получим

$$\frac{d^2 F_m}{dx^2} = \gamma^2 F_m, \quad \frac{d^2 \dot{\xi}_m}{dx^2} = \gamma^2 \dot{\xi}_m. \quad (17)$$

Дифференциальные уравнения (17) имеют следующие решения:

$$F_m = A_1 e^{\gamma x} + B_1 e^{-\gamma x}, \quad \dot{\xi}_m = A_2 e^{\gamma x} + B_2 e^{-\gamma x}, \quad (18)$$

где A_1, A_2, B_1, B_2 - постоянные интегрирования, а $\gamma = \sqrt{(R_1 + i\omega m_1)i\omega C_1}$ - постоянная распространения.

Очевидно, что γ является комплексной величиной и может быть выражена как $\gamma = \beta + i\alpha$, где β - постоянная затухания, α - постоянная сдвига фазы. Для определения зависимостей между постоянными интегрирования подставим найденные значения в выражение (15). После преобразований получим

$$\gamma A_1 e^{\gamma x} - \gamma B_1 e^{-\gamma x} = (R_1 + i\omega m_1)(\gamma A_2 e^{\gamma x} - \gamma B_2 e^{-\gamma x}).$$

Полученное равенство должно оставаться справедливым при любом значении x , но это возможно только в том случае если существуют равенства правой и левой частей выражения со множителями $e^{\gamma x}$ и со множителями $e^{-\gamma x}$ соответственно. Приняв это очевидное положение получим

$$A_2 = \frac{A_1}{\sqrt{\frac{R_1 + i\omega m_1}{i\omega C_1}}} = \frac{A_1}{w'_0}, \quad B_2 = -\frac{B_1}{w'_0},$$

где w'_0 - волновое сопротивление простой стержневой системы с потерями

$$w'_0 = \sqrt{\frac{R_1 + i\omega m_1}{i\omega C_1}}. \quad (19)$$

Подставляя в формулы (18) вместо A_2 и B_2 их значения, получаем

$$F_m = A_1 e^{\gamma x} + B_1 e^{-\gamma x}, \quad \dot{\xi}_m = \frac{1}{w'_0} (A_1 e^{\gamma x} + B_1 e^{-\gamma x}). \quad (20)$$

Для определения постоянных интегрирования A_1 и B_1 воспользуемся условиями на конце системы, т.е. при $x=0$.

Обозначим силу и скорость на конце системы F_{ml} и $\dot{\xi}_{ml}$. Подставляя в уравнения (19) $x=0$ и решая относительно A_1 и B_1 , получаем

$$A_1 = \frac{1}{2}(F_{ml} + \xi_{ml}w'_0), \quad B_1 = \frac{1}{2}(F_{ml} - \xi_{ml}w'_0).$$

Подставляя полученные значения в уравнения (18), после преобразований получим

$$F_m = F_{ml} \operatorname{ch} \gamma x + \xi_{ml} w'_0 \operatorname{sh} \gamma x, \quad \xi_m = \xi_{ml} \operatorname{ch} \gamma x + \frac{F_{ml}}{w'_0} \operatorname{sh} \gamma x. \quad (21)$$

Выражения (21) являются общими для простой стержневой системы (т.е. для однородной колебательной системы с равномерно распределенными постоянными), описывающими распределение сил и скоростей в различных точках этой системы.

В случае нашего эксперимента стержневая система используемой технологической установки не сохраняет вдоль своей длины постоянства волнового сопротивления, т.к. изменяется площадь сечения стержневой системы. На первом трансформаторе акустических колебаний конической формы волновое сопротивление меняется непрерывно, но плавно, по закону с квадратичным изменением площади, а на втором трансформаторе - ступенчатом волноводе-сопротивление меняется скачкообразно.

Сначала рассмотрим стержневую систему с плавно изменяющимися постоянными - систему с волновым сопротивлением меняющимся по экспоненциальному закону, имеющую плавное изменение площади поперечного сечения. Если система имеет переменное волновое сопротивление, то уравнения (15) остаются для нее справедливыми. В системах с плавно изменяющимися параметрами $R_1 + i\omega m_1$ и $i\omega C_1$ являются функциями x .

После двукратного дифференцирования формулы (15) по x :

$$\frac{d^2 \xi_m}{dx^2} = \frac{dF_m}{dx} i\omega C_1 + F_m \frac{d(i\omega C_1)}{dx}; \quad (22)$$

тогда после преобразований получим:

$$\begin{aligned} \frac{d^2 \xi_m}{dx^2} - \frac{d\xi_m}{dx} \frac{d}{dx} (\ln i\omega C_1) - \xi_m (R_1 + i\omega m_1) i\omega C_1 &= 0, \\ \frac{d^2 F_m}{dx^2} - \frac{dF_m}{dx} \frac{d}{dx} (\ln(R_1 + i\omega m_1)) - F_m (R_1 + i\omega m_1) i\omega C_1 &= 0. \end{aligned} \quad (23)$$

Распределение упругих волн вдоль стержневой системы с изменяющимися параметрами описывается линейными дифференциальными уравнениями с переменными коэффициентами. Если γ постоянна для любого сечения системы, а w'_0 меняется по экспоненциальному закону

$$w'_0 = w'_0 l e^{bx}, \quad \text{то коэффициенты } \frac{d}{dx} \left(\ln \frac{w'_0}{\gamma} \right) \text{ и}$$

$\frac{d}{dx} [\ln(w'_0 \gamma)]$ оказываются постоянными и равными b . В такой стержневой системе при однородных свойствах

материала (т.е. при $\rho = \text{const}$ и $E = \text{const}$) закон изменения сечения описывается экспонентой $S = S_0 e^{bx}$.

Тогда уравнения (23) могут быть приведены к виду

$$\frac{d^2 \xi_m}{dx^2} - b \frac{d\xi_m}{dx} - \gamma^2 \xi_m = 0; \quad \frac{d^2 F_m}{dx^2} - b \frac{dF_m}{dx} - \gamma^2 F_m = 0. \quad (24)$$

Полученные уравнения имеют решение

$$F_m = A_1 e^{k_1 x} + B_1 e^{k_2 x}, \quad \xi_m = A_2 e^{k'_1 x} + B_2 e^{k'_2 x}, \quad (25)$$

где коэффициенты, стоящие в показателях, определяются из характеристических уравнений: $k^2 - bk - \gamma^2 = 0$, $k'^2 - bk' - \gamma^2 = 0$. Найдя из этих уравнений коэффициенты и подставив их выражения в уравнения (25), получим

$$\begin{aligned} F_m &= e^{\frac{b}{2}x} \left[A_1 e^{\sqrt{\gamma^2 + \left(\frac{b}{2}\right)^2}x} + B_1 e^{-\sqrt{\gamma^2 + \left(\frac{b}{2}\right)^2}x} \right], \\ \xi_m &= e^{-\frac{b}{2}x} \left[A_2 e^{\sqrt{\gamma^2 + \left(\frac{b}{2}\right)^2}x} + B_2 e^{-\sqrt{\gamma^2 + \left(\frac{b}{2}\right)^2}x} \right]. \end{aligned} \quad (26)$$

Сравнивая уравнения (26) с уравнениями (20) для однородной стержневой системы, можно видеть, что в данном случае распространение падающей и отраженной волн характеризуется не величиной γ , а

$$\gamma' = \sqrt{\gamma^2 + \left(\frac{b}{2}\right)^2} = \beta' + i\alpha', \quad (27)$$

где β' - эквивалентная постоянная затухания, α' - эквивалентная постоянная сдвига фазы.

Подставляя вместо γ его выражение и принимая, что $\beta \ll \alpha$, получим

$$\beta' = \frac{\beta}{\sqrt{1 - \left(\frac{b}{2\alpha}\right)^2}}; \quad \alpha' = \alpha \sqrt{1 - \left(\frac{b}{2\alpha}\right)^2}. \quad (28)$$

Заменим $\alpha = \frac{\omega}{v}$ и $\beta = \frac{R_1}{2w_0}$, причем в выражении для β можно взять w_0 и R_1 для любого сечения. Воспользуемся параметрами R'_1 - активным сопротивлением на единицу объема и w - удельным волновым сопротивлением. Подставив выражения для α и β в формулы (28) и учитывая, что $\alpha = \frac{\omega}{v}$ и $\alpha' = \frac{\omega}{v'}$, получим

$$v' = \frac{v}{\sqrt{1 - \frac{b^2 v^2}{4\omega^2}}}. \quad (29)$$

Здесь v - скорость распространения упругой волны в ограниченной среде (материале системы); v' - фазовая скорость распространения волн вдоль экспоненциальной стержневой системы. Если волновое сопротивление у широкого конца стержневой системы w_0 , то закон изменения волнового сопротивления для экспоненциальных стержневых систем $w'_{0x} = w'e^{-bx}$.

Соответственно $S = S_0 e^{-bx}$.

В ультразвуковой технике обычно применяются стержни с круглой формой поперечного сечения. Для таких стержней зависимость диаметров экспоненциальной волноводно-излучающей системы $d_1 = d_0 e^{-b/2}$. Отсюда

$b = \frac{2}{l} \ln \frac{d_0}{d_1}$. Подставив значение b в формулу (29) и

учитывая, что для основной частоты ультразвуковых колебаний f длина резонансного стержня $l = \frac{v'}{2f}$, получим

$$v' = v \sqrt{1 + \frac{\left(\ln \frac{d_0}{d_1}\right)^2}{\pi^2}}. \quad (30)$$

В случае нашей технологической установки, где применяется стержневая система конического типа, мы имеем линейное изменение диаметра с квадратичным изменением площади поперечного сечения, т.е.

$d_0 = d_l \left(1 + \frac{b}{2} l\right)$, чему соответствует $w_0 = w_{0l} \left(1 + \frac{b}{2} l\right)^2$

[6]. Коническую систему можно рассматривать как вырожденную экспоненциальную систему:

$$d_0 = d_l e^{\frac{b}{2} l} \approx d_l \left(1 + \frac{b}{2} l\right). \quad (31)$$

Таким образом это выражение является уравнением прямой линии - образующей конуса с угловым коэффициентом $d_l = \frac{b}{2}$. Следовательно в этом случае

$b \approx \frac{2}{l} \left(1 - \frac{d_0}{d_l}\right)$. Подставив приближенное значение $\ln \frac{d_0}{d_l}$ в

выражение (30), получим значение колебательной скорости на выходе конического преобразователя в зависимости от колебательной скорости на обмотке преобразователя:

$$v' = v \sqrt{1 + \frac{4}{\pi^2} \left(\frac{d_0 - d_l}{d_0 + d_l}\right)^2}. \quad (32)$$

Используемая в работе технологическая установка для упрочнения стволос состоит из двух концентраторов акустических колебаний: конического и ступенчатого. Ступенчатый концентратор представляет собой две последовательных стержневых системы разных диаметров с постоянным волновым сопротивлением (так как сечение стержня не меняется по длине). Сила, действующая на элемент dx стержня (см. рис.2) $dF = \frac{d(S\sigma)}{dx}$. Отсюда

$$m \frac{d^2 \xi}{dt^2} = \frac{d(S\sigma)}{dx} \text{ или } \rho S dx \frac{\partial^2 \xi}{\partial t^2} = \frac{\partial S}{\partial x} \sigma dx + \frac{\partial \sigma}{\partial x} S dx.$$

Напряжение в сечении S в случае одноосного напряженного состояния описывается выражением

$$\sigma = E\varepsilon + \Psi \frac{d\varepsilon}{dt}, \quad (33)$$

где $\varepsilon = \frac{d\xi}{dx}$ - деформация элемента стержня;

Ψ - коэффициент вязкого сопротивления материала.

Так как второе слагаемое уравнения составляет не более 0,5% суммы, то в дальнейших расчетах вязким сопротивлением можно пренебречь [7]. Тогда подставив значение σ в выражение силы, получим

$$\rho S dx \frac{\partial^2 \xi}{\partial t^2} = E \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial \xi}{\partial x} dx + S E \frac{\partial^2 \xi}{\partial x^2} dx. \quad (34)$$

После простых преобразований получаем:

$$\frac{\partial^2 \xi}{\partial t^2} + \frac{1}{S} \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial \xi}{\partial x} + k^2 \xi = 0, \quad (35)$$

где $k = \frac{\omega}{v} = \frac{\omega^2 \rho}{E}$, \tilde{v} - скорость продольных волн в стержне.

Все параметры концентратора акустических колебаний могут быть решены при решении уравнения (35), которое можно также записать в виде $a'' + \frac{1}{S} S' a' + k^2 a = 0$. Так как сечение постоянно, то дифференциальное уравнение для каждой части ступенчатого концентратора примет вид

$$a'' + k^2 a = 0. \quad (36)$$

Воспользуемся обычным методом решения линейных дифференциальных уравнений с постоянными коэффициентами, приняв $a = e^{rx}$, где r - постоянная, определяемая из условия, что $a = e^{rx}$ удовлетворяет уравнению (36). Тогда получаем:

$$r^2 e^{rx} + k^2 e^{rx} = 0 \text{ или } r^2 + k^2 = 0.$$

Отсюда $r = \pm\sqrt{-k^2} = \pm ik$. Эти значения r дают два частных решения уравнения (36). Общим решением уравнения будет сумма или разность этих двух решений, умноженная на любую постоянную:

$$a = C_1 \cos kx + C_2 \sin kx, \quad (37)$$

где C_1 и C_2 - постоянные, определяемые из граничных условий. При $x=0$, $a = \xi_{m1}$ и $\frac{\partial a}{\partial x} = 0$ (ξ_m - амплитуда колебаний свободного торца стержня диаметром D_1). Подставляя граничные условия, получим $C_1 = \xi_{m1}$. Тогда (37) окончательно можно записать в виде $a = \xi_{m1} \cos kx$. Для второго стержня диаметром D_2 получим аналогичное выражение для смещений $a = \xi_{m2} \cos kx$.

Силы, действующие в стержнях ступенчатого концентратора равны между собой и направлены навстречу друг другу. При этом условии

$$\int_0^{x_1} \rho S_1 dx \xi_{m1} \cos kx - \int_0^{x_2} \rho S_2 dx \xi_{m2} \cos kx = 0, \quad (38)$$

$$-S_1 \xi_{m1} \sin kx_1 + S_2 \xi_{m2} \sin kx_2 = 0.$$

Тогда отношение амплитуд колебаний торцов ступенчатого концентратора

$$\frac{\xi_{m2}}{\xi_{m1}} = \frac{S_1 \sin kx_1}{S_2 \sin kx_2}. \quad (39)$$

Очевидно, что для полуволновых концентраторов, работающих, как в исследуемом случае, на резонансных частотах справедливо равенство $x_2 = x_1 = \frac{\lambda}{2}$, где λ - длина продольной волны в стержне концентратора постоянного сечения. Тогда уравнение (39) примет вид

$$\frac{\xi_{m2}}{\xi_{m1}} = \frac{S_1}{S_2} = \frac{D_1^2}{D_2^2}. \quad (40)$$

Продифференцировав уравнение (40), получим отношение колебательной скорости на выходе и на входе концентратора акустических колебаний ступенчатого типа, что для полуволнового концентратора представляет собой также обратное отношение величин площадей сечения стержня. Таким образом, ступенчатый концентратор является трансформатором колебаний с усилением амплитуды и

скорости волны в число раз, соответствующее обратному отношению площадей стержневой системы на входе и на выходе концентратора

$$\frac{v_{\text{кол.3}}}{v_{\text{кол.2}}} = \frac{S_1}{S_2} = \frac{D_1^2}{D_2^2}. \quad (41)$$

Общую зависимость значения колебательной скорости на выходе технологической установки для ультразвукового деформационного упрочнения от задаваемых на генераторе тока подмагничивания и напряжения выхода на обмотке преобразователя можно получить из формул (10), (32) и (41):

$$v_{\text{кол.вых.}} = \sqrt{1 + \frac{4}{\pi^2} \left(\frac{d_0 - d_l}{d_0 - d_l} \right)^2} \frac{D_1^2 \eta IU (E_B \xi - a \mu \mu_0 I n)!}{D_2^2 S}. \quad (42)$$

Таким образом получено значение колебательной скорости на выходе технологической установки для упрочнения внутренней поверхности обрабатываемой детали типа ствол орудия методом ультразвукового поверхностно-пластического деформирования в зависимости от энергетических параметров ультразвукового генератора-напряжения на выходе генератора и силы тока подмагничивания, величина которых определяется показаниями приборов на панели управления. То есть возможно управление процессом и режимы обработки могут задаваться оператором регулировкой напряжения на выходе генератора и силы тока подмагничивания, величина которых определяется показаниями приборов на панели управления, с учетом требований, предъявляемым к прочностным характеристикам обрабатываемых изделий, выраженным через пересчет энергосиловых параметров рабочего тела и скорости его движения.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Казанский В.Г. Оптимизация длительности ультразвукового упрочнения лопаток гидротурбин. - Самолетостроение. Техника воздушного флота. (Харьков)., 1986, №53, - с.28.
2. Кулемин А.В., Стебельков И.А., Малолетнев А.Я. и др. Влияние ультразвуковой деформационной обработки на шероховатость упрочненной поверхности. - Вестник машиностроения., 1983. №11 - с. 20-22.
3. Методы расчета и конструирования инструментов для ультразвуковой обработки. /Руководящие материалы. ОНТИ ЭНИМС. - М., 1963. - 59с.
4. Основы физики и техники ультразвука.: Учебное пособие для вузов./ Агранат Б.А., Дубровин М.Н., Хавский Н.Н., Эскин Г.И.- М. : Высшая школа, 1987. - 352с.
5. Шутилов В.А. Основы физики ультразвука.: Учеб. пособие. - Л.: Из-во Ленингр. ун-та., 1980. - 280с.
6. Теумин И.И. Ультразвуковые колебательные системы. - М.: Машгиз, 1959. -332с.
7. Донской А.В., Келлер О.К., Кратыш Г.С. Ультразвуковые электротехнологические установки. - Л.; Энергия, 1968. - 276с.

УДК 621.372.8.076.2

МОДЕЛИРОВАНИЕ ДИСТОРСИИ ИМПУЛЬСОВ В ОДИНОЧНОЙ И МНОГОПРОВОДНЫХ СВЯЗАННЫХ МИКРОПОЛОСКОВЫХ ЛИНИЯХ

Л.М.Карпуков, С.Н.Романенко

Рассмотрена методика моделирования искажений формы импульса за счет дисперсии параметров микрополосковых линий передачи. Моделирование осуществлялось с помощью преобразования Фурье и аналитических формул для расчета дисперсии эффективной диэлектрической проницаемости и потерь в одиночной и многопроводных связанных микрополосковых линиях. Представлены результаты расчетов дисперсионной дисторсии импульсов гауссовской формы.

Розглянуто методіку моделювання викривлення форми імпульса за рахунок дисперсії параметрів мікросмушкових ліній передавання. Моделювання здійснювалось за допомогою перетворення Фур'є та аналітичних формул для розрахунку дисперсії ефективної діелектричної проникності і втрат у поодинокій та багатопровідних зв'язаних мікросмушкових лініях. Наведені результати розрахунків дисперсійної дисторсії імпульсів гаусівської форми.

The method of modelling of the pulse form change due to the dispersion of the microstrip line parameters is considered. Modelling was made by use of the Fourier transformation and analytical formulas for calculation the dispersion of effective dielectric permittivity and losses in the single and multiconductor coupled microstrip lines. The results of calculations of the Gaussian pulses dispersion distortion are presented.

ВВЕДЕНИЕ

При разработке современных сверхбыстродействующих цифровых интегральных схем одной из центральных проблем является анализ процессов распространения коротких импульсов в межэлементных соединениях, реализуемых на микрополосковых линиях передачи.

Для микрополосковых линий (МПЛ) характерна существенная дисторсия импульсов, обусловленная искажением их формы вследствие дисперсии параметров линии [1-3]. Значительное искажение формы импульсов происходит также за счет волновых эффектов, связанных с перекрестным электромагнитным взаимодействием сигналов в многопроводных связанных линиях и переотражением волн от неоднородностей в межэлементных соединениях.

Требование адекватного описания процессов распространения импульсов в МПЛ определяет необходимость разработки соответствующих электродинамических методов моделирования. Строгий электродинамический анализ дисперсионной дисторсии импульсов в одиночной МПЛ проведен в [3], где отмечено, что основной вклад в дисперсионные искажения

формы импульсов вносит основной тип волны, а влияние высших типов волн пренебрежимо мало. В связи с этим существенный интерес представляет разработка методов моделирования дисторсии импульсов, переотражения волн и перекрестных наводок в микрополосковых межэлементных соединениях на основе дисперсионных зависимостей для основной квази-ТЕМ волны в МПЛ.

В настоящей работе при анализе дисторсии импульсов используются аналитические формулы для расчета дисперсии эффективной диэлектрической проницаемости и постоянной затухания основной ТЕМ-волны в одиночной и связанных МПЛ. Формулы получены в результате упрощенного решения дисперсионных уравнений по методике, предложенной в [4, 5]. Формулы определяют дисперсионные зависимости во всем частотном диапазоне и позволяют легко реализовывать расчеты искажений формы импульсов с помощью процедур обратного преобразования Фурье.

В первом разделе работы представлены основные теоретические сведения, относящиеся к методике составления для МПЛ дисперсионного уравнения и его аналитического решения. Во втором разделе на основе аналитического описания дисперсионных зависимостей исследуются процессы распространения импульсов в одиночной и связанных МПЛ.

1. МОДЕЛИРОВАНИЕ ДИСПЕРСИОННЫХ ЗАВИСИМОСТЕЙ

Конструкция многопроводной связанной МПЛ состоит из диэлектрической подложки толщиной h с относительной диэлектрической проницаемостью ϵ_r и тангенсом угла потерь $\text{tg}\delta$. Одна сторона подложки металлизирована, на другой стороне расположены параллельные друг другу бесконечно тонкие металлические полоски разной ширины w_i , разделенные щелями s_i .

Для приближенного представления поверхностных токов n -проводной связанной МПЛ воспользуемся распределением тока i -ой моды на полосках для нулевой частоты. Нормированные распределения токов мод определяются собственными векторами матрицы $[\epsilon_{ef_i} \cdot E - C \cdot C_0^{-1}]$, где $\epsilon_{ef_i}(0)$ - i -ое собственное значение этой матрицы, E - единичная матрица, C, C_0 -

матрицы собственных и взаимных емкостей многопроводной МПЛ, составленные с учетом и без учета диэлектрической проницаемости ϵ_r подложки [6].

Дисперсионное уравнение для i -ой моды записывается в виде:

$$\int_{w_1} \int_{w_1} Z_{zz}(x, x_0)(dx)dx_0 + \sum_{k=2}^n \frac{I_{k_i}}{I_{1_i w_1}} \int \int Z_{zz}(x, x_0)(dx)dx_0 = 0. \quad (1)$$

Здесь I_{k_i} - ток i -ой моды на k -ом полоске, $Z_{zz}(x, x_0)$ - поверхностный импеданс. Интегрирование в уравнении производится по ширине полосок.

Поверхностный импеданс представляется приближенным выражением [4]:

$$Z_{zz}(x, x_0) = -\frac{\omega\mu_0}{4} [H_0^{(2)}(\gamma r_0) - H_0^{(2)}(\gamma r_1)] + \frac{k_z^2}{4\omega\epsilon_0} (1 + \Gamma) \sum_{n=0}^{\infty} \Gamma^n [H_0^{(2)}(\gamma r_n) - H_0^{(2)}(\gamma r_{n+1})], \quad (2)$$

где $\gamma = \sqrt{k_0^2 \epsilon_r - k_z^2}$, $r_m = \sqrt{(x - x_0)^2 + (2mh)^2}$, $\Gamma = (1 - \epsilon_r)/(1 + \epsilon_r)$, k_z - постоянная распространения волны вдоль продольной оси z линии, $k_0 = \omega\sqrt{\epsilon_0\mu_0}$ - волновое число свободного пространства.

Функция Ханкеля в (2) аппроксимируется первыми членами ряда [7]:

$$H_0^{(2)}(x) = 1 - j2/\pi \cdot [c + \ln(x/2) + x^2/4 - 3x^4/128], \quad (3)$$

где c - постоянная Эйлера.

Приближения (2), (3) позволяют представить (1) в виде квадратного уравнения, решение которого определяет искомую дисперсионную зависимость $\epsilon_{ef_i}(\omega) = k_{z_i}^2/k_0^2$ эффективной диэлектрической проницаемости i -ой моды.

2. МОДЕЛИРОВАНИЕ ИСКАЖЕНИЙ ФОРМЫ ИМПУЛЬСОВ

Для расчета формы импульса при его прохождении через отрезок линии, длиной L , воспользуемся соотношением

$$u(t, z = L) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} u(\omega, z = 0) e^{j[\omega t - \beta(\omega)L]} d\omega, \quad (4)$$

где $\beta(\omega) = \frac{\omega}{c} \sqrt{\epsilon_{ef}(\omega)}$ - постоянная распространения

волны в линии, c - скорость света в свободном пространстве, $\epsilon_{ef}(\omega)$ - эффективная диэлектрическая проницаемость, в общем случае комплексная, $u(\omega, z = 0)$ - преобразование Фурье импульса на входе линии.

Анализ прохождения импульсов через одиночную МПЛ

Для одиночной МПЛ решение уравнения (1) имеет следующий вид:

$$\epsilon_{ef}(\omega) = \frac{2\epsilon_{ef}(0) \left[1 + (k_0 h)^2 \frac{\epsilon_r}{A_0} \right]}{1 + (k_0 h)^2 \frac{(\epsilon_r + 1)\epsilon_{ef}(0)}{\epsilon_r A_0} + D}, \quad (5)$$

$$\text{где } D = \sqrt{1 - 4(k_0 h)^2 \frac{\epsilon_{ef}(0)}{\epsilon_r A_0} \left[\frac{\epsilon_{ef}(0)}{\epsilon_r} - \frac{\epsilon_r + 1}{2} \right] + (k_0 h)^4 \left[\frac{\epsilon_{ef}(0)(\epsilon_r - 1)}{\epsilon_r A_0} \right]}.$$

Здесь $\epsilon_{ef}(0)$ - эффективная диэлектрическая проницаемость линии на нулевой частоте, вычисляемая по соотношению:

$$\epsilon_{ef}(0) = \frac{A_0}{(1 + \Gamma) \sum_{m=0}^{\infty} \Gamma^m A_m}, \quad (6)$$

$$\text{где } A_m = \int_{-w/2-w/2}^{w/2} \int_{w/2}^{w/2} [\ln(r_{m+1}) - \ln(r_m)] dx dx_0. \quad (7)$$

Этот интеграл легко выражается через элементарные функции.

Для подложки с потерями эффективная проницаемость представляется в комплексной форме $\epsilon_{ef} = \epsilon_{ef}(1 - j \text{tg} \delta_{ef})$. Если потери малы, тогда уравнение (5) разделяется на два уравнения, решение одного из них совпадает с (5), а решение другого дает частотную зависимость тангенса угла потерь:

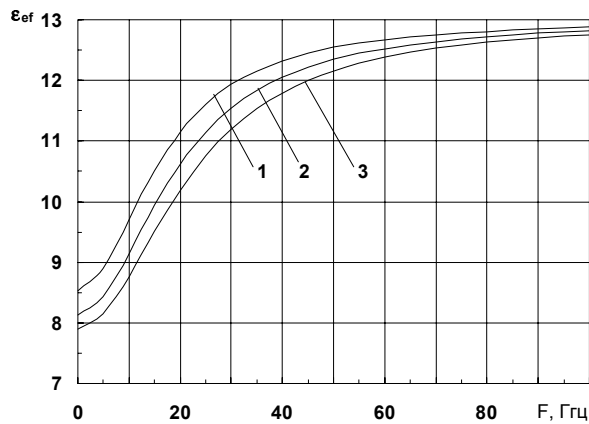
$$\text{tg} \delta_{ef}(\omega) = \text{tg} \delta_{ef_0} \frac{\frac{\epsilon_r}{\epsilon_{ef_0}} \frac{d\epsilon_{ef_0}}{d\epsilon_r} + (k_0 h)^2 \left[\frac{\epsilon_r}{\epsilon_{ef}(\omega)} - \frac{1 + \epsilon_{ef}(\omega)}{\epsilon_r(1 + \epsilon_r)} \right] \cdot C_p}{1 + (k_0 h)^2 \cdot \left[1 - \frac{2\epsilon_{ef}(\omega) - \epsilon_r}{\epsilon_r^2} \right] \cdot C_p}, \quad (8)$$

где $C_p = 1 / \left\{ (1 + \Gamma) \sum_{m=0}^{\infty} \Gamma^m A_m \right\}$ - погонная нормированная емкость МПЛ.

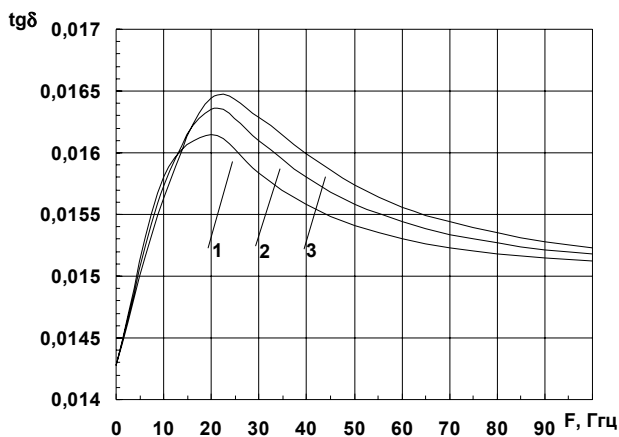
На рис. 1 представлены результаты расчета по формулам (5) и (8) дисперсии эффективной

диэлектрической проницаемости $\epsilon_{ef}(\omega)$ и тангенса угла потерь $\text{tg}\delta_{ef}(\omega)$ для одиночной МПЛ с параметрами подложки: $h=1,5$ мм, $\epsilon_r=13$, $\text{tg}\delta=0,015$.

обладает точностью, достаточной для практических применений.



а)



б)

Рисунок 1 - Дисперсионные зависимости параметров МПЛ при $\epsilon_r=13$ и различных отношениях w/h :
1 - $w/h=0,25$; 2 - $w/h=0,5$; 3 - $w/h=1,0$

На рис. 2 показаны результаты расчета по соотношениям (4), (5), (8) дисторсии гауссовского импульса длительностью 40 пс (на уровне половины амплитуды) после прохождения расстояния $L=50$ мм вдоль МПЛ с параметрами $h=1,5$ мм, $\epsilon_r=13$, $\text{tg}\delta=0,015$, $w=1,5$ мм. Кривая 1 - расчет без учета дисперсии фазовой скорости и потерь, 2 - с учетом дисперсии фазовой скорости, 3 - с учетом дисперсии фазовой скорости и потерь, 4 - результаты строгого электродинамического расчета [3]. Из сравнения графиков следует, что расчет дисторсии импульсов с использованием формул (5), (8)

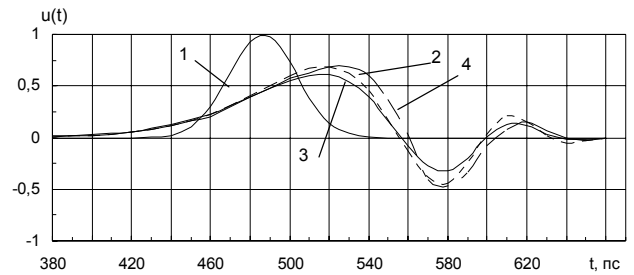


Рисунок 2 - Дисторсия гауссовского импульса в МПЛ

На рис. 3 представлены результаты моделирования дисторсии импульса и переотражения волн на неоднородностях, возникающих при скачкообразном изменении ширины полоска МПЛ. В расчетах использовались элементы матрицы рассеяния отрезка линии с волновым сопротивлением ρ_1 и длиной L , включенного в основной тракт с волновым сопротивлением ρ_0 :

$$\left. \begin{aligned} S_{11} &= \Gamma \left(1 - e^{-\frac{2j\omega L}{c} \sqrt{\epsilon_{ef}(\omega)}} \right) / D, \\ S_{21} &= (1 - \Gamma^2) e^{-\frac{j\omega L}{c} \sqrt{\epsilon_{ef}(\omega)}} / D \end{aligned} \right\}, \quad (9)$$

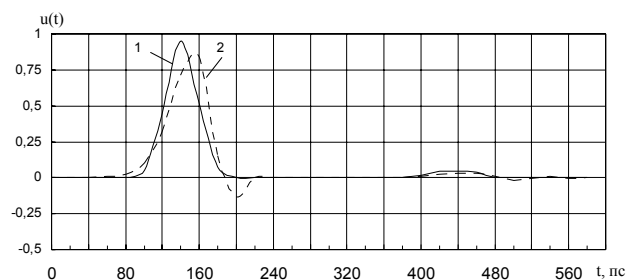
где $D = 1 - \Gamma^2 e^{-\frac{2j\omega L}{c} \sqrt{\epsilon_{ef}(\omega)}}$,

$\Gamma = \frac{\rho_1(w_1) - \rho_0(w_0)}{\rho_1(w_1) + \rho_0(w_0)}$ - коэффициент отражения от стыка

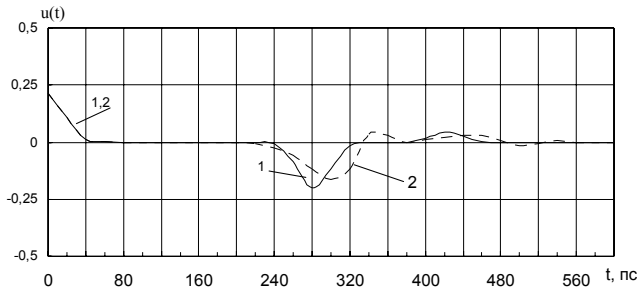
МПЛ с шириной полосок w_1 и w_0 .

Дисперсия волновых сопротивлений оказывает незначительное влияние на коэффициент отражения, поэтому их значения, соответствующие w_1 и w_0 , определялись на нулевой частоте по соотношению

$$\rho = 60A_0 / \sqrt{\epsilon_{ef}(0)}. \quad (10)$$



а)



б)

Рисунок 3 - Искажения формы гауссовского импульса при скачкообразном изменении с $w_0=1,5$ мм до $w_1=0,3$ мм ширины полоска МПЛ с параметрами $h=1,5$ мм, $\epsilon_r=13$ при расстоянии между неоднородностями $L=15$ мм

Графики на рисунках 3а и 3б построены для следующих параметров линий: $h=1,5$ мм, $\epsilon_r=13$, $w_0=1,5$ мм, $w_1=0,3$ мм, $L=15$ мм. Рис. 3а соответствует прохождению через отрезок МПЛ, а рис. 3б - отражению от отрезка МПЛ гауссовского импульса длительностью 40 пс. Цифрой 1 на рисунках обозначены кривые, построенные без учета дисперсии, цифрой 2 - с учетом дисперсии.

Анализ прохождения импульсов через двухпроводную связанную МПЛ

Для n -проводной связанной МПЛ решения дисперсионного уравнения (1) приобретают следующий вид.

Если алгебраическая сумма токов $I_\Sigma = \sum_{k=1}^n I_{k_i}$ на полосках не равна нулю, тогда

$$\epsilon_{ef_i}(\omega) = \frac{\epsilon_{ef_i}(0) \left(1 + (k_0 h)^2 \frac{I_\Sigma}{2V_{0_i}} \epsilon_r \right)}{1 + (k_0 h)^2 \frac{I_\Sigma \epsilon_{ef_i}(0) (1 + \epsilon_r)}{2V_{0_i} \epsilon_r} + D}, \quad (11)$$

где

$$D = \sqrt{1 + (k_0 h)^2 \frac{I_\Sigma}{2V_{0_i}} \left[1 + \epsilon_r - \frac{2\epsilon_{ef_i}(0)}{\epsilon_r} \right] + (k_0 h)^4 \left[\frac{I_\Sigma \epsilon_{ef_i}(0)}{2V_{0_i} \epsilon_r} \right]^2 (1 - \epsilon_r)^2}.$$

Если алгебраическая сумма токов $I_\Sigma = \sum_{k=1}^n I_{k_i}$ на полосках равна нулю, тогда

$$\epsilon_{ef}(\omega) = \frac{2\epsilon_{ef_i}(0) \left[1 + (k_0 h)^4 \epsilon_r^2 T_i / 2V_{0_i} \right]}{1 - \epsilon_{ef_i}(0) / \epsilon_r^2 + 2(k_0 h)^4 \epsilon_{ef_i}(0) \epsilon_r T_i / V_{0_i} + D}, \quad (12)$$

где

$$D = \sqrt{\left(\frac{1 + \epsilon_r}{\epsilon_r^2} \right)^2 + 4(k_0 h)^4 (1 + \epsilon_r) \left[1 - \frac{\epsilon_{ef_i}(0)}{\epsilon_r} \right]^2 (1 - \epsilon_r)^2 \frac{\epsilon_{ef_i}(0) T_i}{V_{0_i}}},$$

$$V_{m_i} = A_{m_i} + \sum_{k=2}^n I_{k_i} B_{m_k}.$$

Здесь $\epsilon_{ef_i}(0) = \frac{V_{0_i}}{(1 + \Gamma) \sum_{m=0}^{\infty} \Gamma^m V_{m_i}}$ - эффективная

диэлектрическая проницаемость i -ой моды линии на нулевой частоте; A_{m_i} , B_{m_k} , T_i - не зависящие от частоты коэффициенты, которые определяются аналогично (7) и выражаются через геометрические параметры линии w_i , s_i , h .

На рис.4 представлены рассчитанные по (11), (12) дисперсионные зависимости эффективных диэлектрических проницаемостей четной и нечетной мод двухпроводной связанной МПЛ.

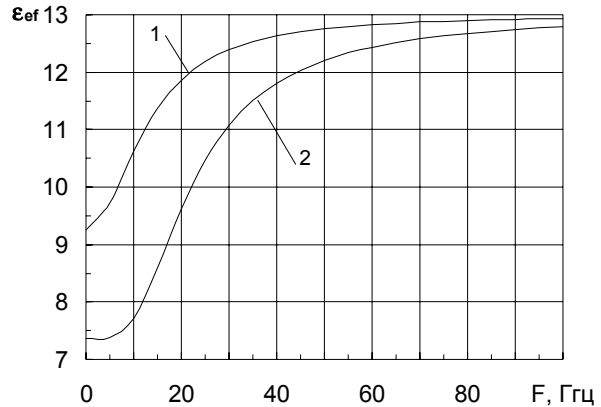


Рисунок 4 - Дисперсионные зависимости эффективных диэлектрических проницаемостей четной (кривая 1) и нечетной (кривая 2) моды в двухпроводной связанной МПЛ с параметрами: $w_1=w_2=1,5$ мм, $s=0,3$ мм, $h=1,5$ мм, $\epsilon_r=13$

Для моделирования прохождения импульсов через связанные линии воспользуемся соотношениями, описывающими элементы матрицы рассеяния отрезка связанных линий, ко входам которых подключены одиночные линии:

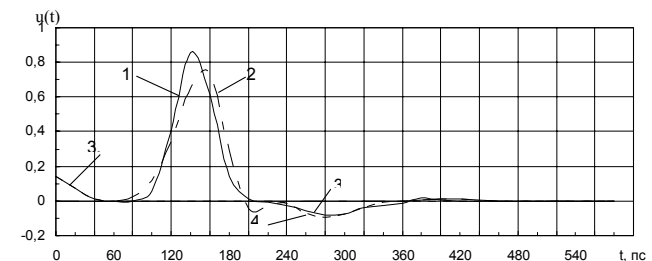
$$\left. \begin{aligned} S_{11} &= (s_{11_1} + s_{11_2})/2, \\ S_{21} &= (s_{11_1} - s_{11_2})/2, \\ S_{31} &= (s_{21_1} + s_{21_2})/2, \\ S_{41} &= (s_{21_1} - s_{21_2})/2, \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

$$\text{где } s_{11_i} = \Gamma_i \frac{1 - e^{-\frac{2j\omega L}{c} \sqrt{\epsilon_{ef_i}(\omega)}}}{1 - \Gamma_i^2 e^{-\frac{2j\omega L}{c} \sqrt{\epsilon_{ef_i}(\omega)}}},$$

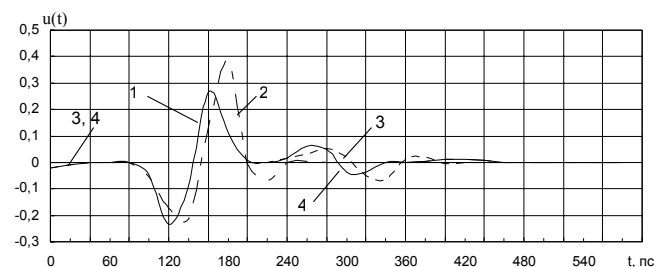
$$s_{21_i} = \Gamma_i \frac{(1 - \Gamma_i^2) e^{-\frac{2j\omega L}{c} \sqrt{\epsilon_{ef_i}(\omega)}}}{1 - \Gamma_i^2 e^{-\frac{2j\omega L}{c} \sqrt{\epsilon_{ef_i}(\omega)}}}, \quad \Gamma_i = \frac{\rho_i - \rho_0}{\rho_i + \rho_0},$$

ρ_0 - волновое сопротивление подводящих линий, индексом 1 обозначены параметры четного, а индексом 2 - нечетного видов колебаний в связанных линиях.

На рис. 5 показаны результаты моделирования по соотношениям (4), (11)-(13) прохождения гауссовского импульса длительностью 40пс через отрезок двухпроводной связанной МПЛ длиной $L=15$ мм и с указанными выше параметрами при ширине подводящих МПЛ $w_0=1,5$ мм. Волновые сопротивления рассчитывались по (10) для подводящей линии и по соотношению $\rho_i = 60V_{0_i} / \sqrt{\epsilon_{ef_i}(0)}$ для связанных линий.



а)



б)

Рисунок 5 - Искажения формы гауссовского импульса в отрезке двухпроводной связанной МПЛ с параметрами $w_0=1,5$, $w_1=w_2=1,5$ мм, $s=0,3$ мм, $h=1,5$ мм, $\epsilon_r=13$ и с длиной $L=15$ мм

Кривые 1 и 2 на рис. 5а характеризуют прямое прохождение импульса со входа 1 на вход 3, кривые 3 и 4 - прохождение импульса со входа 1 на вход 2. В свою очередь, на рис. 4б кривые 1 и 2 соответствуют прохождению импульса со входа 1 на вход 4, кривые 3 и 4 - определяют сигнал, отраженный от входа 1. Кривые 1, 3 на рисунках рассчитаны без учета, а кривые 2, 4 - с учетом дисперсии фазовой скорости.

Представленные на рис. 2, 3, 5 результаты анализа прохождения гауссовского импульса через одиночную и связанную МПЛ указывают на существенное влияние дисперсии параметров линий на форму импульса.

ВЫВОДЫ

Предложена методика моделирования дисторсии импульсов при расчете искажений формы сигналов, распространяющихся по межэлементным соединениям, реализуемым на МПЛ. Моделирование осуществляется на основе аналитических формул, описывающих во всем частотном диапазоне дисперсию параметров одиночной и многопроводных связанных МПЛ. Представленные результаты моделирования согласуются с данными, полученными строгими численными методами.

Низкие вычислительные затраты и высокая точность расчетов по предлагаемой методике обеспечат существенное повышение эффективности процедур анализа микрополосковых межэлементных соединений при проектировании сверхбыстродействующих цифровых интегральных схем.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

- Li K.K. et al. Propagation of picosecond pulses on microwave striplines // IEEE Trans. Microwave Theory Tech.- 1982.-Vol. 30, № 8. - P.1270-1273.
- Veghte R.L., Balanis C.A Dispersion of transient signals in microstrip transmission lines // IEEE Trans. Microwave Theory Tech.- 1986.-Vol. 34, № 12. - P.1427-1436.
- Leung T., Balanis C.A. Pulse Dispersion Distortion in Open and Shielded Microstrips Using the Spectral-Domain Method // IEEE Trans. Microwave Theory Tech.- 1988.-Vol. 36, № 7. - P.1223-1226.
- Карпуков Л.М., Романенко С.Н. Упрощенный расчет дисперсии в микрополосковой линии. // Радиотехника.- 1991.- № 5. - С.97-98.
- Карпуков Л.М., Пулов Р.Д., Романенко С.Н. Дисперсия основного типа волны в многопроводных связанных микрополосковых линиях // Всеукраинский межведомст. научно-техн. сборник. Радиотехника. - 1998.-Вып. 106. - С. 159-161.
- Карпуков Л.М. Анализ элементов и устройств СВЧ на многопроводных связанных микрополосковых линиях // Известия вузов. Радиоэлектроника. - 1982. - Т.25, № 3. - С. 60-63.
- Градштейн И.С., Рыжик И.М. Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений.- М.: Наука, 1971.- 1100 с.

РАСЧЕТ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ ОДНОМODOVЫХ ОПТИЧЕСКИХ ВОЛОКОН И ПРИМЕНЕНИЕ DWDM ТЕХНОЛОГИИ НА ТРАНСПОРТНЫХ СЕТЯХ

М.Н.Климаш, Е.М.Чернихивський

Проведен расчет нагрузки и пропускной способности одномодовых оптических волокон для транспортной сети; дан сравнительный анализ дисперсионных характеристик волокон со смещенной ненулевой дисперсией и определена длина регенерационного участка для DWDM сетей.

An one mode optical fibres loading and carrying capacity computation for transport network was carried out. A comparative analysis of dispersion fibres characteristics with displaced nonzero dispersion and length regenerate zone definition for DWDM networks are given.

ВСТУПЛЕНИЕ

Одной из наиболее сложных задач, которые решаются при построении сетей связи, является прогнозирование трафика. Правильное прогнозирование дает возможность с самого начала выбрать оптимальную пропускную способность и структуру транспортной сети, так как любая модернизация принципиально связана с дополнительными расходами. Известные методы прогнозирования трафика [1], которые базируются на тех или иных методах экстраполяции функций, дают удовлетворительную точность только при условии, что в будущем сохраняются те же самые или близкие к ним условия развития, которые и в предшествующем, довольно продолжительном временном интервале. Поскольку эти требования никогда не выполняются в полной мере, разработчиками сетей связи предлагаются разнообразные методы многократного увеличения пропускной способности сети без существенных затрат на модернизацию довольно дорогих линейно-кабельных сооружений.

1. ПРОПУСКНАЯ СПОСОБНОСТЬ ОПТИЧЕСКИХ ВОЛОКОН И ТЕНДЕНЦИИ ИХ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ В ТРАНСПОРТНЫХ СЕТЯХ

С точки зрения динамического увеличения пропускной способности легко заметить преимущества именно оптической среды передачи. Современные одномодовые волокна при временном разделении сигналов разрешают увеличить скорость передачи с 155 Мбит/с (STM-1) до 10 (STM-64) и даже до 40 Гбит/с (STM-256), то есть более, чем на два порядка. В данное время наиболее распространенным методом последовательного увеличения пропускной способности волоконно-оптической линии связи (ВОЛС) является комбинированный метод, при котором, на первом этапе используется временное разделение сигналов, а на втором - спектральное уплотнение. При этом оптимальной средой передачи становится оптическое волокно (ОВ) с ненулевой смещенной дисперсией (NZDS-Non Zero Dispersion Shift),

что отвечает требованиям Рекомендации G.655 [2]. Прежде всего, это оптическое волокно TrueWave® фирмы Lucent Technologies [3], но не менее эффективным есть использование ОВ семейства (TrueWave RS), а также семейства LEAF® CPC i SMF-LS™ фирмы Corning®.

Усовершенствование ВОСП сначала шло путем улучшения свойств среды передачи. Первый шаг от ОВ G.652 (со ступенчатым профилем показателя преломления) к ОВ G.653 (со смещенной дисперсией) [4] характеризовался тем, что точка нулевой дисперсии была сдвинута из длины волны 1,3 мкм в область рабочей длины волны 1,55 мкм. Но при нулевой дисперсии ярко проявляются нелинейные эффекты - четырехволновое смешивание и фазовая само модуляция [5], резко ограничивая длину элементарного кабельного участка (ЭКУ).

Следующим шагом от ОВ G.653 к G.654 [6] было создание волокна с меньшим затуханием, чем ОВ G.652 i G.653. Но очень быстро уменьшение коэффициента затухания на 5-10% утратило актуальность, так как были разработаны эффективные оптические усилители. Следующий этап развития характеризовался активным внедрением методов спектрального уплотнения (WDM i DWDM), для чего нужны были волокна, которые не порождают нелинейных эффектов. Требования к ним изложены в Рекомендации МСЕ-Т G.655 [2]. Основное отличие этих волокон - коэффициент дисперсии в третьем окне прозрачности больше $1 \text{ пс}^2 / (\text{нм} \cdot \text{км})$, но меньше $6 \text{ пс}^2 / (\text{нм} \cdot \text{км})$.

Таким образом, на магистральной части волоконно-оптической сети появились оптические волокна двух типов: стандартные, что отвечают Рекомендации G.652, и с ненулевой смещенной дисперсией, которые отвечают требованиям Рекомендации G.655. Последний тип волокна несколько дороже, но благодаря большей потенциальной пропускной способности обеспечивает меньшую стоимость передачи одного бита информации.

2. ОПТИЧЕСКИЕ ВОЛОКНА С НЕНУЛЕВОЙ СМЕЩЕННОЙ ДИСПЕРСИЕЙ И РАСЧЕТ ДЛИНЫ РЕГЕНЕРАЦИОННОГО УЧАСТКА DWDM СЕТЕЙ

Последнее поколение ОВ [3] - это одномодовые оптические волокна с ненулевой смещенной дисперсией (NZDSF). Их разработка производится для избежания эффекта четырехволнового смешивания. Этот эффект означает, что на выходе ОВ, в которое введено оптическое излучение на двух длинах волн λ_1 и λ_2 регистрируются оптические излучения на четырех длинах волн: λ_1 и λ_2 ,

$\lambda_3 = 1/(2/\lambda_1 + 1/\lambda_2)$ и $\lambda_4 = 1/(2/\lambda_2 + 1/\lambda_1)$; $\lambda_3 < \lambda_1 < \lambda_2 < \lambda_4$. Четырехволновое смешивание имеет место для любой пары длин волн, которые одновременно передаются. Из-за этого энергия излучения перекачивается на паразитные "боковые" длины волн, затухание сигнала увеличивается, а интерференция полезного сигнала с паразитным излучением при равноотстоящих исходных длинах волн снижает правильность передачи. Четырехволновое смешивание имеет весомую интенсивность при нулевой дисперсии. Условия передачи будут оптимальными, если во всем окне прозрачности дисперсия мала, но не равняется нулю.

Особенности волокна TrueWave i LEAF со смещенной ненулевой дисперсией иллюстрирует рис. 1. Как видно из рис.1, номинальная дисперсионная характеристика NZDSF типа TrueWave+ проходит выше нежелательной области значений, где имеет место нелинейный эффект FWM (четырёхволновое смешивание); номинальная дисперсионная характеристика NZDSF типа TrueWave- проходит ниже области FWM; область ненулевой дисперсии отвечает стандартному диапазону C-band (1530...1565 нм) оптических усилителей [8]; совместное использование волокон TrueWave с положительной и отрицательной дисперсией позволяет уменьшить результирующую дисперсию элементарного кабельного участка. На основе этой технологии базируется изготовление ОВ TrueWave Balanced, которое разрешает без использования внешних компенсаторов дисперсии передавать DWDM сигналы.

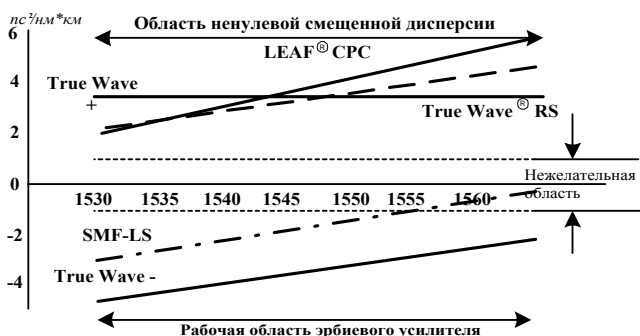


Рисунок 1 - Дисперсия основных видов NZDSF

Кроме указанной технологии, с целью компенсации дисперсии был разработан специальный тип ОВ - DCF - волокно, компенсирующее дисперсию, которое может быть вставлено в виде бухты определенной длины в стойку с аппаратурой SDH или WDM, но это приводит к существенному затуханию сигнала.

Преимущества ОВ G.655 в особенности ярко проявляются при DWDM, так как число паразитных волн за счет FWM резко возрастает при увеличении числа каналов (табл. 1).

Таблица 1 - Число паразитных волн в ОВ с частотными каналами

Число каналов	2	4	6	10	20	30	40
Число паразитных волн $2 * C_2^n = n * (n - 1)$	2	12	30	90	380	870	1560

Важную роль играет низкое значение модовой

поляризационной дисперсии ОВ G.655. В табл. 2 приведены результаты расчета максимальной длины регенерационного участка (РУ) за PMD (поляризационная модовая дисперсия), что рассчитывается за формулой:

$$L = 10000 / [(k_{PMD})B]^2, \quad (1)$$

где k_{PMD} - коэффициент PMD, пс/ $\sqrt{\text{км}}$; B - скорость передачи, Гбит/с.

Использование ОВ типа G.655 разрешает создать оптическую систему передачи со следующими параметрами: длина усилительного участка - больше 100 км, длина регенерационного участка - 600 км, количество каналов - 40, скорость передачи - 10 Гбит/с (в перспективе - 40 Гбит/с), пропускная способность - 400 Гбит/с.

Таблица 2 - Зависимость длины регенерационного участка от скорости и коэффициента PMD

Коэффициент PMD, пс/ $\sqrt{\text{км}}$	Длина РУ, км, при скорости, Гбит/с		
	2,5	10	40
4	100	6,25	0,391
2	400	25	1,561
1	1600	100	6,25
0,5	6400	400	25
0,2	40000	2500	156,25

Идеи, которые лежат в основе разработки ОВ TrueWave, получили дальнейшее развитие в конструкции TrueWave® RS [9]. Дисперсия этого волокна имеет меньший наклон и оптимальная не только в третьем, но и в четвертом (L-band) окне прозрачности (1565...1620 нм). Благодаря этим характеристикам расширяется диапазон волн, которые передаются, увеличивается длина ЭКУ, облегчается процедура компенсации дисперсии, а суммарная пропускная способность ОВ возрастает до 1200 Гбит/с [8].

3. РАСЧЕТ НАГРУЗКИ И ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ ТРАНСПОРТНОЙ СЕТИ УКРАИНЫ

Пропускная способность транспортной сети может быть определена при следующих исходных данных:

- виды служб: телефония (интерактивная речь, аудиоконференции); Интернет (видеотелефон, видеоконференции, телемедицина, телеобразование, игры, работа на расстоянии, электронная коммерция, трансляция теле- и радиопрограмм, общая работа локальных сетей, виртуальные корпоративные сети, электронная почта); передача данных (факс, передача файлов);
- глубина прогноза - 5 лет (2005 г. - последний год прогнозируемого периода);
- население (N) и телефонная плотность (T) в 2005 г. приведены в табл. 3;
- междугородная и международная нагрузка (E) в час наибольшей нагрузки (ЧНН) от одного телефонного аппарата составляет 0,01 Ерл;
- коэффициент увеличения общего количества телефонов за счет мобильных телефонов равняется 1,1;

- эквивалентная скорость передачи ($V_{\text{тлф}}$) речевого сообщения - 16кбит/с (МСЕ-Т Рек. G.728, линейное предсказание с кодовым возбуждением и низкой задержкой);

- количество персональных компьютеров (ПК) в Украине в 2005г. - 3,6млн.; количество ПК с модемами или цифровыми соединительными линиями DSL (количество пользователей Интернет) - 1,9 млн. [7];

- доля обычных (модемных) пользователей сети Интернет при нагрузке 0,04 Ерл в ЧНН и скорости 56кбит/с - 80% (1,52 млн.);

- доля DSL пользователей сети Интернет при нагрузке 0,3 Ерл в ЧНН и скорости приема/передачи 2 Мбит/с - 20% (0,38млн.);

- количество узлов физического уровня транспортной сети равняется количеству узлов автоматической коммутации. Узлы транспортной сети строятся на основе ATM-технологии и соединяются по принципу "каждый с каждым", ребра соединительных линий выполнены на ОВ NZDSF.

Таблица 3 - Население и телефонная плотность регионов Украины

Регион	Население, млн. чел.	Телефонная плотность (на 1 жителя)
Киев	2,6	0,6
Харьков	1,6	0,5
Днепропетровск	1,2	0,5
Донецк	1,1	0,5
Одесса	1,1	0,5
Запорожье	0,88	0,5
Львов	0,87	0,5
Винница	0,86	0,5
Украина (кроме указанных регионов)	39,09	0,4

Нагрузка (в единицах измерения скорости передачи) рассчитывается по формуле:

$$P = V * E * N, \quad (2)$$

где V - скорость передачи, E - удельная нагрузка в ЧНН, N - количество пользователей. В результате расчета получим:

нагрузка междугородных и международных телефонных разговоров

$$P_1 = 1,1 * 16 * 10^3 * 0,01 * (0,6 * 2,6 * 10^6 + 0,5 * 7,61 * 10^6 + 0,4 * 39,09 * 10^6) = 3696176000 \text{ бит/с} = 3,4423 \text{ Гбит/с};$$

нагрузка обычных пользователей Интернет

$$P_{IO} = 56 * 10^3 * 0,04 * 1,52 * 10^6 = 3404800000 \text{ бит/с} = 3,1710 \text{ Гбит/с};$$

нагрузка DSL - пользователей Интернет

$$P_{DSL} = 2 * 10^6 * 0,3 * 0,38 * 10^6 = 2,28 * 10^{11} \text{ бит/с} = 212,3415 \text{ Гбит/с};$$

нагрузка служб передачи данных (составляет, как известно, не больше 5% телефонной нагрузки):

$$P_{ПД} = 3,4423 * 0,05 = 0,1721 \text{ Гбит/с}.$$

Таким образом, уже в 2005 г. нагрузка в транспортной сети связи будет определяться потоками Интернета. Поскольку основные базы данных сети Интернет находятся в США, Европе, России, Японии и Азии, то эти потоки пойдут в двух направлениях: в западном и восточном. Поэтому магистральные соединительные линии должны иметь пропускную способность 100...250 Гбит/с с возможностью ее поэтапного наращивания, которое и обуславливает применение технологии DWDM на транспортной сети.

Исходя из тенденций увеличения потоков информации, которая передается, можно предположить, что за период времени, соизмеримый со сроком службы оптического кабеля, необходимая пропускная способность ВОЛС возрастет на один-два порядка и будет составлять 20 Тбит/с. Такая величина может обеспечиваться только спектральным уплотнением. При этом в кабеле с 40 ОВ необходимо обеспечить организацию по каждому волокну до 100 каналов со скоростью передачи 10 Гбит/с.

ВЫВОДЫ

1. Оптимальная среда передачи перспективной транспортной сети должна иметь высокую потенциальную пропускную способность и разрешать несколько раз за срок службы увеличивать объем информации, которая передается, без существенных затрат на модернизацию линейно-кабельных сооружений.

2. Нагрузка на транспортную сеть Украины со стороны пользователей Интернет постоянно увеличивается, и уже в ближайшем будущем необходимая пропускная способность ВОЛС возрастет до 100...250 Гбит/с.

3. Экономический эффект от использования ОВ типа G.655 обусловленный его оптимальными дисперсионными свойствами. Отсутствие нулевого значения дисперсии в рабочей полосе длин волн разрешает избежать нелинейных эффектов, а низкий наклон кривой, которая характеризует зависимость дисперсии от длины волны, и наличие волокна с положительной и отрицательной дисперсией дают возможность исключить из ЭКУ довольно дорогой компенсатор дисперсии (с оптическими потерями 7 дБ) и увеличить его длину с 50 до 80 км.

4. ОВ типа G.655 целесообразно использовать на сетях, где пропускная способность ребра не меньше 10 Гбит/с, а длина элементарных кабельных участков - большее 50 км.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Бесслер Р., Дойч А. Проектирование сетей связи: Пер. с немецкого Б.Н. Абрамова, А.В. Панкина/ Под ред. Г.Б. Давыдова. - М.: Радио и связь, 1988. - 268 с.
2. Рекомендация G.655 МСЭ-Т. Одномодовые оптические волокна с ненулевой смещенной дисперсией.
3. Котенко Михаил. Полностью оптические сети // Телеком. Телекоммуникации и сети. - 2000, №1-2, ст. 51-58.
4. Рекомендация G.653 МСЭ-Т. Одномодовые оптические волокна со смещенной дисперсией.
5. Оптическое волокно TrueWave®. Одномодовое оптическое волокно с ненулевой смещенной дисперсией. Коммуникационные технологии начала следующего тысячелетия / Lucent Technologies. Bell Labs Innovation. - Сборник статей и технических материалов, 1999.
6. Рекомендация G.654 МСЭ-Т. Одномодовое оптическое волокно со смещенной длиной волны отсечки.
7. Балох Виталий. Украинский сегмент сети Интернет сегодня. // Сети и телекоммуникации. - 1999, №2(8), ст. 10-20.
8. Hecht Jeff. Long-haul DWDM systems go the distance. // Laser Focus World, October 2000, P. 125-132.
9. TrueWave® RS. NonZero Dispersion Optical Fibre. Проспект лаборатории Bell Labs Innovations фирмы Lucent Technologies, 1999.

АДАПТАЦИЯ ПОЛЯРИЗАЦИОННЫХ ФИЛЬТРОВ С УЧЕТОМ ОГРАНИЧЕНИЙ

Д.М.Пиза, М.П.Чернобородов, Б.Н.Бондарев

Получены аналитические выражения, позволяющие оценить эффективность адаптивных поляризационных фильтров при произвольных параметрах помех с регулярной поляризацией. В результате проведенных расчетов оценен коэффициент подавления помех и остаточная дисперсия помехи на выходе адаптивного фильтра с учетом реальных ограничений.

Отримано математичні вирази, які дозволяють оцінити ефективність адаптивних поляризаційних фільтрів при довільних параметрах завад з регулярною поляризацією. В результаті проведених розрахунків виконано оцінку коефіцієнта пригнічення завад та підсумкової дисперсії помехи на виході адаптивного фільтра з врахуванням реальних обмежень.

The analytic expressions, which allow to evaluate the effectiveness of the adaptive polarization filters with arbitrary parameters of the interferences with the regular polarization were obtained. As a result of the conducted calculations, the coefficient of suppression of the interferences and the residual dispersion of the interference at the outlet of the adaptive filter taking into consideration the practical limitations was estimated.

Внедрение в радиотехнические системы адаптивных поляризационных фильтров привело к интенсивным исследованиям их характеристик с учетом ограничений. Так, в [1] проведены исследования эффективности таких фильтров при произвольных характеристиках помех. Полученные результаты установили количественную связь между степенью рассогласования поляризационного базиса помехи и ее коэффициентом подавления. Получены также оценки остаточной дисперсии помехи на выходе поляризационного фильтра от угла рассогласования базиса помехи относительно согласованного поляризационного базиса, когда дисперсии помех в дуально-поляризованных каналах совпадают.

Однако, в реальных условиях функционирования радиотехнических систем существуют и другие ограничения, которые приводят к дополнительному снижению эффективности поляризационных селекторов. Прежде всего, необходимо оценить снижение эффективности фильтрации сигналов на фоне помех с учетом ограничения весовых коэффициентов поляризационного фильтра.

На рис.1 приведена структурная схема объекта исследований - адаптивного поляризационного фильтра, в котором в качестве элемента адаптации используется известный [2,3] автокомпенсатор помех. На рис.1 A_1 и A_2 - дуально-поляризованные антенны, $X(t)$ и $Y(t)$ - помеховые сигналы в каналах приема, $X_\Sigma(t)$ - выходной сигнал X и Σ - перемножители и сумматор.

Рассмотрим случай, когда выполняются условия

$$W_{\max} = W_{\perp \max} = P_{\text{огр}}, \quad (1)$$

т.е. максимальные значения квадратурных составляющих весового коэффициента W_{\max} и $W_{\perp \max}$ ограничены значением $P_{\text{огр}}$.

Анализ корреляционной матрицы сигналов дуально-поляризованных каналов приема показал, что если в качестве исходного выбран согласованный базис $\sigma_{x_0}^2 = \sigma_{y_0}^2$, то при рассогласовании взаимного поляризационного базиса отношение дисперсий помеховых сигналов в каналах приема поляризационного селектора описывается зависимостью

$$\sigma_y^2 / \sigma_x^2 = \frac{1 - (\rho_{x_0 y_0})_{\max} |\sin 2\psi|}{1 + (\rho_{x_0 y_0})_{\max} |\sin 2\psi|}, \quad (2)$$

где $(\rho_{x_0 y_0})_{\max}$ - нормированный коэффициент взаимной корреляции в согласованном базисе, ψ - угол рассогласования поляризационного базиса: $\psi \in [-\pi/4, \pi/4]$.

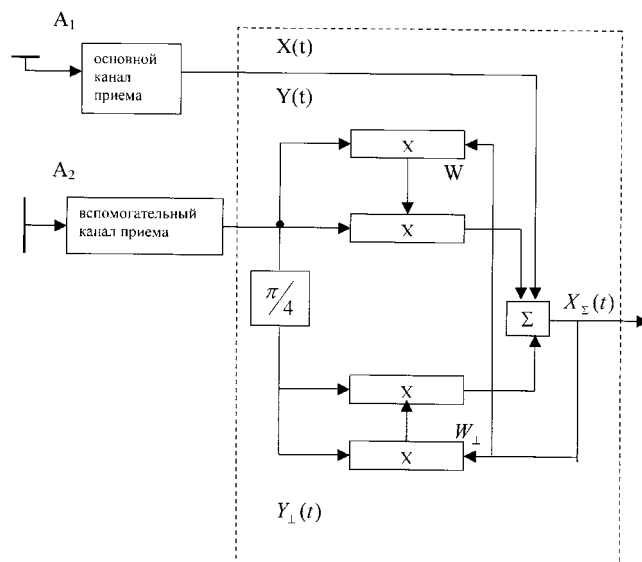


Рисунок 1

Известно, что в установившемся режиме работы адаптивного фильтра квадратурные составляющие весового коэффициента определяются выражениями [2]

$$W = -\rho \cdot \sigma_x / \sigma_y, \quad W_{\perp} = -\rho_{\perp} \cdot \sigma_x / \sigma_y. \quad (3)$$

Из выражений (3), в соответствии с (2), следует, что предельными значениями весовых коэффициентов есть величины 0 и ∞. Очевидно, что в реальных условиях такие значения коэффициентов не могут быть реализованы. Поэтому при оценке эффективности адаптивных поляризационных фильтров необходимо иметь возможность оценивать возможные ограничения весовых коэффициентов.

Подставляя значения квадратурных составляющих коэффициентов взаимной корреляции ρ и ρ⊥ в выражение для коэффициентов подавления помех [2]

$$K_n = -10\lg[1 - |\rho|^2], \quad (4)$$

получим

$$K_n = -10\lg\left[1 - |W|\rho \cdot \sigma_x/\sigma_y + \frac{|W|^2\sigma_y^2}{\sigma_x^2}\right]. \quad (5)$$

В работе [1] показано, что при произвольных поляризационных параметрах помех в линейном базисе нормированный коэффициент взаимной корреляции определяется выражением

$$\rho_{x_0y_0} = \frac{(\rho_{x_0y_0})_{\max} \cos 2\psi}{[1 - (\rho_{x_0y_0})_{\max}^2 \sin^2 2\psi]^{1/2}}. \quad (6)$$

С учетом выражений (2) и (6) из (5) получим:

$$K_n = -10\lg \left[1 - |W| \frac{(\rho_{x_0y_0})_{\max} \cos 2\psi [1 - (\rho_{x_0y_0})_{\max}^2 \sin^2 2\psi]^{1/2}}{[1 - (\rho_{x_0y_0})_{\max}^2 \sin^2 2\psi]^{1/2} [1 + (\rho_{x_0y_0})_{\max}^2 \sin^2 2\psi]} + |W|^2 \frac{1 - (\rho_{x_0y_0})_{\max}^2 \sin^2 2\psi}{1 + (\rho_{x_0y_0})_{\max}^2 \sin^2 2\psi} \right] = -10\lg \left[1 - |W| \frac{(\rho_{x_0y_0})_{\max} \cos 2\psi}{[1 + (\rho_{x_0y_0})_{\max}^2 \sin^2 2\psi]} + |W|^2 \frac{1 - (\rho_{x_0y_0})_{\max}^2 \sin^2 2\psi}{1 + (\rho_{x_0y_0})_{\max}^2 \sin^2 2\psi} \right] \quad (7)$$

или, с учетом того, что

$$|W| = \sqrt{W^2 + W_{\perp}^2}, \quad (8)$$

выражение (7), в соответствии с равенством (1), можно записать

$$K_n = -10\lg \left[1 - 2\sqrt{2}P_{\text{огр}} \frac{(\rho_{x_0y_0})_{\max} \cos 2\psi}{[1 + (\rho_{x_0y_0})_{\max}^2 \sin^2 2\psi]} + 2P_{\text{огр}}^2 \frac{1 - (\rho_{x_0y_0})_{\max}^2 \sin^2 2\psi}{1 + (\rho_{x_0y_0})_{\max}^2 \sin^2 2\psi} \right]. \quad (9)$$

В интервале углов Δψ, где обеспечивается линейный режим работы поляризационного селектора, равенство (1)

не выполняется. В этом случае модуль комплексного коэффициента передачи вспомогательного канала поляризационного селектора в установившемся режиме определяется выражением

$$|W| = \rho_{xy} \cdot \sigma_x/\sigma_y = \rho_{xy} \left[\frac{1 + (\rho_{x_0y_0})_{\max} |\sin 2\psi|}{1 - (\rho_{x_0y_0})_{\max} |\sin 2\psi|} \right]^{1/2}, \quad (10)$$

где ρ_{xy} - значение нормированного коэффициента взаимной корреляции, обусловленное идентичностью каналов приема. При этом выражение (7) упрощается и принимает вид

$$K_n = -10\lg \left[1 - \frac{(\rho_{x_0y_0})_{\max}^2 \cos^2 2\psi}{1 - (\rho_{x_0y_0})_{\max}^2 \sin^2 2\psi} \right]. \quad (11)$$

На рис. 2 приведены зависимости коэффициента подавления стационарной активной помехи от угла рассогласования взаимного базиса ψ.

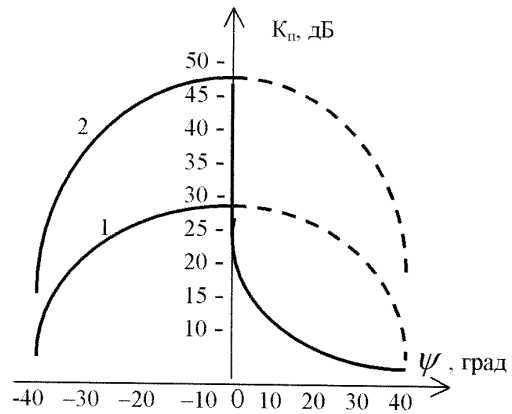


Рисунок 2

Расчет выполнен для относительных интенсивностей поляризованных составляющих помеховых сигналов в каналах приема при согласованном базисе равных 30 и 50 дБ (кривые 1 и 2). Уровень ограничения действительной и мнимой составляющих коэффициента передачи вспомогательного канала P_{огр} = 1.

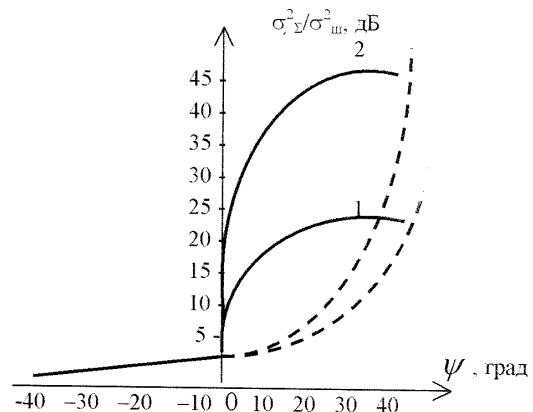


Рисунок 3

Пунктиром на рис.2 показана эффективность поляризационного селектора без учета ограничения весовых коэффициентов (по результатам работы [1]).

Из рис. 2 следует, что рассогласование базиса, при котором происходит ограничение коэффициента передачи вспомогательного канала поляризационного селектора, приводит к резкому уменьшению коэффициента подавления помех. Это обуславливает значительный рост остаточной дисперсии помехи на выходе поляризационного селектора (см. рис. 3). Для сравнения, пунктирными линиями показана остаточная нормированная по собственным

шумам дисперсия помехи на выходе поляризационного фильтра без учета ограничения весовых коэффициентов.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Пиза Д.М. Эффективность адаптивных поляризационных фильтров при произвольных параметрах помех // Проблемы управления и информатики. - Вып.3, 1998. - с. 110-114.
2. Джули Д. Поляризационное разнесение в радиолокации. ТИИЭР, т.74, №2, 1986. - с. 6-34.
3. Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. - М.: Радио и связь, 1981. - 416 с.

УДК 621. 372. 8

МОДЕЛЬ РЕКУРРЕНТНОЙ АДАПТАЦИИ ДИССИПАТИВНЫХ ПРОЦЕССОВ ПРИ ОЧИСТКЕ НЕФТИ

А.Н.Щербаков

Рассматриваются пути повышения эффективности управления динамическими системами технологических установок цеха подготовки нефти. Предложенная рекуррентная модель обеспечивает стабилизацию диссипативных процессов и простую интерпретацию в микропроцессорные сети управления.

Розглядаються шляхи підвищення ефективності керування динамічними системами технологічних установок цеха підготовки нафти. Запропонована рекуррентна модель забезпечує стабілізацію дисипативних процесів та просту інтерпретацію до мікропроцесорних мереж керування.

Presented are the ways for increasing the efficiency control for dynamic systems technological plants the department preparing oil. Propose model guarantee stabilization process and simple interpretation in microprocessor nets.

ВВЕДЕНИЕ

Процесс очистки сырьевой и получения товарной нефти обеспечивает цех подготовки нефти (ЦПН), содержащий ряд установок технологического оборудования (ТО), рассредоточенного по предприятию. Характерным для ЦПН является: высокая мощность, непрерывность потока, изменение сырья, номенклатура качества, вариантность технологий, сложность и взаимосвязь ТО.

Проблемы стратегического управления, планирования, экономики, а также контроля и управления ТО решаются при помощи рассредоточенной информационно-управляющей системы (РИУС), охватывающей своим решением все системные задачи ЦПН. В архитектуре РИУС (рис.1) каждый уровень иерархии компьютерных сетей имеет свою направленность и специализацию для решения определенного класса задач.

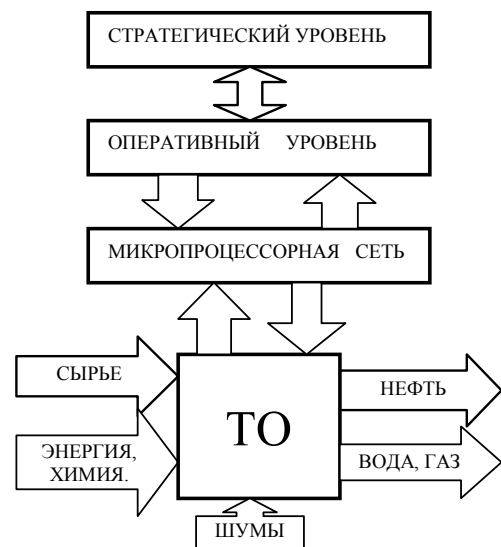


Рисунок 1 - Уровни иерархии РИУС

Уровень автоматического управления и контроля базируется на сети микропроцессорных контролеров (МК), которые через каналы наблюдения и управления непосредственно воздействуют на ТО, выполняя жестко зашитую в постоянную память интерпретированную программу модели поведения. Модель поведения отражает конкретную стратегию σ , представленную алгоритмом управления. Целями оптимального управления σ часто выступают стабилизационные требования, устойчивости и (или) обеспечения экстремальных значений целевой функции $W(\sigma) = \sup W(\sigma)$ для максимума или $W(\sigma) = \inf W(\sigma)$ для минимума. Воздействие стратегии МК на ТО протекает при дискретном времени $t=0, 1, 2, \dots, N$ в последовательности схемы, приведенной на рисунке 2. Производится измерение свойств x_i ТО по каналу

наблюдения системы данных, определяется очередной вектор управления u_i и, при его воздействии, происходит смена состояний ТО с S_i на S_{i+1} .

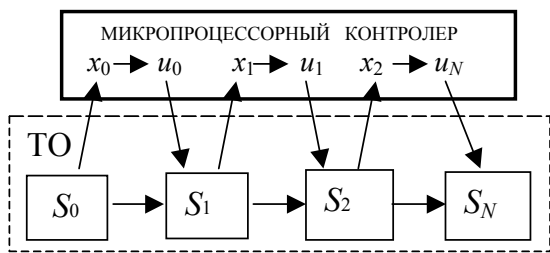


Рисунок 2 - Смена состояний ТО

Однако, не все свойства ТО доступны к наблюдению, в том числе и случайные возмущения. В условиях неопределенности, используют методы адаптивной идентификации, приближающие модель к реальному ТО.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Значительную часть процессов ТО можно объединить в подкласс управления с устойчивой стабилизацией в предельно ограниченной области. Такие модели относят [1] к диссипативным, у которых все решения $F=f(x,u,t)$ определены при $t_0 \leq t < \infty$. При этом, на всей оси времени существует ограниченная область D асимптотически устойчивых решений, попадая в которую, они стабильно в ней остаются до окончания процесса, т. е. $\lim|x| \leq D$.

К таким процессам можно отнести, например, получение и удержание в течении длительного времени определенных концентраций химреагентов при определенных температурных режимах, давлениях и других наблюдаемых свойствах при очистке нефти от углеводородных примесей. Можно привести и другие примеры: при обезвоживании, электродегидрации, газосепарации.

В работе поставлена цель - определить такую математическую модель, чтобы она не только хорошо, реально отражала ТО, обеспечивала стабилизацию диссипативного процесса при оптимальных целевых функциях, но и не была слишком сложной для ее интерпретации в сети микропроцессорных контролеров.

Наиболее исследованы процессы ТО параметрических линейных моделей [2,3]. Так, в [3] используется материальный баланс продуктов разделения при истинных температурах кипения (ИТК). Модель представлена линейными дифференциальными уравнениями с вещественными коэффициентами $Fdx = Ddx + Wdx$, где Ddx , Wdx - дифференциальные фракции разделения продуктов нефти в режиме ИТК.

Однако, исследованные модели не затрагивают вопросов адаптации, стабилизации диссипативных процессов ТО, а сложность вычислений делает интерпретацию их в микропроцессорные сети РИУС проблемной.

МОДЕЛЬ РЕКУРРЕНТНОЙ СТАБИЛИЗАЦИИ

Широкий класс ТО можно представить моделью в функциональном виде

$$X=f(t, x_t, u_t), \quad (1)$$

где X - вектор пространства состояний динамической системы;

$x_t=\{x_0, x_1, \dots, x_n\}$ - вектор множества переменных наблюдаемых свойств системы относительно момента времени t_i , $i=0, 1, 2, \dots, N$;

$u_t=\{u_0, u_1, u_2, \dots, u_m\}$ - вектор пространства управлений, представленный множеством управляющих воздействий;

$f=\{f_0, f_1, \dots, f_p\}$ - вектор аргумента (t, x_t, u_t) пространства функций.

При этом, $t \in R_1$, $x_t \in R_n$, $u_t \in R_m$, где R_1 , R_n , R_{m-1} , n , m -мерные евклидовы пространства, а их декартово произведение $F: R_1 \times R_n \times R_m \Rightarrow R_p$ отображает пространство функций.

Определим на R_n область D^* оптимальных значений x^* при соответствующем управлении u . Учитывая непрерывность, гладкость динамической модели (1), будем определять δ - допустимую погрешность описания $f(x^*, u)$ из условия максимальной разности оптимальных значений модели и реальной системы

$$\sup \|f(x^*, u) - [f(x_0, u) + (\partial f / \partial x^*)^T \Delta x_{(x_0, u_0)} + (\partial f / \partial u^*)^T \Delta u_{(x_0, u_0)}]\| \leq \delta, \quad (2)$$

где $\Delta x = x_t - x_0$, $\Delta u = u_t - u_0$, $x_0, u_0 \in D^*$. Тогда, предположив, что период наблюдений $T=t_i - t_{i-1} \rightarrow 0$, можно представить модель системой линейных дифференциальных уравнений с линеаризованной зависимостью $A(t)$, $B(t)$

$$\Delta X_t' = A(t, x_p, u_t) \Delta x_t + B(t, x_p, u_t) \Delta u_t, \quad (3)$$

где A , B - операторные матрицы. Переходя от операторов к элементам их матриц a_{ij} , b_{ij} - линейно изменяющимся коэффициентам и учтя случайные шумы канала наблюдения $\xi(t)$, получим модель динамического процесса с последствием, представленной системой линейных разностных уравнений

$$x_t = \sum a_i x_{t-i} + \sum b_i u_{t-i} + \xi(t). \quad (4)$$

Такие модели, в качестве первого приближения, используются при идентификации дискретных динамических систем [4].

Определим к уравнению (4) начальные условия. Исходя из диссипативности процесса, введем ограничения на параметры управления $u_t \in D_u$, и на значения свойств $x_t \in D_x$. Это означает, что любое решение уравнения (4) при достаточно больших t удовлетворяет неравенству $|x_t| \leq D_x$, попадая в фиксированную ограниченную

область близких к оптимальным x_t^* , процесс устойчиво стабилизируется и остается в ней. Введем ограничение и на случайное возмущение $|\xi(t)| \leq r$. Оно заранее неизвестно, не наблюдаемо но предполагается, что на управление не оказывает существенного влияния, если выполняется неравенство $|x_t| \geq r$. Перепишем уравнение (4) в более простом виде

$$x_t = a_1 x_{t-1} + \dots + a_l x_{t-l} + b_1 u_{t-1} + \dots + b_l u_{t-l} + \xi(t), \quad (5)$$

где $t=0,1,2,\dots,N$, а функции x_{t-i} , u_{t-i} для каждого i -го момента времени t пусть будут представлены конечными разностями первого порядка:

$$x_0 = (a_1 x_1 - a_0 x_0) + (b_1 u_1 - b_0 u_0),$$

$$x_1 = (a_2 x_2 - a_1 x_1) + (b_2 u_2 - b_1 u_1),$$

.....

$$x_l = (a_l x_l - a_{l-1} x_{l-1}) + (b_l u_l - b_{l-1} u_{l-1}).$$

Выберем управление из условия равенства значений переменных соответствующему управлению, т. е.

$$a_1 x_{t-1} + \dots + a_l x_{t-l} = b_1 u_{t-1} + \dots + b_l u_{t-l}. \quad (6)$$

Это возможно, если принять $|x_t| = |\xi(t)| \geq r$.

Основываясь на выбранном алгоритме (6), будем искать решение к задаче адаптивного управления. Для этого введем следующие обозначения:

$v_t = (x_t, \dots, x_{t-l+1}; u_{t-l}, \dots, u_{t-l+1})$ - вектор из предшествующих управлений и состояний;

$\tau^\circ = 1/b_1(-b_2, \dots, b_l; a_1, \dots, a_l)$ - вектор из коэффициентов разностного уравнения. Тогда процедура управления (6) примет вид $u_t = |v_t; \tau^\circ|$, здесь скобки обозначают скалярное произведение векторов, τ° - начальное значение. Подставив это в (5) и преобразовав, получим

$$x_{t+1} = b_1 [u_t - |v_t, \tau^\circ|] + \xi(t). \quad (7)$$

Адаптивность управления подразумевает, что в уравнении (5) коэффициенты a_i , b_j неизвестны. Обозначим через τ_t - вектор с $2l+1$ коэффициентами, полученными к моменту $t = (l+1)T$, где T шаг дискретной сетки времени. Выберем управление, как функцию оценок прошлого $u_t = |v_t, \tau_t|$ и, подставляя в (7), получим

$$x_{t+1} = b_1 |v_t, \tau_t - \tau^\circ| + \xi(t). \quad (8)$$

Вектор τ_t служит решением уравнения (8) Исходя из условия диссипативного управления $|x_{t+1}^*| \leq D_x$ и

подставляя его в (8), получим модель диссипативного процесса ТО

$$b_1 |v_t, \tau_t - \tau^\circ| + \xi(t) \leq D. \quad (9)$$

Неравенство (9) может быть решено, если сделать предположения исходя из априорных исследований объекта:

- известен знак $\text{sign} b_1$;

- принято ограничение $0 < b_1 < \beta$, где β априорно известное число;

- определитель матрицы ограничен $0 \leq \|v_t\| \leq \eta$;

- существует вектор τ^* и число $\varphi \in [0, 1]$, когда справедливо неравенство $b_1 |v_t, \tau^* - \tau^\circ| + \xi(t) \leq \varphi D$.

Тогда неравенство (9) можно решать по рекуррентной процедуре

$$\tau_{t+1} = \tau_t - v_t (1 - \varphi) / \|v_t\|^2 \beta \text{sign} b_1, \text{ если } |x_{t+1}| \geq D; \quad (10)$$

$$\tau_{t+1} = \tau_t, \text{ если } |x_{t+1}| \leq D. \quad (10a)$$

РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЯ

Начиная с некоторого момента времени t^* , все неравенства (9) будут удовлетворяться, если обеспечить выполнение принятого ранее условия $\|v_t\| \leq \eta$, которое ограничивает не только x_t , но и управление $|x_t| \leq \eta$, $|u_t| \leq \eta$. Для этого необходимо в момент нарушения этих неравенств обеспечить переключение функционирования по алгоритму (10) и перейти к процедуре (10a), задав значения x_t , u_t меньше предписанных ограничений. Процесс повторится до следующего нарушения неравенства (9). Число нарушений n можно оценить по квадратичной разности $n \leq ((\tau^* - \tau^\circ) \beta \eta / r D)^2$. Оно конечно, а быстросходящаяся рекуррентная процедура (10) обеспечивает диссипативность управления.

ВНЕДРЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ

Математическая модель (9) рекуррентной адаптации диссипативных процессов дискретных динамических систем опробована при проектировании алгоритмов функционирования ТО сепарации нефти при управлении межфазным уровнем нефти и воды, уровнем температуры и давления для установок ЦПН Гнединцевского газоперерабатывающего завода с объемом подготовки нефти более 3,0 млн. т/год.

При разделении исходного сырья на нефть, газ и воду, в сепарационном отсеке используют подогрев смеси до критических температур t_k° фракционной разгонки, выдержки определенных межфазных уровней и давлений компонент. Схема процесса сепарации представлена на рисунке 3.

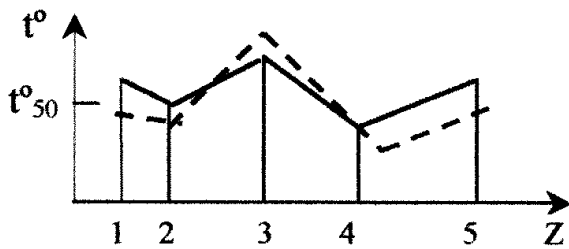


Рисунок 3 - Схема сепарации нефти

Для качественного отбора нефти, обычно используют несколько точек из диапазона температур ИТК. К ним относятся точки начала кипения t_0° , температуры 10%, 50%, 90% и 100% разгонки фракций. При этом, оптимальным является относительно узкий диапазон температур, при которых функция извлечения $W(\sigma)$ продукта нефти Δg из сырья $\Delta \Psi$ максимальна.

На рисунке 4 приведены сравнительные показатели диссипативности процесса по результатам экспериментальных опытов и рассчитанных по модели для критических точек ИТК 50% разгонки, где Z - количество опытов.

Полученный алгоритм не только выполняет адаптивную стабилизацию диссипативных процессов, но и является удобным для интерпретации модели в микропроцессорной сети управления ТО. Путем моделирования определяются и вводятся в МК уставки эталонных значений свойств

переменных для технологической области D , оптимальной D^* и аварийной D^a . По определению разности текущих значений и эталонных, МК выработывает управление в соответствии с рекуррентной процедурой.

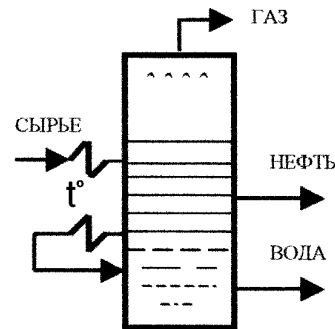


Рисунок 4 - Температурный показатель фракционного извлечения нефти

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Основы моделирования сложных систем/Под общ. ред. И.В.Кузьмина. - К.: Вища школа, 1981г. - С. 66-74.
2. Г.М.Бакан. Автоматизированная система управления технологическим процессом первичной переработки нефти. - К.: Институт кибернетики. АНУ, 1977г. - С.26-35.
3. Автоматизация нефтеперерабатывающих производств: сб. НТ ЦНИИКА, 1982г. - С.20-25.
4. А.Н.Сильвестров. Многократно адаптивные системы идентификации. - К.: Техника, 1983г. - С.19-31.

II. ІНФОРМАТИКА

УДК 681.32

A PARALLEL ALGORITHM FOR SOLVING CONVEX HULL PROBLEM IN IMAGE PROCESSING

Mitica Craus, Mihai Horia Zaharia, Ileana Hamburg

In this paper some results of a cooperation between the University of Iasi Romania and the Institut Arbeit und Technik, Gelsenkirchen, Germany about the development of simple parallel algorithms for convex hull problems are presented which can be used also in graphically-oriented Web-based learning environments.

Представлены результаты совместной работы Ясского Университета (Румыния) и Института Работы и Техники (Гельзенкирхен, Германия) по разработке простых параллельных алгоритмов для проблем выпуклых оболочек, которые могут быть использованы в графически-ориентированных обучающих веб-приложениях.

1. INTRODUCTION

The use of multimedia, the Internet and the Web for education is one of the requirements of modern forms of training in order to meet the qualification needs of a knowledge-based society. In recent years, an explosion in the use of digital images (also as a consequence of cheap digital cameras) on the Web-based learning environments took place. As a result, digital image processing has become ubiquitous also in this field and the need for simple and fast programs for it increases.

One geometric structure of primary importance in recognizing patterns in image processing is the convex hull. Many algorithms solving problems of detecting and enumerating extreme points (edge) of the convex hull of a set of planar points for serial models of computations exist, but few for parallel ones.

Parallel computers provide the possibility of substantial improvements in the running time of algorithms, allowing larger problems to be solved in a feasible amount of time.

In this paper we present a very simple parallel algorithm for the convex hull problem which has been developed at the technical University of Iasi within a German-Romanian cooperation about the development of multimedia-based training programs.

2. IMAGE PROCESSING AND PARALLEL ALGORITHMS

Image processing is a very broad field with many applications in science industry and recently in graphically-oriented education environments. One important aspect in digital image processing is the pattern recognition. This domain virtually has no limit in applicability beginning from simple form recognition to complex analysis as hand writing, biological cell classification or geographic transform analysis

(space taken images). The robotic technologies also need more and more accuracy in pattern recognition. A typical problem is to extract from a large image only the desired section. This will improve the recognition and analysis performance if it is done well. In Figure 1 a general scheme for image processing is presented.

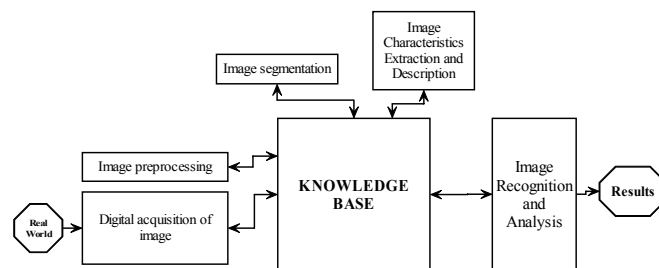


Figure 1 - Image processing flow

The depicted flow can be soon interrupted at any point when the application nature requires only partial results. The real solution usually is a simplified version of that scheme because the processing time is an important parameter in many cases. The geometric characteristic extraction phase is taken in most cases. There are many specialized algorithms in edge detection. The most used are Marr Hildreth or Canny methods. Unfortunately, those imply large amounts of computation [2]; the convex hull generation can be used in earlier separation stages with good results. A particular method derived from convex hull - named the smallest enclosed box - can be used with good results in typed text recognition. Convex hull also requires computational power but the specific operations set is a simple fact that makes it more suitable for hardware design. Due to the advantages of parallel approaches, the development of efficient parallel algorithms for convex hull computation is becoming an active area of research. In this paper a new, simple parallel algorithm for solving the planar (2D) convex hull problem is presented.

3. A PARALLEL ALGORITHM FOR THE CONVEX HULL PROBLEM

The planar convex hull problem can be formulated as fol-

lowing: given a set V of n points in a plane, find which of them lie on the perimeter of the smallest convex region that contains all points. This ordered set of points determine the convex hull (V) of V [1]. It is clear that from the image processing point of view we have to extract a subset of points before the use of the algorithm. The used selector usually is a linear function of point color, so that it can be neglected at this time. The selector can implement the vicinity concept (the most representative for a smallest zone), but that will not affect the method.

As e before already mentioned, the input data for our algorithm is the set $V = \{(x_i, y_i), \text{ where } i = 1 \dots n \text{ of points } P_i\}$. A local reference system must be taken into account in order to create an ordered relation in that set. This can be made by selecting four points that represents the maximum and minimum onto orthogonal system as being presented in Figure 2.

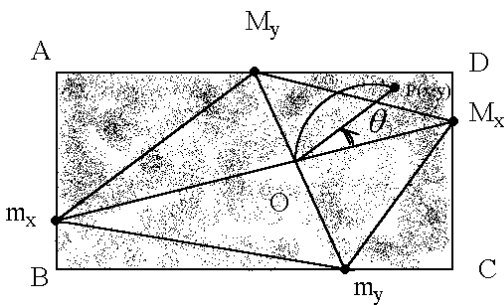


Figure 2 - Convex hull algorithm - first two steps

The four points are generated as follows:

$$\begin{aligned} \max x_x(\text{cartesian } V) &\Rightarrow M_x(x_{xM}, y_{xM}) \\ \max x_y(\text{cartesian } V) &\Rightarrow M_y(x_{yM}, y_{yM}) \\ \min x_x(\text{cartesian } V) &\Rightarrow m_x(x_{xm}, y_{ym}) \\ \min y_y(\text{cartesian } V) &\Rightarrow m_y(x_{ym}, y_{ym}). \end{aligned} \quad (1)$$

In the second phase all Cartesian coordinates are transformed into their polar equivalence relative to a coordinate system with the origin O and the abscise OM_x , as being presented in (2).

$$V_{\text{cartesian}} \Rightarrow V_{\text{polar}} = P_i = (p_i, \theta_i), \text{ where } i = 1 \dots n. \quad (2)$$

In the third step the resulted set must be ordered by angle measure θ_i . At this point a series of considerations must be made. It is known that there are many efficient sorting parallel algorithms. Unfortunately they are dependent on the target machine architecture, which is the main reason for a clear selection of the algorithm used in sequence sorting. As a possible good selection we mention the Batcher sorting algorithm also known as bitonic merge sorting [4]. Even a hypercube topology [5] is best fit for its implementation, emulation in the form of cub connected cycles or shuffle exchange will increase the possibility of hardware implementation of the new proposed algorithm even in systolic approach. Due to the presented motives, we consider the best selection for sorting algorithm the Batcher solution.

Let us assume that $A[0:n-1]$ is the entry unsorted data table, d is a flag for setting the order direction ($d=0$ means ascending) and also the Compare Exchange(a,b,d) a function for comparing and sorting two numbers in ascending or descending order (depending on d value). Under that assumptions the bitonic sort algorithm is presented as follows:

```

BitonicMergeSort (A[i:i+b-1], d)
begin
if b=2 then (A[i],A[i+1])Я CompareExchange (A[i],A[i+1],d)
else
begin
BitonicMergeSort (A[i:i+b/2-1], 0);
BitonicMergeSort (A[i+b/2:i+b-1], 1);
BitonicMerge (A[i:i+b-1], d);
end;
end;

BitonicMerge (A[i:i+b-1], d)
begin
if b=2 then
(A[i],A[i+1])Я CompareExchange (A[i],A[i+1],d)
else
begin
for each j:0 J j J b/2 par do
begin
(A[i+j],A[i+b/2+j])Я CompareExchange (A[i+j],A[i+b/2+j],d);
BitonicMerge (A[i:i+b/2-1], d);
BitonicMerge (A[i+b/2:i+b-1], d);
end;
end;
end;
end;
    
```

As an orderly result we have the sequence depicted in (3) and (4) where a detailed form is given in order to see the positions for the max and min pre-selected points in the set.

$$V_{\text{polar}}^{\text{sorted}} = \left\{ \begin{matrix} P_{i_k} \\ (p_{i_k}, \theta_{i_k}) \end{matrix}, \text{ where } k= 1 \dots n \right\}, \quad (3)$$

$$V_{\text{polar}}^{\text{sorted}} = \left[\begin{matrix} m_x P_{j_1} P_{j_2} \dots m_y P_{j_k} \dots M_x P_{j_m} \dots M_y P_{j_v} \\ (p_{xm} \theta_{xm}) \dots (p_{ym} \theta_{ym}) \dots (p_{xm} \theta_{xm}) \dots (p_{ym} \theta_{ym}) \end{matrix} \right]. \quad (4)$$

In Figure 1 it can be observed that there are four distinct triangles outside the polygon created by the four max/min points. It is clear that the analysis must continue only in those zones. So the procedures are called as follows:

- ConvexHull_intoTriangle(A,mx,My);
- ConvexHull_intoTriangle(B,mx,my);
- ConvexHull_intoTriangle(C,my,Mx);
- ConvexHull_intoTriangle(D,My,My);

Obvious, they will be executed in parallel on an adequate machine.

Let us analyze how this procedure works on the first triangle by an example.

In fact this solving convex hull problem can be viewed as an iterative step solution where at each step a better-enclosed area approximation is made. This is main idea applied in triangle analysis. First, all distances from $m_x M_y$ to the triangle-enclosed points must be computed. After that the higher point, let consider P_M to be the one, must be selected. After that, the proce-

ture is recursively applied as being presented in the Figure 3.

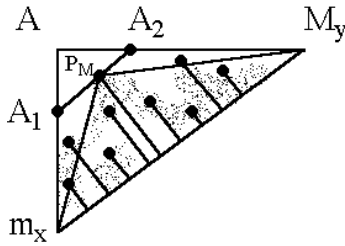


Figure 3 - Analyzed triangle

The pseudocode is also presented as follows:

```
ConvexHull_intoTriangle(A,mx,My)
begin
for every point enclosed in the triangle compute in parallel ;
applying a parallel algorithm, compute ;
if (d(PM)>0) then
begin
ConvexHull_intoTriangle(A,mx,PM);
ConvexHull_intoTriangle(A,My,PM);
end;
end.
```

In order to compute the maximal distance a parallel algorithm is needed. A classical algorithm is proposed because it supports some improvements in order to reduce the number of used processors. By using the tree-computing paradigm, it results an $O(\log(n))$ complexity [3]. The algorithm assumes that the input set is stored in the second part of a vector A of dimension $2n$. The algorithm works only if $n=2^m$. This is not a problem because if the input set does not entirely cover the second part of the vector A , the uncovered part can be filled with a value small enough to not affect the result.

```
MaxVect(A,n)
begin
for k=m - 1 down to 0 do
for each j:2k j J 2k+1 - 1 par do
A[j]R max(A[2j], A[2j+1])
end;
```

The algorithm improvement can be made by the use of the next observation. At every step l where $l = 0 \dots m - 1$ only $n/2^l$ processors are active. These suggest that the number of processors can be reduced without affecting the algorithm complexity. If we suppose that $p \geq n/2$, the n element set can be partitioned into p sub-sets as follow. The first $p - 1$ sub-sets will contain $k = \lfloor n/p \rfloor$ elements and the last one has $n - (p - 1) \cdot \lfloor n/p \rfloor$ elements. A processor will be associated to new generated sub-sets. Each processor will solve the problem in $\lfloor n/p \rfloor - 1$ time units. As they work in parallel the initial problem is reduced to a p - dimension similar problem, which can be solved using balanced tree technique (initial method) in $\log(p)$ time units.

The elapsed time can be approximated to $\lfloor n/p \rfloor - 1 + \log(p)$ and if we consider $p = n/(\log(n))$ then $\lfloor n/p \rfloor - 1 + \log(p) \cong 2 \cdot \log(n) - 1 - \log(n) \in O(\log(n))$.

4. COMPLEXITY ANALYSIS

The sorting operation is a preprocessing step that needs $O(\log^2(n))$ parallel time and $O(n)$ processors. The ConvexHull_intoTriangle algorithm will be applied in parallel to the initial four triangles. The number of necessary processors is $O(n)$. The ConvexHull_intoTriangle algorithm has the recursion depth from $\log(n)$ to n . It depends on the $d(P_M)$ values. If $d(P_M) > 0$ is fullfield at each level of the recursion, the depth is $\log(n)$. It results that the triangles corresponding to a recursion level, will split in two new triangles, which means that the number of extreme points (the points that form the convex hull) will doubled during a recursion step. So, in $\log(n)$ parallel steps, the convex hull is computed. Because of the fact that the Max operation needs $O(\log(n))$ parallel time, the entirely algorithm will end in $O(\log^2(n))$ parallel time. This case is that of an uniform distribution of the image points. This is an ideal distribution but the real distribution can be approximated with an uniform one.

The worst case appears when only one new extreme point is reached for every level of the recursion. In this case, the algorithm recursion depth is n . This means that only one triangle will be splitted in a recursion step. The other triangles will have no points. This situation is an extreme one, because it can appear only if the points have a distribution similar to a set converging to a point. As it was observed already before, this can be avoided by using a judicious selection of input points.

5. CONCLUSION

In this paper an algorithm was given which offers a new chance for hardware design in order to create dedicated structures or even chips that can implement a convex hull solution. This is of interest today when lower costs for design or even implementation led to many classic and complex specific software algorithms "to be wired". The parallel time complexity of $O(\log^2(n))$ (in most cases) is also a good reason for adopting this new way of complex hull problem solving. The use of a point pre-selection phase can dramatically increase the performances without losing too much essential data.

6. REFERENCES

1. Miller R., Boxer L: Algorithms - Sequential & Parallel, Prentice Hall, New Jersey, (2000).
2. Wilkinson, B., Allen, M.: Parallel Programming: Techniques and Applications, Prentice Hall, Upper Saddle River, New Jersey (1999).
3. Gibbons A.; Rytter W.: Efficient Parallel Algorithms, Cambridge University Press (1988).
4. Bilardi G., Preparata: An Architecture for Bitonic Sorting with Optimal VLSI Performances, IEEE Transaction on Computers, vol. 35(7), pg. 646-651, (1984).
5. Leighton, F.T.: Introduction to Parallel Algorithms and Architectures: Arrays, Trees, Hypercubes, Morgan Kaufman (1992)

МЕТОДЫ МНОГОМЕРНОГО АНАЛИЗА ДАННЫХ В ЗАДАЧАХ ОЦЕНКИ КАЧЕСТВА ОБРАЗОВАНИЯ

О.Г.Берестнева, О.В.Марухина

The potential of multivariate statistics analysis usage was investigated. In particular, the factor and cluster analyses were used for systematic curriculum consideration in compliance with quality standards. The high productivity of this methodic was showed on a real data for the educational quality rating.

Исследована возможность использования многомерного статистического анализа, в частности, факторного и кластерного анализов, для оценки учебных дисциплин с точки зрения качества. На примере реальных данных проиллюстрирована высокая эффективность данного подхода для оценки качества образовательного процесса.

ВВЕДЕНИЕ, ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Проблема оценки качества образовательной деятельности является традиционной задачей. Под качеством образовательной деятельности авторы понимают способность предлагаемых в учебном процессе услуг удовлетворять запросам обучаемых. Это позволяет исследовать проблемы качества многомерно.

Один из аспектов определения качества образовательной деятельности - оценка учебных дисциплин - исследовался нами через выявление отношения студентов к преподаваемым учебным предметам: выявление наиболее и наименее "привлекательных" учебных дисциплин, их основных характеристик [1,2].

Для измерения была выделена целевая группа студентов IV курса факультета Автоматики и вычислительной техники Томского политехнического университета. Всего в исследовании приняли участие 105 человек. Уровень надежности и точности, который обеспечивает данная выборка, является приемлемыми, а объем выборки (105 человек) - статистически значимым [1,3].

Исследование проводилось на основе составленной анкеты, структура которой включает следующие блоки: Основной задачей исследования было:

1 блок - вводный. Оценка состава респондентов;

2 блок - выявление общих предпочтений целевой группы. Оцениваемые учебные дисциплины были разбиты на три группы: общие, специальные и гуманитарные;

3 блок - выявление общего удовлетворения обучением в данном вузе (количество студентов в группе, расписание, аудитории, и другие факторы, влияющие на обучение: лень, плохое здоровье, не интересно, плохое питание, материальное положение, работа, дополнительное образование) [2,4].

МЕТОДЫ РЕШЕНИЯ

Обработка результатов анкетирования проводилась с использованием методов многомерного анализа данных.

Кластерный анализ

Кластерный анализ был выбран потому, что позволяет группировать переменные (показатели) в классы (кластеры) на основе единой меры, охватывающей ряд признаков, вскрывать глубинные внутренние связи между различными явлениями, внешне отстоящими далеко друг от друга.

Критерий качества кластеризации в той или иной мере отражает следующие неформальные требования:

а) объекты внутри групп должны быть тесно связаны между собой;

б) объекты разных групп должны быть далеки друг от друга;

в) распределения объектов по группам при прочих равных условиях должны быть равномерными.

Требования а) и б) выражают стандартную концепцию компактности классов разбиения; требование в) состоит в том, чтобы критерий не навязывал объединения отдельных групп объектов.

Алгоритмы кластерного анализа отличаются большим разнообразием. На первом этапе задается начальное (возможно, искусственное или даже произвольное) разбиение множества объектов на классы и определяется некоторый математический критерий качества автоматической классификации. Затем, на втором этапе, объекты переносятся из класса в класс до тех пор, пока значение критерия не перестанет улучшаться.

Наибольшее распространение в популярных статистических пакетах получили две группы алгоритмов кластерного анализа: иерархические агломеративные методы и итеративные методы группировки [5,6].

Для удобства большинство программ агломеративно-иерархических методов по окончании работы могут предоставить для просмотра два основных графика. Первый график называется дендрограммой (от греческого dendron - дерево), отражающий процесс агломерации, слияния отдельных наблюдений в единый окончательный кластер. Этот график схематично напоминает дерево, за что и получил такое название.

Вертикальная ось такого графика представляет собой ось межкластерного расстояния, а по горизонтальной оси отмечены номера объектов - случаев (cases) использованных в анализе. Для анализа данных в работе использовались известные статистические пакеты: STATISTICA 5.5, SPSS for Windows 10.0.

На рис.1 представлена дендрограмма, построенная на основе данных анкетирования студентов IV курса АВТФ ТПУ.

C_1 - C_26 - объекты кластеризации (изучаемые предметы), расшифровка обозначений приведена в табл. 1. Признаки объектов кластеризации приведены в табл. 2.

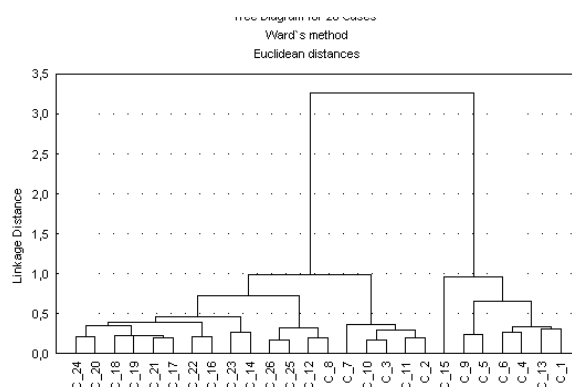


Рисунок 1 - Дендрограмма, построенная по результатам анкетирования студентов IV курса АВТФ ТПУ

Таблица 1 - Объекты кластеризации

Учебные дисциплины	Код	Учебные дисциплины	Код
Базы данных и экспертные системы	C_1	Безопасность жизнедеятельности	C_14
Геометрия и алгебра	C_2	Иностранный язык	C_15
Дифференциальные уравнения	C_3	История	C_16
Информатика	C_4	Культурология	C_17
Информационные технологии	C_5	Политология	C_18
Компьютерная графика	C_6	Правоведение	C_19
Математический анализ	C_7	Психология и педагогика	C_20
Основы теории случайных функций	C_8	Социология	C_21
Практикум на ЭВМ	C_9	Философия	C_22
Теория вероятностей и мат. статистика	C_10	Экология	C_23
Физика	C_11	Экономика	C_24
Численные методы	C_12	Элективные курсы по истории и культурологии	C_25
Языки программирования и методы трансляций	C_13	Элективные курсы по философии	C_26

Таблица 2 - Признаки объектов кластеризации

RED	Ассоциация с красным - четко выраженные эмоции: активность, интерес, побуждение
YELLOW	Ассоциация с желтым - безусловное восприятие, комфорт
GREEN	Ассоциация с зеленым - интерес, поиск смысла для себя, полезности
MAGENTA	Ассоциация с фиолетовым - поиск необычного в новой информации, сложное восприятие
BLUE	Ассоциация с синим - основательность, надежность, прочность
BROWN	Ассоциация с коричневым - стабильность, консерватизм, жесткость позиции, ригидность, жесткость структуры мышления
GREY	Ассоциация с серым - невыраженное отношение, неясность, неопределенность, "все равно"
BLACK	Ассоциация с черным - отрицание, отторжение, негативное восприятие
WHITE	Ассоциация с белым - невыраженное восприятие
VOPR2	Заинтересованность
VOPR3	Необходимость изменения
VOPR4	Недостаточность литературы и пособий
VOPR6	Отсутствие интереса
VOPR7	Трудность изучения
THEORY%	Недостаточно теории
PRACTIC%	Недостаточно практики

Таблиця 2 - Признаки об'єктів кластеризації

TP%	Недостаточно теории и практики
NORMA%	Дисциплина включает достаточное количество часов
VOPR9	Недостаточность наглядных пособий
VOPR10	Желание иметь раздаточный материал
VOPR11	Высокий уровень знаний
VOPR12	Низкий уровень знаний
VOPR13	Желание преподавать данную дисциплину

Все учебные дисциплины по исследуемым признакам можно разбить на 4 кластера. Для уточнения результата были проведена кластеризация по методу K -средних.

Число искомых кластеров задавалось равным 4. В

первом столбце - список переменных, далее идут суммы квадратов (SS) и степени свободы (df), затем F -критерий Фишера и в последнем столбце - достигнутый уровень значимости " p " (табл. 3).

Таблиця 3 - Анализ переменных

№	Переменные	Сумма квадратов SS	Степень свободы df	Сумма квадратов SS	Степень свободы df	F-критерий Фишера	Достигнутый уровень значимости p
1	Активность, интерес, побуждение	0,005	3	0,039	22	1,036	0,396
2	Безусловное восприятие, комфорт	0,007	3	0,024	22	2,269	0,109
3	Интерес, поиск смысла для себя, полезности	0,036	3	0,065	22	4,031	0,020
4	Поиск необычного в новой информации, сложное восприятие	0,001	3	0,017	22	0,448	0,721
5	Основательность, надежность, прочность	0,033	3	0,029	22	8,370	0,001
6	Стабильность, консерватизм, жесткость позиции, ригидность, жесткость структуры мышления	0,006	3	0,024	22	1,836	0,170
7	Невыраженное отношение, неясность, неопределенность, "все равно"	0,031	3	0,049	22	4,646	0,012
8	Отрицание, отторжение, негативное восприятие	0,029	3	0,029	22	7,468	0,001
9	Невыраженное восприятие	0,007	3	0,017	22	3,106	0,047
10	Заинтересованность	0,574	3	0,098	22	42,754	0,000
11	Необходимость изменения	0,105	3	0,058	22	13,150	0,000
12	Недостаточность литературы и пособий	0,161	3	0,021	22	55,876	0,000
13	Отсутствие интереса	0,352	3	0,085	22	30,341	0,000
14	Трудность изучения	0,058	3	0,035	22	12,280	0,000
15	Недостаточно теории	0,008	3	0,009	22	6,466	0,003
16	Недостаточно практики	0,178	3	0,043	22	30,008	0,000
17	Недостаточно теории и практики	0,003	3	0,001	22	24,256	0,000
18	Дисциплина включает достаточное количество часов	0,294	3	0,072	22	29,825	0,000
19	Недостаточность наглядных пособий	0,099	3	0,079	22	9,195	0,000

Таблица 3 - Анализ переменных

№	Переменные	Сумма квадратов SS	Степень свободы df	Сумма квадратов SS	Степень свободы df	F-критерий Фишера	Достигнутый уровень значимости p
20	Желание иметь раздаточный материал	0,095	3	0,056	22	12,580	0,000
21	Высокий уровень знаний	0,140	3	0,144	22	7,109	0,002
22	Низкий уровень знаний	0,032	3	0,061	22	3,828	0,024
23	Желание преподавать	0,065	3	0,037	22	12,822	0,000

Табл. 3 дисперсионного анализа результатов кластеризации на четыре кластера показывает необходимость отклонения нулевой гипотезы о равенстве групповых средних почти по всем 23 признакам, за исключением переменных RED (Ассоциация с красным - четко выраженные эмоции: активность, интерес, побуждение), YELLOW (Ассоциация с желтым - безусловное восприятие, комфорт), MAGENTA (Ассоциация с фиолетовым - поиск необычного в новой

информации, сложное восприятие), BROUN (Ассоциация с коричневым - стабильность, консерватизм, жесткость позиции, ригидность, жесткость структуры мышления), для которых достигнутый уровень значимости оказался более 5%.

Ниже приведен график (рис. 2) средних значений всех переменных по отдельным кластерам. В табл. 4 приведены соответствующие числовые значения.

Таблица 4 - Центроиды кластеров

Переменные	Значение центроидов			
	Кластер 1	Кластер 2	Кластер 3	Кластер 4
Активность, интерес, побуждение	0,112	0,106	0,080	0,081
Безусловное восприятие, комфорт	0,093	0,086	0,123	0,116
Интерес, поиск смысла для себя, полезности	0,211	0,169	0,124	0,221
Поиск необычного в новой информации, сложное восприятие	0,072	0,070	0,081	0,058
Основательность, надежность, прочность	0,186	0,101	0,101	0,128
Стабильность, консерватизм, жесткость позиции, ригидность, жесткость структуры мышления	0,060	0,091	0,078	0,023
Невыраженное отношение, неясность, неопределенность, "все равно"	0,112	0,135	0,192	0,128
Отрицание, отторжение, негативное восприятие	0,048	0,106	0,117	0,198
Невыраженное восприятие,	0,105	0,071	0,103	0,047
Заинтересованность	0,378	0,045	0,103	0,558
Необходимость изменения	0,157	0,035	0,114	0,337
Недостаточность литературы и пособий	0,204	0,020	0,040	0,234
Отсутствие интереса	0,056	0,115	0,285	0,504
Трудность изучения	0,037	0,096	0,048	0,273
Недостаточно теории	0,062	0,025	0,042	0,105
Недостаточно практики	0,252	0,086	0,062	0,279
Недостаточно теории и практики	0,014	0,005	0,001	0,058
Дисциплина включает достаточное количество часов	0,672	0,884	0,895	0,558
Недостаточность наглядных пособий	0,233	0,153	0,085	0,237
Желание иметь раздаточный материал	0,203	0,185	0,124	0,420
Высокий уровень знаний	0,285	0,196	0,115	0,328
Низкий уровень знаний	0,066	0,113	0,128	0,238
Желание преподавать	0,150	0,036	0,039	0,151

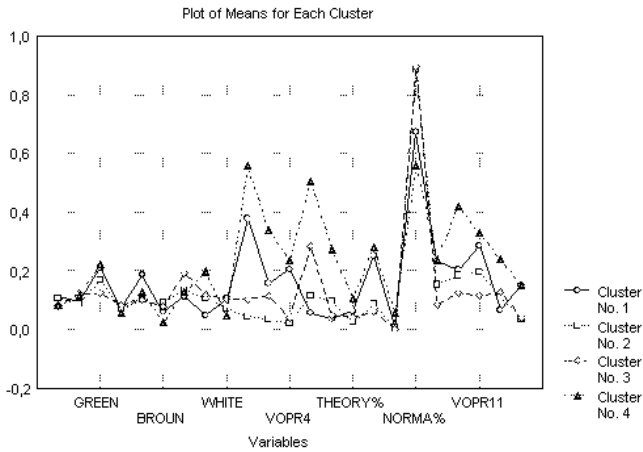


Рисунок 2 - График средних значений переменных каждого кластера

В табл.5 приведены результаты кластеризации - размещение объектов по кластерам и расстояния до центра кластера.

Факторный анализ

Одной из основных задач факторного анализа является сокращение признакового пространства, т.е. выделение на основе имеющихся показателей (признаков) новых обобщенных переменных (факторов) [7,8]. В нашем случае применение факторного анализа позволило перейти от системы 23 признаков (см. табл. 2) к системе 4 новых переменных (факторов) и провести анализ имеющихся объектов (учебных дисциплин) в пространстве этих новых глобальных переменных.

Результаты факторного анализа, выполненные с помощью вращения факторных осей по методу нормализованного варимакса, представлены в табл. 7.

Таблица 5 - Результаты для каждого кластера

	Расстояние до центра кластера	Учебные дисциплины
Кластер 1	0,034	Базы данных и экспертные системы
	0,051	Информатика
	0,056	Информационные технологии
	0,053	Компьютерная графика
	0,056	Практикум на ЭВМ
	0,044	Языки программирования и методы трансляций
Кластер 2	0,040	Геометрия и алгебра
	0,025	Дифференциальные уравнения
	0,056	Математический анализ
	0,059	Основы теории случайных функций
	0,028	Теория вероятностей и мат. статистика
	0,035	Физика
	0,029	Численные методы
Кластер 3	0,054	Безопасность жизнедеятельности
	0,037	История
	0,025	Культурология
	0,033	Политология
	0,032	Правоведение
	0,044	Психология и педагогика
	0,033	Социология
	0,049	Философия
	0,048	Экология
	0,046	Экономика
	0,049	Элективные курсы по истории и культурологии
	0,044	Элективные курсы по философии
Кластер 4	0,000	Иностранный язык

Таблица 6 - Собственные значения. Метод главных компонент

Значение	Собственные значения	% общей дисперсии	Кумулят, собственные значения	Кумулят, %
1	9,241	40,177	9,241	40,177
2	3,577	15,553	12,818	55,731
3	2,188	9,513	15,006	65,244
4	1,767	7,683	16,773	72,927
5	1,405	6,108	18,178	79,035

Таблица 7 - Факторные нагрузки

Переменные	Факторные нагрузки			
	Фактор 1	Фактор 2	Фактор 3	Фактор 4
Активность, интерес, побуждение	0,158	0,108	0,781	-0,055
Безусловное восприятие, комфорт	0,040	-0,090	-0,509	-0,101
Интерес, поиск смысла для себя, полезности	0,422	-0,299	0,041	0,588
Поиск необычного в новой информации, сложное восприятие	-0,057	0,494	0,330	-0,432
Основательность, надежность, прочность	0,657	-0,377	0,196	-0,292
Стабильность, консерватизм, жесткость позиции, ригидность, жесткость структуры мышления	-0,510	-0,233	-0,010	0,408
Невыраженное отношение, неясность, неопределенность, "все равно"	-0,396	0,185	-0,625	0,060
Отрицание, отторжение, негативное восприятие	-0,227	0,830	-0,092	0,048
Невыраженное восприятие	0,045	-0,332	-0,065	-0,721
Заинтересованность	0,975	-0,054	0,099	0,003
Необходимость изменения	0,801	0,278	-0,328	-0,070
Недостаточность литературы и пособий	0,902	-0,208	0,092	0,020
Отсутствие интереса	0,013	0,655	-0,624	0,024
Трудность изучения	0,285	0,695	0,232	0,347
Недостаточно теории	0,763	0,209	-0,106	0,021
Недостаточно практики	0,839	-0,190	0,370	0,171
Недостаточно теории и практики	0,780	0,257	-0,047	0,267
Дисциплина включает достаточное количество часов	-0,904	0,074	-0,259	-0,167
Недостаточность наглядных пособий	0,692	-0,012	0,518	0,247
Желание иметь раздаточный материал	0,637	0,299	0,282	0,559
Высокий уровень знаний	0,638	-0,129	0,463	0,383
Низкий уровень знаний	0,084	0,868	0,030	-0,057
Желание преподавать	0,852	-0,119	0,357	0,016

Для проведения факторного анализа был использован статистический пакет STATISTICA for Windows, Анализ осуществлялся методом главных компонент с заданием минимальных собственных значений равных 1. Как видно

из табл.6 первый фактор (значение1) объясняет 40% общей дисперсии, фактор2 (значение2) - 16% общей дисперсии, фактор 3 (значение 3) - 10% общей дисперсии и т.д.

Таблица 8 - Факторная корреляция

	Фактор 1	Фактор 2	Фактор 3	Фактор 4
Фактор 1	1,000	0,028	0,455	0,386
Фактор 2	0,028	1,000	-0,020	0,010
Фактор 3	0,455	-0,020	1,000	0,140
Фактор 4	0,386	0,010	0,140	1,000

В таблице 9 представлены коэффициенты нагрузки каждого фактора на объекты (дисциплины).

результатов, приведенных в табл. 9, позволил на вербальном уровне сформулировать отношение студентов к изучаемым дисциплинам (см. табл.10).

В таблице выделены те коэффициенты, величина которых больше или близка к единице. Анализ

Таблица 9 - Коэффициенты факторных нагрузок

Учебные дисциплины	Факторные нагрузки			
	Фактор 1	Фактор 2	Фактор 3	Фактор 4
Базы данных и экспертные системы	1,255	-1,632	-0,475	0,922
Геометрия и алгебра	-0,755	-0,573	0,857	1,279
Дифференциальные уравнения	-0,995	0,060	0,660	1,213
Информатика	1,789	-1,314	1,094	-0,679
Информационные технологии	0,385	-1,699	-0,165	0,639
Компьютерная графика	1,253	0,093	1,993	-0,420
Математический анализ	-0,655	1,231	2,341	1,375
Основы теории случайных функций	-0,963	-0,522	0,373	-0,499
Практикум на ЭВМ	0,228	-1,192	0,739	-0,538
Теория вероятностей и мат. статистика	-0,540	0,756	0,402	0,974
Физика	-0,612	-0,246	0,628	0,678
Численные методы	-0,862	-0,442	0,291	0,481
Языки программирования и методы трансляций	2,153	-0,495	-0,147	-1,141
Безопасность жизнедеятельности	-0,399	0,055	-1,662	0,198
Иностранный язык	2,633	2,542	-1,081	1,649
История	-0,329	1,407	0,074	-1,029
Культурология	-0,438	0,296	-0,094	-1,329
Политология	-0,496	1,198	-0,300	-0,360
Правоведение	-0,351	-0,397	-1,397	0,632
Психология и педагогика	-0,042	-0,963	-1,054	0,443
Социология	-0,372	-0,054	-0,583	-0,321
Философия	0,189	1,124	0,114	-1,659
Экология	-0,318	0,432	-1,665	0,516
Экономика	-0,068	0,394	0,279	-0,358
Элективные курсы по истории и культурологии	-0,946	-0,525	-1,126	-0,460
Элективные курсы по философии	-0,745	0,367	-0,097	-2,204

Таблица 10 - Отношение студентов к изучаемым дисциплинам

Учебные дисциплины	Характеристика дисциплины
Базы данных и экспертные системы	Заинтересованность, удовлетворенность
Геометрия и алгебра	Больше неудовлетворенности, хотя в общем нейтрально
Дифференциальные уравнения	Заинтересованности нет, неудовлетворенность
Информатика	Заинтересованность, удовлетворенность
Информационные технологии	Заинтересованность, неудовлетворенность
Компьютерная графика	Заинтересованность, удовлетворенность
Математический анализ	Заинтересованности нет, отмечается даже отторжение, хотя, скорее всего, предмет воспринимается "как должный"
Основы теории случайных функций	Нейтральное отношение
Практикум на ЭВМ	Вполне удовлетворяет
Теория вероятностей и мат. статистика	Отторжение с неудовлетворенностью
Физика	Предмет воспринимается "как должный"
Численные методы	Предмет воспринимается "как должный"
Языки программирования и методы трансляций	Высокая степень заинтересованности
Безопасность жизнедеятельности	Заинтересованности нет, предмет воспринимается "как должный"
Иностранный язык	Высокая степень заинтересованности, но и высокая степень отторжения с неудовлетворенностью
История	Отторжение
Культурология	Предмет воспринимается "как должный" с низкой степенью отторжения
Политология	Предмет воспринимается "как должный" с низкой степенью отторжения
Правоведение	Предмет воспринимается "как должный" с низкой степенью неудовлетворения
Психология и педагогика	Предмет воспринимается "как должный" с низкой степенью отторжения
Социология	Нейтральное отношение ("никакое")
Философия	Отторжение
Экология	Отторжение с малой долей неудовлетворенности
Экономика	Предмет входит в разряд "трудных", низкая доля удовлетворенности
Элективные курсы по истории и культурологии	"Никакое" отношение
Элективные курсы по философии	"Никакое отношение" с некоторой долей отторжения

РЕЗУЛЬТАТЫ

КЛАСТЕР №1 включает в себя дисциплины, связанные с будущей профессией (компьютерными технологиями):

- Базы данных и экспертные системы;
- Информатика;
- Информационные технологии;
- Компьютерная графика;
- Практикум на ЭВМ;
- Языки программирования и методы трансляций.

Отношение студентов к этим предметам в целом характеризуется как положительное – спокойная эмоциональная окраска, частое обсуждение с друзьями,

интерес, достаточно высокий уровень знаний, желание преподавать один из предметов в будущем. Наряду с этим, отмечается желание изменить содержание предмета, недостаток методических пособий и литературы, раздаточного материала, недостаточное количество практических занятий, что может свидетельствовать о заинтересованности в получении как можно более глубоких знаний по данным дисциплинам.

КЛАСТЕР №2 включает в себя базовые математические дисциплины:

- Геометрия и алгебра;
- Дифференциальные уравнения;
- Математический анализ;

- Основы теории случайных функций;
- Теория вероятностей и мат. статистика;
- Физика;
- Численные методы.

Этот кластер включает в себя предметы, относящиеся к разряду "сложных". Из-за трудного понимания возникает желание пропустить эти предметы, ассоциация предметов с мрачными или серыми цветами, иногда низкий уровень знаний по какому-либо предмету (дифференциальные уравнения, мат, статистика). Здесь, в то же время, желание увеличить количество практических и теоретических занятий, понимание необходимости изучения данных предметов.

КЛАСТЕР №3 включает предметы, имеющие гуманитарную направленность:

- Безопасность жизнедеятельности;
- История;
- Культурология;

- Политология;
- Правоведение;
- Психология и педагогика;
- Социология; Философия;
- Экология; Экономика;
- Элективные курсы по истории и культурологии;
- Элективные курсы по философии.

Отношение к этим предметам можно охарактеризовать как "поверхностное" - предметы "не основные", их можно и не учить, они "довольно легкие". Не выражено желание посещать занятия и, напротив, стремление к частым пропускам. Специфику отношения к данным предметам диктует техническая направленность обучения студентов опрашиваемых специальностей.

КЛАСТЕР №4 включает всего один предмет - иностранный язык, который действительно занимает особое место среди прочих. Наблюдается активная заинтересованность предметом наряду с резким недовольством содержания и методами его преподавания.

Таблица 11 - Совмещенные результаты факторного и кластерного анализов

	Заинтересованность	Непонимание, отторжение	Удовлетворенность	Неудовлетворенность
Кластер 1	Базы данных и экспертные системы; Информатика; Информационные технологии; Компьютерная графика; Практикум на ЭВМ; Языки программирования и методы трансляций		Базы данных и экспертные системы; Информатика; Информационные технологии; Компьютерная графика; Практикум на ЭВМ; Языки программирования и методы трансляций	
Кластер 2		Геометрия и алгебра; Дифференциальные уравнения; Математический анализ; Основы теории случайных функций; Теория вероятностей и мат. статистика; Физика; Численные методы		Геометрия и алгебра; Дифференциальные уравнения; Математический анализ; Основы теории случайных функций; Теория вероятностей и мат. статистика; Физика; Численные методы
Кластер 3		Безопасность жизнедеятельности; История; Культурология; Политология; Правоведение; Психология и педагогика; Социология; Философия; Экология; Экономика	Безопасность жизнедеятельности; История; Культурология; Политология; Правоведение; Психология и педагогика; Социология; Философия; Экология; Экономика	
Кластер 4	Иностранный язык	Иностранный язык		Иностранный язык

ФАКТОР 1. Данный фактор можно назвать фактором заинтересованности: предметы, имеющие высокие значения по данному фактору часто обсуждаются с друзьями, есть желание изменить содержание предмета (внести что-то более интересное, новое). По данным предметам, курсам студентам не хватает аудиторных часов (слишком мало), методических и наглядных пособий, раздаточного материала, сформировались высокий уровень знаний и желание преподавать в дальнейшем эти предметы.

ФАКТОР 2. Это фактор непонимания, отторжения: предметы, характеризующиеся этим фактором, ассоциируются с черным цветом, что свидетельствует о явном негативном отношении, изучение этих предметов дается трудно, наблюдается низкий уровень знаний, желание пропустить занятие.

ФАКТОР 3. Это фактор удовлетворенности: предметы, характеризующиеся этим фактором, ассоциируются с яркими радужными цветами и по этим предметам "все в норме", нет особой заинтересованности, но нет и отторжения, предметы воспринимаются нейтрально.

ФАКТОР 4. Это фактор неудовлетворенности: предметы, характеризующиеся этим фактором, ассоциируются как с темным цветом, так и с фиолетовым цветом, что говорит о противоречивости отношения студентов к изучаемым учебным предметам - с одной стороны, довольно высокий уровень знаний по предмету, с другой - трудное понимание предмета, его некачественное преподавание.

В табл. 8 приведены коэффициенты корреляции факторов, Как видно из приведенных данных, фактор 1 коррелирует с 3 и 4 факторами, в то время как фактор 2 более независим, что следовало ожидать, так как заинтересованность предметом и степень удовлетворенности и неудовлетворенности его восприятия непосредственно.

Общие результаты проведенных кластерного и факторного анализов представлены в табл. 11.

ВЫВОДЫ

Применение методов многомерного анализа данных позволило получить новые данные о качестве образовательного процесса в техническом вузе. Как видно из табл. 11, все оцениваемые дисциплины условно разделились на 4 группы, которые можно охарактеризовать 4 признаками. Самая "благополучная" группа - это та, к которой принадлежат дисциплины, связанные с компьютерными технологиями. К этой группе дисциплин практически нет отрицательных замечаний, проявляется высокая заинтересованность.

Особое место заняла одна дисциплина - иностранный язык. Отношение - неоднозначное: с одной стороны заинтересованность, высокий уровень знаний, а с другой - желание пропустить занятия, желание изменить содержание. Это говорит о низком качестве преподавания дисциплины. Негативное отношение к предметам, имеющим физико-математическую направленность и равнодушное отношение к гуманитарным дисциплинам.

Можно сделать заключение о том, что характер образовательного процесса поверхностный, быстрый. Студент ориентирован на "быстрое" получение знаний по престижным компьютерным технологиям (при этом осознает необходимость изучения иностранного языка). Его не интересуют фундаментальные науки (математика, физика), отсутствие интереса к гуманитарным дисциплинам говорит о нежелании развиваться духовно.

К сожалению, это подтверждает сегодняшняя действительность. Экономическое состояние страны побуждает молодых специалистов искать быстрый заработок. Этим частично объясняется нежелание продолжать учебу после второго, третьего курса у некоторых способных студентов.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Марухина О.В., Берестнева О.Г. Программное обеспечение для оценки качества образовательных услуг в системе высшей школы в соответствии со стандартами ISO 9000. / Компьютерные технологии в науке, производстве, социальных и экономических процессах: Материалы международной научно-практической конференции. Новочеркасск. / Юж.-Рос. гос. техн. ун-т.- Новочеркасск: НАБЛА, 2000. - Ч.3. - 26 с.
2. Марухина О.В. Берестнева О.Г. Информационные технологии в оценке качества образовательных услуг. / Образовательный стандарт нового поколения. Организационно-технологическое и материально-техническое обеспечение. Материалы научно-практической конференции, посвященной 300-летию инженерного образования в России. - Томск: Изд. ТПУ, 2001. С. 113-114
3. Котова О.В. Воробьева Н.Г. Блейхер А.М. Внедрение в учебный процесс автоматизированных систем контроля качества обучения. Компьютерные технологии в науке, проектировании и производстве: Тезисы докладов I Всероссийской научно-технической конференции. В 19 частях. Ч.5. - Н.Новгород: Нижегородский государственный технический университет, 1999. 18 с.
4. Берестнева О.Г. Марухина О.В. Применение компьютерных технологий и сети Интернет для оценки качества образовательных услуг в системе высшей школы. Качество образования. Достижения. Проблемы. Материалы IV Международной научно-практической конференции. Под общей ред. А.С. Вострикова. - Новосибирск: Изд. НГТУ, 2001. - 189 с.
5. Дюрэн Б. Оделла П. Кластерный анализ. - М.: Наука, 1977.
6. Айвазян С.А. Бежаев З.И. Староверов О.В. Классификация многомерных наблюдений. - М.: Наука, 1974.
7. Окунья Я. Факторный анализ. - М.: Статистика, 1974. - 200 с.
8. Лоули Д., Максвелл А. Факторный анализ как статистический метод. - М.: Мир, 1967. - 144 с.

ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ РЕГРЕССИОННЫХ МОДЕЛЕЙ ПРИ МНОГОМЕРНОМ КОНТРОЛЕ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО ПРОЦЕССА

С.Г.Валеев, В.Н.Клячкин

Рассматриваются методы построения регрессионных моделей для подмножества показателей качества при многомерном статистическом контроле технологического процесса.

This article presents the regression modeling methods for subset of quality variables in multivariate statistical process control (SPC).

ВВЕДЕНИЕ

Статистический контроль технологического процесса - одно из важных направлений сертификации предприятия на соответствие международным стандартам качества ИСО-9000. Основным инструментом такого контроля - контрольная карта процесса. В ситуации, когда качество изготавливаемого изделия определяется множеством показателей, используются многомерные карты [1]. Часто управление технологическим процессом осуществляется таким образом, что управляющее воздействие может быть оказано как на всю совокупность показателей качества, так и отдельно на некоторую группу, являющуюся подмножеством этой совокупности. При этом возникает вопрос о построении регрессионных зависимостей между показателями отдельно управляемой группы и совокупностью остальных показателей качества.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Рассматривается технологический процесс, статистический контроль которого осуществляется по множеству показателей качества X_1, X_2, \dots, X_p изготавливаемого изделия. Обычно такой контроль проводится лишь по одному, наиболее важному показателю, с использованием контрольных карт Шухарта: проверяется гипотеза о том, что средние значения этого показателя в мгновенных выборках и размахи (или стандартные отклонения) находятся в допустимых пределах - внутри контрольных границ. Если корреляции между показателями качества невелики, возможен независимый контроль каждого показателя по картам Шухарта.

Использование карт Шухарта при многомерном контроле процесса со значительными корреляциями приводит к погрешностям, связанным с различием доверительных областей и невозможностью достаточно точной оценки вероятности ложной тревоги; результат контроля часто оказывается неадекватным реальной ситуации: возможны как пропуски фактической разладки процесса, так и необоснованные остановки при выходе используемых статистик за пределы контрольных границ. Применение современной компьютерной техники и соответствующего программного обеспечения позволяют проводить многомерный контроль

технологического процесса с коррелированными показателями качества гораздо более эффективными средствами, например, по многомерной контрольной карте Хотеллинга [1].

Если управление технологическим процессом осуществляется таким образом, что управляющее воздействие может быть оказано как на всю совокупность из p показателей качества, так и отдельно на некоторую группу из $p_0 < p$ показателей, являющуюся подмножеством этой совокупности, то независимый контроль группы этих p_0 показателей может привести к тем же погрешностям, что и при использовании карт Шухарта. Возможен многомерный контроль с использованием регрессионных зависимостей между показателями этой группы и подмножеством всех остальных показателей: мониторинг процесса осуществляется по регрессионным остаткам. При этом для диагностики процесса в зависимости от конкретной ситуации могут использоваться как карты Шухарта на регрессионных остатках, так и многомерные карты Хотеллинга. Основная проблема при такой постановке задачи состоит в построении достаточно качественных регрессионных моделей.

Случай многомерного контроля процесса по регрессионным остаткам, когда отдельное управляющее воздействие осуществляется по одному из множества показателей, разработан Д.Хаукинсом [2]. Обзор различных подходов к диагностике случайных процессов на базе регрессионных зависимостей рассмотрен в статье [3].

При контроле подмножества показателей на этапе предварительного анализа процесса по результатам n_0 наблюдений строятся регрессионные зависимости между p_0 отдельно управляемыми показателями и остальными ($p - p_0$) показателями технологического процесса

$$X_{j_0} = X\beta_{j_0} + \varepsilon_{j_0}, \quad (1)$$

где X_{j_0} - вектор из n_0 результатов наблюдений за показателем j_0 ; $j_0 = 1, \dots, p_0$; X - регрессионная матрица размерности $\langle n_0 * p - p_0 + 1 \rangle$, построенная по показателям, не вошедшим в левые части регрессионных моделей; β_{j_0} - вектор оцениваемых параметров для каждой из p_0 моделей; ε_{j_0} - вектор ошибок наблюдений.

В процессе контроля определяются регрессионные остатки как разности между фактическими (измеренными) значениями показателей $x_{j_0, t}$ в t -й мгновенной выборке и расчетными значениями, найденными из регрессионной зависимости. Нарушения процесса, связанные с влиянием подмножества из p_0 показателей качества, диаг-

ностируются с использованием специальных средств - как правило, многомерных контрольных карт Хотеллинга, кумулятивных сумм или экспоненциально взвешенных скользящих средних. При наличии нарушений технологического процесса соответствующие значения статистики оказываются вне контрольной границы, что свидетельствует о необходимости управляющего воздействия именно по этой группе показателей. Одновременно предполагается ведение и многомерных карт по всем показателям, что позволит при необходимости обеспечить вмешательство в процесс в целом.

МЕТОДОЛОГИЯ АДАПТИВНОГО РЕГРЕССИОННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ [4]

В соответствии с этой концепцией на начальном этапе предусматривается применение линейной по оцениваемым параметрам модели и вычислительной схемы метода наименьших квадратов (МНК); на последующих этапах: проверка предположений соблюдения гипотез регрессионного анализа (РА) - МНК, ранжирование нарушений по степени искажения свойств наилучших линейных оценок (НЛО) параметров или прогноза в зависимости от назначения модели (прогноз, описание или описание и прогноз), последовательную адаптацию к нарушениям путем применения соответствующих вычислительных процедур, повторные проверки нарушений и ранжирование при необходимости. Основными элементами подхода регрессионного моделирования, формирующими НЛО-оценки параметров и прогноза, являются выборка, функция, методы оценивания и структурной идентификации, а также вычислительные сценарии адаптации.

Выделяется пять основных групп возможных нарушений. Проанализируем, в какой степени эти нарушения возможны при многомерном контроле.

Первая группа - это предположения о выборке. Предполагается, что объем наблюдений достаточен, при организации наблюдений обеспечивается случайный отбор, ряды наблюдений однородны и грубые промахи отсутствуют. Соблюдение этих предположений по возможности обеспечивается при проведении испытаний. Заметим, что объем наблюдений в нашей постановке всегда можно обеспечить достаточно большим: измерения проводятся не в рамках специально поставленного эксперимента, а по ходу реального отлаженного технологического процесса: нет смысла приступать к многомерному статистическому контролю, пока не собран достаточный объем данных о его особенностях. Это тем более важно, что и параметры карты Хотеллинга для контроля всей совокупности показателей процесса также оцениваются по обучающей выборке, полученной при отлаженном процессе.

Вторая группа предположений - о векторе оцениваемых параметров β . Предполагается, что регрессионная модель линейна по параметрам, на этот вектор не наложено ограничений, вектор содержит аддитивную постоянную β_0 , элементы вектора вычисляются с пренебрежимо малой компьютерной погрешностью. Все предположения этой группы, кроме первого, как правило, справедливы в рассматриваемой задаче. Предположение о линейности моде-

ли по параметрам выполняется при использовании аддитивных линейных, полиномиальных и ряда других моделей. При использовании степенных (мультипликативных) моделей линейность по параметрам обеспечивается логарифмированием левой и правой части зависимости. Однако иногда имеется априорная информация о физической нелинейности, не позволяющей линеаризовать модель, и в этих случаях используются специальные методы нелинейного регрессионного анализа. Предполагается, что в постулируемой линейной модели полностью включены все значимые члены; при пропуске какого-либо фактора оценка параметров окажется смещенной, но эффективной. При избытке факторов вектор параметров останется несмещенным, но эффективность его понизится. Оба эти предположения на практике нарушаются.

Два предположения касаются регрессионной матрицы X : регрессоры являются линейно независимыми векторами этой матрицы (отсутствует мультиколлинеарность), и элементы матрицы X не являются случайными величинами. В рассматриваемой ситуации контроля технологического процесса оба этим предположения могут нарушаться. Мультиколлинеарность имеет место в связи с заведомо предполагаемой коррелированностью показателей качества. Однако, учитывая, что модели в данном случае не предполагают интерпретации, мультиколлинеарность можно исключить путем перехода от реальных значений факторов к их главным компонентам. Использование случайных значений факторов вместо детерминированных приводит к снижению эффективности оценок; для адаптации прибегают к специальным методам оценивания [5].

Предположения о векторе ошибок ϵ : ошибки являются случайными и входят в регрессионную модель аддитивно; они распределены по нормальному закону, не содержат систематического смещения, имеют постоянную дисперсию и некоррелированы между собой. Очевидно, что при использовании степенной модели ошибка входит в уравнение мультипликативно, а после логарифмирования имеет логнормальное распределение. Нарушение нормальности приводит к некоторому снижению устойчивости F и t -критериев (при проверке значимости модели в целом и каждого регрессора в отдельности). При рассмотрении нескольких конкурирующих структур ненормальность будет примерно в одинаковой степени влиять на все F -статистики. Иногда нарушение этого предположения можно компенсировать использованием робастных методов [6]. При непостоянстве дисперсии (и известных весах каждого наблюдения) может быть использован взвешенный МНК, а при наличии корреляционных связей между ошибками - обобщенный МНК.

Два предположения относятся к вектору откликов Y . Предполагается, что метод идентификации оптимального набора независимых переменных является точным для этого вектора. Избыточность структуры модели может быть устранена использованием метода полного перебора, или, в меньшей степени, использованием пошаговой регрессии. Также предполагается, что для многооткликовой задачи правомерно использование МНК к каждой из регрессий в отдельности. Нарушение этого предположения снижает эффективность оценок параметров при сохранении

свойства несмещенности. При малых корреляциях между откликами отдельное использование МНК к каждому уравнению (псевдонезависимые регрессии) приемлемо. При значительных корреляциях может возникнуть необходимость перехода к специальным методам - регрессиям на откликах - главных компонентах или двухшаговому методу наименьших квадратов, что рассматривается ниже.

ПСЕВДОНЕЗАВИСИМЫЕ РЕГРЕССИИ

На первом шаге постулируется форма зависимости; в отсутствии априорной информации о физическом характере зависимости целесообразно опробовать несколько вариантов, например, линейную по β_j и x_j

$$x_{j0} = \beta_0 + \sum \beta_j x_j, \quad j_0 = 1, \dots, p_0, \quad j = (p_0 + 1), \dots, p, \quad (2)$$

(здесь предполагается, что показатели процесса пронумерованы таким образом, что первые - p_0 показателей входят в состав отдельно управляемого подмножества); квадратичную по x_j

$$x_{j0} = \beta_0 + \sum \beta_j x_j + \sum \sum \beta_{jk} x_j x_k, \quad (3)$$

степенную ("внутренне" линейную по β_j) модели

$$x_{j0} = \beta_0 \prod x_j^{\beta_j}. \quad (4)$$

При небольших корреляциях между откликами x_{j0} (например, до 0,5) результаты могут оказаться вполне удовлетворительными, если рассматривать многооткликовые модели как независимые регрессии. При идентификации параметров каждого из p_0 уравнений целесообразно, учитывая, что модели не предназначены для интерпретации, перейти от действительных значений факторов $x_j, j=(p_0+1), \dots, p$, вначале к стандартизованным значениям

$$z_j = (x_j - \bar{x}_j) / s_j, \quad (5)$$

(s_j - стандартное отклонение), а затем, с целью исключения мультиколлинеарности, к главным компонентам, матрица которых

$$\mathbf{F} = \mathbf{Z} \mathbf{\Lambda}^{-1/2} \mathbf{V}^T, \quad (6)$$

где \mathbf{Z} - матрица стандартизованных значений факторов, $\mathbf{\Lambda}$ - диагональная матрица собственных чисел, \mathbf{V} - матрица нормированных собственных векторов, то есть строить регрессии в зависимости от главных компонент

$$x_{j0} = f(\mathbf{F}, \beta_{j0}). \quad (7)$$

После оценки параметров по МНК

$$\mathbf{b}_{j0} = (\mathbf{F}^T \mathbf{F})^{-1} \mathbf{F}^T \mathbf{X}_{j0}, \quad (8)$$

(\mathbf{b}_{j0} - вектор оценок параметров β_{j0}) и проверки значимости модели по F -критерию проводится идентификация структур для зависимостей (2) - (4). При небольшом количестве регрессоров наиболее точный метод структурной идентификации - полный перебор. На практике чаще используются методы пошаговой регрессии, наиболее эффективным из которых является метод включения с исключением: на каждом этапе включения проверяется, не появляется ли в связи с этим в модели незначимые члены, подлежащие исключению.

ДВУХШАГОВЫЙ МЕТОД НАИМЕНЬШИХ КВАДРАТОВ

При значительных корреляциях между откликами более эффективным методом оценивания системы регрессионных уравнений (1) может оказаться двухшаговый МНК [5], при котором вместо модели (7) рассматривается модель

$$x_{j0} = f(\mathbf{F}, \mathbf{X}_{k0}, \beta_{j0}); \quad j_0, k_0 = 1, \dots, p_0; \quad k_0 \neq j_0. \quad (9)$$

На первом шаге оцениваются параметры модели (7), с их помощью рассчитываются прогнозируемые отклики \mathbf{X}_{k0} . Для получения качественных результатов важно выбрать наилучшую из рассмотренных выше моделей (2)-(4). При структурно-параметрической идентификации параметров уравнений (9) значения \mathbf{X}_{k0} рассматриваются как обычные регрессоры.

РЕГРЕССИИ НА ОТКЛИКАХ - ГЛАВНЫХ КОМПОНЕНТАХ

Иногда при значительных корреляциях между откликами целесообразно перейти от фактически наблюдаемых откликов к их главным компонентам. По аналогии с (6) имеем

$$\mathbf{F}_{j0} = \mathbf{Z}_{j0} \mathbf{\Lambda}_{j0}^{-1/2} \mathbf{V}_{j0}^T, \quad j_0 = 1, \dots, p_0, \quad (10)$$

где матрицы собственных чисел $\mathbf{\Lambda}_{j0}$ и нормированных собственных векторов \mathbf{V}_{j0} определяются по корреляционной матрице для откликов \mathbf{X}_{j0} .

Такой подход часто позволяет снизить размерность задачи по откликам с p_0 до единицы, то есть вести контроль лишь по одной главной компоненте. В этом случае рассматриваемая отдельно управляемая группа показателей процесса будет контролироваться по регрессионным остаткам с использованием обычной карты Шухарта (вместо многомерной карты Хотеллинга).

ВЫБОР НАИЛУЧШЕЙ МОДЕЛИ

Предполагается, что при получении однооткликовых регрессий выполняются соответствующие процедуры анализа наблюдений применения РА-МНК и адаптация при их существенном нарушении.

Рассмотрим подробнее ситуацию по псевдонезависимым регрессиям. Пусть получены оптимальные структуры для каждой из трех моделей - линейной, полиномиальной и степенной (например, на факторах - главных компонентах). Возникает вопрос о выборе одной из них. Наиболее распространенной является оценка качества модели по внутренним критериям - F -статистике, коэффициенту детерминации и другим. Если же, как в нашем случае, модель предназначена для прогноза, то более объективную информацию дают внешние критерии, когда качество модели определяется по результатам исследования части выборки, не использованной для построения модели (контрольная выборка).

Предположим, что всего сделано n наблюдений; для построения регрессионных моделей использовано n_0 их них. Внешней мерой качества может служить внешняя стандартная ошибка для регрессии по показателю с номером j_0

$$\sigma_{\Delta} = [\sum \Delta_i^2 / (n - n_0)]^{1/2}, \quad i = 1, \dots, (n - n_0), \quad (11)$$

где i -е расхождение

$$\Delta_i = x_{j_0, i} - x'_{j_0, i}, \quad (12)$$

($x_{j_0, i}$ - результат i -го наблюдения в контрольной выборке; $x'_{j_0, i}$ - результат, прогнозируемый по оцениваемой модели).

Этот результат может быть уточнен путем использования нескольких разбиений опытных данных на обучающую и контрольную выборки (и усреднения полученных данных), или с помощью процедуры скользящего экзамена, когда в обучающую выборку последовательно включаются все наблюдения, кроме одного, используемого для контроля.

Подобным образом, используя зависимости (11)-(12), можно выбрать оптимальную модель и среди совокупности двух типов наборов, полученных по псевдонезависимым регрессиям и моделям, найденным с помощью двухшагового метода наименьших квадратов (общим в этих наборах является то обстоятельство, что откликами являются измеренные значения p_0 показателей качества). Заметим, что для разных откликов это могут быть совершенно разные модели: например, для первого из p_0 откликов оптимальной может оказаться степенная модель, полученная на базе псевдонезависимых регрессий, а для второго - линейная по двухшаговому методу наименьших квадратов, и т.д.

Сложнее обстоит вопрос с принятием решения, когда делается выбор между моделями, полученными на измеренных откликах и откликах - главных компонентах. Предположим, что отобрано p_0 моделей на измеренных откликах и $p'_0 \leq p_0$ на откликах - главных компонентах. Какую из двух совокупностей предпочесть?

Непосредственно внешняя стандартная ошибка для регрессий с откликами - главными компонентами $\sigma_{\Delta 1}$ оценивается по той же формуле (11), где i -е расхождение определяется по величинам $f_{j_0, i}$ и $f'_{j_0, i}$. Для того, чтобы

этот результат можно было бы сравнить с моделями, полученными на измеренных откликах, предлагается преобразовать результат i -го наблюдения в контрольной выборке $x_{j_0, i}$ и результат, прогнозируемый по оцениваемой модели $x'_{j_0, i}$ в главные компоненты с использованием формулы (10). Полученное значение $\sigma_{\Delta 2}$ - внешняя стандартная ошибка для моделей, полученных на измеренных откликах, приведенная к главным компонентам. Для принятия решения о качестве всей совокупности моделей может быть использована средняя ошибка

$$\sigma = \sum \sigma_{\Delta j_0} / p_0. \quad (13)$$

ОЦЕНКА ХАРАКТЕРИСТИК РЕГРЕССИОННЫХ ОСТАТКОВ

При выборе регрессионной модели необходимо убедиться в том, что остатки e_{i, j_0} ($i = 1, \dots, n_0$; $j_0 = 1, \dots, p_0$) имеют нормальное распределение по каждому из показателей, и оценить элементы $s_{e_{j_0 k_0}}$ ($j_0, k_0 = 1, \dots, p_0$) ковариационную матрицу S_e остатков

$$s_{e_{j_0 k_0}} = \sum \sum e_{i, j_0} e_{i, k_0} / (n_0 - 1).$$

Проверка качества оценивания ковариационной матрицы остатков также может быть проведена с использованием контрольной выборки.

Предположим, что регрессионная модель найдена в виде $x_{j_0} = f(\mathbf{F}, \beta_{j_0})$. Для диагностики процесса в t -й мгновенной выборке определяются стандартизованные остатки для каждого из p_0 показателей

$$e_{j_0, t} = (x_{j_0, t} - f(\mathbf{F}, \beta_{j_0})) / s_{j_0},$$

из которых строится вектор остатков \mathbf{e}_t используемый в качестве исходных данных для построения карты Хотеллинга.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Клячкин В.Н. Контроль технологического процесса с использованием карты Хотеллинга // Радиоэлектроника. Информатика. Управление. 2001. №1. С.92-94
2. Hawkins D.M. Regression adjustment for Variables in Multivariate Quality Control // Journal of Quality Technology, 1994, 26(3), pp.197-208.
3. Быховский Б.Е., Дарховский Б.С. Проблемы и методы вероятностной диагностики // Автоматика и телемеханика. 1999. №8. С. 3-50.
4. Валеев С.Г. Регрессионное моделирование при обработке наблюдений. - М.: Наука, 1991. - 272 с. (2-е изд.: Казань: ФЭН, 2001. - 296 с.)
5. Айвазян С.А., Мхитарян В.С. Прикладная статистика и основы эконометрики. - М.: ЮНИТИ, 1998. - 1022 с.
6. Валеев С.Г., Клячкин В.Н. Численное исследование эффективности применения робастных методов при обработке аэрокосмических снимков // Известия вузов. Геодезия и аэрофотосъемка. 1995. №3. С.92-101
7. Валеев С.Г., Клячкин В.Н. Регрессионное моделирование технологического процесса с коррелированными показателями качества // "Качество". Материалы научно-технической конференции. - М.: Фонд "Качество", 2001. С.119-121.

НЕЙРОСЕТЕВЫЕ МЕТОДЫ ОЦЕНКИ ЗНАЧИМОСТИ И ОТБОРА ПРИЗНАКОВ

В.И.Дубровин, С.А.Субботин

Рассмотрено решение задачи отбора признаков на основе нейронных сетей прямого распространения. Предложены алгоритмы оценки значимости признаков. Приведены и проанализированы результаты экспериментов по решению практических задач на основе разработанных методов.

Розглянуто рішення задачі відбору ознак на основі нейронних мереж прямого поширення. Запропановані алгоритми оцінки значущості ознак. Наведено та проаналізовано результати експериментів з вирішення практичних задач на основі запропанованих методів.

The solution of a problem of feature selection based on the feed-forward neural network is considered. The algorithms of evaluation of feature significance are offered. The results of experiments on practical problems solution on the base of developed methods are given and analysed.

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время признано, что распознавание сложных образов наиболее целесообразно проводить на основе их относительного описания (описания в пространстве признаков). Выбор информативной системы признаков - наиболее важная задача теории распознавания. От успешного решения данной задачи зависят быстрдействие и процент ошибок на этапе экзамена и распознавания, а также требования к ресурсам ЭВМ.

В настоящее время при решении этой задачи в лучшем случае формализуется лишь процедура выбора наиболее информативных признаков из заранее заданного ансамбля свойств. Иногда, правда, формализуется и процедура наращивания этого ансамбля в случае необходимости. Однако при этом, как правило, реализуется лишь получение заранее предписанных свойств.

В неформальных постановках задачи определение информативных признаков преследует: уменьшение до минимума количества необходимых для описания классов признаков без существенного увеличения вероятности ошибки распознавания; возможность использования относительно простых алгоритмов распознавания; уменьшение вероятности ошибки распознавания [1].

С решением этой задачи обычно связаны вопросы упрощения распознающей системы и повышения качества ее работы.

В настоящей работе для отбора признаков предлагается использовать нейронные сети прямого распространения: многослойные нейронные сети (МНС) и радиально-базисные нейронные сети (РБНС), которые являются наиболее популярной нейросетевой парадигмой на сегодняшний день.

1. ОЦЕНКА ЗНАЧИМОСТИ И ОТБОР ПРИЗНАКОВ НА ОСНОВЕ МНС

МНС или многослойный перцептрон представляет

собой множество нейронов, связанных между собой. МНС характеризуется следующими параметрами и свойствами: M - число слоев сети, N_μ - число нейронов μ -го слоя, связи между нейронами в слое отсутствуют, нейроны соседних слоев соединяются между собой: выходы нейронов μ -го слоя, $\mu=1,2,\dots,M-1$ поступают на входы нейронов только следующего $\mu+1$ -го слоя. Внешний векторный сигнал x поступает на входы нейронов только первого слоя, выходы нейронов последнего M -го слоя образуют вектор выходов сети $y^{(M)}$. Каждый j -й нейрон μ -го слоя (μj -й нейрон) преобразует входной вектор $x^{(\mu,j)}$ в выходную скалярную величину $y^{(\mu,j)}$:

$$y^{(\mu,j)} = \Psi \left(w_0^{(\mu,j)} + \sum_{i=1}^{N_{\mu-1}} w_i^{(\mu,j)} x^{(\mu,j)} \right),$$

где $w_i^{(\mu,j)}$ - вес i -го входа j -го нейрона μ -го слоя, Ψ - функция активации, которая является монотонной и ограниченной.

Обучение МНС представляет собой итерационный процесс минимизации целевой функции обучения $E(w)$, где w - множество весов и порогов сети.

МНС представляют собой эффективное средство для решения задач диагностики и распознавания, поскольку обладают высокими адаптивными и аппроксимационными способностями [2].

Однако время обучения МНС распознаванию многопараметрических сложноразделимых образов даже самими быстрыми алгоритмами, как правило, является чрезвычайно большим. Наиболее простым способом ускорения обучения МНС очевидно является сокращение набора признаков, характеризующих образы, за счет удаления малозначимых признаков. С другой стороны известно, что чем меньше признаков используется при построении модели, тем больше вероятность того, что качество модели (ее аппроксимационные свойства) будет выше и модель будет пригодна не только для распознавания обучающего множества, но и для тестового набора тоже.

Отбор признаков на основе обученной МНС предлагается осуществлять на основе следующих методов.

1.1 Эвристическая оценка значимости признаков

Для МНС, имеющей один выход, то есть содержащей на последнем слое только один нейрон, степень влияния i -го признака x_i , значения которого поступают на входы нейро-

нов первого слоя МНС, на выходной сигнал у будут, в основном, определяться значениями весов и признаков МНС.

Алгоритм обратной оценки значимости признаков на основе МНС имеет следующий вид [3].

Шаг 1. Установить счетчик слоев $q = M$.

Шаг 2. Для всех нейронов q -го слоя МНС определить частные значимости их входов относительно их выходов. Эти значимости будем называть частными, поскольку они не учитывают информативность выхода данного нейрона как входа нейронов следующего слоя:

$$z^*(x_i^{(q,j)*}) = \frac{|w_i^{(q,j)}|}{\sum_{d=1}^{N_q} |w_d^{(q,j)}|}.$$

Шаг 3. Для всех нейронов q -го слоя определить значимости их входов относительно выходов с учетом значимости выхода нейрона для нейронов следующего слоя:

$$z(x_i^{(q,j)*}) = z^*(x_i^{(q,j)*}) \sum_{p=1}^{N_{q+1}} z(x_j^{(q+1,p)*}).$$

Для нейронов M -го слоя принимается равной 1.

Шаг 4. Если $q > 1$, то установить $q = q - 1$ и перейти на шаг 2, в противном случае - перейти на шаг 5.

Шаг 5. Для всех признаков x_i $i = 1, 2, \dots, N$ определить оценки их значимости:

$$z^A(x_i^*) = \sum_{j=1}^{N_1} z(x_i^{(1,j)*}).$$

Оценки $z^A(x_i^*)$ в общем будут содержать определенную ошибку, однако, можно предположить, что на практике они позволят правильно определять качественную оценку значимости признаков, чего вполне может быть достаточно для многих приложений.

1.2 Оценка значимости с фиксацией значений признаков

Метод фиксирования основан на том, что, если признак является избыточным для классификации набора примеров, то фиксация значения соответствующего входа сети не будет существенно ухудшать значение целевой функции обученной нейронной сети по сравнению с реальными значениями данного признака для того же набора примеров. Эта гипотеза может быть определена по-другому: чем более сильную значимость имеет признак, тем больше будет негативное воздействие на целевую функцию обученной нейронной сети, когда вход для этого признака фиксируется к среднему значению. Чтобы оценивать значимость входа количественно, определим коэффициент значимости признака x_i как силу его влияния на выход сети:

$$z^B(x_i) = 1 - \frac{E(w|_{x_i = \bar{x}_i})}{E(w)},$$

где $E(w)$ - значение целевой функции, характеризующей нейронную сеть при полном наборе признаков, и $E(w|_{x_i = \bar{x}_i})$ - значение целевой функции при фиксировании входа x_i к среднему значению \bar{x}_i .

Фиксирование и ранжирование признаков для исходного набора данных в задаче классификации по N признакам x_1, x_2, \dots, x_N , с конечным числом классов предлагается осуществлять на основе следующего алгоритма:

Шаг 1. Обучить МНС с помощью заданного алгоритма обучения на основе обучающих данных.

Шаг 2. Проверить сеть с помощью тестового набора данных $x = \{x_i^s\}$, $i = 1 \dots N$, $s = 1, \dots, S$, содержащего S экземпляров, и вычислить целевую функцию сети $E(x)$.

Шаг 3. Вычислить среднее значение каждого входа сети на наборе данных:

$$\bar{x}_i = \frac{1}{S} \sum_{s=1}^S x_i^s, \quad i = 1, 2, \dots, N.$$

Шаг 4. Фиксировать каждый вход по очереди, то есть заменить x_i^s на \bar{x}_i для всех тестовых данных, затем пропустить набор тестовых данных через сеть и вычислить значения целевой функции при фиксированных входах сети $E(w|_{x_i = \bar{x}_i})$.

Шаг 5. Вычислить коэффициент значимости $z^B(x_i)$, все $i = 1, 2, \dots, N$.

Шаг 6. Упорядочить $z^B(x_i)$ в порядке убывания. Большее значение $z^B(x_i)$ показывает, что признак x_i является более значимым и оказывает более сильное воздействие на выход сети.

1.3 Комбинированный алгоритм отбора с контрастированием, фиксированием и эвристической оценкой значимости признаков

Объединяя идеи рассмотренных выше алгоритмов и предваряя процесс отбора признаков контрастированием весов сети с целью исключения малозначимых весов и получения более прозрачной МНС, на основе которой можно получить более четкие оценки значимости признаков, получим комбинированный алгоритм отбора признаков.

Шаг 1. Обучить МНС на основе обучающего множества данных с помощью определенного алгоритма.

Шаг 2. Отконтрастировать МНС, фиксируя малозначимые веса к нулю. В качестве алгоритма контрастирования можно использовать алгоритмы [4, гл. 9]. Для набора данных определить значение целевой функции классификации при полном наборе признаков $E(w)$.

Шаг 3. Для отконтрастированной МНС определить значимости входов подобно вышеописанному методу фиксирования. Для этого поочередно будем фиксировать веса входов нейронов входного слоя, обращая их к среднему значению соответствующего признака или к нулю, т.е. будем исключать только один вход одного из нейронов входного слоя, в отличие от метода фиксирования, где исключаются все входы всех нейронов входного слоя, соответст-

вующие данному фиксируемому признаку. После каждой такой фиксации будем для набора данных определять значение целевой функции $E(w|_{x_{ji} = \bar{x}_i})$, где x_{ji} - значение на i -ом входе j -го нейрона входного слоя, \bar{x}_i - среднее значение i -го признака (или 0), к которому фиксируется x_{ji} .

Значимость i -го входа j -го нейрона входного слоя МНС по методу фиксирования будем определять по формуле:

$$z_{ji}^B = 1 - \frac{E(w|_{x_{ji} = \bar{x}_i})}{E(w)}$$

Шаг 4. Пронормировать оценки z_{ji}^B :

$$z_{ji}^{B*} = \frac{z_{ji}^B - \text{Min}(z_{ji}^B)}{\text{Max}(z_{ji}^B) - \text{Min}(z_{ji}^B)}, j=1, \dots, N_1; i=1, \dots, N,$$

где $\text{Min}(z_{ji}^B)$ и $\text{Max}(z_{ji}^B)$ - минимальное и максимальное значения z_{ji}^B , соответственно.

Шаг 5. Определить $z_j^A = \sum_{k=1}^{N_2} z(x_j^{(2,k)*})$ - значимости нейронов входного слоя МНС методом эвристической оценки. Заметим, что на данном шаге требуется определить не значимости признаков и входов МНС, а значимости нейронов входного слоя, т.е. требуется выполнить алгоритм эвристической оценки до Шага 5.

Шаг 6. В качестве оценки значимости i -го признака принять: $z_i^{C*} = \sum_{j=1}^{N_1} z_{ji}^{B*} z_j^A$.

Шаг 7. В качестве нормированной комбинированной оценки значимости i -го признака принять:

$$z_i^C = \frac{z_i^{C*} - \text{Min}(z_i^{C*})}{\text{Max}(z_i^{C*}) - \text{Min}(z_i^{C*})}, i = 1, \dots, N,$$

где $\text{Min}(z_i^{C*})$ и $\text{Max}(z_i^{C*})$ - минимальное и максимальное значения z_i^{C*} , соответственно.

Шаг 8. Исключить признаки со значимостями $z_i^C < Z^C$, где Z^C - порог заданный, пользователем, $0 < Z^C < 1$.

2. ОЦЕНКА ЗНАЧИМОСТИ И ОТБОР ПРИЗНАКОВ НА ОСНОВЕ РБНС

РБНС [5] состоит из двух слоев. Соединительные весовые векторы слоев будем обозначать $w^{(\mu, j)}$, где μ - номер слоя ($\mu=1, 2$), j - номер нейрона (узла) в слое. Базисные (или ядерные) функции в первом слое производят локализованную реакцию на входной стимул. Выходные узлы сети формируют взвешенную линейную комбинацию из базисных функций, вычисленных узлами первого слоя.

Выходные узлы соответствуют выходным классам, в то время, как узлы первого слоя представляют собой

кластера (количество кластеров m задается пользователем), на которые разбивается входное пространство. Обозначим $x=(x_1, \dots, x_i, \dots, x_N)$ и $y=(y_1, \dots, y_j, \dots, y_K)$ - вход и выход сети, соответственно. Здесь N - количество признаков, а K - число классов.

Выход u_j j -го узла первого слоя, используя ядерную функцию Гауссиан как базисную, определяется по формуле:

$$u_j = \exp\left[-\frac{(x - w^{(1,j)})^T(x - w^{(1,j)})}{2\sigma_j^2}\right], j=1, 2, \dots, m,$$

где x - входной образ (экземпляр), $w^{(1,j)}$ - его входной весовой вектор (то есть центр Гауссиана для узла j) и σ_j^2 - параметр нормализации j -го узла, такой что $0 < u_j < 1$ (чем ближе вход к центру Гауссиана, тем сильнее реакция узла).

Выход y_j j -го узла второго слоя определяется из выражения:

$$y_j = w^{(2,j)T}u, j = 1, 2, \dots, K;$$

где $w^{(2,j)}$ - весовой вектор для j -го узла второго слоя и u - вектор выходов первого слоя.

Сеть выполняет линейную комбинацию нелинейных базисных функций. Задача обучения сети состоит в минимизации ошибки

$$E = \frac{1}{2} \sum_{s=1}^S \sum_{j=1}^K (y_j^s - y_j^{s*})^2,$$

где y_j^{s*} и y_j^s - желаемое и расчетное значения выхода j -го узла выходного слоя для s -го экземпляра, S - размер набора данных (количество экземпляров), и K - число выходных узлов (число классов). Далее для наглядности верхний индекс s опущен.

Обучение РБНС может выполняться двумя различными способами. Первый способ заключается в том, что алгоритмом кластеризации формируется фиксированное множество центров кластеров. Затем минимизацией квадратичной ошибки, то есть минимизацией E , получают ассоциации центров кластеров с выходом. Второй способ заключается в том, что центры кластеров могут быть также обучены наряду с весами от первого слоя до выходного слоя методом градиентного спуска. Однако, обучение центров наряду с весами может привести к попаданию сети в локальные минимумы.

В данной работе предполагается, что фиксированное множество центров кластеров сформировано на основе первого способа. Пусть центры кластеров будут обозначены $w^{(1,j)}$, $j=1, \dots, m$. Параметр нормализации σ_j представляет меру распределения данных, ассоциируемых с каждым узлом.

Обучение в выходном слое выполняется после того, как определены параметры базисных функций. Веса обычно обучают, используя алгоритм среднеквадратических отклонений:

$$\Delta w^{(\mu, j)} = -\eta e_j u,$$

где $e_j = y_j - y_j^*$ и η - коэффициент скорости обучения.

Рассмотрим, как на основе РБНС можно осуществлять отбор признаков. Для представления значимости различных признаков и их комбинаций определим индекс оценки, на основе которого могут быть отобраны признаки или наборы признаков. Предполагается, что центры кластеров μ - наиболее репрезентативные точки кластеров, используемые в последовательном обучении РБНС. Следовательно, расстояния между кластерами могут быть непосредственно вычислены из этих центров кластеров.

В процессе обучения РБНС, каждый класс рассматривается как набор кластеров. Соответствие кластера любому классу модулируется весами связей от первого слоя к выходному слою. Величина этих весов второго слоя представляет собой меру значимости кластера относительно класса. Таким образом, межклассовые и внутриклассовые расстояния могут быть логически вычислены из идентифицированных центров кластеров и весов соответствующих связей от первого слоя к выходному слою. Чтобы представить относительную значимость кластеров относительно классов, можно использовать нормализованные абсолютные значения весов второго слоя:

$$w_c^{(2,k)*} = \frac{|w_c^{(2,k)}| - \text{Min}(|w_c^{(2,k)}|)}{\text{Max}(|w_c^{(2,k)}|) - \text{Min}(|w_c^{(2,k)}|)},$$

где c - номер кластера, k - номер класса. Чем больше значение $w_c^{(2,k)*}$, тем больше значимость кластера c относительно класса k . Таким образом, большие значения w должны соответствовать большим межклассовым и внутриклассовым расстояниям.

Сформулируем индексы оценки значимости признаков, используя нормализованные абсолютные веса связей и дисперсии σ , сохраненные в узлах первого слоя.

Дисперсия во входных данных σ , сохраненная в узле первого слоя измеряет разреженность кластера, представленного узлом. Считается, что кластер тем разреженнее, чем меньше его вклад в расстояния классов, вычисленные от центров кластеров. Следовательно, расстояния кластеров взвешены с помощью $1/\sigma$, чтобы получить расстояния классов.

Индекс оценки значимости признаков для подмножества признаков определяется из выражения:

$$z^D = \sum_k \frac{d_k}{D_k},$$

где d_k - компактность класса k , а D_k - мера расстояния класса k от всех других классов, игнорируя подмножество признаков F . Данные величины математически выражаются следующим образом:

$$d_k = \sum_c \sum_{c' > c} \sum_{\forall j \notin F} \frac{(w_j^{(1,c)} - w_j^{(1,c')})^2}{\sigma_c \sigma_{c'}} w_c^{(2,k)} w_{c'}^{(1,k)},$$

$$D_k = \sum_{k' \neq k} \sum_c \sum_{\forall j \notin F} \frac{(w_j^{(1,c)} - w_j^{(1,c')})^2}{\sigma_c \sigma_{c'}} w_c^{(2,k)} w_{c'}^{(1,k)}.$$

Индекс оценки значимости признаков измеряет каково соотношение внутриклассовых и межклассовых расстояний, когда игнорируется определенный признак. Если классы хорошо разделены и компактны, то отношение внутриклассовых и межклассовых расстояний будет мало. Если исключение некоторого подмножества признаков ухудшает компактность классов (то есть увеличивает d_k) и / или уменьшает разделение классов (то есть уменьшает D_k), то оно трактуется как значимое. Эта ситуация будет отражена в индексе z^D , т.к. в данном случае отношение увеличится.

Введем альтернативную меру индекса оценки значимости признаков. Пусть экземпляр p в кластере c_1 и экземпляр q в кластере c_2 будут обозначены: $x^{p1} = x_1^{p1}, x_2^{p1}, \dots, x_N^{p1}$ и $x^{q2} = x_1^{q2}, x_2^{q2}, \dots, x_N^{q2}$, соответственно. Пусть расстояние $D(c_1, c_2)$ между двумя кластерами c_1 и c_2 , будет суммой попарных расстояний точек в этих двух кластерах, то есть:

$$D(c_1, c_2) = \sum_p \sum_q d(x^{p1}, x^{q2}),$$

где $d(a,b)$ является физическим расстоянием между двумя точками в пространстве модели. Если $d(a,b)$ соответствует возводимому в квадрат Евклидову расстоянию, тогда

$$D(c_1, c_2) = \sum_p \sum_q \sum_i d(x_i^{p1} - x_i^{q2})^2,$$

После упрощения, расстояние между двумя кластерами может быть записано как

$$D(c_1, c_2) = N_{c_1} N_{c_2} (\sigma_{c_1}^2 + \sigma_{c_2}^2 + d(w^{(1,c_1)}, w^{(1,c_2)})),$$

где N_{c_1} и N_{c_2} - число экземпляров, представленных в кластерах c_1 и c_2 , соответственно.

Теперь, если число точек в некотором кластере больше, вес связи, соединенной с узлом первого слоя, соответствующим кластеру будет повторен для большего числа испытаний в течение обучения сети, если все классы в равной степени вероятны. В этом случае, ожидается, что абсолютные нормализованные значения весов второго слоя, соответствующие этой связи, будут больше. Другими словами, чем больше число точек, представленных в кластере, тем больше будет значимость связи, соединенной со скрытым узлом, соответствующим кластеру, и наоборот. Базируясь на этой концепции и уравнении для $D(c_1, c_2)$, альтернативные критерии для внутриклассового и межклассового расстояний можно представить следующим образом

$$d_k = \sum_c \sum_{c' > c} \left(\sum_{\forall j \notin F} (w_j^{(1,c)} - w_j^{(1,c')})^2 + \sigma_c + \sigma_{c'} \right) w_c^{(2,k)} w_{c'}^{(1,k)},$$

$$D_k = \sum_{k' \neq k} \sum_c \left(\sum_{\forall j \notin F} (w_j^{(1,c)} - w_j^{(1,c')})^2 + \sigma_c + \sigma_{c'} \right) w_c^{(2,k)} w_{c'}^{(1,k)}.$$

Альтернативный критерий для индекса оценки значимости признаков можно представить, как:

$$z^D = \sum_k \frac{d'_k}{D'_k}$$

Индексы оценки значимости вычисляются на основе взвешенного расстояния между кластерами, представленными узлами первого слоя. Число кластеров должно быть таким, чтобы целевая функция классификации достигала оптимального значения. В то же время, очень большое количество кластеров может вести к нежелательной избыточности сети. Здесь мы рассматриваем сети с минимальным числом скрытых узлов, такие, что значение целевой функции классификации не ухудшается.

Считается, что требуемое число кластеров m не может быть меньше, чем число классов K , потому что, если они равны, то в идеале отдельный кластер соответствует отдельному классу. Следовательно, чтобы получить сеть с минимальным числом узлов в первом слое, мы начинаем с сети, у которой $m=1$. Затем m увеличивается до тех пор, пока существенно не увеличится значение целевой функции классификации. Для этой сети вычисляются z^D и z^E , а также соответственно упорядочиваются подмножества признаков.

Шаг 1: Выбрать сеть с количеством узлов первого слоя, равным числу классов.

Шаг 2: Обучить сеть и проверить критерий классификации (значение целевой функции).

Шаг 3: Увеличивать число скрытых узлов, и повторять шаг 2, пока характеристика классификации существенно не улучшится.

Шаг 4: Вычислить нормализованные абсолютные значения весов связей обученной сети, полученной на шаге 3.

Шаг 5: Вычислить z^D и z^E для каждого подмножества признаков.

Шаг 6: Упорядочить подмножества признаков согласно значениям индексов оценки значимости.

3. ЭКСПЕРИМЕНТЫ И РЕЗУЛЬТАТЫ

Для исследования практической применимости рассмотренных алгоритмов на языке MATLAB5.2 были разработаны соответствующие функции. Для тестирования алгоритмов использовались реальные данные для решения задач диагностики и распознавания: задача классификации растений на культурные и сорные [6], задача диагностики лопаток авиадвигателей [2] и задача диагностики изделий электронной техники [7]. Результаты проведенных экспериментов представлены в табл.

Как видно из таблицы, предложенные алгоритмы позволяют на практике сократить количество признаков при этом, как свидетельствуют результаты экспериментов, существенного ухудшения точности распознавания не наблюдается.

Сравнение вычислительных аспектов рассмотренных методов позволяет утверждать, что применение методов отбора признаков на основе МНС является более целесообразным по сравнению с РБНС, поскольку:

- МНС, как правило, позволяют получить более качественную и более точную модель
- Вычислительная сложность алгоритмов оценки значимостей на основе МНС существенно меньше, чем у соответствующего алгоритма для РБНС

В целом рассмотренные методы доказали свою эффективность и практическую применимость. Результаты проведенных экспериментов позволяют рекомендовать предложенные алгоритмы для реализации в системах распознавания и диагностики.

Таблица - Сравнительная характеристика алгоритмов отбора признаков

Задача	Исходное количество признаков	Количество признаков после отбора			
		МНС			РБНС
		z^A	z^B	z^C	
классификация растений на культурные и сорные	55	16	12	10	12
диагностика лопаток авиадвигателей	100	39	21	21	25
диагностика изделий электронной техники	15	11	10	9	12

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Биргер И.А. Техническая диагностика.- М.: Машиностроение, 1978. - 240 с.
2. Адаменко В.А., Дубровин В.И., Жеманюк П.Д., Субботин С.А. Диагностика лопаток авиадвигателей по спектрам свободных затухающих колебаний после ударного возбуждения // Автоматика-2000. Міжнародна конференція з автоматичного управління, Львів, 11-15 вересня 2000: Праці у 7-ми томах.-Т. 5. - Львів: Державний НДІ інформаційної інфраструктури, 2000. - С. 7-13.
3. Дубровин В.И., Субботин С.А. Алгоритм нейросетевого отбора признаков // Матеріали міжнародної конференції з автоматичного управління "Автоматика-2001", 10-14 вересня 2001 р.-Одеса: ОДПУ, 2001. - Т.2, С. 88-89
4. Нейроинформатика / А.Н.Горбань, В.А.Дунин-Барковский,

- А.Н.Кирдин, Е.М.Миркес, А.Ю.Новоходько, Д.А.Россиев, С.А.Терехов, М.Ю.Сенашова, В.Г.Царегородцев. Новосибирск: Наука, Сибирская издательская фирма РАН, 1998. - 296 с.
5. Neural Network Toolbox User Guide / Beale M., Demuth H. - Natick: Mathworks, 1997. - 700 p.
6. Дубровин В.И., Морщавка С.В., Пиза Д. М., Субботин С.А. Распознавание растений по результатам дистанционного зондирования на основе многослойных нейронных сетей // Математичні машини і системи, 2000, № 2-3, С. 113-119.
7. Дубровин В.И., Корецкий Н.Х., Субботин С.А. Индивидуальное прогнозирование надежности изделий электронной техники на основе нейронных сетей // Труды VII Всероссийской конференции "Нейрокомпьютеры и их применение" НКП-2001 с международным участием, Москва, 14-16 февраля, 2001 г.- М.: ИПУ РАН, С. 228-231.

СРАВНЕНИЕ ИНТЕРВАЛОВ И ОПТИМИЗАЦИОННЫЕ ЗАДАЧИ С ИНТЕРВАЛЬНЫМИ ПАРАМЕТРАМИ

В.И.Левин

Рассмотрена общая задача сравнения интервально заданных чисел в связи с проблемой оптимизации систем с интервальными параметрами. Получено решение задачи, использующее понятие меры близости интервалов и распространяющееся на интервалы, расположенные произвольно относительно друг друга. В частном случае, когда запрещено отношение накрытия одного интервала другим, полученное решение переходит в известное - сдвинутый вправо интервал является большим. В общем случае это решение сводит сравнение интервальных чисел к сравнению их центров.

The common task of matching numbers by specific intervals in connection with a problem of optimization of systems with interval parameters is considered. The solution of the tasks using concepts of a measure of closeness of intervals and spreaded to intervals, located arbitrary rather one another is obtained. In that specific case, when the ratio one interval is for bidden by other, the obtained solution passes - a shifted to the right interval is large. In common case this solution reduces matching numbers to matching their centers.

1. ВВЕДЕНИЕ

В работах [1-3] был предложен подход к оптимизации систем с интервально заданными параметрами, основанный на принципах сравнения интервальных чисел, вытекающих из общих принципов интервальной математики [4]. Этот подход позволил сводить оптимизационные задачи с интервальными параметрами к двум аналогичным задачам с детерминированными (точно заданными) параметрами. В результате оказалось возможным эффективное решение многих задач оптимизации в новой, интервальной постановке [1, 3, 5-8]. Однако предложенный подход имел определенное ограничение, связанное с невозможностью сравнения в нем интервалов, один из которых накрывает другой. Это ограничивало класс практических задач интервальной оптимизации допускающих решение.

В настоящей статье обоснован более общий подход к оптимизации систем с интервальными параметрами. В нем, кроме общих принципов интервальной математики, позволяющих переносить любые операции над числами (в частности, операция взятия максимума и минимума) на интервалы, использовано также понятие меры близости двух интервалов. Это позволило единообразно и строго обоснованно сравнивать любые интервалы, находящиеся в произвольных отношениях между собой (в том числе, накрывающие друг друга) и выбирать максимальный и минимальный из них. Благодаря этому появилась принципиальная возможность решать любые практические задачи оптимизации систем с интервальными параметрами.

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Согласно [1-3, 9], сравнение интервальных чисел, в соответствии с общими принципами интервальной математики [4], проводится так. Пусть $\tilde{a}=[a_1, a_2]$ и $\tilde{b}=[b_1, b_2]$ - произвольная пара таких чисел. В соответствии с указанными принципами определим операции $\vee = \max$ и $\wedge = \min$ над интервалами a и b как теоретико-множественные обобщения соответствующих операций над вещественными числами

$$\tilde{a} \vee \tilde{b} = \{a \vee b | a \in \tilde{a}, b \in \tilde{b}\}, \quad \tilde{a} \wedge \tilde{b} = \{a \wedge b | a \in \tilde{a}, b \in \tilde{b}\}. \quad (1)$$

Результаты операций \vee и \wedge над интервалами всегда существуют в виде соответствующих интервалов и определяются по формулам

$$\begin{aligned} \tilde{a} \vee \tilde{b} &= [a_1, a_2] \vee [b_1, b_2] = [a_1 \vee b_1, a_2 \vee b_2]; \\ \tilde{a} \wedge \tilde{b} &= [a_1, a_2] \wedge [b_1, b_2] = [a_1 \wedge b_1, a_2 \wedge b_2]. \end{aligned} \quad (2)$$

Операции \vee , \wedge часто называют операциями непрерывной логики (НЛ) - дизъюнкцией и конъюнкцией, так как они обобщают аналогичные операции дискретной логики на непрерывный случай. Отношения неравенства интервалов определяются аналогично отношениям неравенства вещественных чисел. При этом используются операции взятия максимума \vee и минимума \wedge (1)

$$\begin{aligned} (\tilde{a} \geq \tilde{b}) &\Leftrightarrow (\tilde{a} \vee \tilde{b} = \tilde{a}, \tilde{a} \wedge \tilde{b} = \tilde{b}), \\ (\tilde{a} > \tilde{b}) &\Leftrightarrow (\tilde{a} \vee \tilde{b} = \tilde{a}, \tilde{a} \wedge \tilde{b} = \tilde{b}, \tilde{a} \neq \tilde{b}). \end{aligned} \quad (3)$$

Как видно из (3), для того чтобы некоторый интервал \tilde{a} был большим (большим или равным) из двух интервалов \tilde{a} и \tilde{b} , нужно, чтобы операция \vee над этими интервалами давала интервал \tilde{a} , а операция \wedge - интервал \tilde{b} . Однако проблема заключается в том, что операции \vee и \wedge , введенные по формулам (1) и вычисляемые по формулам (2), не всегда имеют своим результатом один из двух интервалов \tilde{a} , \tilde{b} , фигурирующих в операции. В таких случаях интервалы оказываются не сравнимыми по отношению \geq , $>$ в смысле определений (3). Случаи сравнимости и несравнимости интервалов в смысле (3) полностью описываются следующими предложениями [1-3].

Теорема 1. Для того чтобы два интервала $\tilde{a}=[a_1, a_2]$ и $\tilde{b}=[b_1, b_2]$ были сравнимы по отношению \geq и

находились в отношении $\tilde{a} \geq b$ в смысле (3), необходимо и достаточно, чтобы выполнялась система неравенств $\tilde{a}_1 \geq \tilde{b}_1, \tilde{a}_2 \geq \tilde{b}_2$, а для того чтобы они были несравнимы по этому отношению, необходимо и достаточно выполнения хотя бы одной из систем неравенств: $a_1 < b_1, a_2 > b_2$ или $a_1 > b_1, a_2 < b_2$.

Согласно теореме 1 сравнимы по отношению \geq только совпадающие интервалы либо интервалы, сдвинутые относительно друг друга вдоль числовой оси. При этом сдвинутый вправо (влево) интервал является большим (меньшим). Если же один интервал покрывает другой, то они несравнимы.

Теорема 2. Для того чтобы два интервала $\tilde{a} = [a_1, a_2]$ и $\tilde{b} = [b_1, b_2]$ были сравнимы по отношению $>$ и находились в отношении $\tilde{a} > \tilde{b}$ в смысле (3), необходимо и достаточно, чтобы выполнялась хотя бы одна из систем неравенств $\tilde{a}_1 \geq \tilde{b}_1, \tilde{a}_2 > \tilde{b}_2$ или $\tilde{a}_1 > \tilde{b}_1, \tilde{a}_2 \geq \tilde{b}_2$, а для того чтобы они были несравнимы по этому отношению, необходимо и достаточно выполнения хотя бы одной из систем неравенств (равенств): $a_1 < b_1, a_2 > b_2$ или $a_1 > b_1, a_2 < b_2$ или $a_1 = b_1, a_2 = b_2$.

В соответствии с теоремой 2, сравнимы по отношению $>$ только интервалы, сдвинутые относительно друг друга вдоль числовой оси. При этом сдвинутый вправо (влево) интервал является большим (меньшим). Если же один интервал покрывает другой, то они несравнимы. Естественно, что несравнимыми по отношению $>$ оказываются также равные интервалы, ведь они находятся в отношении равенства $=$, несовместимом с отношением $>$.

Как показывают теоремы 1, 2, подход, основанный только на общих принципах интервальной математики, не позволяет сравнивать интервалы, покрывающие друг друга, ни по одному из отношений $>, \geq, =$. Это приводит к невозможности получения в указанных случаях решений задач оптимизации систем с неточно известными (интервальными) параметрами. С практической точки зрения это нежелательно. Возникает задача разработки разумных правил сравнения покрывающих друг друга интервалов по отношениям $>, \geq, =$. Эти правила должны быть совместимы с полученными ранее (см. теоремы 1, 2) и в совокупности давать возможность сравнения любых интервалов по любому из отношений $>, \geq, =$. В результате решение задач оптимизации систем с интервальными параметрами окажется возможным во всех, без исключения, случаях.

3. ИДЕЯ РЕШЕНИЯ

Идея решения поставленной задачи проста и состоит в следующем. Рассмотрим два принципиально различных возможных взаиморасположения сравниваемых интервалов $\tilde{a}=[a_1, a_2]$ и $\tilde{b}=[b_1, b_2]$: 1) сдвиг по одной или обеим границам интервалов либо полный сдвиг (когда области \tilde{a} и \tilde{b} не пересекаются) (рис. 1); 2) накрытие одним интервалом \tilde{a} другого \tilde{b} (рис. 2). Из рис. 1 хорошо

видно, что в случае сдвига интервалов операция взятия максимума (дизъюнкция \vee НЛ), определяемая согласно (1), (2), дает сдвинутый вправо интервал \tilde{a} , а операция взятия минимума (конъюнкция \wedge НЛ), определяемая там же, дает сдвинутый влево интервал \tilde{b} . Таким образом, в этом случае есть все основания для того, чтобы, в соответствии с определением (3), принять интервал \tilde{a} за больший, а интервал \tilde{b} - за меньший, т.е. выполнить сравнение интервалов по отношениям $\geq, >$. Однако из рис. 2 так же хорошо видно, что в случае накрытия одним интервалом \tilde{a} другого \tilde{b} операция взятия максимума (дизъюнкция \vee НЛ) и операция взятия минимума (конъюнкция \wedge НЛ) этих интервалов дают новые интервалы, отличные как от \tilde{a} , так и от \tilde{b} . В связи с этим сравнение интервалов \tilde{a} и \tilde{b} на основании определения (3) с целью выделения большего и меньшего из них оказывается в этом случае невозможным. Сказанное означает, что общие принципы интервальной математики, позволяющие распространять любые операции над вещественными числами на случай интервальных чисел (пример распространения операций дает формула (1)), недостаточны для придания новым операциям тех же полезных свойств, которыми обладают исходные операции над вещественными числами. Поэтому указанные принципы следует дополнить новыми, позволяющими получать нужные свойства. В нашем случае несравнимости покрывающих друг друга интервалов \tilde{a}, \tilde{b} по отношениям (рис. 2) в качестве нового естественно взять принцип близости интервалов. Действительно, если выполнены в точном соответствии с определениями (1), (2) операции взятия максимума $\tilde{a} \vee \tilde{b}$ и минимума $\tilde{a} \wedge \tilde{b}$ интервалов \tilde{a}, \tilde{b} не дают ни \tilde{a} , ни \tilde{b} , тем самым не позволяя сравнить эти интервалы, то можно в качестве максимального принять тот из интервалов \tilde{a}, \tilde{b} , который находится ближе к $\tilde{a} \vee \tilde{b}$, а в качестве минимального - тот из \tilde{a}, \tilde{b} , который находится ближе к $\tilde{a} \wedge \tilde{b}$. Таким образом, для решения нашей задачи остается лишь определить логически, математически и содержательно обоснованную меру близости интервалов или двойственную ей меру удаленности.

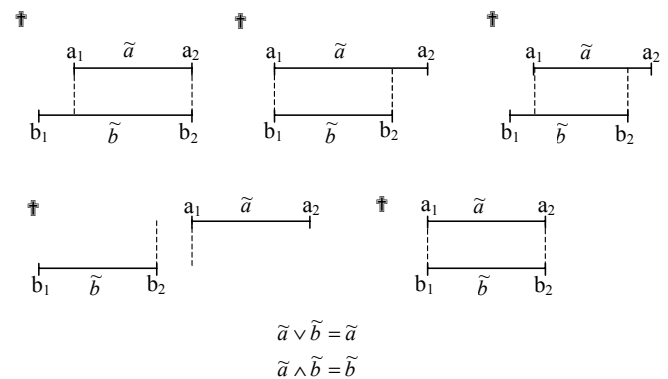


Рисунок 1 - Сдвиг интервала \tilde{a} вправо относительно интервала \tilde{b} (1 - сдвиг по левой границе; 2 - сдвиг по

правой границе; 3 - сдвиг по обеим границам;
4 - полный сдвиг; 5 - нулевой сдвиг (равенство)

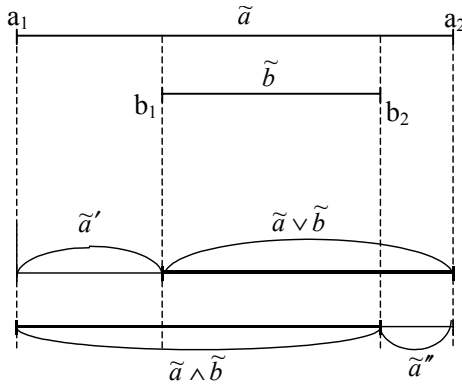


Рисунок 2 - Интервал \tilde{a} накрывает интервал \tilde{b} ($\tilde{a} \vee \tilde{b}$ - взятие максимума интервалов \tilde{a} и \tilde{b} , согласно (1), (2), $\tilde{a} \wedge \tilde{b}$ - взятие их минимума согласно (1), (2)

4. ОСНОВНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ

Определим меру удаленности U двух интервалов \tilde{a} и \tilde{b} как суммарную длину всех подинтервалов, которыми различаются \tilde{a} и \tilde{b} , включая подинтервал \tilde{P} - промежуток между \tilde{a} и \tilde{b} , присутствующий в случаях, когда \tilde{a} и \tilde{b} не пересекаются. Таким образом, U выражается как

$$U = |\tilde{a}/\tilde{b}| + |\tilde{b}/\tilde{a}| + |\tilde{P}|. \quad (4)$$

Здесь символ $|\tilde{c}|$ означает длину интервалов \tilde{c} . В соответствии с определением (4), удаленность совпадающих интервалов равна нулю, удаленность, например, интервалов \tilde{a} и \tilde{b} на рис. 1, случай 1-4, составляет: 1) $U = a_1 - b_1$; 2) $U = a_2 - b_2$; 3) $U = a_1 - b_1 + a_2 - b_2$; 4) $U = b_2 - b_1 + a_1 - b_2 + a_2 - a_1 = a_2 - b_1$, а удаленность интервалов \tilde{a} и \tilde{b} на рис. 2 равна $U = b_1 - a_1 + a_2 - b_2$. Мера близости B двух интервалов \tilde{a} и \tilde{b} , по определению, является величиной, дополнительной к мере их удаленности U . Т.е. чем больше (меньше) U , тем меньше (больше) B . При этом конкретная форма математического соотношения между U и B может быть различной, например, такой

$$B = 1/U. \quad (5)$$

Согласно (4), (5), при увеличении меры удаленности интервалов U от $U_{\min} = 0$ (что соответствует удаленности совпадающих интервалов) до $U_{\max} = \infty$ (что соответствует удаленности бесконечно разнесенных интервалов) мера близости интервалов B уменьшается от $B_{\max} = \infty$ до $B_{\min} = 0$.

Мера $U(\tilde{a}, \tilde{b})$ удаленности двух интервалов \tilde{a} и \tilde{b} обладает всеми свойствами обычного расстояния между объектами. А именно, справедливо следующее утверждение.

Теорема 3. Мера $U(\tilde{a}, \tilde{b})$ удаленности интервалов \tilde{a} и \tilde{b} обладает следующими свойствами:

$$U(\tilde{a}, \tilde{a}) = 0, U(\tilde{a}, \tilde{b}) > 0 \text{ при } \tilde{a} \neq \tilde{b} \quad (6)$$

(удаленность совпадающих интервалов равна нулю, для несовпадающих интервалов она положительна),

$$U(\tilde{a}, \tilde{b}) = U(\tilde{b}, \tilde{a}) \quad (7)$$

(перестановочное свойство функции U , измеряющей удаленность интервалов, т.е. удаленность \tilde{a} от \tilde{b} равна удаленности \tilde{b} от \tilde{a}),

$$U(\tilde{a}, \tilde{b}) + U(\tilde{b}, \tilde{c}) \geq U(\tilde{a}, \tilde{c}) \quad (8)$$

(неравенство треугольника).

Доказательство теоремы 3. Согласно (4), $U(\tilde{a}, \tilde{a}) = |\tilde{a}/\tilde{a}| + |\tilde{a}/\tilde{a}| + |\emptyset| + |\emptyset| + |\emptyset| + |\emptyset|$, где \emptyset - пустой интервал. Но $|\emptyset| = 0$. Отсюда следует $U(\tilde{a}, \tilde{a}) = 0$. При $\tilde{a} \neq \tilde{b}$, $\tilde{a}/\tilde{b} \neq 0$ или $\tilde{b}/\tilde{a} \neq 0$ так что хотя бы одно слагаемое выражения (4) положительно и потому $U(\tilde{a}, \tilde{b}) > 0$.

Далее, согласно (4), при перестановке местами аргументов \tilde{a}, \tilde{b} выражение функции $U(\tilde{a}, \tilde{b})$ не изменяется. Это доказывает справедливость формулы (7). Доказательство неравенства (8) можно получить, непосредственно проверив его выполнение в различных возможных случаях взаиморасположения интервалов $\tilde{a}, \tilde{b}, \tilde{c}$ (число таких случаев конечно). Процедуру проверки покажем для двух крайних случаев: 1) все три интервала $\tilde{a}, \tilde{b}, \tilde{c}$ не пересекаются; 2) все три интервала пересекаются и образуют последовательное включение (накрытие). В случае 1

положим порядок следования интервалов слева направо $\tilde{a}, \tilde{b}, \tilde{c}$. Тогда левая часть неравенства (8) равна $|\tilde{a}| + 2|\tilde{b}| + |\tilde{c}| + |\tilde{P}(\tilde{a}, \tilde{b})| + |\tilde{P}(\tilde{b}, \tilde{c})|$, а правая часть - $|\tilde{a}| + |\tilde{b}| + |\tilde{c}| + |\tilde{P}(\tilde{a}, \tilde{b})| + |\tilde{P}(\tilde{b}, \tilde{c})|$, где $\tilde{P}(\cdot)$ - промежуток между интервалами в скобке. Таким образом, неравенство (8) справедливо и имеет вид строгого неравенства $>$. При других порядках следования интервалов проверка и ее результат аналогичны. В случае 2

положим порядок последовательного включения интервалов $\tilde{a} \supset \tilde{b} \supset \tilde{c}$. Тогда левая часть неравенства (8) равна $|\tilde{a}/\tilde{b}| + |\tilde{b}/\tilde{c}| = |\tilde{a}/\tilde{c}|$, а правая часть - $|\tilde{a}/\tilde{c}|$. Таким образом, неравенство (8) и здесь справедливо и имеет вид строгого равенства $=$. При других порядках последовательного включения интервалов проверка аналогична, но результат может иметь и форму строгого неравенства $>$.

Введенная мера $U(\tilde{a}, \tilde{b})$ удаленности интервалов \tilde{a}, \tilde{b} позволяет сформулировать общее свойство интервалов \tilde{a}, \tilde{b} , которое дает возможность определять их сравнимость во всех случаях, в том числе, в тех, когда сравнение по ранее известному принципу (3) оказывается невозмож-

ным. Это, как уже говорилось в § 2, случаи, когда один из интервалов \tilde{a} \tilde{b} накрывает (включает) другой. Соответствующее частное свойство, позволяющее сравнивать интервалы только в случаях сдвига одного из них относительно другого, принимает вид эквивалентности [1-3]

$$(\tilde{a} \vee \tilde{b} = \tilde{a}) \Leftrightarrow (\tilde{a} \wedge \tilde{b} = \tilde{b}), \tag{9}$$

т.е. если операция \vee взятия максимума согласно (1) дает один из интервалов \tilde{a}, \tilde{b} , то операция взятия минимума согласно (1) дает другой из них, и наоборот. Другими словами, равенства $\tilde{a} \vee \tilde{b} = \tilde{a}$, $\tilde{a} \wedge \tilde{b} = \tilde{b}$ должны выполняться одновременно. Именно это свойство интервалов позволило ранее определить сравнение сдвинутых друг к другу интервалов по отношениям $\geq, >$ в форме эквивалентностей (3). Однако, поскольку в случае, когда один из интервалов \tilde{a}, \tilde{b} накрывает другой, операции $\tilde{a} \vee \tilde{b}$ и $\tilde{a} \wedge \tilde{b}$ не дают ни \tilde{a} , ни \tilde{b} (см. рис. 2), свойство (9), хотя оно всегда выполняется, не может быть взято за основу, позволяющую вывести подобные (3) правила сравнения любых интервалов, в т.ч. накрывающих друг друга, по отношениям $\geq, >$. Более общее свойство интервалов, позволяющее это сделать, имеет вид

$$U(\tilde{a}, \tilde{a} \vee \tilde{b}) \leq U(\tilde{b}, \tilde{a} \vee \tilde{b}) \Leftrightarrow U(\tilde{a}, \tilde{a} \wedge \tilde{b}) \geq U(\tilde{b}, \tilde{a} \wedge \tilde{b}). \tag{10}$$

Свойство (10) означает, что если один из интервалов \tilde{a} ближе к дизъюнкции \vee (максимуму) интервалов $\tilde{a} \vee \tilde{b}$, чем другой \tilde{b} , то он дальше от конъюнкции \wedge (минимума) интервалов $\tilde{a} \wedge \tilde{b}$, чем \tilde{b} , и наоборот - если \tilde{a} дальше от $\tilde{a} \wedge \tilde{b}$, чем \tilde{b} , то он ближе к $\tilde{a} \vee \tilde{b}$, чем \tilde{b} . Знаки $=$ в (10) показывают, что при одинаковой удаленности интервалов \tilde{a} и \tilde{b} от $\tilde{a} \vee \tilde{b}$ оба они одинаково удалены и от $\tilde{a} \wedge \tilde{b}$, и наоборот - при одинаковой удаленности \tilde{a} и \tilde{b} от $\tilde{a} \wedge \tilde{b}$ оба одинаково удалены и от $\tilde{a} \vee \tilde{b}$.

Доказательство свойства (10). Рассмотрим два случая.

Случай 1: интервалы \tilde{a} и \tilde{b} сдвинуты относительно друг друга (рис. 1). При этом операция \vee взятия максимума интервалов \tilde{a}, \tilde{b} дает один из них, а операция \wedge взятия их минимума - другой. Пусть для определенности $\tilde{a} \vee \tilde{b} = \tilde{a}$, $\tilde{a} \wedge \tilde{b} = \tilde{b}$. Тогда свойство (10) принимает вид

$$[\tilde{a} \vee \tilde{b} = \tilde{a}, 0 \leq U(\tilde{b}, \tilde{a} \vee \tilde{b})] \Leftrightarrow [\tilde{a} \wedge \tilde{b} = \tilde{b}, U(\tilde{a}, \tilde{a} \wedge \tilde{b}) \geq 0]. \tag{11}$$

Неравенства в левой и правой частях соотношения (11) в силу свойств (6) функции U всегда выполняются. Поэтому, как достоверные события, они могут быть опущены, в результате чего соотношение (11) принимает вид (9). Таким образом, в случае 1 свойство (10) эквивалентно свойству (9), справедливость которого доказана [1-3]. Поэтому и свойство (10) в этом случае справедливо.

Случай 2. Интервалы \tilde{a} и \tilde{b} накрывают друг друга (рис.2). При этом операция \vee взятия максимума и операция

\wedge взятия минимума интервалов \tilde{a}, \tilde{b} не дают ни один из этих интервалов. Поэтому, в силу свойств (6) функции U , во всех неравенствах соотношения (10) левые и правые части положительны. Проверим совместное выполнение этих неравенств. Примем для определенности, что \tilde{a} накрывает \tilde{b} (рис. 2). Тогда, как видно из рис. 2, левые и правые части неравенств в (10) выражаются в виде следующих отрезков

$$\begin{aligned} U(\tilde{a}, \tilde{a} \vee \tilde{b}) &= |\tilde{a}'|, & U(\tilde{b}, \tilde{a} \vee \tilde{b}) &= |\tilde{a}''|, \\ U(\tilde{a}, \tilde{a} \wedge \tilde{b}) &= |\tilde{a}'''|, & U(\tilde{b}, \tilde{a} \wedge \tilde{b}) &= |\tilde{a}''''|. \end{aligned} \tag{12}$$

Подставив выражения (12) в соотношение (10), получим эквивалентное соотношение

$$|\tilde{a}'| \leq |\tilde{a}''| \Leftrightarrow |\tilde{a}''| \geq |\tilde{a}'|. \tag{13}$$

Но соотношение (13) всегда справедливо. Поэтому и соотношение (свойство) (10) в случае 2 справедливо.

Доказанное свойство интервалов (10) обобщает их свойство (9), но, в отличие от (9), не требует, чтобы операция \vee взятия максимума согласно (1) двух интервалов давала один из них, а операция \wedge взятия их минимума - другой, что возможно только для сдвинутых один относительно другого интервалов. Благодаря этому свойство (10) позволяет ввести понятие сравнимости по отношениям $>, \geq, =$ для произвольных интервалов, независимо от их расположения друг относительно друга. В этом общем случае различные возможные отношения между интервалами определяются в виде

$$\begin{aligned} (\tilde{a} \geq \tilde{b}) &\Leftrightarrow [U(\tilde{a}, \tilde{a} \vee \tilde{b}) \leq U(\tilde{b}, \tilde{a} \vee \tilde{b}), \\ &U(\tilde{a}, \tilde{a} \wedge \tilde{b}) \geq U(\tilde{b}, \tilde{a} \wedge \tilde{b})], \\ (\tilde{a} > \tilde{b}) &\Leftrightarrow [U(\tilde{a}, \tilde{a} \vee \tilde{b}) < U(\tilde{b}, \tilde{a} \vee \tilde{b}), \\ &U(\tilde{a}, \tilde{a} \wedge \tilde{b}) > U(\tilde{b}, \tilde{a} \wedge \tilde{b})], \\ (\tilde{a} = \tilde{b}) &[U(\tilde{a}, \tilde{a} \vee \tilde{b}) = U(\tilde{b}, \tilde{a} \vee \tilde{b}), \\ &U(\tilde{a}, \tilde{a} \wedge \tilde{b}) = U(\tilde{b}, \tilde{a} \wedge \tilde{b})]. \end{aligned} \tag{14}$$

Как видно из (14), для того чтобы некоторый интервал \tilde{a} был большим (большим или равным) из двух интервалов \tilde{a} и \tilde{b} , нужно чтобы интервал \tilde{a} был ближе (ближе или равноудален) к результату операции $\vee = \max$ (1) над \tilde{a} и \tilde{b} и дальше (дальше или равноудален) от результата операции $\wedge = \min$ (1) над \tilde{a} и \tilde{b} , чем интервал \tilde{b} . Из (14) также видно, что для равенства двух интервалов \tilde{a} и \tilde{b} нужно, чтобы они были равноудалены от результата операции \vee (1) над \tilde{a} и \tilde{b} и равноудалены от результата операции \wedge (1) над \tilde{a} и \tilde{b} .

Нижеследующее основное предложение полностью описывает условия, при которых произвольные интервалы, независимо от их расположения друг относительно друга, находятся в одном из отношений $>, \geq, =$.

Теорема 4. Для того чтобы два произвольных интервала $\tilde{a} = [a_1, a_2]$ и $\tilde{b} = [b_1, b_2]$ находились в одном из отношений $>, \geq, =$ в смысле (14), необходимо и достаточно, чтобы их центры $M_a = (a_1 + a_2)/2$ и $M_b = (b_1 + b_2)/2$ на-

ходились в том же отношении как вещественные числа, т.е.

$$(\tilde{a}\tilde{b}) \Leftrightarrow (M_a M_b), \quad \in \{ \geq, >, = \}. \quad (15)$$

Доказательство теоремы 4. Рассмотрим два случая.

Случай 1: интервалы \tilde{a} и \tilde{b} сдвинуты относительно друг друга (рис. 1). В этом случае согласно теореме 1 $(\tilde{a} \geq \tilde{b}) \Leftrightarrow (\tilde{a}_1 \geq \tilde{b}_1, \tilde{a}_2 \geq \tilde{b}_2) = A$. Но, $A \Leftrightarrow (M_a \geq M_b)$, следовательно, $(\tilde{a} \geq \tilde{b}) \Leftrightarrow (M_a \geq M_b)$. В частности, отношению $=$ соответствует условие $(\tilde{a} = \tilde{b}) \Leftrightarrow (M_a = M_b)$. Далее, согласно теореме 2 $(\tilde{a} > \tilde{b}) \Leftrightarrow (\tilde{a}_1 \geq \tilde{b}_1, \tilde{a}_2 \geq \tilde{b}_2) \cup (a_1 \geq b_1, a_2 \geq b_2) = B$. Но $B \Leftrightarrow (M_a > M_b)$. Таким образом $(\tilde{a} > \tilde{b}) \Leftrightarrow (M_a > M_b)$. Видим, что в случае 1 эквивалентность (15) выполняется и теорема верна. Случай 2: интервалы \tilde{a} и \tilde{b} накрывают друг друга. Для определенности, пусть a накрывает b (рис. 2). Тогда, согласно (14) и с учетом (12) $(\tilde{a} \geq \tilde{b}) \Leftrightarrow (|\tilde{a}'| \leq |\tilde{a}''|) = C$. Но $C \Leftrightarrow (M_a \geq M_b)$, так что $(\tilde{a} \geq \tilde{b}) \Leftrightarrow (M_a \geq M_b)$. Аналогично, согласно (14) и с учетом (12) $(\tilde{a} > \tilde{b}) \Leftrightarrow (|\tilde{a}'| < |\tilde{a}''|) = D$. Но $D \Leftrightarrow (M_a > M_b)$, так что $(\tilde{a} > \tilde{b}) \Leftrightarrow (M_a > M_b)$. Наконец, согласно (14), (12) $(\tilde{a} = \tilde{b}) \Leftrightarrow (|\tilde{a}'| = |\tilde{a}''|) = E$. Но $E \Leftrightarrow (M_a = M_b)$, так что $(\tilde{a} = \tilde{b}) \Leftrightarrow (M_a = M_b)$. Видим, что и в случае 2 эквивалентность (15) выполнена и теорема верна.

Как показывает теорема 4, сравнение произвольных двух интервалов по отношениям $>$, \geq , $=$ в смысле (14) (т.е. проверка наличия этих отношений между интервалами), сводится к сравнению по этим отношениям центров интервалов. Будем называть интервалы \tilde{a} и \tilde{b} сравнимыми по отношению \boxplus , если $\tilde{a} \boxplus \tilde{b}$ или $\tilde{b} \boxplus \tilde{a}$, и сравнимыми по множеству отношений $\{ \boxplus_i \}$, если они сравнимы хотя бы по одному отношению \boxplus_i из этого множества.

Теорема 5. Два произвольных интервала \tilde{a} и \tilde{b} всегда сравнимы по отношению \geq и по множеству отношений $\{ >, = \}$, понимаемым в смысле (14).

Доказательство теоремы 5. Пусть \tilde{a} и \tilde{b} - два произвольных интервала. Согласно (15) $(\tilde{a} \geq \tilde{b}) \Leftrightarrow (M_a \geq M_b)$, $(\tilde{b} \geq \tilde{a}) \Leftrightarrow (M_b \geq M_a)$. Но одно из двух указанных неравенств между числами M_a и M_b всегда верно. Поэтому всегда верно $\tilde{a} \geq \tilde{b}$ или $\tilde{b} \geq \tilde{a}$, что означает сравнимость \tilde{a} и \tilde{b} по отношению \geq . Далее, для указанных \tilde{a} и \tilde{b} согласно (15) $(\tilde{a} > \tilde{b}) \Leftrightarrow (M_a > M_b)$, $(\tilde{b} > \tilde{a}) \Leftrightarrow (M_b > M_a)$, $(\tilde{a} = \tilde{b}) \Leftrightarrow (M_a = M_b)$. Но одно из трех указанных соотношений между числами M_a и M_b всегда верно. Поэтому всегда верно $\tilde{a} > \tilde{b}$ или $\tilde{b} > \tilde{a}$ или $\tilde{b} = \tilde{a}$. Первая пара неравенств означает сравнимость \tilde{a} и \tilde{b} по

отношению $>$, а равенство - их сравнимость по отношению $=$.

Так что все вместе означает сравнимость \tilde{a} и \tilde{b} по множеству отношений $\{ >, = \}$.

Как показывает теорема 5, не существует интервалов, не сравнимых по отношению \geq и по множеству отношений $\{ >, = \}$, понимаемых в смысле (14). Это открывает путь к решению задач оптимизации с интервальными параметрами, без каких либо ограничений (ср. с теоремой 1, содержащей такое ограничение в связи с несравнимостью некоторых интервалов по отношению \geq , понимаемому в смысле (3)). Заметим еще, что отношение равенства интервалов в смысле (14), согласно теореме 5, является более общим, чем отношение их равенства в смысле теории множеств: первое требует только совпадения центров двух интервалов, а второе - полного совпадения обоих интервалов.

5. ЭКСТРЕМАЛЬНЫЕ ИНТЕРВАЛЫ И ЗАДАЧИ ОПТИМИЗАЦИИ С ИНТЕРВАЛЬНЫМИ ПАРАМЕТРАМИ

С помощью результатов § 4 можно решить вопрос о выделении экстремального (максимального или минимального) из нескольких имеющихся интервалов. Рассмотрим систему произвольных интервалов $\tilde{a}_1 = [a_{11}, a_{12}]$, $\tilde{a}_2 = [a_{21}, a_{22}]$, ..., $\tilde{a}_n = [a_{n1}, a_{n2}]$. Назовем интервал \tilde{a}_1 нестрого (строго) максимальным среди интервалов $\tilde{a}_1, \dots, \tilde{a}_n$, если он находится с ними в отношениях $\tilde{a}_1 \geq \tilde{a}_2, \dots, \tilde{a}_1 \geq \tilde{a}_n$ (в отношениях $\tilde{a}_1 > \tilde{a}_2, \dots, \tilde{a}_1 > \tilde{a}_n$) в смысле определений (14). Аналогично, назовем интервал нестрого (строго) минимальным среди интервалов $\tilde{a}_1, \dots, \tilde{a}_n$, если он находится с ними в отношениях $\tilde{a}_2 \geq \tilde{a}_1, \dots, \tilde{a}_n \geq \tilde{a}_1$ (в отношениях $\tilde{a}_2 > \tilde{a}_1, \dots, \tilde{a}_n > \tilde{a}_1$) в смысле определений (14). Условия для практического выделения максимального или минимального интервала дает следующее предложение.

Теорема 6. Для того, чтобы в системе интервалов $\tilde{a}_1, \dots, \tilde{a}_n$ интервал \tilde{a}_1 был нестрогим или строгим максимальным, необходимо и достаточно, чтобы в соответствующем множестве центров этих интервалов M_{a_1}, \dots, M_{a_n} центр M_{a_1} интервала \tilde{a}_1 был нестрогим или строгим максимальным. Аналогично, для того, чтобы в системе интервалов интервал \tilde{a}_1 был нестрогим или строгим минимальным, необходимо и достаточно, чтобы в множестве центров этих интервалов центр интервала \tilde{a}_1 был нестрогим или строгим минимальным.

Доказательство теоремы 6. В соответствии с определением нестрогим максимального интервала и с учетом теоремы 4 имеем цепочку эквивалентных событий

$$\begin{aligned} [\tilde{a}_1 = \max \{ \tilde{a}_1, \dots, \tilde{a}_n \}] &\Leftrightarrow [\tilde{a}_1 \geq \tilde{a}_2, \dots, \tilde{a}_1 \geq \tilde{a}_n] \Leftrightarrow \\ &\Leftrightarrow [M_{a_1} \geq M_{a_2}, \dots, M_{a_1} \geq M_{a_n}] \Leftrightarrow [M_{a_1} = \max \{ M_{a_1}, \dots, M_{a_n} \}]. \end{aligned}$$

Эквивалентность первого и последнего события в этой цепочке доказывает справедливость условия нестрогим макси-

мальности интервала. Справедливость других содержащихся в теореме 6 условий (строгой максимальности, строгой и нестрогой минимальности интервала) доказываются так же.

Решим теперь вопрос о соответствии алгебраических операций над интервалами и аналогичных операций над центрами этих интервалов.

Теорема 7. Операция $M(\tilde{a}) = (a_1 + a_2)/2$ вычисления центра M произвольного интервала $\tilde{a} = [a_1, a_2]$ линейна относительно \tilde{a} , т.е.

$$M(\tilde{a} + \tilde{b}) = M(\tilde{a}) + M(\tilde{b}), \quad M(k\tilde{a}) = kM(\tilde{a}), \quad k - \text{число.} \quad (16)$$

Доказательство теоремы 7. Согласно результатам интервальной математики [4] суммирование произвольных интервалов $\tilde{a} = [a_1, a_2]$ и $\tilde{b} = [b_1, b_2]$ и умножение произвольного интервала $\tilde{a} = [a_1, a_2]$ на вещественное число k выполняется по формулам

$$\begin{aligned} [a_1, a_2] + [b_1, b_2] &= [a_1 + b_1, a_2 + b_2], \\ k[a_1, a_2] &= \begin{cases} [a_1 k, a_2 k], & k \geq 0, \\ [a_2 k, a_1 k], & k < 0. \end{cases} \end{aligned} \quad (17)$$

Отсюда имеем, с учетом (17)

$$\begin{aligned} M(\tilde{a} + \tilde{b}) &= M([a_1, a_2] + [b_1, b_2]) = \\ &= M(a_1 + b_1, a_2 + b_2) = (a_1 + b_1 + a_2 + b_2)/2 = \\ &= (a_1 + a_2)/2 + (b_1 + b_2)/2 = M(\tilde{a}) + M(\tilde{b}), \end{aligned}$$

что доказывает первую формулу (16). Далее, имеем при $k \geq 0$, с учетом (17)

$$\begin{aligned} M(k\tilde{a}) &= M(k[a_1, a_2]) = M[a_1 k, a_2 k] = \\ &= (a_1 k + a_2 k)/2 = k(a_1 + a_2)/2 = kM(\tilde{a}), \end{aligned}$$

что доказывает вторую формулу (16) при $k \geq 0$. Доказательство в случае $k < 0$ не отличается от данного.

Изложенное позволяет предложить некоторый общий подход к решению задач оптимизации систем с интервальными параметрами. Этот подход основан на переходе от имеющейся недетерминированной, интервальной задачи оптимизации к соответствующей детерминированной (обычной) задаче оптимизации. Переход осуществляется в соответствии с теоремой 6, позволяющей заменять задачу отыскания максимального (минимального) из нескольких интервалов эквивалентной задачей отыскания максимального (минимального) из центров этих интервалов и теоремой 4, позволяющей заменять неравенства (равенства) между интервалами такими же неравенствами (равенствами) между центрами этих интервалов. Практически заменяются оператор определения максимума (минимума) интервального значения целевой функции на оператор определения центра этого максимума и операторы определения интервальных значений функций в ограничениях на операторы определения центров этих значений. После этих замен остается лишь раскрыть

значения всех операторов определения центров интервалов, используя формулы типа (16). В результате исходная задача интервальной оптимизации переходит в эквивалентную ей обычную задачу оптимизации, которая может быть решена известными методами.

6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложенный метод сравнения интервальных чисел и выбора максимального (минимального) из них позволяет сравнивать любые интервальные числа, находящиеся в произвольных отношениях между собой. Это открывает возможность более общего, чем прежде [1-3] подхода к оптимизации систем с интервально заданными параметрами, отличающегося тем, что в нем решение интервальной оптимизационной задачи существует всегда (точнее, во всех случаях, когда существует решение соответствующей детерминированной задачи). Такой более общий подход применим ко всем задачам оптимизации в условиях неопределенности, к которым раньше применялись самые различные подходы [1-3, 10-15]. Обзор решений этих задач с позиции подхода [1-3] приведен в [15]. Надо заметить, что предложенный в данной статье метод сравнения интервальных чисел и соответствующий подход к оптимизации систем с интервальными параметрами имеют определенные ограничения, вытекающие из менее полного, чем в [1-3], учета неопределенности значений указанных параметров. Например, если интервалы, определяющие области значений параметров системы, расширяются симметрично относительно их центра, то такое очевидное увеличение неопределенности системы, учитываемое в подходе [1-3], не учитывается в подходе настоящей статьи. Последнее, видимо, надо рассматривать как неизбежную плату за достигнутое продвижение в теории и практике интервальной оптимизации - возможность сравнения любых интервальных чисел и решения оптимизационных задач с любыми интервальными параметрами.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Левин В.И. Дискретная оптимизация в условиях интервальной неопределенности // Автоматика и телемеханика. - 1992. - №7. - С. 97-107.
2. Левин В.И. Булево линейное программирование с интервальными коэффициентами // Автоматика и телемеханика. - 1994. - №7.
3. Левин В.И. Интервальное дискретное программирование // Кибернетика и системный анализ. - 1994. - №6. - С. 91-103.
4. Алефельд Г., Херцбергер Ю. Введение в интервальные вычисления. - М.: Мир, 1987.
5. Левин В.И. Оптимизация расписаний в системах с неопределенными временами обработки. I, II // Автоматика и телемеханика. - 1995. - № 2, 3. - С. 99-110, 106-116.
6. Левин В.И. Интервальный подход к оптимизации в условиях неопределенности // Информационные технологии. - 1999. - №1. - С. 7-12.
7. Левин В.И. Нелинейная оптимизация в условиях интервальной неопределенности // Кибернетика и системный анализ. - 1999. - №2. - С. 138-147.
8. Левин В.И. Антагонистические игры с интервальными параметрами // Кибернетика и системный анализ. - 1999. - №3. - С. 149-160.
9. Левин В.И. Математическая теория сравнения интервальных величин // Измерительная техника. - 1998. - №5. - С. 3-8.
10. Libura M. Integer programming problems with inexact objective function // Control and Cybernetics. - 1980. - V. 9, №4. - P. 189-202.
11. Тимохин С.Г., Шапкин А.В. О задачах линейного программирования в условиях неточных данных // Экономика и математические методы. - 1981. - Т. 17, №5. - С. 955-963.
12. Steuer R.E. Algorithms for linear programming problems with interval objective function coefficients // Mathematics of

operations research. - 1981. - V. 6. - P. 222-248.
13. Ватолин А.А. О задачах линейного программирования с интервальными коэффициентами //Журнал вычислительной математики и математической физики. - 1984. - Т. 24, №11. - С. 1629-1637.

14. Вошинин А.П., Сотиров Г.Р. Оптимизация в условиях неопределенности. - М.: Изд-во МЭИ, София: Техника, 1989.
15. Левин В.И. Интервальные методы оптимизации систем в условиях неопределенности. - Пенза: Изд-во Пенз. технол. ин-та, 1999.

УДК 658.512

СРАВНИТЕЛЬНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ РАСПРЕДЕЛЕННЫХ ГЕНЕТИЧЕСКИХ АЛГОРИТМОВ

В.И.Литвиненко, Ю.А.Бюргер, А.В.Мельник

В статье рассматриваются характеристики трех моделей распределенного генетического алгоритма. Этими моделями являются крупнозернистая модель с изолированными островами, топологией кольцо и топологией полный граф. Приведена оценка таких характеристик работы как время вычисления, ускорение, алгоритмическое ускорения и число используемых процессоров. Характеристики исследовались на тестовых функциях Растргина и Griewank. Сделан вывод, что для решения данного класса задач больше подходит модель с топологией кольцо с периодом миграций 1.

In paper the characteristics of three models of distributed genetic algorithm are considered. These models are macrogranular model with the isolated islands, topology the ring and topology the complete graph. The rating of such characteristics of work as time of calculation, acceleration, algorithmic accelerations and number of used processors is reduced. The characteristics were researched on test functions Rastrigin and Griewank. The output is made that for solution of the given class of problems model with topology the ring with the term of migrations 1 approaches more.

1. ВВЕДЕНИЕ

Генетические алгоритмы (ГА) являются одним из мощных инструментальных средств для решения задач оптимизации. ГА разработан и описан J. Holland [1] в 70-х, на основе генетических механизмов естественной эволюции. В настоящее время генетические алгоритмы уже продемонстрировали свои возможности находить новаторские решения во многих сложных задачах. Механизм естественного отбора выбраковывает худшие решения и поощряет лучшие, давая им возможность переходить из поколения в поколение и постоянно совершенствоваться, скрещиваясь друг с другом.

ГА позволяют решать многие прикладные задачи в сложных техногенных и природных системах, отражать свойства разрывности и нелинейности [2]. Исследования показывают, что генетические алгоритмы могут находить оптимальные решения даже, когда имеются несколько пиков целевых функций в пространстве поиска. Однако одной из проблем ГА является число итераций, требуемых для нахождения решения и следовательно потребность в большой вычислительной мощности. Одним из решений данной проблемы является использование распределенных вычислений при реализации ГА.

Известно несколько исследований, где обсуждается использование ГА на параллельных компьютерах [3]. Для работы в многопроцессорной или распределенной среде необходимо использовать немного отличные от обычных ГА - параллельные генетические алгоритмы (ПГА), которые базируются на классических генетических алгоритмах.

Большинство параллельных программ базируются на принципе "разделяй и властвуй". Описано несколько моделей параллельных генетических алгоритмов. По степени манипулирования популяцией ПГА можно классифицировать как глобальные (мелкозернистые, т. н. "фермер-рабочие"), крупнозернистые (островные) и гибридные. В свою очередь существует различные виды крупнозернистых ПГА, обладающих рядом значительных преимуществ: покрытие большого пространства поиска, малая вероятность преждевременной сходимости и устойчивость к сбоям т.к. выход из строя одного или нескольких процессоров почти не повлияет на работу алгоритма и поиск решения в целом. Имеется ряд работ посвященных данному виду ГА, однако все еще остаются открытыми вопросы в выборе оптимальной топологии и оптимальных параметров островных ГА.

В этом исследовании, представлены характеристики нескольких видов генетических алгоритмов на основе параллельных популяций при решении задач оптимизации без ограничений. Характеристики исследованы при помощи числовых тестовых функций.

2. РАСПРЕДЕЛЕННЫЕ МОДЕЛИ ГЕНЕТИЧЕСКИХ АЛГОРИТМОВ

2.1 Генетический алгоритм

Формально ГА можно представить следующим образом [4]:

$$GA = (P^0, m, l, s, c, f_r, \epsilon), \quad (1)$$

где $P^0 = (b_1^0, \dots, b_m^0)$ - исходная популяция;

b_i^0 - одно из возможных решений задачи, представленное в виде цепочки (индивидуума);

m - размер популяции;

l - длина индивидуума в популяции;

s - оператор селекции;

c - отображение, определяющее рекомбинацию (кроссинговер, мутация);

f_r - целевая функция, определяющая эффективность каждого индивидуума;

ϵ - критерий останова.

ГА работает с совокупностью "особей" (набор решений) - популяцией, каждая из которых представляет возможное решение данной задачи. Каждая из особей оценивается мерой пригодности согласно тому насколько "хорошо" соответ-

вующее ей решение задачи. Наиболее приспособленные особи получают возможность "воспроизводить" потомство с помощью "перекрестного" скрещивания с другими особями популяции. Это приводит к появлению новых особей, которые сочетают в себе характеристики, наследуемые ими от родителей. Наименее приспособленные особи с меньшей вероятностью смогут воспроизвести потомков, так что те свойства, которыми они обладали, будут постепенно исчезать из популяции в процессе эволюции. Таким образом, таким образом происходит итеративный процесс воспроизведения новых популяций из лучших представителей предыдущего поколения. Каждое новое поколение содержит более высокие соотношения характеристик, которыми обладают лучшие члены предыдущих поколений. Скрещивание наиболее приспособленных особей позволяет исследовать перспективные участки пространства поиска. В конечном итоге, популяция сходится к оптимальному решению.

Традиционным считается ГА представленный на рисунке 1.

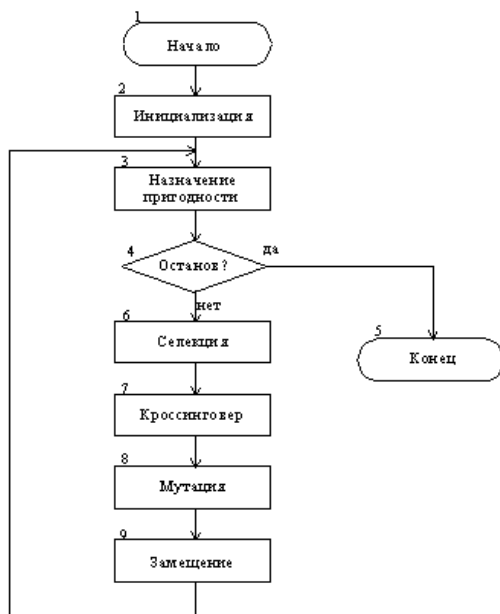


Рисунок 1 - Блок-схема простого генетического алгоритма

Кроссинговер обычно выбирают из следующих трех типов: одноточечный, двухточечный и равномерный. Одноточечный кроссинговер реализует пересечение двух родительских хромосом в одной случайной точке так, что генерируемое решение состоит из двух частей - одна часть от первой родительской хромосомы, другая - от второй. Двухточечный кроссинговер аналогичен одноточечному, но реализует пересечение в двух точках. Равномерный кроссинговер, называемый также многоточечным, реализует пересечение родительских хромосом в случайном или заданном числе точек.

Совместно с оператором мутации часто используют понятия "вероятность" и "плотность" мутации, которые определяют вероятность мутации особи в целом и вероятность мутации каждого гена особи по отдельности. Мутация также может быть адаптивной, когда мутируют только те гены, значения которых одинаковы у обоих родительских особей.

2.2 Генетический алгоритм в решении общей задачи оптимизации

Пусть задана функция $f(x)$, определенная во всех значениях $x \in X$. В общем случае, x может быть вектором значений многопараметрической функции $f(x)$. Тогда, в общей задаче оптимизации требуется найти вектор $x = \{x_1, x_2, \dots, x_n\}$ из допустимой области X , который обращает в минимум целевую функцию $f(x)$.

Если необходимо найти максимум функции, то в качестве целевой берут обратную функцию $-f(x)$.

В общем случае глобальный минимум в точке x^* области определения X характеризуется:

$$f(x^*) \leq f(x) \forall x \in X. \quad (2)$$

Такое определение предполагает возможность существования нескольких минимумов. При этом глобальный минимум будем называть слабым [1].

Сильный глобальный минимум определяется:

$$f(x^*) \leq f(x) \forall x \in X \wedge x \neq x^*. \quad (3)$$

Минимум в точке $x = x^*$ будем называть локальным, если найдется такая окрестность $O(x^*)$ точки x^* , что для всех $x \in O(x^*)$ имеет место $f(x^*) \leq f(x)$.

Сложность решения общей задачи оптимизации заключается в невозможности без изучения всей поверхности функции ответить на вопрос - является ли найденное решение глобальным или локальным минимумом.

Для задач непрерывной оптимизации особи представляющие некоторые решения можно представить в виде бинарной строки фиксированной длины, состоящей из подстрок соответствующих аргументам целевой функции. Каждой подстроке соответствует некоторое целое число. Для преобразования целого числа в вещественное можно воспользоваться следующим выражением

$$x_B = \frac{x_C * (x_{\max} - x_{\min})}{2^N} + x_{\min}, \quad (4)$$

где x_B - вещественное значение соответствующее бинарной строке;

x_C - целое число соответствующее бинарной строке;

x_{\max} - максимальное вещественное значение (верхняя граница);

x_{\min} - минимальное вещественное значение (нижняя граница);

N - длина бинарной строки.

В соответствии с рисунком 1, осуществляется оптимизация целевой функции

$$\Phi(\bar{x}) = f(\bar{x}) \rightarrow \max, \quad (5)$$

где \bar{x} - вектор аргументов целевой функции, элементы которого определяются по формуле (4).

На первых шагах генетический алгоритм действует как

случайный поиск - его начальная популяция состоит из случайных решений. Однако в процессе функционирования ГА быстро организует свою работу так, чтобы уделять больше "внимания" более перспективным областям на поверхности исследуемой функции, но при этом часть ресурсов выделяется и на случайный поиск. На рисунке 2 показаны графики значений оценок особей популяции (вверху) и распределения особей популяции на поверхности целевой функции (внизу) для первых четырех циклов работы алгоритма (слева на право).

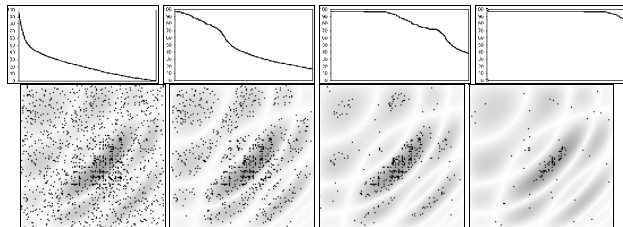


Рисунок 2 - Распределение особей популяции на поверхности целевой функции

Этот пример демонстрирует способность генетического алгоритма эффективно распределять свои ресурсы при исследовании целевой функции.

2.3 Распределенный генетический алгоритм

В крупнозернистой модели каждый процессор поддерживает отдельную локальную популяцию, отдельные популяции принято называть островами. Каждый отдельный остров может быть либо изолированным от других островов, либо быть связанным с ними потоками миграций. Изолированные острова могут быть полезны для обнаружения многократных решений целевой задачи. В случае с миграцией выделяют синхронное и асинхронное перемещение особей. При этом возможны различные топологии потоков особей между островами: топология полный граф, кольцо и др.

В рамках крупнозернистой модели организуется параллельная работа нескольких генетических алгоритмов, каждый из которых оперирует своей популяцией. Каждый генетический алгоритм начинает свою работу с генерации популяции случайных решений, после чего реализует последовательные преобразования над популяцией, приводящие к тому, что основная масса особей популяции сосредотачивается в одной из "впадин" (рисунок 2) на поверхности функции. Оператор мутации позволяет алгоритму находить новые впадины.

Таким образом, функционирующие параллельно генетические алгоритмы могут исследовать разные области функции, и чем больше пространство решений, тем выше вероятность скопления особей параллельных популяций (островов) в разных впадинах поверхности функции.

На рисунке 3 показаны основные топологии островных моделей ГА.

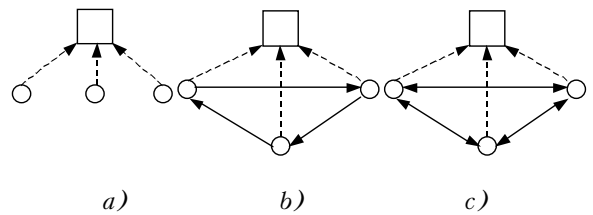


Рисунок 3 - Топологии островных моделей: а) изолированная, б) кольцо, с) полный граф

В каждой из топологии острова осуществляют передачу лучших решений центральному процессу, который организует сбор статистики, а также управляет работой всей системы. Кроме этого, в топологиях кольцо и полный граф осуществляется передача особей между островами - миграция особей.

3. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТОВ

Нами было реализовано несколько моделей и конфигураций параллельного ГА. Сравнивались такие островные топологии как изолированная, кольцо и полный граф. Предварительно были отобраны лучшие конфигурации параметров ГА (процесс выбора параметров описан ниже). Все модели были реализованы средствами языка программирования Visual C++ с использованием интерфейса MPICH под управлением операционной системы Windows 2000.

Таблица 1. Характеристики узла кластера

CPU узла	AMD K6-2+ 550MHz
Память узла	128Mb
Операционная система	Windows 2000
Сеть	100Mbit
Коммуникационные средства	MPICH.NT

Сравнение моделей происходило на трех задачах максимизации. В первой задаче в качестве целевой функции выступала функция Растригина для десяти переменных ($F\#6$):

$$\sum_{i=1}^{10} (10 \cos(2\pi x_i) - x_i^2) - 100. \quad (6)$$

Переменные функции принимают значения в интервале $[-5.12, 5.12]$. Функция имеет $10^{10} - 1$ локальных максимумов и 1 глобальный.

Во второй задаче в качестве целевой выступала функция Растригина для двух переменных ($F\#5$):

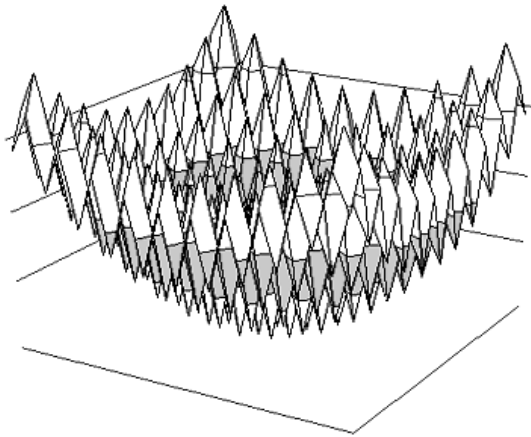
$$20 + x_1^2 + x_2^2 - 10 \cos(2\pi x_1) - 10 \cos(2\pi x_2). \quad (7)$$

Переменные функции принимают значения в интервале $[-5.12, 5.12]$. Функция имеет 96 локальных максимумов и 4 глобальных.

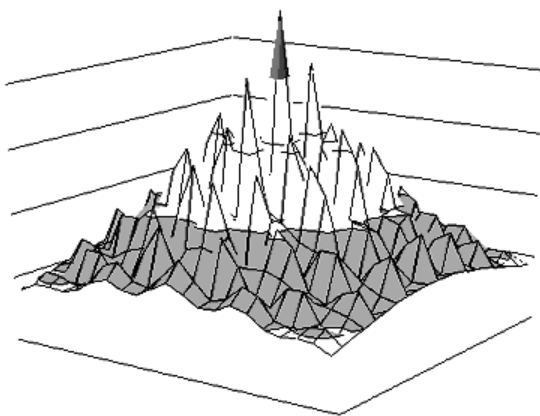
В третьей задаче использовалась функция Griewank (F#4):

$$\frac{1}{\frac{x_1^2 + x_2^2}{200} - \cos(x_1) * \cos\left(\frac{x_2}{\sqrt{2}}\right) + 2} \quad (8)$$

Переменные функции принимают значения в интервале [-20, 20]. Функция характеризуется одним глобальным максимумом и множеством локальных.



a)



b)

Рисунок 4 - Графики функций: a) Растригина (F#5) и b) Griewank (F#4)

Предварительно, нами был произведен поиск наилучшей конфигурации генетического алгоритма на функции F#6 при временном пороге работы алгоритма в 60 секунд и пороге значения целевой функции - 3. В качестве критерия качества использовалось время нахождения удовлетворительного

решения (превышающего заданный порог) в секундах.

Поставим в соответствие триаду {a,b,c} следующим параметрам ГА: a - кроссинговер (1 - одноточечный, 2 - двухточечный, 3 - равномерный); b - оператор мутации (2 - мутация с заданной вероятностью и плотностью, 3 - мутация с заданной вероятностью и случайной плотностью, 5 - адаптивная мутация со случайной плотностью); c - условие позиционирования особи в популяции (1 - всегда, 2 - только новый генотип, 3 - только новый фенотип). Результаты оценивания возможных конфигураций приведены в таблице 2.

Для последующей настройки были оставлены только те конфигурации, время поиска решения для которых было ниже 20 секунд.

Таблица 2

		ab								
		12	22	32	13	23	33	15	25	35
C	1	-	35.25	-	15.21	2.18	-	12.28	35.01	-
	2	54.29	-	-	16.21	6.07	-	12.59	5.7	-
	3	51.96	-	-	15.39	7.96	-	14.87	12.51	-

К уже имеющимся параметрам добавим d - оператор позиционирования новых особей в популяции (1 - взамен наихудшего в популяции, 2 - взамен случайного, 3 - взамен первого худшего при отсчете с конца популяции, 4 - взамен первого худшего при отсчете с начала популяции). Результаты оценивания приведены в таблице 3.

Таблица 3

		d			
		1	2	3	4
abc	131	15.21	16.59	23.66	14.87
	231	2.18	6.64	17.26	35.47
	151	12.28	12.27	22.54	8.84
	132	16.21	18.23	18.39	26.69
	232	6.07	5.38	8.01	6.21
	152	12.59	11.69	5.56	9.46
	252	5.7	3.87	4.95	12.21
	133	15.39	21.36	17.48	25.34
	233	7.96	3.85	6.03	7.17
	153	14.87	7.32	6.14	28.18
253	12.51	23.45	6.7	13.84	

Для подбора наилучшего размера популяции и количества особей для репродукции были отобраны конфигурации, время поиска решения для которых было ниже 10 секунд. В результате подбора было отобрано две конфигурации.

Таблица 4 - Конфигурация {abcd}={2311}

	Размер популяции							
		4	8	16	32	64	128	256
Количество особей для репродукции	4	-	-	-	-	-	-	-
	8		-	-	-	-	-	-
	16			-	6	-	-	-
	32				1.95	-	2.21	-
	64					-	-	-
	128						-	-
	256							-

Дальнейшие эксперименты проводились на отобранных конфигурациях при различных топологиях и различном числе островов. Результаты экспериментов для тестовой функции F#6 приведены в таблицах 6 и 7. При проведении экспериментов устанавливался временной порог в 300 секунд, а также пороговое значение целевой функции -0.0009.

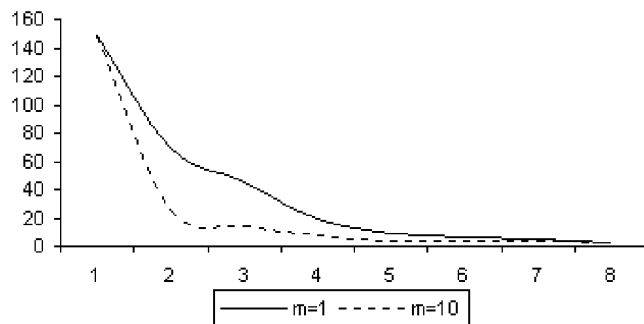


Таблица 5 - Конфигурация {abcd}={1514}

	Размер популяции							
		4	8	16	32	64	128	256
Количество особей для репродукции	4	-	-	-	-	-	-	-
	8		-	-	-	-	-	-
	16			-	-	-	-	-
	32				1.46	-	8.84	-
	64					-	-	-
	128						-	-
	256							-

Рисунок 5 - Время поиска решения для топологии кольцо с периодом миграций 1 и 10 при различном числе островов (1...8)

Таблица 6 - Конфигурация {abcd}={2311}

	Период миграций	Число островов								
		1	2	3	4	5	6	7	8	
Топология	Изолир.	-	148.11	15.63	14.22	14.69	14.57	15.15	13.94	13.5
	Кольцо	1	148.11	69.35	45.48	19.34	8.834	6.213	5.475	2.577
		10	148.11	26.08	14.64	7.895	4.212	4.489	4.344	2.802
		100	148.11	17.07	19.29	11.95	14.57	21.65	8.899	9.406
	Полный граф	1	148.11	69.35	46.65	33.05	17.37	-	-	-
		10	148.11	26.08	17.82	9.031	8.595	6.541	6.482	6.631
		100	148.11	17.07	13.5	22.6	7.323	7.384	6.568	5.284

Таблица 7 - Конфигурация {abcd}={1514}

	Период миграций	Число островов								
		1	2	3	4	5	6	7	8	
Топология	Изолир.	-	22.08	21.91	22.13	22.33	21.9	14.62	14.00	14.55
	Кольцо	1	22.08	29.21	52.55	20.75	14.1	12.38	14.62	21.05
		10	22.08	22.6	16.78	21.41	16.99	9.799	6.683	7.964
		100	22.08	32.12	14.04	14.43	7.148	11.96	18.2	17.32
	Полный граф	1	22.08	29.21	66.53	21.47	11.82	-	-	-
		10	22.08	22.6	13.19	12.93	6.476	15.03	18.05	6.445
		100	22.08	32.12	32.53	22.99	12.553	19.17	11.17	8.524

Полученные результаты позволяют делать следующие выводы. Конфигурация {1514} не поддается эффективному распараллеливанию. В распределении времени поиска решения при заданном параллелизме (числе островов) не прослеживается достаточных закономерностей. Однако, конфигурация {1514} имеет в сравнении с конфигурацией {2311} значительно лучшие показатели при не распределенной организации алгоритма. Такая конфигурация может быть эффективно использована в задачах, где нет возможности организовать распределенный ГА. Из приведенных таблиц видно, что для распределенного ГА наиболее подходит конфигурация {2311}. При этом, наиболее эффективной топологией является топология кольцо с периодом миграции особей $m=1$ или $m=10$ циклов.

Дополнительный анализ результатов экспериментов можно получить при помощи таких характеристик как ускорение a_t и алгоритмическое ускорение a_n . При оценивании работы каждой конфигурации ГА при различном числе островов воспользуемся такими характеристиками как время работы алгоритма и число просмотренных им решений. Тогда, определим ускорение как отношение времени работы ГА с одним островом ко времени работы ГА с заданным числом островов, а алгоритмическое ускорение - как отношение числа просмотренных решений ГА с одним островом к числу просмотренных решений ГА с заданным числом островов. Покажем соотношение этих характеристик. Запишем общее время работы алгоритма при заданной конфигурации и произвольном числе островов в виде:

$$t = n*(t_f + t_s + t_{a1}) + t_{a2}, \tag{9}$$

где n - число просмотренных алгоритмом решений;
 t_f - доля времени, приходящаяся на оценивание одного решения;
 t_s - доля времени сетевого сообщения, приходящаяся на обработку одного решения;
 t_{a1}, t_{a2} - затраты времени, связанные с алгоритмическими особенностями.

При этом величины t_{a1} и t_{a2} можно опустить, так как они пренебрежительно малы в сравнении с величинами t_f и t_s . Рассмотрим расчет ускорения ГА при числе островов k для идеальной среды сообщения процессоров, когда сетевые затраты стремятся к нулю:

$$a_t = \frac{n_1*(t_f + t_s)}{n_k*(t_f + t_{sk})}, \lim_{t_s \rightarrow 0} a_t = \frac{n_1}{n_k} = a_n. \tag{10}$$

Из этого соотношения видно, что алгоритмическое ускорение является предельным (идеальным) значением ускорения, выражая возможное значение последнего в условиях идеальной среды сетевого сообщения.

На рисунках 5 и 6 показаны графики ускорения и алгоритмического ускорения ГА при конфигурации {2311} для топологии "кольцо" при значении периода миграции

особей 1 и 10 соответственно. Как видно, отклонение ускорения от алгоритмического ускорения значительно меньше при периоде миграции 10 циклов, что объясняется меньшей сетевой нагрузкой по сравнению со случаем, когда период миграции составляет 1 цикл.

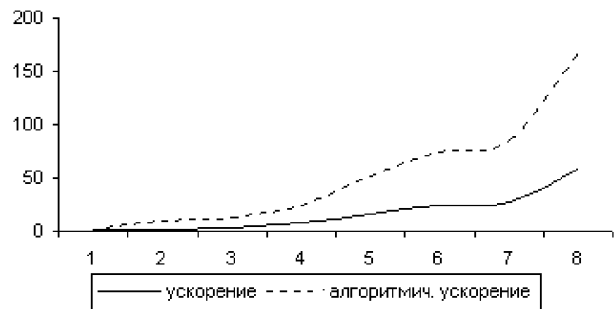


Рисунок 6 - Ускорение и алгоритмическое ускорение при периоде миграций 1

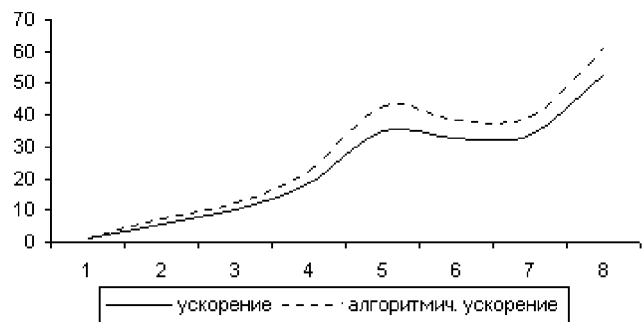
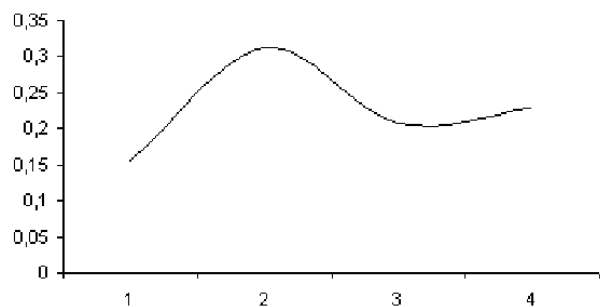
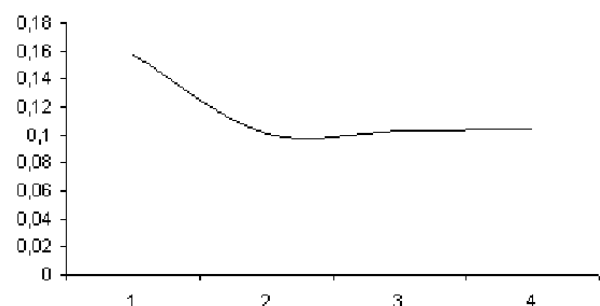


Рисунок 7 - Ускорение и алгоритмическое ускорение при периоде миграций 10



a)



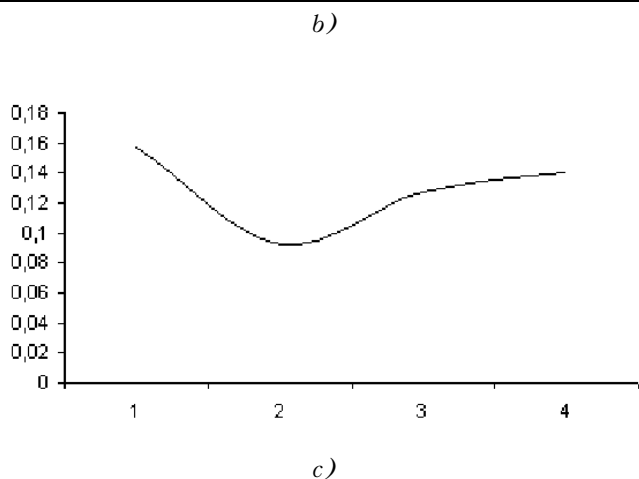


Рисунок 8 - Время поиска решения для функции F#4:
 а) топология кольцо с периодом миграции 1,
 б) топология "кольцо" с периодом миграции 10,
 в) независимые острова

Эксперименты проводились также и с другими тестовыми функциями - F#4 и F#5. Некоторые результаты приведены на рисунках 7 и 8.

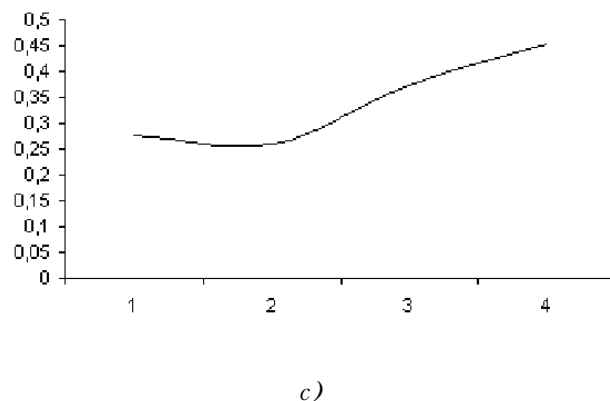
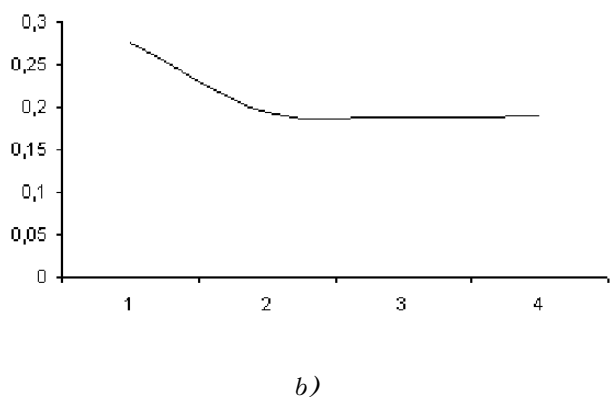
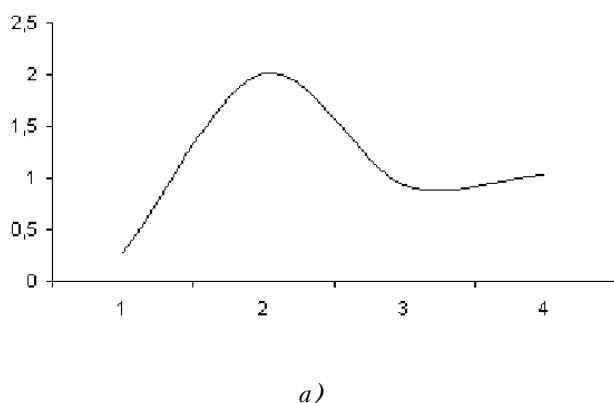


Рисунок 9 - Время поиска решения для функции F#5:
 а) топология кольцо с периодом миграции 1,
 б) топология "кольцо" с периодом миграции 10,
 в) независимые острова

Как видно, применение ПГА на данных функциях в основном не приводит к повышению эффективности поиска решения, что объясняется недостаточной сложностью этих функций. Так, время поиска глобального оптимума для этих функций во всех представленных топологиях не превысило 3 секунды, причем время поиска решения для ГА с одним островом в основном значительно меньше времени поиска при большем числе островов. Это вызвано тем, что реальное время решения задачи в данном случае значительно ниже времени, уходящего на сетевое сообщение.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В данной работе рассмотрено исследование крупнозернистых моделей распределенного генетического алгоритма с изолированными островами и с островами связанными топологией кольцо и полный граф. Обсуждены и исследованы характеристики этих моделей на числовых примерах. Рассмотрено влияние числа процессоров на скорость и качество работы алгоритма.

В результате было выяснено, что организация решения задач при помощи ПГА имеет смысл лишь в тех случаях, когда задача является достаточно сложной, с множеством локальных оптимумов и большим пространством поиска. Среди рассмотренных топологий наиболее эффективной является топология кольцо с периодом миграций 10 циклов. Также, полученные результаты позволяют говорить о том, что конфигурация генетического алгоритма {1514} более подходит задачам, где нет возможности организовать распределенный ГА, т.к. эта конфигурация достаточно эффективна в подобных условиях. Для распределенного ГА из рассмотренных конфигураций наиболее подходит конфигурация {2311}, полное описание которой приведено в таблице 8.

Таблиця 8 - Параметри генетического алгоритма конфігурації {2311}

Длина хромосоми	Число переменных * 32
Кодирование	Двоичное
Оператор отбора	Элитарный
Тип кроссинговера	Двухточечный
Вероятность мутации	10%
Плотность мутации	Случайная
Условие позиционирования	Всегда
Логика позиционирования	Взамен наихудшего в популяции

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Holland John H., Adaptation in Natural and Artificial Systems: An Introductory Analysis with Application to Biology, control, And Artificial Intelligence. University of Michigan, 1975
2. В.И.Литвиненко, А.А.Ткачук, А.Н.Мельник, А.А.Фефелов Прикладные аспекты генетических алгоритмов// Вестник ХГТУ №1(10), 2001 г. с.36-43
3. Whitley D. Starkweather, T. and K. Mathias. Optimization using distributed genetic algorithms. In Proceedings of Parallel Problem from Nature, pages 176-184, 1991.
4. А.Н.Скурихин генетические алгоритмы// Новости искусственного интеллекта № 4.Москва 1995 с.6-46

УДК 004.451.5

КОНЦЕПЦІЯ ПОБУДОВИ ФАЙЛОВОЇ СИСТЕМИ CLUSTER FREE

В.В.Назаренко, Г.В.Неласа, В.М.Крищук

Розглядаються існуючі файлові системи, та проводиться аналіз їх характеристик. Описуються принципи побудови файлової системи, в якій реалізована нова технологія розподілу дискового простору Cluster free. Завдяки цьому підвищується швидкість роботи з диском, і при цьому зменшується втрата дискового простору в "хвостах" файлів.

Рассматриваются существующие файловые системы, и проводится анализ их характеристик. Описываются принципы построения файловой системы, в которой реализована новая технология распределения дискового пространства Cluster free. При этом увеличивается скорость работы с диском и одновременно уменьшается потеря дискового пространства в "хвостах" файлов.

The existing file systems and their performances are considered. The new Cluster free technology of distributing disk space is offered. Its application to create file system is allowed to enlarge speed of disk operations and decreases loss of disk space in the "tails" of the files.

ВСТУП

Сучасні обчислювальні системи опрацьовують величезні масиви інформації, для збереження яких розробляються найрізноманітніші пристрої послідовного і довільного доступу. Зараз магнітні диски (МД) є найбільше розповсюдженим пристроєм зберігання інформації. Для доступу до необхідної інформації на МД розробляються різноманітні файлові системи (ФС), які дозволяють зв'язувати фізичні блоки інформації у файли. З часом файлові системи удосконалюються. Шукаються шляхи підвищення продуктивності, стійкості до помилок, захисту інформації.

Основні принципи побудови ФС були закладені у час виникнення дискових операційних систем,

зокрема MS-DOS та Unix [1,2]. Поступово вони зазнавали деяких змін, які полягали в забезпеченні роботи з дисками, об'єми яких все збільшувалися, підвищенні відмовостійкості та додаванні нових сервісних можливостей. Але методи розподілу дискового простору не зазнали значних змін до теперішнього часу.

Добре відома операційна система (ОС) TR-DOS, яка використовується на комп'ютерах ZX-Spectrum працює з файлом як з одним безперервним блоком інформації. Для збереження адресної інформації "Каталог" виділяється нульова доріжка на дискеті, а весь інший простір виділяється під дані. Файли записуються послідовно один за другим. Для збільшення розміру файла його треба скопіювати в кінець диска. Якщо файл знищується, його місце залишається зайнятим у тому випадку, якщо файл не був останнім. Проте перевагами є те, що для збереження адресної інформації не потрібно багато місця й ОС може прочитувати файл блоками тих розмірів, із якими їй легше і швидше працювати.

Розбивка ділянки даних диска на кластери, які можна позначати як вільні, зайняті або зіпсовані, дозволила обминути розглянуті вище обмеження. Кластер у ФС це мінімальна область даних, яка може зчитуватись за один цикл звертання до диску засобами ФС, і складається з одного або декількох суміжних секторів. У файловій системі FAT (File Allocation Table) із введенням таблиці розташування файлів стало можливим записувати один файл у несуміжні кластери. Тобто файл може бути розкиданий по диску, але по ланцюжку в FAT ОС може його зібрати. Тепер ОС треба працювати з файлом тими блоками, на які він розбитий в результаті введення кластерів. При цьому, чим менше

розмір кластера, тим частіше треба звертатися до диска. Можна зробити розмір кластера великим, щоб зменшити кількість звертань до диска. Але є й зворотна сторона медалі: маленький файл або залишок файла буде займати на диску весь кластер, який би великий він не був. Тобто на диску буде багато кластерів, у яких корисною інформацією зайнято зовсім мало місця. Виходячи з цього, вибір розміру кластера - це завжди компроміс між швидкістю і розміром дискового простору в "хвостах" файлів. Також, крім тієї інформації про файл, що зберігається в каталозі, необхідно додатково зберігати ланцюжок кожного файла[1].

У Unix застосовується інший підхід. При форматуванні виділяється статична таблиця дескрипторів файлів, що не може збільшуватися. Таким чином, кількість файлів на диску обмежена. Область даних також розбивається на блоки (кластери). Під час запису файла на диск виконується схожа процедура пошуку вільних кластерів і заповнення їх. Але тут уже відсутня загальна таблиця розміщення файлів, а для кожного файла створюється окрема. Інформація про вільні та зайняті кластери зберігається у бітовій карті. Дані про файл, такі як розмір і розташування, зберігаються в дескрипторі[2].

Один із методів збільшення швидкодії - це збільшення розміру дескриптора. Невеликий файл може розміщуватися в дескрипторі, що значно підвищує швидкість роботи. Проте в такому випадку розмір таблиці дескрипторів значно зростає. Прикладом такої реалізації є NTFS (New Technology File System). При форматуванні під таблицю дескрипторів виділяється 12% дискового простору. Це відразу "відкушує" великий шматок вільного місця.

Фірмою IBM разом із Microsoft для OS/2 розроблена власна ФС за назвою HPFS (High Performance File System), що означає високопродуктивна файлова система. У HPFS розмір кластера зведений до розміру сектора, і сектори групуються в блоки по 8 кілобайт. Для кожного такого блока існує бітовий блок розміром 1 кілобайт, у якому для кожного сектора виділений 1 біт. Значення цього біта означає зайнятий сектор або вільний. На початку диска знаходяться два системних сектори, які містять покажчики на список дефектних секторів, вільних бітових полів і покажчик на кореневий каталог, а також дату останньої модифікації. Також у HPFS застосована нова технологія B - tree (B - дерево). B - дерево - це деревоподібна структура, що дозволяє працювати з каталогом значно ефективніше, ніж лінійний список, що використовується в інших ФС. Так імена файлів у каталозі розташовуються не один за другим, а збалансованим деревом. Тому для пошуку файла не треба прочитувати весь каталог і перебирати усі імена, а лише "пробігтися" по гілках дерева, що значно швидше при великому каталозі. Але при додаванні файла в каталог або перейменуванні файла в каталозі необхідно виконати багато складних операцій, тому що B-дерево повинне

бути збалансованим. Може також знадобиться пересортування всього дерева. При цьому може не вистачити вільного місця на диску, навіть якщо файл не збільшився в розмірі. Тому ОС резервує для таких операцій вільні сектори. Тобто загальне збільшення швидкодії ставиться під питання, особливо для каталогів із невеличкою кількістю файлів. Для опису ланцюжка секторів файла також використовується B-дерево, що може збільшити швидкість опрацювання великого файла в порівнянні з лінійним збереженням ланцюжка, якщо робота з файлом ведеться не лінійно, а, наприклад, із частими "стрибками" у різні частини файла, що зустрічається не так часто. Але при збільшенні або зменшенні файла в розмірі його ланцюжок доведеться збалансувати[3].

На основі HPFS була розроблена NTFS. Для неї було взято краще з раніше розглянутих ФС а також додана відмовостійкість. Для забезпечення відмовостійкості введений файл реєстрації (журнал), у якому зберігаються транзакції. Кожна операція, що змінює файл, розглядається як транзакція. При зміні файла в журнал заноситься інформація про поточну транзакцію. При успішному виконанні операції транзакція знищується з журналу. При збої NTFS переглядає всі незавершені транзакції і скасовує всі незавершені дії ФС. Таким чином, у NTFS підтримується захист від збоїв, при цьому запис у журнал про початок транзакції є привілейованою дією, тобто повинний виконуватися якнайшвидше, що позначається на зниженні продуктивності[4].

Для зберігання інформації про вільні та зайняті сектори у більшості сучасних ФС використовується метод бітового поля, у якому кожен біт відповідає за один кластер на диску.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ

Таким чином, усі сучасні файлові системи вирішили проблеми розміщення інформації на диску в принципі однаковим засобом. Як ми бачимо, тільки ФС HPFS виділяється з існуючих ФС, тому що не має поняття кластер і оперує секторами диску. Загальною проблемою є обмеження на швидкість і корисний дисковий простір, які в існуючих ФС пов'язані відношенням зворотної пропорційності, що накладається обраним розміром кластера, тому що розмір кластера не може змінюватися і задається при форматуванні. Для вирішення даної задачі потрібно використати такий метод роботи з дисковим простором, щоб не бути прив'язаним до статичного розміру кластерів на диску.

МЕТОДИ ТА АЛГОРИТМИ РІШЕННЯ

У запропонованій ФС Cluster Free ця проблема вирішується за рахунок розробленого методу виділення дискового простору блоками змінного розміру. При цьому не губиться функціональність, що присутня у розглянутих ФС.

Каталоги зберігають мінімальний об'єм інформації необхідної для роботи з файлами, такої як ім'я, атрибути, час створення, розмір, прапорець змінюваності і показчик на перший кластер. Основним питанням при форматуванні є розмір кластера. Як уже визначалося, потрібно вибрати таке співвідношення, щоб "хвости" файлів не віднімали багато вільного простору, і при цьому система працювала з диском як можна більшими блоками. Для розв'язку цієї проблеми, у ФС Cluster free розмір кластера не встановлюється, а вибирається динамічно для кожного окремого файла в залежності від потреби.

Весь логічний диск розбивається на фізичні сектори розміром 512 байт. Якщо при створенні файла відомий його розмір, то ОС шукає на диску скупчення вільних секторів, що відповідає максимально необхідному розміру кластера і записує туди дані. Якщо на диску немає вільних кластерів необхідного розміру, то файл розбивається на більш дрібні кластери. Якщо ж розмір файла заздалегідь не відомий, то можна виділити під нього великий кластер і потім його зменшити, якщо файл виявився невеликим, або додати нові кластери, якщо в один кластер файл не вміщається. У разі малого розміру файла, під нього виділяється кластер розміром один сектор, і хвіст файла не буде займати багато зайвого місця, а якщо файл великий, виділяється кластер більшого розміру, і працювати з таким файлом можна великими блоками, що підвищує швидкодію. При збільшенні розміру файла, що обробляється, можна переписати його з буфера в інше місце на диску, виділивши кластер більшого розміру, або додати новий кластер в ланцюжок цього файла, що аналогічно пошуку ще одного вільного кластеру в інших ФС. Для пошуку вільного простору треба здійснювати операції подібні до тих, що роблять розглянуті ФС. Але при такому підході потрібно зберігати інформацію не тільки про ланцюжок файла, але і про розмір кластерів у ланцюжку, тому що розмір кластера може змінюватися навіть у межах одного файла. Проте чим більше розмір кластеру тим менше зайвої інформації треба зберігати. Таким чином, швидкодія роботи файлової системи підвищується за рахунок зменшення кількості звертань до диску. Але навантаження на процесор збільшується, тому що необхідно постійно розраховувати розмір кластера.

В процесі роботи були реалізовані основні блоки запропонованої ФС [5].

Для наочності розглянемо декілька прикладів коду для роботи з фіксованим розміром та з вільним розміром кластеру.

1. Отримання наступного кластеру файла.

Вільний розмір:

```
file->num_clust=file->buf_fat[file->ofs_in_fat].num_clust; // номер
кластера
file->size_clust=file->buf_fat[file->ofs_in_fat].size_clust; // розмір
кластера
```

Фіксований розмір:

```
file->num_clust=file->buf_fat[file->ofs_in_fat].num_clust; // номер
кластера
```

2. Пошук наступного кластеру для файла.

Вільний розмір:

```
beg_bit=0; //з видки починати пошук
max_bit=MAX_SIZE_CLUST; //скільки секторів знайти
bit_seek_clear(fs, &beg_bit, -1, &max_bit); //пошук вільних
секторів
bit_set(fs, BIT_SET, beg_bit, max_bit); //відмітка найдених
секторів
file->buf_fat[file->ofs_in_fat].num_clust=beg_bit; //зберігання
номери сектора
file->buf_fat[file->ofs_in_fat].size_clust=max_bit; //розміру
сектора
file->buf_fat[file->ofs_in_fat].type_clust=END_FILE; //типу сектора
file->num_clust=beg_bit; //зберігання номеру сектора
file->size_clust=max_bit; //зберігання розміру сектора
```

Фіксований розмір:

```
beg_bit=0; //з видки починати пошук
max_bit=MAX_SIZE_CLUST; //скільки секторів знайти
bit_seek_clear(fs, &beg_bit, -1, &max_bit); //пошук вільних
секторів
bit_set(fs, BIT_SET, beg_bit, max_bit); //відмітка найдених
секторів
file->buf_fat[file->ofs_in_fat].num_clust=beg_bit; //зберігання
номери сектора
file->buf_fat[file->ofs_in_fat].type_clust=END_FILE; //типу сектора
file->num_clust=beg_bit; //зберігання номеру сектора
```

3. Читання даних з файлу.

Вільний розмір:

```
size_clust=file->size_clust*SIZE_SECT; //розмір поточного
кластеру
/*розрахунок скільки байтів можна зчитати*/
read_sect(fs, file->num_clust, file->size_clust, file_buf); //читання
даних
memcpy(&buf[pos],&file_buf[file->pos_in_clust],byte_read);
file->pos+=byte_read; //зміщення позиції у файлі
file->pos_in_clust+=byte_read; //зміщення позиції у кластері
if(file->pos_in_clust>=size_clust){ //якщо вийшли за межу
кластеру
get_next_clust(fs,file); //отримати новий
file->pos_in_clust=0; //скинути позицію у кластері
}
```

Фіксований розмір:

```
{ //розрахунок скільки байтів можна зчитати}
read_sect(fs, file->num_clust, file->size_clust, file_buf); //читання
даних
memcpy(&buf[pos],&file_buf[file->pos_in_clust],byte_read);
file->pos+=byte_read; //зміщення позиції у файлі
file->pos_in_clust+=byte_read; //зміщення позиції у кластері
if(file->pos_in_clust>=size_clust){ //якщо вийшли за межу
кластеру
get_next_clust(fs,file); //отримати новий
file->pos_in_clust=0; //скинути позицію у кластері
}
```

З прикладів видно, як мало додається до коду програми для роботи з кластером вільного розміру. Треба тільки розрахувати його розмір, і потім йде звичайна робота з кластером.

Таблиця 1 - Порівняльний аналіз кількості процесорних команд для систем з вільним та фіксованим розміром кластера

Операція	Кількість процесорних команд	
	Вільний розмір	Фіксований розмір
Отримання наступного кластера файлу	8	4
Пошук наступного кластера для файлу	51	40
Читання даних з файлу	32	29

Як можна бачити, навантаження на процесор збільшується незначно. Якщо прийняти до уваги різницю між швидкодією процесора та жорсткого диску, стає очевидним перевага запропонованого підходу.

Таблиця 2 - Залежність часу зчитування від розміру кластера

Розмір кластера у секторах	Час зчитування, мс	
	1-го кластера	2-х кластерів підряд
1	0,17	0,34
2	0,22	0,44
4	0,34	0,66
8	0,56	1,10
16	0,97	1,92
32	1,84	3,69
64	3,60	7,17
128	7,10	14,18

Як можна бачити з таблиці 2, зчитування двох кластерів одного розміру підряд виконується довше

ніж зчитування одного кластера, розмір якого дорівнює сумарному розміру цих кластерів. У середньому різниця дорівнює 0,1 мс, але це без урахування зміщення головки, тому що в експериментах зчитувались одні й ті самі кластери. У процесорі що працює на частоті 166МГц за 0,1 мс відбувається 16600 тактів. На виконання однієї команди в залежності від її складності, процесор може витратити часу порядку одного-трьох тактів. З цього очевидно, що вигреш у часі звертання до диску на багато більший, ніж час, що витрачається на додаткові процесорні операції.

Для збереження ланцюжка файлу виділяється перший кластер файлу, після якого будуть йти кластери з даними. У випадку ж, якщо файл вміщується в один кластер, немає необхідності виділяти спеціальне місце для ланцюжка, а дані розташовуються безпосередньо в ньому. Розмір кластера для ланцюжка вибирається ОС. Якщо розмір файлу збільшується, так що його ланцюжок не вміщується у виділений кластер, то до файлу додається ще один кластер ланцюжка, на який встановлюється посилання з попереднього кластера. Приклад такої структури можна побачити на рисунку 1. Тут наведено приклад файлу, у якого два кластера ланцюжка. Перший кластер зберігає покажчик на початкові кластери з даними і також на кластер ланцюжка, який у свою чергу зберігає покажчик на кластери даних. А також "хвіст" файлу записаний у вільне місце кластера ланцюжка для економії місця.

Для збереження інформації про вільні сектори використовується бітовий простір, у якому для кожного сектора на диску виділяється біт, значення якого означає, зайнятий сектор чи вільний.

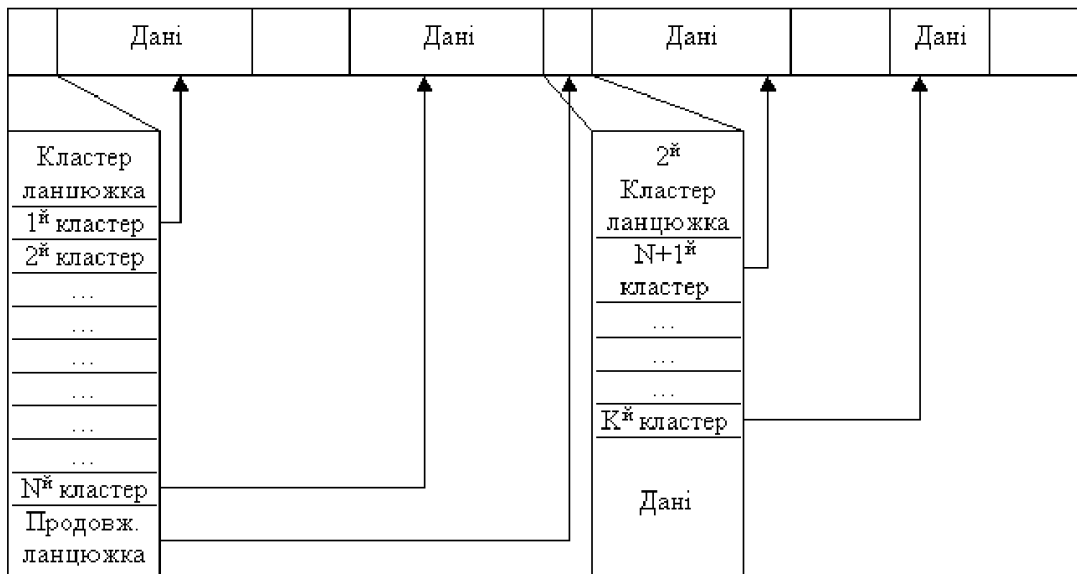


Рисунок 1 - Приклад зберігання файлу з використанням технології Cluster Free

ВИСНОВКИ

В роботі подана концепція побудови ФС Cluster Free, заснованої на принципі виділення дискового простору блоками змінного розміру. В цій системі підвищується швидкість роботи з диском, і при цьому зменшується втрата дискового простору в "хвостах" файлів. Такий подвійний ефект досягається завдяки розробленому алгоритму розміщення даних на диску за рахунок збільшення процесорних операцій та необхідності зберігання розміру кожного кластера, що виявляється незначними збитками по зрівнянню з отриманими перевагами.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. А. Фролов, Г. Фролов. Операционная система MS-DOS. - М.: Диалог-МИФИ, 1992, 222с.
2. Maurice J. Bach The Design of The Unix Operating System. - Нью-Джерси: Prentice-Hall, 1986.
3. Duncan, Roy. Design goals and implementation of the new High Performance File System. (includes related article on B-Trees and B+ Trees).// Microsoft Systems Journal. 1989.- №9
4. Ресурсы Windows NT/М. - СПб.: BHV, 1996. - 720 с.
5. Вильямс А. Системное программирование в Windows 2000 для профессионалов - СПб: Питер, 2001, - 624с.: ил.

УДК 681.32:007.52

PRO-СЕТЕВАЯ МОДЕЛЬ ЦИФРОВОГО НЕЙРОНА

М.А.Новотарский

Рассмотрена модель формального нейрона и причины ее широкого использования в качестве базового элемента нейронных сетей. Обосновывается необходимость усложнения модели нейрона для расширения сферы применения нейронных сетей. Дается краткий обзор принципов функционирования биологического нейрона при обработке и передаче информации. На основе этих принципов предлагается PRO-сетевая модель цифрового нейрона, дается ее статическое и динамическое описание.

Розглянута модель формального нейрона та причини її широкого використання в якості базового елемента

нейронних сіток. Обґрунтовується необхідність ускладнення моделі нейрона з метою розширення сфери застосування нейронних сіток. Дається короткий огляд принципів функціонування біологічного нейрона під час обробки та передачі інформації. На основі цих принципів пропонується PRO-сіткова модель цифрового нейрона, дається її статичний та динамічний опис.

In paper the model of a formal neuron and reasons of its wide usage as a base unit of neural nets is briefly considered. The necessity to use more complicated model of a neuron for the extension of sphere of neural net application is justified.

The brief browse of principles of a biological neuron operation is given at handling and information transfer. On the basis of these principles the PRO-network model of a digital neuron is offered, its static and dynamic exposition is given.

Подобно тому, как это выглядело в 40-е годы XX столетия, сегодня, во время новой волны интереса к нейронным сетям, исследования в этой области вдохновляет нейробиология. В настоящее время существуют две цели нейронного моделирования: первая - понять функционирование мозга человека на уровне физиологии и психологии путем наиболее точного описания его работы на основе уже известных фактов и вторая - создать искусственные нейронные сети, сходные по функциональным характеристикам со структурами мозга, но предназначенные для решения конкретного круга задач.

В последнем случае теряется сходство с биологическими нейронными структурами, поскольку для достижения поставленной цели зачастую достаточно использовать только одно из свойств этого весьма сложного объекта. Долгое время исследователей полностью удовлетворяла модель формального нейрона, предложенная в работе Уоррена С. Мак-Каллока и Вальтера Питтса [1]. Эта работа дала начало теории, в основе которой лежал постулат, что все аспекты нервной деятельности можно моделировать с помощью сети элементов, показанных на рис.1. Первоначально эти элементы имели только два устойчивых состояния, а их работа описывалась следующей моделью.

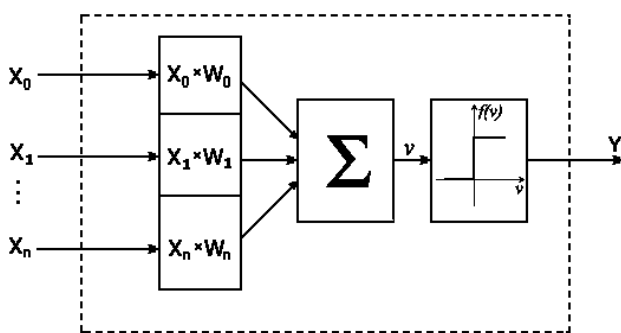


Рисунок 1 - Функциональная схема нейрона Мак-Каллока и Питтса

Входные сигналы (x_0, x_1, \dots, x_n) поступают на вход блока, моделирующего функции синапсов. Моделирование работы синапсов сводится к масштабированию входных сигналов с помощью вектора весовых коэффициентов (W_0, W_1, \dots, W_n) . Полученные произведения подаются на вход сумматора, выполняющего вычисления по формуле

$$v = \sum_{i=0}^n W_i x_i. \quad (1)$$

Реакция формального нейрона на входные сигналы задается функцией возбуждения $y = f(v)$, значения которой определяются по формуле

$$y = \begin{cases} 1 & \text{если } v \geq 0, \\ 0 & \text{если } v < 0. \end{cases}$$

Дальнейшее усовершенствование этой модели сводилось в основном к модификации функции активации. Наиболее широко используемыми в настоящее время являются "сигмоидная" функция $y = 1/(1 + e^{-v})$ и гиперболический тангенс $y = \text{th}(v)$.

Существенное усложнение модели нейрона игнорировалось в основном не потому, что не существовало знаний об объекте моделирования, а скорее всего из-за того, что существующие представления о работе нейронной сети в целом не требовали более сложных элементов этой сети. Подтверждением тому служит успешное использование моделей Кохонена [2], Хопфилда [3], Вильямса [4].

Однако использование модификаций моделей формального нейрона вскоре определило круг задач, успешно решаемых на подобных нейронных сетях. Попытки расширить этот круг наталкиваются на ограниченные возможности обработки информации, свойственные формальному нейрону. Поэтому реальным путем достичь прогресса в области расширения сферы применения нейронного моделирования видится необходимость внедрения основных принципов обработки информации, основанных на наших знаниях о работе нейрона, а не копирование тех или иных биологических параметров.

Основные процессы обработки информации в биологическом нейроне, как известно, происходят в синапсах и близлежащих к ним областях. Поэтому для обоснования принципов организации модели кратко рассмотрим то, что известно сегодня о работе этих загадочных биологических объектов. На рис. 2 схематически показано устройство синапса. Аксонное окончание нейрона имеет небольшое утолщение, заканчивающееся пресинаптической мембраной, которая содержит сферические углубления с нейротрансмиттерными пузырьками. При передаче информации транзиттер выбрасывается в пространство между нейронами, называемое синаптической щелью. В результате диффузии нейротрансмиттерные пузырьки, состоящие из специального вещества ацетилхолина, достигают рецепторных белков, расположенных на постсинаптической мембране. Реакция нейрорецепторов изменяет состояние постсинаптической мембраны, результатом чего становится запуск процесса межнейронного взаимодействия. Этот процесс состоит из двух параллельных асинхронно взаимодействующих процессов, называемых процессами пресинаптической и постсинаптической активности.

Процесс пресинаптической активности запускается высвобождением некоторого количества нейротрансмиттера. Общее количество высвобождаемого транзиттера и область его высвобождения зависит от активности

пресинаптической зоны. На сегодня известны следующие факторы, влияющие на эту активность: 1) уровень поляризации пресинаптической мембраны; 2) предшествующая синаптическая активность; 3) количество ионов кальция и магния в окружающей среде; 4) действие фармакологических соединений. Долгое время считалось, что единственным фактором, влияющим на освобождение транмиттера, является поляризация пресинаптической мембраны. Этот механизм и был отражен на модели формального нейрона введением весовых коэффициентов (W_0, W_1, \dots, W_n). Таким образом, показатель поляризации мембраны выступает в роли коэффициента при передаче информации, интенсивность которой задается амплитудой спайка. Однако работы в области нейробиологии [5] показали, что на эту зависимость влияет целый ряд факторов, оказывающих на нее нелинейное воздействие.

избыток ионов магния угнетает его, но не влияет на чувствительность пресинаптической мембраны. Этот фактор независим от предыдущих, что дает возможность использовать его в качестве компенсирующего воздействия. Действие фармакологических соединений может повышать или угнетать активность пресинаптической зоны. За последнее время найдены соединения, которые могут влиять на каждый из рассмотренных факторов формирования ее активности. Обобщая сказанное, можно сделать вывод о том, что интенсивность высвобождения транмиттера является функцией от степени поляризации пресинаптической мембраны, предшествующей синаптической активности и концентрации ионов кальция и магния в пресинаптической зоне. Фактор фармакологического влияния может рассматриваться как внешний фактор, оказывающий влияние одновременно на большие области соседних нейронов. Исходя из сказанного, в общем виде интенсивность высвобождения транмиттера

$$P = F\{\Phi[M(x), A(y), I(z)]\} \quad (2)$$

может быть представлена в виде суперпозиции функций, где M - функция влияния степени поляризации пресинаптической мембраны; A - функция влияния предшествующей активности; I - функция влияния ионов кальция и магния; Φ - функция влияния фармакологических соединений.

Основным результатом действия транмиттера на рецепторы постсинаптической мембраны есть увеличение ее ионной проницаемости. Постсинаптическая мембрана поделена на области с рецепторами различного типа. Условно назовем их информационными и коммуникационными рецепторами. Результатом воздействия на информационные рецепторы есть увеличение проницаемости мембраны для практически всех типов ионов. Отсутствие ионной фильтрации приводит к существенному изменению в постсинаптической зоне ионного баланса, который влияет на состояние всего нейрона. Поэтому такой вид передачи можно идентифицировать как локальную передачу информации нейрону-приемнику. Воздействие на коммуникационные рецепторы приводит к избирательной миграции ионов, вызывающих возникновение в постсинаптической зоне процессов генерации спайка. Распространяясь по аксону, возникший в нейроне-приемнике спайк обеспечивает транзитную передачу информации. Информационная и коммуникационная деполяризации постсинаптической мембраны могут существовать одновременно как следствие одновременного воздействия транмиттера на различные области постсинаптической мембраны. Объединив эффекты от действия всех информационных и коммуникационных зон в рамках одного синапса, запишем следующие зависимости:

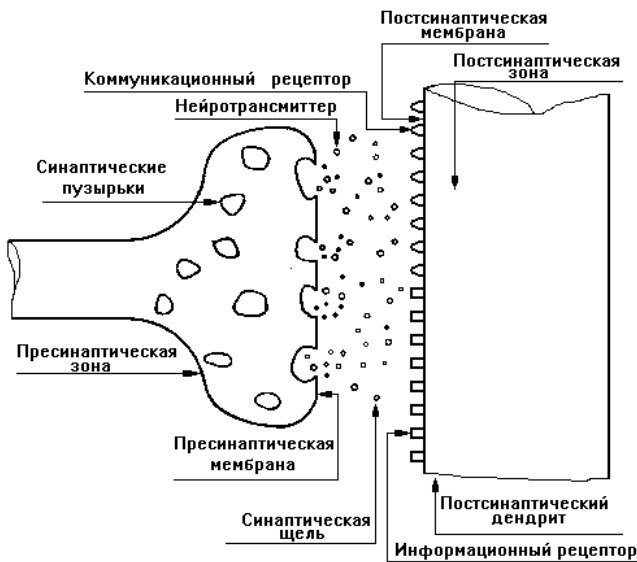


Рисунок 2 - Синапс

Предшествующая синаптическая активность является другим существенным фактором, влияющим на интенсивность высвобождения транмиттера. Это влияние объясняется остаточной гиперполяризацией пресинаптической мембраны. Однако данная связь также неоднозначна. В работе [5] приведены результаты исследований, рассматривающие амплитудно-частотную зависимость интенсивности высвобождения транмиттера. Не вникая в конкретные механизмы формирования этой нелинейной зависимости, отметим тот факт, что ее существование говорит о необходимости формирования более сложных механизмов межнейронного взаимодействия, нежели те, что применялись в формальном нейроне. Процесс высвобождения транмиттера также зависит от баланса ионов кальция и магния. Недостаток ионов кальция или

$$\begin{cases} \alpha = f_1(p_1), p_1 \subset P, \\ \beta = f_2(p_2), p_2 \subset P, \end{cases} \quad (3)$$

где α, β - состояния постсинаптической мембраны в результате действия трансммитера соответственно на информационную и коммуникационную области; p_1, p_2 - интенсивность высвобождения трансммитера на информационную и коммуникационную области, причем $p_1 \cup p_2 = P$.

Организация синаптического взаимодействия биологических нейронов послужила основой для создания модели цифрового нейрона, позволяющей реализовать взаимодействие параллельно существующих процессов на уровне событий. Такой механизм взаимодействия обеспечивает существенно более высокую степень адекватности модели и дает возможность применить уже известные принципы параллельной обработки информации для описания алгоритмов функционирования нейронной сети.

Принципы функционирования модели цифрового нейрона опишем с помощью формального аппарата PRO-сетей [6]. Описание условно может быть поделено на статическое, задающее структуру сети, и динамическое, определяющее процессы и их взаимодействие. PRO-сеть нейрона, графическое изображение показано на рис.3, зададим в виде набора абстракций $\Phi = (S, T, G, V, A)$. Множество позиций $S = \{s_i\}_{i=1}^{11}$, обозначаемых кружками на рис.3, задает текущее состояние модели. Конкретные параметры этого состояния есть атрибуты элементов $s_i = (q_i, m_i, b_i)$, где q_i - номер позиции в глобальной модели, m_i - элемент множества меток и b_i - буфер данных. Множество переходов $T = \{t_j\}_{j=1}^4$, элементы которого изображаются графически в виде вертикальных отрезков, предназначено для задания принципов функционирования модели. Атрибуты перехода задаются множеством $t_j = (i_j^{AND}, i_j^{OR}, o_j, \tau_j, \rho_j, \pi_j)$, где i_j^{AND}, i_j^{OR} - конечные множества входных ребер типа AND и OR; o_j - конечное множество выходных ребер; τ_j - время срабатывания перехода, соответствующее периоду между моментами активации и деактивации; ρ_j - процедура активации перехода и π_j - процедура обработки. Согласно рис.3, процедура обработки перехода t_1 моделирует функции постсинаптической мембраны, процедура обработки π_2 перехода t_2 обеспечивает функции управления нейроном, переход t_3 моделирует совокупность процессов, протекающих в пресинаптической зоне, а переход t_4 - описывает состояние пресинаптической мембраны.

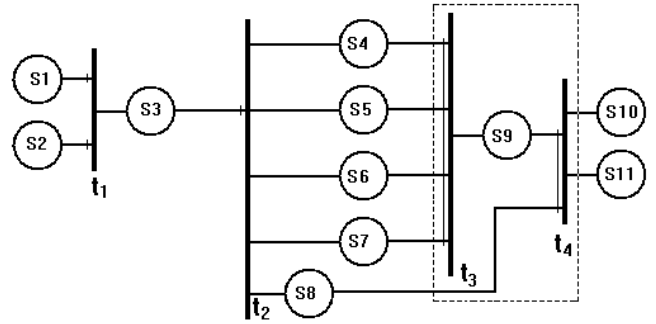


Рисунок 3 - PRO-сетевая модель цифрового нейрона

Множество связей G определяется как совокупность входных и выходных ребер переходов:

$$G = \{(s_i, t_j)\} \cup \{(t_j, s_i)\} \text{ при } (1 \leq i \leq 11, 1 \leq j \leq 4).$$

Множества V содержат элементы, задающие состояние глобальных переменных модели, а элементы множества A "отвечают" за сбор статистической информации в ходе моделирования.

Функционирование модели происходит путем перемещения меток с входных позиций на выходные. Такое перемещение есть результатом выполнения переходом цикла его активности. Активация перехода происходит при свершении условия активации. Проверку этих условий для перехода t_j выполняет процедура активации ρ_j . Рассмотрим ее работу, используя аппарат описания процессов [7], основанный на понимании процесса как цепочки событий. Алфавит событий процессов процедуры активации

$$\Omega P = \{v_i\}_{i=1}^{11} \cup \{e_i\}_{j=1}^4 \cup \{\lambda_j\}_{j=1}^4, \quad (4)$$

где v_i - события проверки наличия метки на позиции; e_j - события запуска процессов активации переходов; λ_j - события запуска процедур обработки.

Запуск процедуры активации задается рекуррентным выражением

$$\rho(P) = \mathfrak{R}(v_i \rightarrow \rho_j, 1 \leq i \leq 11, 1 \leq j \leq 4), \quad (5)$$

где $P = \{\rho_j\}_{j=1}^4$ - множество процессов, реализуемых процедурами активации $\rho = \{\rho_j\}_{j=1}^4$.

Пусть для перехода t_j существует непустое объединение множеств входных ребер $i_j = i_j^{AND} \cup i_j^{OR}$ и непустое множество меток $M_j = M_j^{AND} \cup M_j^{OR}$, размещаемых на

входных позициях. Тогда для него может быть сформирован протокол r_j в соответствии со следующей протокольной функцией:

$$r_j = \begin{cases} \langle v_i \rangle \oplus \langle e_j, \lambda_j \rangle \text{ при } m_i \in M_j^{\text{OR}} \\ \langle v_i \rangle \text{ при } m_i \notin M_j^{\text{OR}} \\ i^{\text{AND}} \\ \sum_{k=1} \langle v_i \rangle \oplus \langle e_j, \lambda_j \rangle \text{ при } \forall m_k \in M_j^{\text{AND}} \\ i^{\text{AND}} \\ \sum_{k=1} \langle v_i \rangle \text{ при } m_k \notin M_j^{\text{AND}}, \end{cases} \quad (6)$$

Процесс процедуры обработки π_j является внутренним процессом перехода t_j , запускаемым событием λ_j : $\pi_j(W) = (\lambda_j \rightarrow w_j)$ тот процесс предназначен для моделирования функций объекта или совокупности объектов, описываемых данным переходом. Для модели цифрового нейрона такие зависимости задаются выражениями (2, 3). Однако для столь сложного биологического объекта как нейрон на сегодняшний день не существует однозначных аналитических зависимостей, определяющих его функционирование. Поэтому современные подходы к проблеме адекватности модели нейрона основаны на использовании в каждом конкретном случае только тех аспектов его функционирования, которые обеспечивают более

эффективные способы обработки информации.

Отличительной особенностью предложенной модели цифрового нейрона является способ его функционирования, основанный на параллельном развитии процессов, описывающих различные элементы структуры и асинхронном характере межнейронного обмена информацией. Использование такой модели позволило использовать нейронные сети для решения краевых задач математической физики локально-асинхронным многосеточным методом.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. McCulloch W.S., Pitts W. A logical calculus of the ideas immanent in nervous activity // Bulletin of Mathematical Biophysics. - 1943. - N 5. - p. 115-133.
2. Kohonen T. Self-Organization and Associative Memory. Springer-Verlag, Berlin.- 1983.- 125p.
3. Hopfield J.J. Neural networks and physical systems with emergent collective computational abilities// Proceedings of the National Academy of Science? USA 79, 1982. - p.2554-2558.
4. Rumelhart D.E., Hinton G.E., Williams R.J. Learning representations by error propagation// Parallel Distributed Processing. MIT Press, Cambridge,MA,1986.-p.318-362.
5. Hubbard J.J., Willis W.D. Hyperpolarization mammalian motor nerve terminals // J. Physiol. (London).1962 Vol.163. p.115-137.
6. Nesterenko B.B., Novotarskiy M.A. Mathematical simulation for parallel asynchronous methods of boundary value problems of mathematical physics // Proceedings of 16th IMACS World Congress.- 2000. - 6p.
7. Нестеренко Б.Б., Новотарский М.А. Имитационные модели параллельных асинхронных методов математической физики // Препринт / НАН Украины, Ин-т математики; 97.14.- Киев, 1997 г. - 52 с.

УДК 681.32:007.52

МНОГОМЕРНОСТЬ - БЕЗ ПРОКЛЯТИЙ

А.Н.Радченко

Показана преодолимость колмогоровского барьера сложности путем представления заданной функции многих переменных суперпозицией конечного числа функций меньшего числа переменных. Искомое представление найдено среди суперпозиции случайной реализации таких функций вычеркиванием некоторой части их них. Точность такого решения инвариантна числу переменных, но зависит от числа исходных композитных функций и областей их определения. Найдено оптимальное решение. Представление исходной функции через более простые композитные функции обладает опознающими свойствами. Они тем лучше, чем больше размерность исходной функции.

of final number of functions of smaller number variable. The required representation is found among a superposition of casual realization of such functions by deletion of some part of them. The accuracy of such decision is invariant to variable number, but depends on number initial composite functions and their domain of definition. The optimum decision is found. The representation of initial function through more simple composite function has recognition properties. They are the better, than more dimension have initial function.

The Kolmogorov's barrier of complexity may be taken by representation of the given function by many variable superposition

ВВЕДЕНИЕ

Проклятие многомерности возникает при увеличении

числа переменных n функции объекта, которым желают управлять. В докладе "Автоматы и жизнь" А.Н.Колмогоров конкретизировал это понятие, разделив числа на малые, средние и большие [1]. Огромные преимущества ЭВМ при работе с малыми и средними числами вида n и 2^n исчезают при переходе к большим числам вида 2^{2^n} . Невозможность их машинного или ручного перебора наступает уже при $n > 10$. В преодолении этого числового барьера ЭВМ столь же бессильна, как и человек, и этот вывод нельзя изменить никаким дальнейшим улучшением параметров ЭВМ. В отличие от ЭВМ человек и другие живые организмы каким-то образом управляются многими тысячами переменных, легко распознавая образы и решая сложные комбинаторные и игровые задачи. Что же отличает обработку информации в живых системах от машинной обработки и, если такие отличия есть, являются ли они принципиальными?

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Подход к решению вопроса найден в более ранней работе Колмогорова [2]. Не связывая ее с ответом на поставленный вопрос, он доказал, что при соблюдении некоторых ограничений справедлива теорема существования о представимости функции многих переменных суперпозицией конечного числа функций одной переменной. Однако связь этой теоремы с поставленным вопросом и биологическим прототипом впервые увидел Р. Хехт-Ниелсен [3]. Он обнаружил аналогию теоремы со структурой нейронных сетей, чем возбудил большой и все возрастающий интерес к последним. Не являются ли нейронные сети конструктивным аналогом теоремы? В этом случае в можно преить границу между живыми организмами техническими устройствами, сделав обработку информации в последних столь же эффективной. Эта аналогия вызвала бурю работ по нейронным сетям. Неуспехи не подорвали энтузиазма - их объясняли тем, что число m требуемых для аппроксимации функций велико, больше, чем "синапсов", имевшихся тогда в модельной системе СМАС¹.

К сожалению, задачи опознания образов, построения движений для роботов и др. по-прежнему остаются проблематичными для современных информационных технологий. Поэтому весьма актуален третий шаг в решении колмогоровской задачи. Его сделали Н. Е. Коттер и Т. Дж. Гуиллерм [4]. Базируясь на работах Шпрехера и Лоренца, они ослабили ограничения на композитные функции, указали на возможность их подбора методом обучения в системе СМАС и акцентировали внимание на том, что области определения этих функций, покрывающих область определения исходной функции, пересекаются между собой. Они же предположили, что эти пересечения нужны "нейронам" для компенсации ошибок аппроксимации (spurious activity), которые, очевидно, зависят и от сложности исходной

функции. Но не появится ли с ее усложнением традиционное "проклятие многомерности"?

Четвертый шаг был сделан в наших работах [5, 6]. Переходя к машинным методам и, следовательно, к булевым функциям (в данном случае со многими тысячами переменных), мы связали их сложность, как с числом переменных n , так и с числом значений (a - число нулей и b - единиц). Имеет смысл рассматривать только функции реальной сложности, когда $a + b \ll 2^n$. Такие слабо определенные функции в действительности не являются ограничением. Оно легко преодолевается введением дополнительных (избыточных) переменных. Их задают различными композициями основных переменных. Анализ аппроксимации такой функции с помощью m функций меньшей размерности показал, что точность действительно зависит от пересекаемости областей определения композитных функций. Но эта связь немонотонна - был обнаружен глубокий минимум погрешностей и найдена оптимальная пересекаемость подпространств, на которых заданы аппроксимирующие функции. Известный призыв - соединять нейроны "каждый с каждым" оказался ложным, резко ухудшающим аппроксимацию! К счастью, этот призыв ведет к "проклятию многомерности" и поэтому обычно нереализуем, что и определило достижения "нейрокомпьютинга".

Но главный результат исследования оказывается "побочным". Получилось, что заданную функцию можно воспроизвести точно независимо от числа переменных. При этом достаточно, чтобы число композитных функций (импликант булевой функции) превосходило бы число значений исходной функции в $e/2$ раз [6]. Далее обнаружено, что аналогичным (т.е. вполне техническим) образом сетчатка глаза решает задачу острого зрения (порядка 1') с помощью больших (2-3 градуса), многократно пересекающихся (!) рецептивных полей [6]. Эта же теория позволила понять механизмы нейронной памяти и оценить ее параметры [7-8], а также применить критерий минимизации к процессам биологической эволюции. Был найден ответ, на вопрос 40-летней давности - в эпоху ранней кибернетики. Проклятие многомерности преодолимо, причем не только в живой природе.

КОЛИЧЕСТВЕННЫЕ ОТНОШЕНИЯ

Для развития новых информационных технологий инвариантность к числу переменных крайне важна, достигается она следующим образом.

Назначим исходную функцию $U = U(x_1, x_2, \dots, x_n)$ предельно сложной, предположив, что она принимает значения 0 и 1, которые заданы случайным образом (a нулей и b единиц). Потребуем, чтобы $a + b \ll 2^n$, т.е. будем рассматривать слабо определенные функции. Если число переменных мало и аппроксимируемая функция определена полно, то n легко увеличивается расширением

1. Cerebral Model Articulation Controller

области определения U . Для этого достаточно ввести в качестве аргумента избыточные переменные, например, их комбинации или просто несколько раз повторить имеющиеся переменные.

Область определения исходной функции из 2^n точек заполним случайным образом m областями определения аппроксимирующих функций. Каждую из них зададим на V точках. Пусть значения функций во всех областях определения одинаковы, например, единицы. Исходный хаос таких функций мы упорядочим, применив обучение, которое реализуется следующим образом. Удалим ту часть композитных функций, которые покрыли нули исходной функции. Освободившиеся точки n -пространства точно воспроизведут все нули U . Вероятно, что и некоторая часть единиц этой функции окажется правильной, но для этого они не должны попасть в освобожденные или изначально не покрытые подобластями области функции U . Возможно и другое - этого не случится, т.е. произойдут ошибки.

Вероятность p таких ошибок, т.е. вида $1 \rightarrow 0$, при формировании U вычисляется по схеме Бернулли [5]

$$p = [1 - q(1 - q)^a]^m, \tag{1}$$

где $q = V/2^n$ - вероятность попадания случайной точки в данную подобласть, $(1 - q)^a$ - вероятность непопадания ни одной из a нулевых точек функции U в фиксированную подобласть, $q(1 - q)^a$ - вероятность того, что в данную область не попадет ни одна из a нулевых точек, но попадет одна из b единичных точек (в этом случае ошибка не возникает). Выражение в квадратных скобках - вероятность ошибки для каждого единичного значения функции U , но ошибка возникнет лишь в случае, если ошибочная ситуация повторится в каждой из m хаотически (независимо) расположенных подобластей.

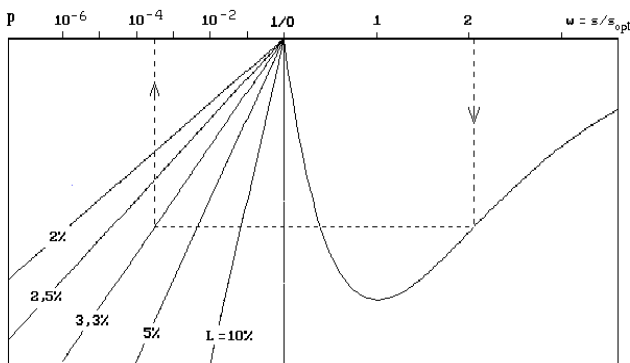


Рисунок 1 - Зависимость погрешностей аппроксимации от относительных размеров и перекрытия областей определения функций $w = V/V_{opt} = S/S_{opt}$. Относительная сложность исходной функции L задана (в процентах) отношением числа ее значений к числу аппроксимирующих функций $L = a/m \cong S_{opt}^{-1}$

Функция (1) имеет минимум при $q = q_{opt} = 1/(a + 1)$, что соответствует размеру подобласти $V_{opt} = 2^n/(a + 1)$. Обратим внимание, что эта подобласть огромна. Для случая $a = 1$ исходное пространство делится на две части, так же как при обычном "перцептронном" решении задачи разделения образов с помощью одной гиперплоскости, в данном случае - случайного. В общем случае минимум (1) обусловлен пересечениями подпространств, он соответствует наиболее мелкому дроблению каждого подпространства смежными подпространствами. Подставляя в (1) оптимальное значение q и замечая, что

$$\lim_{a \rightarrow \infty} \left(1 - \frac{1}{a + 1}\right)^a = e^{-1},$$

получим

$$p_{min} = e^{-m/(a + 1)e}. \tag{2}$$

Здесь, в отличие от (1), зависимость от числа переменных пропадает (!).

Далее воспользуемся оценкой пересекаемости подпространств S , среднее значение которой

$$S_{med} = \frac{mV}{2^n}$$

оптимально при $V = V_{opt}$. Следовательно,

$$S_{opt} = \frac{m}{a + 1}. \tag{3}$$

Это выражение дает оптимальное соотношение L между сложностью функции a и числом аппроксимирующих ее функций m , $L = a/m \cong S_{opt}^{-1}$. Поскольку формула (1) выведена по схеме Бернулли, то при оценке сложности в число a следует включать только независимые значения функции U . В реальных задачах, например, при обработке изображений, где пиксели взаимозависимы, a следует оценивать по декоррелированным изображениям, предпочитая экономные стандарты типа *.gif, *.jpg и т.п.

Заменяя переменные в (1) относительными значениями,

$$q/q_{opt} = V/V_{opt} = S/S_{opt} = w,$$

и применяя (3), получим (1) в виде, который инвариантен к n :

$$\ln p = -S_{opt} w \exp(-w). \tag{4}$$

Использованный обучающий алгоритм формирования заданной функции из хаоса подпространств дает высокую точность аппроксимации при S порядка десяти-двадцати (см. график на рис.1). При столь многократном перекрытии областей определения вернее говорить не об

их распределении, а об упаковке или покрытии n -пространства областями задания композитных функций. Дальнейшее повышение точности возможно, если хаотическое расположение областей определения аппроксимирующих функций 1) заменить более регулярным или 2) согласовать с видом аппроксимируемой функции.

Действительно, переход от случайного распределения к регулярному мы встречаем в строении рецептивных полей сетчатки глаза, перекрытии углов зрения образующих фасеточный глаз омматидиев, перекрытии рецептивных полей кожной чувствительности и др. Изображение на сетчатке аппроксимируется сразу двумя дополнительными системами композитных функций. Одна из них соответствует рассмотренной, когда система строится "по нулям" заданной функции, а вторая - "по единицам". Такую двойственность обеспечивают так называемые on- и off-нейроны, давая возможность дальнейшего наращивания точности зрительного восприятия [9]. Тот же подход способен обеспечить инвариантность телевизионных изображений к параметрам развертки [10]. Заметное увеличение точности относительно (2, 4) мы получили в эксперименте, выбрав подпространства ортогональными. Идеальную регулярность упаковки n -пространства демонстрируют плотно упакованные коды. Но здесь нет перекрытия, $S=1$, и, следовательно, для получения высокой точности метод корректирующих кодов нуждается в небольшой модификации.

Согласование с видом функции повсеместно распространено при опознавании образов. Имеются, например, данные (не доказательства) о согласовании глаза и мозга лягушки с изображениями насекомых, которыми она питается. Из экспериментов по опознаванию образов известно, что с помощью современных и будущих супер ЭВМ такое согласование невозможно без замены переменных их статистическими параметрами. Иначе, сталкиваясь с проклятием многомерности, придется безуспешно штурмовать колмогоровский барьер сложности. Лягушке, например, не удалось достичь совершенства в опознавании насекомых, хотя на решение задачи были затрачены сотни миллионов лет. На этом фоне колмогоровский подход даже при использовании случайных функций, но с оптимальной суперпозицией областей определения выглядит, мягко говоря, экономичнее. К тому же методом итераций [6] задачу можно решить точно, $p=0$. Как и в рассмотренном случае, такое решение достигается без согласования с видом задаваемой функции, т.е. при хаотически размещенных областях определения композитных функций. Это не означает, что согласование или априорное упорядочивание областей определения вредно. Вопрос лишь в том, выполнять ли эти действия до или после борьбы с "проклятием многомерности". Причем, как показано ниже, бороться следует отнюдь не исключением "несущественных переменных".

ВЛИЯНИЕ МНОГОМЕРНОСТИ НА ОПОЗНАЮЩИЕ СВОЙСТВА

Полученное разложение интересно своими

опознающими свойствами. Действительно, при обучении с удалением S подпространств, покрывавших каждую нулевую точку заданной функции, освобождается и окрестность этих точек. Размер окрестности можно оценить средней величиной области пересечения подпространств. Каждое подпространство размером в V точек разделяется смежными $S-1$ подпространствами на $2^{S-1} - 1 \cong 2^{S-1}$ частей. В оптимальном случае получим среднюю величину зоны пересечения, освобождаемую при попадании в нее нулевого значения функции U :

$$v \cong 2^{n-S+1} / (a + 1).$$

Хотя размеры этой зоны относительно подпространства малы 2^{-S+1} , ее абсолютные значения при $n \gg S$ огромны. Они придают разложению опознающие свойства и удобно определяют метрические отношения для зависимых и независимых значений функции U . В пределах зоны можно считать любой один отсчет (из v) независимым, все другие будут опознаваться аналогично, т.е. будут зависимыми. Та же ситуация повторяется на каждом из a нулей. Следовательно, найдется R отличающихся вариантов исходной функции, которые будут воспроизводиться (опознаваться) этими же композитными функциями с точностью (1, 2, 4).

$$R = \left[\frac{2^{n-S+1}}{a+1} \right]^a. \quad (5)$$

Опознающие свойства оказываются в сильнейшей зависимости от числа переменных. Эта зависимость полезна, если задача состоит в опознавании образов. Чем больше n , тем лучше опознающие свойства системы композитных функций при ее неизменной точности, которая определяется величиной S . Отсюда видно, что широко практикуемое исключение "несущественных переменных" не приносит пользы. Проекция в подпространство меньшей размерности способна лишь разделить близкие точки. Легкость опознавания изображений живыми организмами можно объяснить тем, что сетчатка или фасеточный глаз обращают двумерное изображение в многомерное, где n равно числу рецептивных полей. Рассмотренные опознающие свойства достигаются в результате однократного обучения. Их можно улучшить, если хаос композитных функций упорядочивается предъявлением не одной функции U , а нескольких мало отличающихся. Если некоторые их значения выходят за множество (5), то свободные области n -пространства расширяются. Возможно также некоторое увеличение их числа. Чем ближе эти функции, тем меньшие изменения они вносят в упаковку n -пространства подпространствами. В расчете оптимальной пересеканности следует учитывать только отсчеты, вышедшие за пределы множества (5). Расчет оптимальных параметров можно выполнить по одной из таких функций с наибольшим числом нулей или по их осреднению, полученному, например, методом наименьших квадратов.

В заключение отметим, что преодоление "проклятия

многомерности" не навязывает методам опознавания хемминговской метрики. Вид метрики связан с формой подпространств, в качестве которых могут использоваться любые подмножества точек, не обязательно компактные.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Колмогоров А.Н. Автоматы и жизнь. В сб. Кибернетика - неограниченные возможности и возможные ограничения. Итоги развития. М: Наука, 1979 г. с. 10-29.
2. Колмогоров А.Н. О представлении непрерывных функций нескольких переменных в виде суперпозиции непрерывных функций одного переменного и сложения. Доклады АН СССР т. 114, вып.5, 1957г. с. 953-956
3. Hecht-Nielsen R. Kolmogorov's mapping neural networks existence theorem. In Proc. IEEE First Internat. Conference on Neural Networks. 1987. Vol.II, pp. 11-14. San Diego, CA: SOS Printing.
4. Cotter N.E., Guillermin T.J. The CMAC and a Theorem of Kolmogorov. Neural Networks, 1992, v.3, pp.221-228
5. Радченко А.Н. Аппроксимация и точное формирование булевых функций многих переменных. I. Объем памяти и точность аппроксимации. Изв. АН СССР. Техническая кибернетика. № 1, 1985г. с. 148-156.
6. Радченко А.Н. Аппроксимация и точное формирование булевых функций многих переменных. II. Эффективное построение ассоциативной памяти. Там же, 1985г. № 2, с. 98-106.
7. Радченко А.Н. Влияние размеров рецептивных полей сетчатки на точность восприятия изображений. Биофизика, 1991, т.36. № 36, с.521-529.
8. Радченко А.Н. Ассоциативная память. Нейронные сети. Оптимизация нейропроцессоров. Санкт-Петербург: Наука, 1998 г. 261 с.
9. Радченко А.Н. Точностные параметры зрительного восприятия. Известия РАН. Серия биологическая. № 4, с. 458-468.
10. Радченко А.Н. Обеспечение инвариантности телевизионного канала к параметрам развертки. Автометрия, 1992 г. № 2, с. 98-107

УДК 681.32

ОБ ИНФОРМАЦИОННОЙ ЕМКОСТИ СИМВОЛЬНЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ

М.Г.Садовский

Информационная емкость частотного словаря есть его условная энтропия, вычисленная относительно восстановленного словаря; последний содержит наиболее вероятные продолжения коротких слов и обладает максимальной энтропией. Приведены примеры определения информационной емкости, построена процедура выделения структуры в символьной последовательности, определяемой емкостью ее фрагмента.

Information capacity of frequency dictionary is the specific entropy calculated against the reconstructed dictionary which bears the continuations of strings and has maximal entropy. Some examples are provided. A structure revealed by the information capacity of an entity is discussed.

ВВЕДЕНИЕ

Символьные последовательности как объект исследований встречаются в самых разных областях науки - от физики до лингвистики. Одна из ключевых проблем в исследовании символьных последовательностей и тех естественнонаучных объектов, которые за ними стоят заключается в поиске и описании тех или иных структур, которые могут быть выделены в них. Как правило, поиск таких структур опирается на те или иные методы и приемы, специфичные для каждой конкретной задачи, в рамках которой проводится изучение символьных последовательностей. Для задач молекулярной биологии такими единицами могут быть гены либо их составляющие элементы - экзоны и интроны, для задач филологии таким элементом является абзац, предложение, слово, член предложения, морфема и т.п. Все такого рода способы выделения структурных единиц в символьных последовательностях весьма эффективны в рамках тех задач, для которых

они были развиты. Открытым остается вопрос о том, могут ли быть выделены какие-нибудь структурные элементы в последовательности на основе той информации, которая может быть получена только в пределах самой исследуемой последовательности. Одним из ярких примеров выделения структурных элементов такого типа явилось описание последовательностей с помощью профиля их сложности [1-6].

Идея выделения структурных элементов только на основе той информации, которая может быть извлечена непосредственно из символьной последовательности позволяет сосредоточиться на поиске закономерностей и порядка в символьных последовательностях, которые определяются исключительно взаимным расположением символов в этих последовательностях. Такого рода структурирование символьной последовательности хорошо тем, что не требует привлечения никакой дополнительной информации для выделения структурных единиц; с другой стороны, интерпретация такого рода структурных элементов и установление их смысла и/или значения становится гораздо более трудной проблемой. Тем не менее, поиск и выделение такого рода структур и их структурных элементов является важным инструментом для анализа символьных последовательностей, в первую очередь, благодаря своей универсальности. Кроме того, для широкого круга символьных последовательностей наблюдается существенная корреляция между структурными элементами, выделяемыми с помощью статистических методов и иными, контекстно-зависимыми методами.

1. РЕАЛЬНЫЕ ЧАСТОТНЫЕ СЛОВАРИ, ВОССТАНОВЛЕННЫЕ ЧАСТОТНЫЕ СЛОВАРИ И ИНФОРМАЦИОННАЯ ЕМКОСТЬ

Будем рассматривать последовательность длины N из

алфавита Λ ; мощность алфавита Λ равна M . Будем всюду впредь рассматривать только связные последовательности и их подпоследовательности. Словом ω длины q будем называть любую (связную) подпоследовательность этой длины, встречающуюся в рассматриваемом тексте; $1 \leq q \leq N$. Набор всех слов, встречающихся в тексте, будем называть носителем словаря. Частотным словарем будем называть носитель, в котором каждому элементу приписана его частота. Отметим, что мы будем рассматривать тексты, замкнутые в кольцо; мотивацию такого перехода см. в [7-11]. Тем самым, содержательно постановка вопроса об информационной емкости символьных последовательностей сводится к вопросу об информационной емкости их частотных словарей. Информационная емкость частотного словаря - это мера различия между реальными частотами слов, которые содержатся в таком словаре и теми частотами слов такой же длины, которые можно было бы ожидать, исходя из частот слов меньшей длины.

Итак, пусть f_ω - реальная частота слова ω , а f_ω - ожидаемая частота этого слова. Тогда информационная емкость частотного словаря W_q , содержащего слова длины q , определяется как

$$\bar{S} = \sum_{\omega} f_{\omega} \cdot \ln \left(\frac{f_{\omega}}{f_{\omega}} \right). \quad (1)$$

Очевидно, что значение информационной емкости (1) будет существенно зависеть от того, что именно понимается по ожидаемыми частотами f_{ω} . Одним из возможных подходов к определению ожидаемых частот может быть такой, который основан на предположении о тех или иных статистических свойствах рассматриваемой последовательности; например, можно предполагать, что рассматриваемая последовательность порождена случайным бернуллиевским процессом, либо марковским процессом того или иного порядка. Кроме того, весьма важен также вопрос о той исходной информации, которая имеется в распоряжении исследователя для оценки ожидаемых частот. Так, например, предположение о марковости рассматриваемой символьной последовательности основано на знании некоторых свойств, полностью выходящем за рамки того знания, которое может быть почерпнуто собственно из самой символьной последовательности. Не обсуждая здесь деталей этого вопроса, зафиксируем, что мы будем оценивать ожидаемые частоты слов длины q только по той информации (либо знанию), которую можно получить только из рассмотрения изучаемой символьной последовательности. Единственным знанием, доступным исследователю, ограничившемуся рассмотрением символьной последовательности, является знание частот слов меньшей длины, содержащихся в тексте. Действительно, для того, чтобы получить частоты слов длины $q-1$, достаточно просуммировать частоты всех слов, различающихся только первым (либо последним) символом. Равенство двух этих сумм требует замыкания исходной последовательности в кольцо.

Рассмотрим частотный словарь толщины $q-1$ (т.е. содержащий слова длины $q-1$). Оценим частоты слов длины q по этому словарю. Оценивать ожидаемые частоты слов длины q

мы будем, исходя из максимально общего предположения о том, что словарь W_q ожидаемых частот f_{ω} должен содержать такие продолжения слов длины $q-1$, которые являются наиболее вероятными [7-9]. Здесь следует подчеркнуть, что всегда существует такая толщина словаря d^* , для которой возможно однозначное восстановление любого частотного словаря большей толщины [12-17]. Отношение такой толщины словаря к логарифму длины всей последовательности можно считать мерой избыточности последовательности, и этот показатель выявляет некоторые биологически интересные закономерности в нуклеотидных последовательностях [12-16]. В общем же случае хотя бы одно слово длины $q < d^*$ имеет не одно, а несколько продолжений. Если продолжения слов длины $q-1$ неединственны, то в качестве словаря большей толщины возникает не один словарь (толщины q), а ансамбль словарей; все словари из ансамбля должны удовлетворять линейным ограничениям: они должны порождать исходный частотный словарь толщины $q-1$, но и этих ограничений недостаточно: несколько словарей могут порождать заданный. Здесь возникает задача выбора того словаря, который можно было бы считать продолжением рассматриваемого (толщины $q-1$). Принцип наиболее вероятного продолжения требует выбрать такой словарь (толщины q) из множества, энтропия которого была бы максимальна [7, 8]. Этот экстремальный принцип позволяет вычислить частоты такого словаря (будем называть его восстановленным) явным образом. Для случая восстановления слов длины q по словарю толщины $q-1$ имеем:

$$\tilde{f}_{i_1 i_2 i_3 \dots i_q} = \frac{f_{i_1 i_2 i_3 \dots i_{q-1}} \cdot f_{i_2 i_3 i_4 \dots i_q}}{f_{i_2 i_3 \dots i_{q-1}}}, \quad (2)$$

либо

$$f_{i_1 i_2} = f_{i_1} \cdot f_{i_2} \quad (3)$$

для случая восстановления словаря толщины 2 по словарю толщины 1. Подставляя (2, 3) в (1), получаем

$$\begin{aligned} \bar{S} &= \sum_{\omega} f_{\omega} \cdot \ln \left(\frac{f_{\omega} \cdot f_{\omega_{\text{kern}}}}{f_{\omega_1} \cdot f_{\omega_2}} \right) = \sum_{\omega} f_{\omega} \cdot \ln f_{\omega} + \\ &+ \sum_{\omega} f_{\omega} \cdot f_{\omega_{\text{kern}}} - \sum_{\omega} f_{\omega} \cdot \ln f_{\omega_1} - \sum_{\omega} f_{\omega} \cdot \ln f_{\omega_2}, \end{aligned} \quad (4)$$

где $i_1 \omega = i_1 i_2 i_3 \dots i_{q-1}$, $\omega i_q = i_2 i_3 i_4 \dots i_q$, а $\omega_{\text{kern}} = i_2 i_3 \dots i_{q-1}$; i_j обозначает i -ый символ, стоящий на j -ом месте. Суммирование по "лишним" индексам дает окончательно

$$\bar{S} = 2S_{q-1} - S_q - S_{q-2}, \quad (5)$$

либо

$$\bar{S} = 2S_1 - S_2 \quad (6)$$

для определения информационной емкости словаря толщины 2 по словарю толщины 1. Формулы (2) и (3) могут быть обобщены для случая восстановления частотного словаря толщины q по частотному словарю толщины s : $q - s > 1$ [7, 8]. Соответственно, формулы (5) и (6) также могут быть обобщены на случай восстановления словаря заданной толщины q по словарям произвольной толщины s . Информационная емкость частотного словаря в этом случае определяется следующим образом:

$$\bar{S} = (q - s + 1)S_s - S_q - (q - s)S_{s-1}$$

и

$$\bar{S} = qS_1 - S_q.$$

Всюду далее мы ограничимся случаем определения информационной емкости частотного словаря, сравниваемого с восстановленным по словарю толщины см (5, 6).

2. ПРИМЕРЫ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ИНФОРМАЦИОННОЙ ЕМКОСТИ НЕКОТОРЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ

Будем рассматривать нуклеиновые кислоты как пример символьных последовательностей; эти последовательности записаны в четырехбуквенном алфавите. К настоящему времени количество расшифрованных последовательностей, осмысленных с точки зрения исследователей, исчисляется миллионами, а число полностью расшифрованных геномов (полных наборов наследственной информации того или иного организма) достигает тысяч. На рисунке 1 приведены кривые изменения информационной емкости пяти генов - D38240, U37287, X76706, U12863 и Z46939; все они депонированы в EMBL-банке [18]. Таблица 1 содержит значения информационной емкости для семейства генов митохондриальных 12S РНК некоторых видов грызунов. Здесь информационная емкость определялась согласно (5, 6). Таблица 2 содержит результаты определения информационной емкости всех генов в геноме вируса Эбола (номер доступа AF086833).

Таблица 1 - Условные энтропии реальных частотных словарей относительно восстановленных до той же толщины для митохондриальных 12S РНК некоторых видов грызунов

Последовательность, длина	Толщина словаря				
	2	3	4	5	6
U12446, 769	0,0192	0,0302	0,1142	0,3048	0,3899
U12443, 766	0,0170	0,0227	0,1299	0,3336	0,3924
U12453, 763	0,0152	0,0174	0,1314	0,3381	0,4101
U12451, 768	0,0093	0,0236	0,1204	0,3614	0,4137
U12452, 761	0,0173	0,0221	0,1121	0,3575	0,4149
M63568, 783	0,0108	0,0226	0,1147	0,3298	0,4156
M63569, 788	0,0095	0,0249	0,1043	0,3658	0,4222

Таблица 1 - Условные энтропии реальных частотных словарей относительно восстановленных до той же толщины для митохондриальных 12S РНК некоторых видов грызунов

Последовательность, длина	Толщина словаря				
	2	3	4	5	6
M63566, 782	0,0107	0,0275	0,1122	0,3191	0,4289
U12445, 762	0,0168	0,0210	0,1017	0,3645	0,4346
U12444, 761	0,0109	0,0394	0,1124	0,3159	0,4358
U12454, 769	0,0112	0,0235	0,1222	0,3217	0,4374
M63565, 784	0,0126	0,0271	0,1101	0,3375	0,4403
M63564, 783	0,0143	0,0266	0,1079	0,3246	0,4478
M63570, 790	0,0135	0,0327	0,1128	0,3341	0,4479
U12450, 773	0,0219	0,0220	0,1201	0,3322	0,4491
M63567, 782	0,0090	0,0275	0,1022	0,3104	0,4497
U12448, 765	0,0107	0,0227	0,1228	0,3455	0,4497
M63562, 791	0,0160	0,0194	0,1125	0,2958	0,4512
M63563, 786	0,0108	0,0224	0,1118	0,3451	0,4657
U12447, 767	0,0173	0,0261	0,1023	0,3263	0,4674
M63571, 752	0,0147	0,0299	0,1272	0,3253	0,4715
U12449, 765	0,0115	0,0203	0,1112	0,3570	0,4864

Таблица 2 - Условные энтропии реальных частотных словарей относительно восстановленных до той же толщины для всех генов вируса Эбола. Последовательности обозначены номерами доступа к базе данных белков Swiss-Prot

Последовательность, длина	Толщина словаря				
	2	3	4	5	6
P18272	0,0291	0,0177	0,0439	0,1547	0,3914
Q05127	0,0305	0,0174	0,0782	0,3597	0,4148
Q05128	0,0384	0,0274	0,0891	0,2955	0,4696
Q66819	0,0246	0,0270	0,0818	0,2787	0,5112
Q9YMG2	0,0280	0,0276	0,0947	0,3237	0,4471
Q05323	0,0178	0,0183	0,1019	0,3513	0,4917
Q05322	0,0292	0,0240	0,1170	0,3416	0,4959
Q05318	0,0097	0,0031	0,0137	0,0479	0,1957

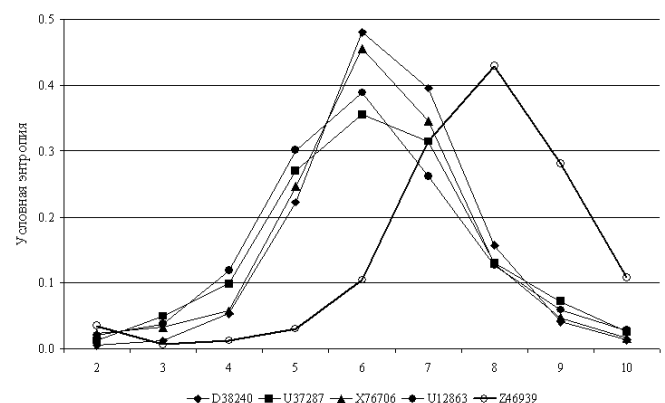


Рисунок 1 - Информационная емкость пяти генов

Еще одним примером символьных последовательностей являются тексты, записанные в языках с алфавитной системой письма (исключим из рассмотрения промежуточные случаи - японский и корейский языки, имеющие слоговую систему письма). Одна из интересных проблем сравнительного языкознания - изучение консонантности различных языков. Консонантность - это закономерности в чередовании гласных и согласных на письме и в речи. Здесь следует подчеркнуть, что сама по себе проблема передачи звуков на письме весьма сложна и требует специального рассмотрения; мы не будем подробно останавливаться на этом здесь [19]. Изучение закономерностей в чередовании гласных и согласных требует построения специально редуцированного алфавита. Возможны различные системы редукации; мы будем рассматривать в рамках настоящей статьи четырехбуквенную редукацию [20]. Такая редукация превращает исходный лингвистический текст в специальный - консонантный. В консонантном тексте все согласные буквы (определяемые согласно академической грамматике того или иного языка) заменены на символ <C>, все гласные - на символ <V>, все пробелы между словами - в символ <*>, а все остальные символы, встречающиеся в изучаемом тексте (знаки препинания и т.п.) - в символ <&>. В результате возникает связанная символьная последовательность, для которой применимы все развитые выше методы. Таблица 3 содержит результаты определения консонантности 30 различных языков; в качестве лингвистического объекта, на материале которого определялась консонантность, использовались переводы Всеобщей декларации прав человека [21].

Таблица 3 - Сравнение различных языков мира по консонантности

Язык	Толщина словаря				
	2	3	4	5	6
албанский	0,2994	0,0485	0,0213	0,0299	0,0262
английский	0,1596	0,0824	0,0402	0,0292	0,0409
африкаанс	0,1103	0,1336	0,0405	0,0380	0,0422
баскский	0,2280	0,0643	0,0295	0,0280	0,0223
белорусский	0,2368	0,0665	0,0189	0,0240	0,0403
болгарский	0,2946	0,0314	0,0202	0,0217	0,0330
венгерский	0,2561	0,0653	0,0245	0,0240	0,0199
греческий	0,1959	0,0637	0,0286	0,0382	0,0340
датский	0,1650	0,1074	0,0152	0,0240	0,0332
исландский	0,1952	0,0928	0,0434	0,0230	0,0263
испанский	0,2340	0,0793	0,0151	0,0184	0,0290
итальянский	0,2262	0,0517	0,0340	0,0226	0,0208
каталонский	0,1737	0,0752	0,0365	0,0231	0,0318
латышский	0,2253	0,0604	0,0540	0,0332	0,0314
македонский	0,3109	0,0333	0,0199	0,0200	0,0302
немецкий	0,1446	0,0824	0,0252	0,0302	0,0283

Таблица 3 - Сравнение различных языков мира по консонантности

Язык	Толщина словаря				
	2	3	4	5	6
польский	0,2009	0,0378	0,0246	0,0173	0,0283
румынский	0,2411	0,0563	0,0233	0,0216	0,0295
русский	0,2080	0,0743	0,0309	0,0290	0,0438
саамский	0,1461	0,1179	0,0311	0,0323	0,0330
сербский	0,2914	0,0384	0,0185	0,0248	0,0259
словацкий	0,2773	0,0435	0,0176	0,0328	0,0258
словенский	0,3062	0,0623	0,0158	0,0224	0,0225
украинский	0,2681	0,0652	0,0229	0,0314	0,0354
финский	0,1295	0,1535	0,0313	0,0266	0,0288
французский	0,1432	0,0805	0,0360	0,0423	0,0351
хорватский	0,3150	0,0330	0,0162	0,0270	0,0191
шведский	0,2124	0,1060	0,0335	0,0178	0,0255
эсперанто	0,2368	0,0788	0,0198	0,0304	0,0310
эстонский	0,2155	0,0688	0,0303	0,0223	0,0282

Важным приложением метода определения информационной емкости символьных последовательностей является выделение структуры в них с помощью сканирования окном определенного размера и вычисления информационной емкости выделенного фрагмента последовательности (5, 6). Понятно, что результаты такого сканирования будут зависеть до двух параметров: величины окна сканирования L и шага сканирования T . Не обсуждая здесь всех особенностей процедуры выделения структуры в символьной последовательности указанным способом, приведем лишь иллюстрацию такого рода выделения структуры. Будем рассматривать геном вируса Эбола; зафиксируем величину окна сканирования $L=1200$ символов и шага сканирования $T=50$ символов. Рисунки 2 и 3 содержат результаты построения такого рода сканов; на Рисунке 2 приведены результаты сканирования для словарей толщины 2, 3 и 6, а на Рисунке 3 - для словарей 4 и 5. Следует обратить внимание на то, что среднее значение информационной емкости выделявшихся фрагментов генома на толщине словарей 6 меньше, чем на толщине словарей 4 и 5.

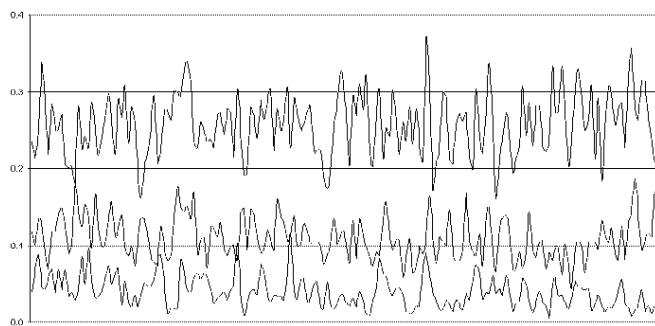


Рисунок 2 - Сканирование генома вируса Эбола, толщина словаря 2, 3 и 6

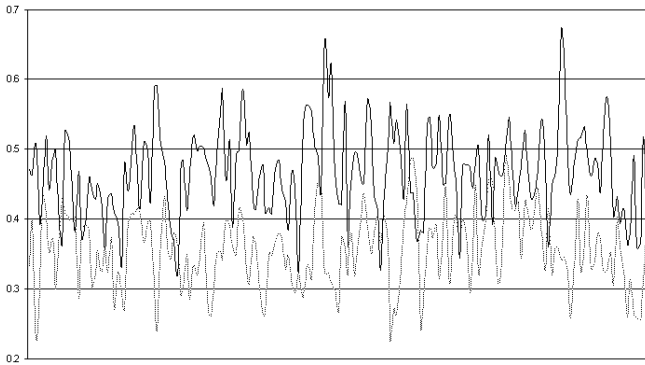


Рисунок 3 - Сканирование генома вируса Эбола, толщина словаря 4 и 5

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Основная цель настоящей работы - продемонстрировать новый метод определения информационной емкости символьной последовательности. Развитый подход пригоден для исследований статистических свойств символьных последовательностей любой природы. Кроме того, сравнение информационной емкости последовательно выделяемых фрагментов одинаковой длины в пределах одной и той же (достаточно длинной) символьной последовательности позволяет выявлять в ней информационную структуру. Смысл и значение такой структуры, а также ее связь с иными структурами, выделяемыми в изучаемой символьной последовательности другими методами, требуют специального исследования. Показанный в настоящей работе пример выделения информационной структуры генома вируса Эбола призван лишь иллюстрировать работу метода.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Немытикова Л.А. Использование серийных характеристик для исследования эффекта кластеризации элементов в ДНК-молекулах // Вычислительные системы. - 1994, № 150. - с. 147-163, 227.

2. Lempel A., Ziv J. On the Complexity of Finite Sequences // IEEE Trans. of Inf.Theor. (1976), v.II-22, issue 1, pp.75-81.
3. Гусев В.Д. Сложностные профили символьных последовательностей // Методы обработки символьных последовательностей и сигналов (Выч. системы, вып. 132). Новосибирск: ИМ СО АН СССР, 1989. С.35-63.
4. Орлов Ю.Л., Потапов В.Н. Оценка стохастической сложности генетических текстов // Выч. технологии. 2000. Т.5. С.5-15.
5. Кислюк О.С., Боровина Т.А., Назипова Н.Н. Оценка избыточности генетических текстов с помощью высокочастотной компоненты графа I-граммного разложения // Биофизика. 1999. Т.44, № 4. С.639-648.
6. Ossadnik S.M., Buldyrev S.V., Goldberger A.L., Havlin S., Mantegna R.N., Peng C.K., Simons M., Stanley H.E. Correlation approach to identify coding regions in DNA sequences // Biophys.J. 1994. V.67(1). P.64-70.
7. Bugaenko N.N., Gorban A.N., Sadovsky M.G. Maximum entropy method in analysis of genetic text and measurement of its information content // Open Systems & Information Dynamics, 1998, v.5, № 3, pp.265-278.
8. Бугаенко Н.Н., Горбань А.Н., Садовский М.Г. Об определении информационного содержания нуклеотидных последовательностей // Мол.биология (1996) т.30, № 3, с.529 - 541.
9. Sadovsky M.G. Information capacity of symbol sequences // Open System & Information Dynamics, 2002, v.9, № 1, pp.37-49.
10. Sadovsky M.G. Comparison of Symbol Sequences: No Editing, No Alignment // Open System & Information Dynamics, 2002, v.9, № 1, pp.19-36.
11. Бугаенко Н.Н., Горбань А.Н., Садовский М.Г. Информационная емкость нуклеотидных последовательностей и их фрагментов // Биофизика, (1997), т.42, вып. 5. - С.1047-1053.
12. Горбань А.Н., Попова Т.Г., Садовский М.Г. Гены вирусов человека менее избыточны, чем гены человека // Генетика (1996) т.32, № 2. - С.281-294.
13. Горбань А.Н., Попова Т.Г., Садовский М.Г. Избыточность генетических текстов и мозаичная структура генома // Мол.биология (1994) т.28, № 2. - С.313-322.
14. Попова Т.Г., Садовский М.Г. Избыточность генов уменьшается в результате сплайсинга // Мол.биология (1995) т.29, № 3. - С.500-506.
15. Попова Т.Г., Садовский М.Г. Интроны отличаются от экзонов по своей избыточности // Генетика (1995) т.31, № 10. - С.1365-1369.
16. Горбань А.Н., Миркес Е.М., Попова Т.Г., Садовский М.Г. Сравнительная избыточность генов различных организмов и их вирусов // Генетика (1993), т.29, № 9. - С.1413-1419.
17. Гусев В.Д., Куличков В.А., Титкова Т.Н. Анализ генетических текстов. I. I-граммные характеристики // Эмпирическое предсказание образов (Выч. системы, вып. 83). Новосибирск: ИМ СО АН СССР, 1980. - С.11-33.
18. www.ebi.ac.uk
19. Зиндер Л.Р. Очерк общей теории письма Л.: Наука. Ленинград. отд., 1987. 112 с.
20. Карева М.В., Садовский М.Г. Энтропийные методы в некоторых задачах лингвистики // 9 Всерос.конференция "Нейроинформатика и ее приложения", Красноярск 5-7 октября 2001. - С.125-127.
21. http://www.un.org

УДК 681.32:007.52

НЕЙРОКОМПЬЮТЕРНАЯ МОДЕЛЬ ПЕРВИЧНЫХ ТОРСИОННЫХ ПОЛЕЙ

В.Д.Цыганков

Изучение квантово-механических явлений и динамики процессов возбуждения в нейронных сетях нейрокомпьютера (НК) "Эмбрион", позволило предложить нейрокомпьютерную интерпретацию природы возникновения первичных торсионных полей. Это дает возможность дальнейшего развития и совершенствования новых информационных и

нетрадиционных технологий.

The neural computer interpretation of tor fields is proposed. It gives possibility for future development of new technologies.

1. ТРИ УРОВНЯ СУБФИЗИКИ

Авторы теории физического вакуума А.Е. Акимов и Г.И. Шипов [1] представляют субфизику в виде трех уровней физической реальности:

VII - уровень "Абсолютное Ничто",

VI - уровень первичных торсионных полей или первичного вакуума,

V - уровень вакуума или физического вакуума.

Высший седьмой уровень или "Абсолютное Ничто" по [1] - это наиболее спорный и недоступный для восприятия и изучения уровень. Он возникает из точки сингулярности в момент Творения или рождения из первоатома всего, что нас окружает и из чего все, состоит: Метагалактики, Вселенные, вакуум, частицы, атомы, молекулы. Этот уровень математически выражен двумя тождествами: законами сохранения энергии и энергии-импульса, количества движения. Данный уровень характеризуется как упорядоченное многообразие пронумерованных точек с заданной геометрией.

Элементы данного уровня описываются структурными уравнениями Картана [1] и содержат как "внутренние" поля инерции или торсионные поля T_{kj}^i , связанные с геометрией 4-х мерной ускоренной системы отсчета, так и "внешние" силовые поля R_{jkm}^i .

На данном уровне имеются активное начало - воля и нелокализованное Сверхсознание, которые вначале создают из первоатома матрицу возможного как потенциального плана структуры, геометрии, состава и свойств всех нижележащих уровней, а затем проявляют их, осознают, превращая возможное в действительное на уровнях VI, V первичных торсионных полей и физического вакуума. Происходит так называемая квантовая материализация вещества.

2. "АБСОЛЮТНОЕ НИЧТО" В НЕЙРОКОМПЬЮТЕРЕ

Нейрокомпьютер (НК) "Эмбрион" подробно описан в [2]. Рассмотрим модель седьмого уровня в НК.

Акт Творения "Абсолютного Ничто" представляет собою процесс разработки и воплощения идеи Главного Конструктора в аппаратуре или в виде программы-эмулятора НК, блок-схема которого изображена на Рис.1.

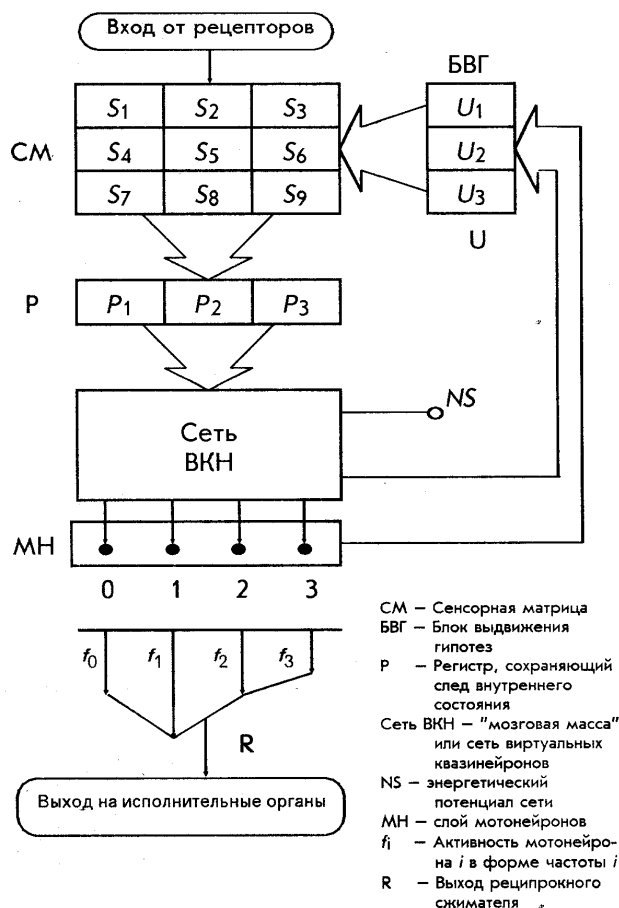


Рисунок 1

Регистр внутренней памяти P (ядро) и строка S (оболочка) Сенсорной Матрицы (СМ), связанные между собой, представляют модель информационного первоатома (Рис. 2). В n -атоме имеется четыре типа частиц праматерии (Рис. 3) или фитонов (по Акимову). Они могут быть нейтральными (частицы типа s и g) или поляризованными (частицы типа e и d). Занесенная в регистры P и S информация в виде установленных двоичных кодов-чисел, в зависимости от расположения в разрядах "1" и "0", порождает матрицу возможного (Рис.4.) как математического выражения физической структуры невязки J или вида неравновесия между ядром и оболочкой нашего n -атома, или его возбуждения.

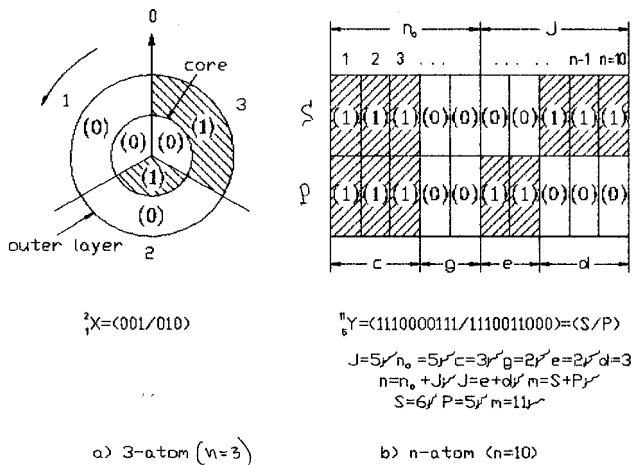


Рисунок 2

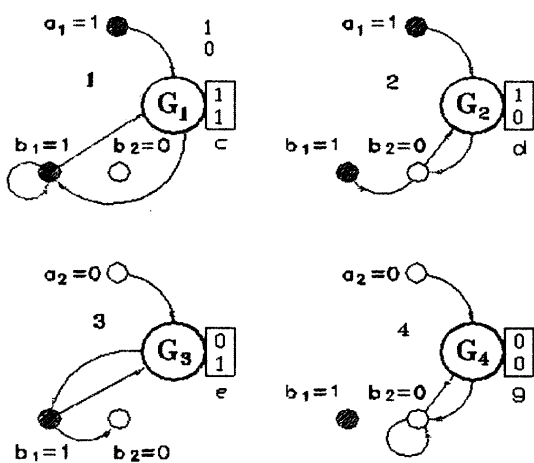


Рисунок 3

Входное слово	Внутреннее состояние	Выходное слово				
		Y_1^{t+1}	...	Y_j^{t+1}	...	Y_m^{t+1}
S_1^t	P_1^t	W_{11}	...	W_{1j}	...	W_{1m}
...
S_i^t	P_i^t	W_{i1}	...	W_{ij}	...	W_{im}
...
S_1^t	$P_{m=2^n}^t$	W_{m1}	...	W_{mj}	...	W_{nm}

Рисунок 4

Активное начало, т.е. воля и нелокализованное распределенное сознание реализуются в модели в виде

величины активности (NS) или времени жизни возбуждения в нейронной сети НК и Гипотезы Восприятия ($\{U\}$) в Блоке Выдвижения Гипотез (БВГ). Генератор белого шума обеспечивает на данном уровне отсутствие локализации или равновероятное распределение сознания в начале каждого такта внутреннего времени (при $U > 0$).

Исходное фундаментальное тождество (1) - закон сохранения энергии [1] для НК "Эмбрион" интерпретируется как условие сохранения разрядности нейрокompьютера ($n = \text{const}$) и сохранения суммы вероятностей возможных состояний нейронов ($\sum P = 1$) при любых преобразованиях информации, при любых двоичных числах в регистрах P и S .

Закон сохранения энергии-импульса (2) - это в НК как стохастическом автомате - закон сохранения суммы вероятностей переходов ($\sum W_{ij} = 1$) в матрице возможного. Энергия и информация не исчезают и не появляются, а лишь преобразуются. НК - это информационный когерентный и энергетический преобразователь (смотри [3]).

Уровень "Абсолютное Ничто" в НК "Эмбрион" - это среда с программой или матрицей возможного (Рис. 4). В ней виртуально или потенциально заложены структура и свойства всех нижележащих уровней реальности. Это есть информационное поле или "Тонкая материя".

Начальный момент внутреннего, собственного времени ($U=0$) мозга нейрокompьютера есть точка сингулярности. Это точка: 000 на Рис. 5, как момент начала активирования матрицы возможного (Рис. 4). Это момент рождения и проявления сознания.

Итак, уровень VII - "Абсолютное Ничто" - это в нейрокompьютере напряженная виртуальная матрица возможного $|W_{ij}|$, нелокализованное и непроявленное сознание в виде нереализованной гипотезы восприятия $\{U\}$ под воздействием воли NS , погруженные в аппаратно реализованный физический вакуум - поле фитонов. Локализация сознания - это попадание случайного волевого импульса из генератора белого шума (ГШ) в один из n разрядов регистра P . Это и будет проявление сознания (смотри [4]). Но это уже следующий уровень.

3. ПЕРВИЧНЫЕ ТОРСИОННЫЕ ПОЛЯ

Как только мы зададим $NS \gg 1$, $U > 0$ и запустим процесс генерации и возбуждения виртуальной нейронной сети (Рис.5), рождается первичное торсионное поле или уровень VI (Рис. 6). Матрица возможного превращается в полевую виртуальную материю, проявляется или актуализируется. Динамика и внутренняя структура процессов самоорганизации спектров, изменения энтропии и квантования энергии хорошо видны на Рис. 7. Они частично описываются уравнением Колмогорова-Чемпена

$$P_r^U = P_r^{U-1} |W_{ij}|.$$

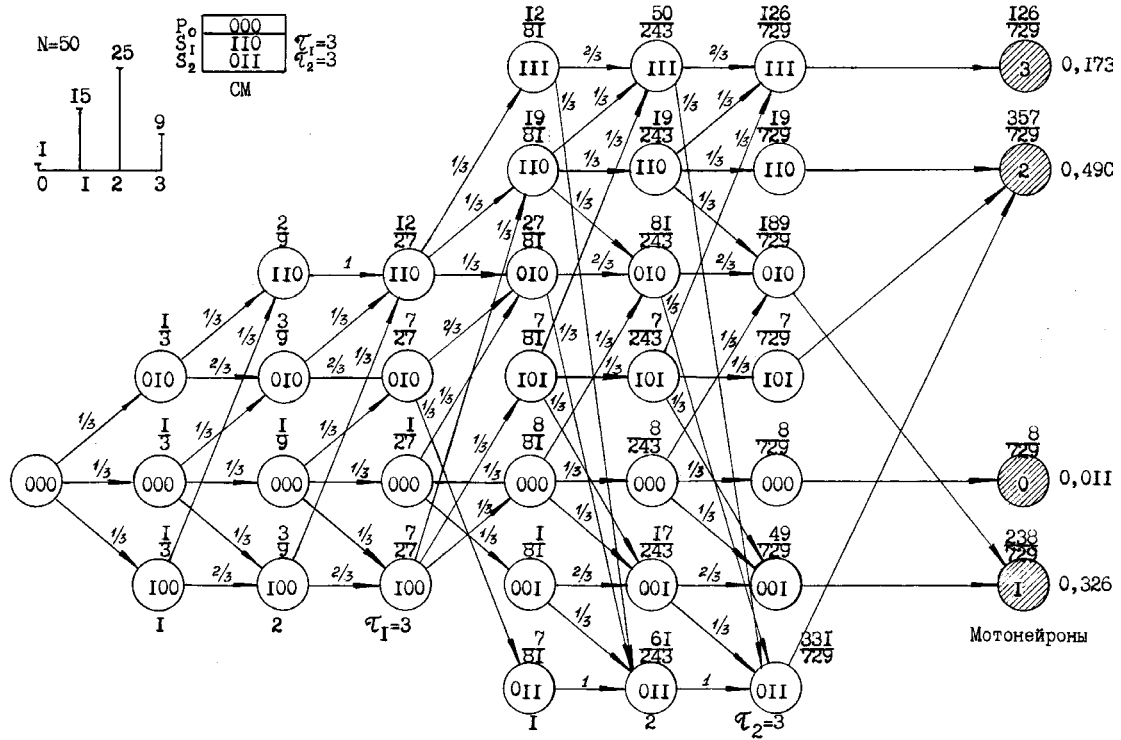


Рисунок 5

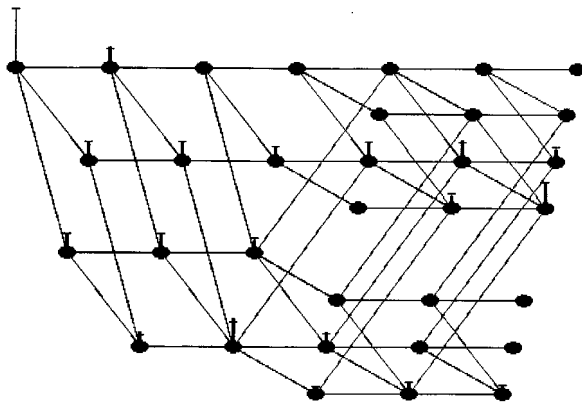
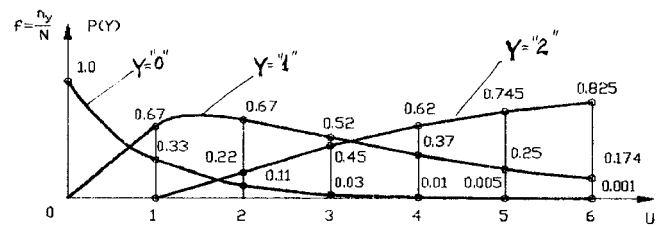
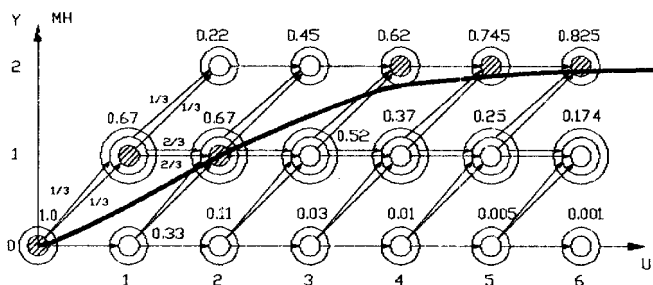


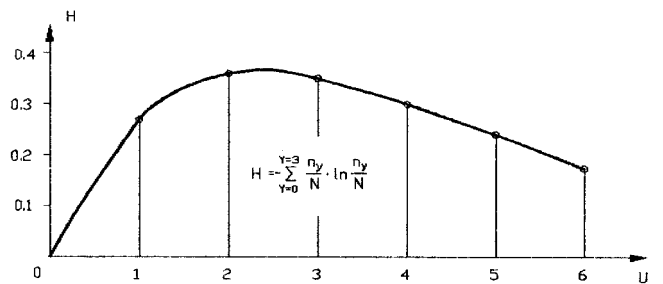
Рисунок 6



б)



а)



в)

Рисунок 7

До момента $\tau_1 = 3$ генерируется исключительно "внутреннее" поле инерции или торсионное поле, а затем, после воздействия "внешнего" силового поля, происходит

перестройка поля инерции. Появляются новые его компоненты (111), (011), (001), (101). В виртуальном пространстве нейронных сетей рождаются, сливаются, разъединяются и исчезают-аннигилируют множество взаимодействующих информационных вихрей (Рис.8).

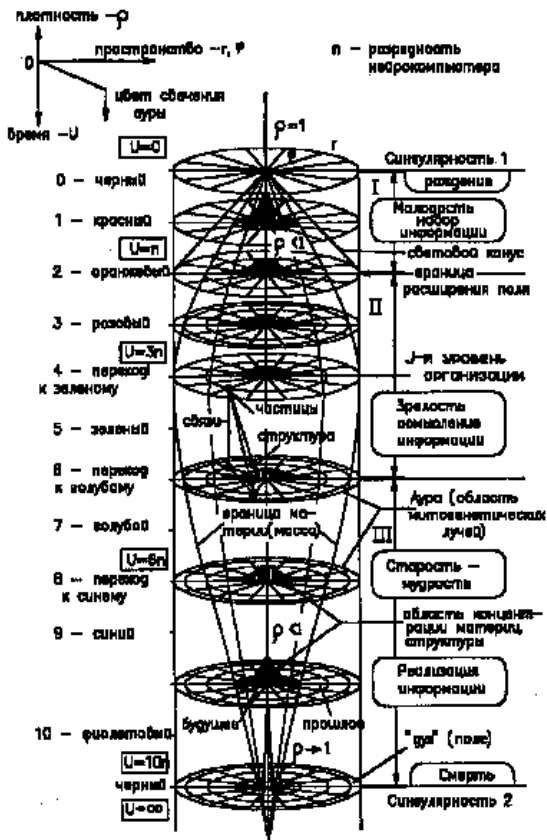


Рисунок 8

На данном VI-м уровне мы имеем поле "тонкой материи" или голограмму, заполняющую всю Вселенную, порожденную невязкой J.

4. ПЕРИОДИЧЕСКИЙ ЗАКОН ИНФОРМАЦИОННЫХ ЭЛЕМЕНТОВ ФИЗИЧЕСКОГО ВАКУУМА

Пятый уровень физической реальности представляет собой особую форму полевой материи. На этом уровне определяется набор частиц-элементов, атомов (таблица Менделеева), и их свойства (заряд, масса, спин и др.). Вещество, частицы "грубой материи" еще отсутствуют. Это чисто информационный уровень реальности. Информационная, материальная, а не вещественная среда.

Если создать в НК условие генерации вероятностного виртуального поля и с помощью детектора-интегратора собирать рождающиеся частицы, разделяя их по отличающимся свойствам, то образуется следующий, вещественный уровень: элементарные частицы, атомы,

плазма, радикалы, молекулы (Рис. 9). Подробнее об этом можно прочитать в разделе "Введение в атомную информатику" в моей книге "Вселенная Хокинга и нейрокомпьютер" [5]. НК "Эмбрион" - это квантовая система. В ней происходят процессы материализации или проявления физического вакуума. В нашем с Вами модельном информационном мире мы получаем predetermined разрядностью НК набор элементов - информационных атомов, свойства которых проявляются в виде информационного периодического закона (Рис. 10). На данном уровне реальности все виды элементов, их свойства и место в таблице периодического закона (точно так же как и в таблице Менделеева) predetermined матрицей возможного или невязкой

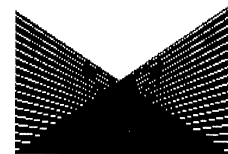
$$|J| = |P| - |S|$$

P0	0	1	NS	200
S1	1	0	U1	3
S2	0	1	U2	1

НЕЙРОКОМПЬЮТЕР 'ЭМБРИОН-2'

P0? 0
P0? 1
S1? 1
S1? 0
S2? 0
S2? 1
U1? 3
U2? 1
NS? 200

p00 .425 p10 0 p01 .13 p11 .445
NS 200 X11 0 X12 1



Press any key to continue

Рисунок 9

Период	H	Группы элементов							
		I	II	III	0				
		J=3	J=2	J=1	J=0				
1	0	1 ₃	3 ₂	0	3 ₁	0	0	1 ₀	8
2	1	3 ₃	6 ₂	3 ₄	3	6 ₃	0	3 ₂	24
3	2	3 ₃	3 ₂	6 ₄	0	6 ₃	3 ₅	3 ₄	24
4	3	1 ₃	0	3 ₄	0	0	3 ₅	1 ₆	8
Количество		8	24		24		8		

Рисунок 10

Здесь, в НК, мы имеем модель волнового генома Горяева (Рис. 11), если регистры P и S представить в виде хромосомы.

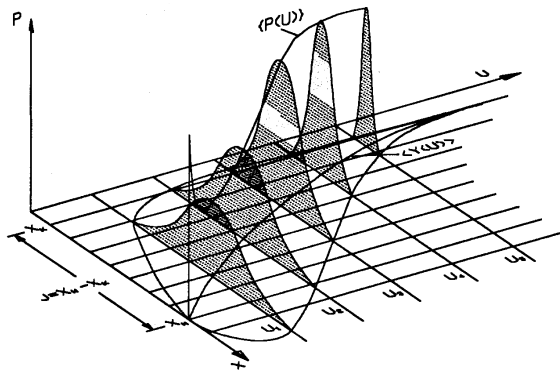


Рисунок 11

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Как видно из изложенного, три уровня субфизики теории физического вакуума Акимова-Шипова [1], достаточно строго интерпретируются и моделируются с помощью НК "Эмбрион" без всякого привлечения мистики и эзотерики.

УДК 621.396.6.004: 004.942

ФОРМУВАННЯ ІНТЕРВАЛЬНИХ МОДЕЛЕЙ ДЛЯ ОБЧИСЛЕННЯ ДОПУСКІВ

Г.М.Шило

Предложен метод формирования упрощенных интервальных моделей для расчета допусков. Показано, что точность моделирования повышается при одновременном использовании внутренней и внешней интерполяции. Полученные модели оцениваются с помощью интервальных структур.

Запропоновано метод формування спрощених інтервальних моделей для розрахунку допусків. Показано, що точність моделювання підвищується, якщо використовувати внутрішню та зовнішню інтерполяції одночасно. Отримані моделі оцінюються з допомогою інтервальних структур.

The method of creating simplified models for calculating tolerances has been offered. Precision of simulation is shown to increase if internal and external interpolations are used simultaneously. Obtained models are estimated by means of interval structures.

ВСТУП

Вихідні характеристики радіоелектронних пристроїв в більшості випадків мають нелінійний зв'язок з параметрами елементів, матеріалів та конструктивними параметрами пристроїв. Для полегшення процедури призначення допусків виникає необхідність утворення більш простих моделей. Основними способами утворення спрощених моделей в залежності від виду вихідних даних є розкладання в ряди (переважно в ряд Тейлора) [1-3],

Єдинственне, як це ни покажется суб'єктивним, так это то, что существование Главного Конструктора нейрокompьютера приходится признать как источника и причины появления в НК "Абсолютного Ничто".

Нейрокompьютерная модель субфизики позволяет более глубоко обосновывать возможность нейрокompьютерной реализации феномена квантовой телепортации вещества [6]. Но, об этом в следующий раз.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Акимов А.Е. Облик физики и технологий в начале XXI века. - М.: Шарк, 1999.
2. Цыганков В.Д. Нейрокompьютер и его применение. - М.: Сол Систем, 1993.
3. Цыганков В.Д. Виртуальный нейрокompьютер "Эмбрион", как информационный лазер. // Радиоэлектроника. Информатика. Управління. - 1999. - № 2. - С. 95-98.
4. Цыганков В.Д. Нейрокompьютерная модель Orsch OR - сознания. // Радиоэлектроника. Информатика. Управління. - 1999. - № 2. - С. 98-103.
5. Цыганков В.Д. Вселенная Хокинга и нейрокompьютер. - М.: Синтег, 2000.
6. Цыганков В. Д. Психотронное оружие и безопасность России. М.: Синтег, 1999.

наближення функцій інтерполяцією [4, 5], регресійний аналіз [6] та інтервальні методи [5, 7-10].

Спрощенні моделі, утворенні розкладанням в ряд Тейлора дають значні похибки, оскільки не враховують нелінійність вихідних функцій в діапазоні призначення допусків. Перевагою інтерполяційного способу наближення функцій є збіг початкової та наближеної функції в вузлах інтерполяції

$$g(x_j, a_1, \dots, a_n) = f(x_j), \quad j = \overline{1, n}, \quad (1)$$

де $g(x_j, a_1, \dots, a_n)$ та $f(x_j)$ - наближена та початкова функції;

x_j - вузли інтерполяції;

a_i - параметри наближеної функції.

Апроксимація забезпечує задану точність наближення функції в усьому діапазоні її завдання. Регресійний аналіз використовується переважно для утворення моделей на підставі експериментальних даних, які мають випадковий характер. Інтервальні методи мають більш широкий спектр використання. Вони можуть застосовуватись, коли первина інформація носить, як детермінований (точно визначений) [5], так і випадковий характер [10].

Усіма розглянутими методами утворюються переважно

точкові моделі, які дозволяють визначити значення функції при будь-яких значеннях вхідних змінних. При обчисленні допусків інтервальними методами використовуються інтервальні розширення спрощених функцій. Якщо така функція має вигляд многочлену, то обчислення проводять з урахуванням взаємодозначності його членів, що утворює деякі труднощі, пов'язані з необхідністю перевірки умов взаємодозначності. Але ці труднощі можуть бути переборені, якщо використовується спрощена лінійна модель, утворена з допомогою внутрішньої і зовнішньої лінійної інтерполяції. Тоді відкривається можливість використання більш простих лінійних моделей, які забезпечують точне значення меж інтервалів вихідних параметрів при відповідних значеннях вхідних.

Метою роботи є розробка методів формування лінійних інтервальних моделей застосуванням внутрішньої та зовнішньої інтерполяції, що дає можливість враховувати нелінійні властивості вихідних функцій та проводити інтервальне оцінювання моделей.

1 ВНУТРІШНЯ ІНТЕРПОЛЯЦІЯ

Для формування лінійних інтервальних моделей при внутрішній інтерполяції визначимо відхилення вихідного параметра від номінального при зміні вхідних параметрів на величини:

$$\Delta x_i = x_i - x_{ін}, \quad \Delta \bar{x}_i = \bar{x}_i - x_{ін}, \quad (2)$$

де Δx_i і $\Delta \bar{x}_i$ - нижнє і верхнє відхилення i -го вхідного параметра від номінального;

x_i і \bar{x}_i - нижнє і верхнє значення i -го вхідного параметра в межах зміни від номінального до межових значень інтервалу, для яких утворюється спрощена модель;

$x_{ін}$ - номінальне значення параметра x_i .

Верхнє відхилення вихідного параметра тоді набуває вигляду:

$$\Delta \bar{y}_r = \sum_{\substack{i=1 \\ \bar{a}_{ri} > 0}}^n \bar{a}_{ri} \Delta \bar{x}_i + \sum_{i=1}^n \underline{a}_{ri} \Delta x_i, \quad (3)$$

де \bar{a}_{ri} та \underline{a}_{ri} - нижнє та верхнє значення передаточних коефіцієнтів спрощеної функції при внутрішній інтерполяції.

Підстановка співвідношення (2) перетворює (3) до вигляду:

$$\Delta \bar{y}_r = - \sum_{\substack{i=1 \\ \bar{a}_{ri} > 0}}^n \bar{a}_{ri} x_{ін} + \sum_{\substack{i=1 \\ \bar{a}_{ri} < 0}}^n \bar{a}_{ri} x_{ін} + \sum_{\substack{i=1 \\ \bar{a}_{ri} > 0}}^n \bar{a}_{ri} \bar{x}_i + \sum_{\substack{i=1 \\ \underline{a}_{ri} < 0}}^n \underline{a}_{ri} x_i.$$

Це означає, що верхнє значення вхідного параметра

може визначатись за допомогою виразу:

$$\Delta \bar{y}_r = \bar{a}_{r0} + \sum_{\substack{i=1 \\ \bar{a}_{ri} > 0}}^n \bar{a}_{ri} \bar{x}_i + \sum_{\substack{i=1 \\ \underline{a}_{ri} < 0}}^n \underline{a}_{ri} x_i. \quad (4)$$

Аналогічно формується нижнє значення вихідного параметра для внутрішньої інтерполяції:

$$\Delta \underline{y}_r = \underline{a}_{r0} + \sum_{\substack{i=1 \\ \underline{a}_{ri} > 0}}^n \underline{a}_{ri} x_i + \sum_{\substack{i=1 \\ \bar{a}_{ri} < 0}}^n \bar{a}_{ri} \bar{x}_i. \quad (5)$$

Співвідношення (4) і (5) об'єднуються в інтервальну модель, яка з урахуванням однозначного зв'язку між межами передаточних коефіцієнтів і значеннями вхідних параметрів має вигляд:

$$y_r = \mathbf{a}_{r0} + \sum_{\substack{i=1 \\ a_{ri} > 0}}^n \mathbf{a}_{ri} x_i + \sum_{\substack{i=1 \\ a_{ri} < 0}}^n \text{dual}(\mathbf{a}_{ri} x_i), \quad (6)$$

де $\mathbf{a}_{ri} = [a_{ri}; \bar{a}_{ri}]$ - комутаційні інтервальні коефіцієнти [11];

$x_i = [x_i; \bar{x}_i]$ - інтервал зміни параметра при обчисленні допусків;

$$\text{dual}[x_i; \bar{x}_i] = [\bar{x}_i; x_i].$$

Вираз (6) є спрощеною інтервальною моделлю при обчисленні інтервальних значень вихідного параметра за внутрішньою інтерполяцією, коли однією з точок інтерполяції береться точка $(x_{1н}, x_{2н}, \dots, x_{nн})$, де вихідна функція має номінальне значення:

$$y(x_{1н}, x_{2н}, \dots, x_{nн}) = y_n.$$

Інші точки інтерполяції утворюються встановленням межового значення одного із вхідних параметрів при збереженні іншими номінальних значень. Тоді передаточні коефіцієнти визначаються з допомогою співвідношень:

$$\underline{a}_{ri} = \frac{y_i - y_n}{x_i - x_{ін}}; \quad \bar{a}_{ri} = \frac{\bar{y}_i - y_n}{\bar{x}_i - x_{ін}}, \quad (7)$$

де x_i і \bar{x}_i - нижня і верхня межі i -го вхідного параметра, для якої утворюється спрощена модель;

\underline{y}_i і \bar{y}_i - значення вихідного параметра, коли i -й вхідний параметр має нижнє або верхнє межове значення, а інші параметри - номінальне.

Коефіцієнти \bar{a}_{r0} і \underline{a}_{r0} визначаються із співвідношень (4) і (5), записаних для номінальних значень параметрів:

$$\underline{a}_{r0} = y_{\text{н}} - \sum_{i=1}^n \underline{a}_{ri} x_{i\text{н}} - \sum_{i=1}^n \bar{a}_{ri} x_{i\text{н}}; \quad (8)$$

$\underline{a}_{ri} > 0$ $\bar{a}_{ri} < 0$

$$\bar{a}_{r0} = y_{\text{н}} - \sum_{i=1}^n \bar{a}_{ri} x_{i\text{н}} - \sum_{i=1}^n \underline{a}_{ri} x_{i\text{н}}. \quad (9)$$

$\bar{a}_{ri} > 0$ $\underline{a}_{ri} < 0$

В результаті внутрішньої інтерполяції утворюються дві гіперплощини \underline{S}_r і \bar{S}_r , перша із яких використовується при інтерполяції поблизу нижніх меж вихідного параметра, а друга - верхніх. Якщо визначати інтервал вихідного параметра з допомогою співвідношення (6), то його межові значення \underline{y}_r і \bar{y}_r будуть обчислюватись із значними похибками. Для зменшення похибок обчислень в межових областях інтервалу пропонується проводити зовнішню інтерполяцію функції, в якій використовуються точки, де функція має мінімальне і максимальне значення. Інші точки інтерполяції вибираються із умови, що один із вхідних параметрів приймає номінальне значення, а інші зберігають межове. Координати точки, де вихідний параметр має межове значення, визначаються за результатами внутрішньої інтерполяції. В цьому випадку на функцію $y(x_1, x_2, \dots, x_n)$ накладаються обмеження в межах інтервалів x_i , які задають область утворення спрощених моделей. Функція повинна бути неперервною, не мати стаціонарних точок, або точок, де не існують частинні похідні.

2 ЗОВНІШНЯ ІНТЕРПОЛЯЦІЯ

Для формування лінійних інтервальних моделей при зовнішній інтерполяції визначимо відхилення вихідного параметра від межового при зміні вхідних параметрів на величину:

$$\Delta x_i = x_{i\text{н}} - x_i, \quad \Delta \bar{x}_i = x_{i\text{н}} - \bar{x}_i. \quad (10)$$

Верхнє відхилення вихідного параметра тоді набуває вигляду:

$$\Delta \bar{y}_b = \sum_{i=1}^n \bar{a}_{bi} \Delta \bar{x}_i + \sum_{i=1}^n \underline{a}_{bi} \Delta x_i, \quad (11)$$

$\bar{a}_{bi} > 0$ $\underline{a}_{bi} < 0$

де \underline{a}_{bi} та \bar{a}_{bi} - нижнє та верхнє значення передаточних коефіцієнтів спрощеної функції при зовнішній інтерполяції.

Підстановка співвідношень (10) в (11) дозволяє сформулювати верхнє значення вихідного параметра при зовнішній інтерполяції:

$$\bar{y}_b = \bar{a}_{b0} + \sum_{i=1}^n \bar{a}_{bi} \bar{x}_i + \sum_{i=1}^n \underline{a}_{bi} x_i. \quad (12)$$

$\bar{a}_{bi} > 0$ $\underline{a}_{bi} < 0$

Аналогічно формується нижнє значення вихідного параметра:

$$\underline{y}_b = \underline{a}_{b0} + \sum_{i=1}^n \underline{a}_{bi} x_i + \sum_{i=1}^n \bar{a}_{bi} \bar{x}_i. \quad (13)$$

$\underline{a}_{bi} > 0$ $\bar{a}_{bi} < 0$

Співвідношення (12) і (13) з урахуванням однозначності зв'язку меж передаточних коефіцієнтів і значень вхідних параметрів, об'єднуються в інтервальну модель зовнішньої інтерполяції:

$$\underline{y}_b = \underline{a}_{b0} + \sum_{i=1}^n \underline{a}_{bi} x_i + \sum_{i=1}^n \text{dual}(\underline{a}_{bi} x_i), \quad (14)$$

$\underline{a}_{bi} > 0$ $\bar{a}_{bi} < 0$

де \underline{a}_{bi} - комутаційні інтервальні коефіцієнти;

Передаточні коефіцієнти в (12) визначаються з допомогою виразів:

$$\underline{a}_{bi} = \frac{y_{i\text{н}} - \underline{y}}{x_{i\text{н}} - x_i}, \quad (\underline{a}_{ri} > 0); \quad \bar{a}_{bi} = \frac{y_{i\text{н}} - \bar{y}}{x_{i\text{н}} - \bar{x}_i}, \quad (\bar{a}_{ri} < 0), \quad (15)$$

де $y_{i\text{н}}$ - значення вихідного параметра, коли i -й вхідний параметр має номінальне значення, а інші параметри відповідають точкам мінімального значення функції.

\underline{y} - мінімальне значення вихідного параметра.

Коефіцієнти для \bar{y}_b мають вигляд:

$$\bar{a}_{bi} = \frac{\bar{y}_{i\text{н}} - \bar{y}}{x_{i\text{н}} - x_i}, \quad (\bar{a}_{ri} < 0); \quad \underline{a}_{bi} = \frac{\bar{y}_{i\text{н}} - \underline{y}}{x_{i\text{н}} - \bar{x}_i}, \quad (\underline{a}_{ri} > 0), \quad (16)$$

де $\bar{y}_{i\text{н}}$ - значення вихідного параметра, коли i -й вхідний параметр має номінальне значення, а інші параметри відповідають точкам максимального значення функції.

\bar{y} - максимальне значення вихідного параметра.

Коефіцієнти \underline{a}_{b0} і \bar{a}_{b0} визначаються із співвідношень (12) і (13), записаних для межових значень параметрів:

$$\bar{a}_{b0} = \bar{y} - \sum_{i=1}^n \bar{a}_{bi} \bar{x}_i - \sum_{i=1}^n \underline{a}_{bi} x_i; \quad (17)$$

$\bar{a}_{bi} > 0$ $\underline{a}_{bi} < 0$

$$a_{b0} = \underline{y} - \sum_{i=1}^n a_{bi} \underline{x}_i - \sum_{i=1}^n \bar{a}_{bi} \bar{x}_i; \quad (18)$$

$a_{bi} > 0$ $\bar{a}_{bi} < 0$

В результаті зовнішньої інтерполяції утворюються дві гіперплощини \underline{S}_b і \bar{S}_b , перша із яких використовується при інтерполяції поблизу нижніх меж вихідного параметра, а друга - верхніх.

3 ОЦІНЮВАННЯ МОДЕЛЕЙ

Інтервальні моделі (6) і (14) можуть бути об'єднанні в інтервальну структуру з плаваючими інтервалами [11]:

$$Fi(\mathbf{y}) = (y_r, y_b) = (|y_r; \bar{y}_r|, |y_b; \bar{y}_b|). \quad (19)$$

Перетворення цієї структури у твінну

$$T(\mathbf{y}) = (|y_b; \bar{y}_r|, |y_r; \bar{y}_b|) \quad (20)$$

дозволяє проводити сукупну оцінку вихідного параметра за межами точок інтерполяції. Для оцінки вихідного параметра в межових точках інтервальна структура з плаваючими інтервалами перетворюється в інтервальну структуру з плаваючими межами:

$$Fb(\mathbf{y}) = (|y_r; \underline{y}_b|, |\bar{y}_r; \bar{y}_b|). \quad (21)$$

Розглянемо утворення спрощених інтервальних моделей на прикладі функції $y = \frac{x_1}{x_2^2}$. При відхиленнях від номінальних значень $\Delta x_i = 0, 2x_{ін}$ область утворення спрощеної функції визначається інтервалами:

$$x_1 = [0, 8; 1, 2] ; x_2 = [0, 8; 1, 2] , x_{1н} = x_{2н} = 1 .$$

Цій області відповідає набір значень функції для внутрішньої інтерполяції:

$$y_{н} = 1 ; \underline{y}_1 = 0, 8 ; \bar{y}_1 = 1, 2 ; \underline{y}_2 = 1, 5625 ; \bar{y}_2 = 0, 6944 .$$

Обчислені згідно (7) передаточні коефіцієнти мають значення:

$$a_{r1} = 1 ; \bar{a}_{r1} = 1 ; a_{r2} = -2, 8125 ; \bar{a}_{r2} = -1, 528 .$$

Це означає, що вихідний параметр досягає максимального значення \bar{y} в точці $(\bar{x}_1, \underline{x}_2)$, а мінімального \underline{y} в точці $(\underline{x}_1, \bar{x}_2)$. В зв'язку з цим співвідношення (4) і (5) набувають вигляду:

$$\bar{y}_r = \bar{a}_{r0} + \bar{a}_{r1} \bar{x}_1 + a_{r2} \underline{x}_2 ; \quad (22)$$

$$\underline{y}_r = a_{r0} + a_{r1} \underline{x}_1 + \bar{a}_{r2} \bar{x}_2 . \quad (23)$$

Із (22) та (23) з урахуванням (8) та (9) обчислимо значення коефіцієнтів a_{r0} і \bar{a}_{r0} :

$$a_{r0} = 1, 528 ; \bar{a}_{r0} = 2, 8125 .$$

Таким чином, спрощена інтервальна функція при внутрішній інтерполяції має вигляд

$$\mathbf{y}_r = [1, 528; 2, 8125] + [1; 1] \mathbf{x}_1 + \text{dual}([-2, 8125; -1, 528] \cdot \mathbf{x}_2). \quad (24)$$

Розташування точок внутрішньої інтерполяції функції $y = x_1/x_2^2$ наводиться на рис.1, де коло точок інтерполяції надається відповідність значення функції.

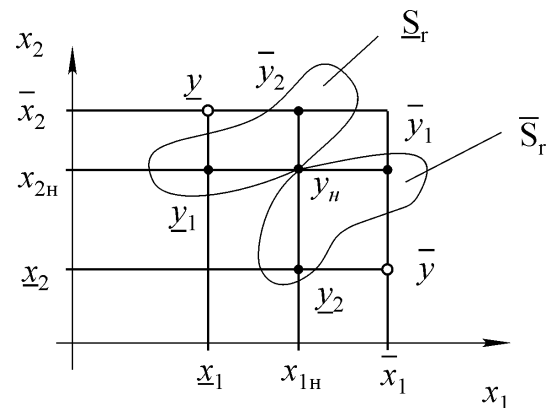


Рисунок 1 - Розташування точок внутрішньої інтерполяції функції $y = x_1/x_2^2$

Незачерненими показані точки, де вихідний параметр приймає межові значення у зоні утворення моделі:

$$\underline{y} = 0, 5556 ; \bar{y} = 1, 875 .$$

Якщо межові значення вихідного параметра обчислити за співвідношенням (24), то отримаємо значення:

$$\underline{y}_r = 0, 4944 ; \bar{y}_r = 1, 7625 ,$$

які відрізняються від природних з досить значною похибкою.

Зменшення похибок обчислень вихідного параметра в областях межових значень досягається зовнішньою інтерполяцією з використанням межових точок $(\underline{x}_1, \bar{x}_2)$ і $(\bar{x}_1, \underline{x}_2)$, які відповідають межах \underline{y} і \bar{y} . При обчисленні нижніх значень параметра y використовуються значення функцій:

$$y_{1н} = 0,6944; y_{2н} = 0,8,$$

яким відповідають передаточні коефіцієнти:

$$a_{b1} = 0,694, \bar{a}_{b2} = -1,222.$$

Коефіцієнт a_{b0} визначається за співвідношенням (18)

$$a_{b0} = 1,4668.$$

Тоді вихідний параметр в нижніх областях межових значень обчислюється за допомогою співвідношення:

$$y_b = 1,4668 + 0,694x_1 - 1,222x_2. \quad (25)$$

При обчисленні верхніх значень вихідного параметра коло точки використовуються значення функції:

$$\bar{y}_{1н} = 1,5625; \bar{y}_{2н} = 1,2,$$

яким відповідають коефіцієнти:

$$\bar{a}_{b0} = 2,7, \bar{a}_{b1} = -1,5625, \bar{a}_{b2} = -3,375.$$

Тоді вихідний параметр в верхній області межових значень обчислюється за допомогою співвідношення:

$$\bar{y}_b = 2,7 + 1,5625x_1 - 3,375x_2. \quad (26)$$

Таким чином, спрощена інтервальна модель при зовнішній інтерполяції має вигляд:

$$y_b = [1,4668;2,7] + [0,694;1,5625] \cdot x_1 + \mathbf{dual}([-3,375;-1,222] \cdot x_2). \quad (27)$$

Розташування точок зовнішньої інтерполяції функції $y = x_1/x_2^2$ наводиться на рис.2. Незачерненою показана точка з номінальним значенням параметрів. Площини і відповідають площинам інтерполяції поблизу нижньої і верхньої меж вихідного параметра.

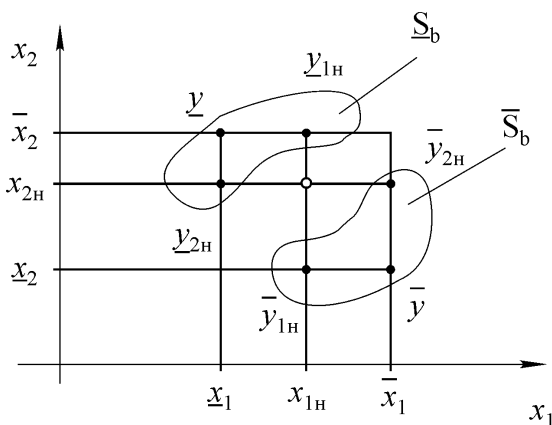


Рисунок 2 - Розташування точок зовнішньої

інтерполяції функції $y = x_1/x_2^2$

Залежність меж вихідного параметра, обчислених за різними моделями, від відхилень вхідних параметрів

$$x_1 = [x_{1н} - \Delta x; x_{1н} + \Delta x], x_2 = [x_{2н} - \Delta x; x_{2н} + \Delta x]$$

надається на рис.3. Як і очікувалось, внутрішня інтерполяція забезпечує невеликі похибки при малих значеннях Δx , а зовнішня - при великих. На межах вхідних інтервалів, за якими утворювались спрощені моделі, зовнішня інтерполяція дає природне значення меж інтервалів вихідного параметра.

Проведемо оцінювання вихідного параметра, наприклад, при

$$x_1 = [0,85;1,15]; x_2 = [0,85;1,15].$$

Співвідношення (19), (24) та (27) при цих значеннях x_1 і x_2 приводять до інтервальної структури з плаваючими межами:

$$Fi(y) = ([0,6208;1,5719];[0,6514;1,6281]).$$

Сукупна оцінка вихідного параметра задається твіном:

$$T(y) = ([0,6514;1,5719];[0,6208;1,6281]),$$

а оцінка в межових точках надається інтервальною структурою з плаваючими межами:

$$Fb(y) = ([0,6208;0,6514];[1,5719;1,6281]).$$

Природне значення вихідного параметра у цьому випадку задається інтервалом: $y = [0,6427;1,5917]$.

Область роботоздатності Ω_p і область гарантованого допуску Ω_r для утвореної зовнішньою інтерполяцією інтервальної моделі надається на рис.4. При заданих відхиленнях параметрів зона гарантованого допуску торкається меж зони роботоздатності.

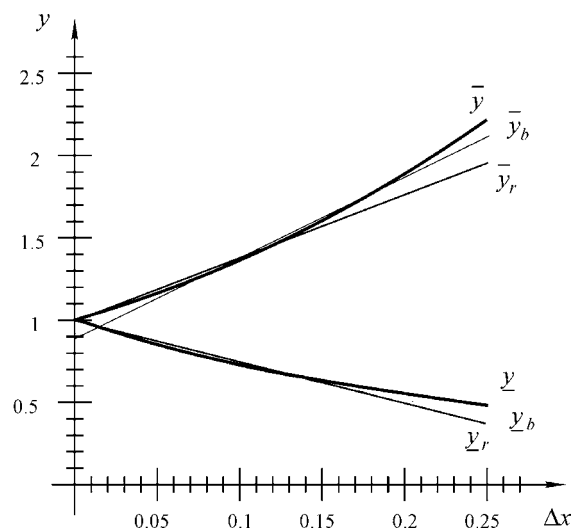


Рисунок 3 - Залежність меж вихідного параметра від відхилень вхідних параметрів

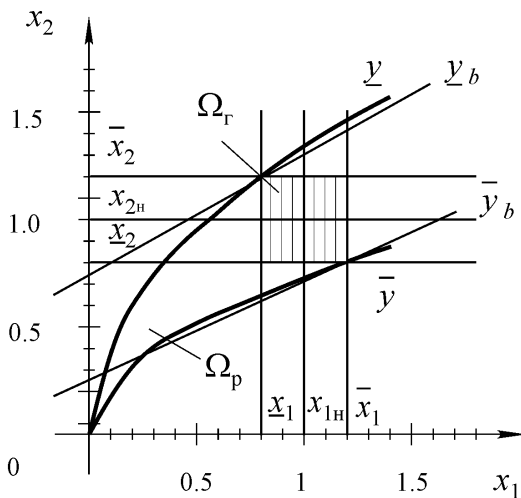


Рисунок 4 - Области работоздатности Ω_p і гарантованого допуску Ω_r спрощеної моделі

ВИСНОВКИ

Таким чином, використання зовнішньої інтерполяції дозволяє утворювати спрощені інтервальні моделі, у яких значення меж відповідає природним. Застосування таких моделей при призначенні допусків підвищує точність розрахунків. За результатами внутрішньої та зовнішньої

інтерполяції можуть утворюватись твіни, які дозволяють проводити оцінку зверху та знизу діапазону зміни вихідного параметра при відповідній зміні вхідних параметрів. Для оцінки значень вихідного параметра в межових точках вхідних параметрів модель записують у вигляді інтервальних структур з плаваючими межами.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Цветков А.Ф. Методы расчета допусков в радиоэлектронной аппаратуре. - Рязань: РРТИ, 1970.-131с.
2. Михайлов А.В., Савин К.С. Точность радиоэлектронных устройств.-М.: Машиностроение, 1976.-214с.
3. Львович Я.Е., Фролов В.Н. Теоретические основы конструирования, технологии и надежности РЭА. - М.: Радио и связь, 1986.-192с.
4. Бахвалов Н.С., Жидков Н.П., Кобельков Г.М. Численные методы. - М.: Лаборатория базовых знаний, 2000. - 624 с.
5. Hadji Hassan S., Walter E., Pronzato L. Quality improvement via optimization of tolerance intervals during the design stage// Application of interval computations. - Netherland: Kluwer Academic Publishers, 1996. - P.91-131.
6. Вучков И., Бояджиева Л., Солаков Е. Прикладной линейный регрессионный анализ: Пер. с болг. - М.: Финансы и статистика, 1987. - 239 с.
7. Лычак М.М. О решении задачи структурной параметрической идентификации (дискретной аппроксимации) в условиях неопределенности // Автоматика. - 1990. - №6. - С.72-77.
8. Вошинин А.П., Дывак Н.П. Планирование оптимального эксперимента в задачах анализа интервальных данных// Заводская лаборатория. - 1993. - №1. - С.56-59.
9. Дивак М., Франко Ю. Оцінювання області параметрів інтервальної моделі на основі блоку насиченого експерименту при аналізі інтервальних даних// Матеріали 5-тої МНТК "Досвід розробки і застосування САПР в мікроелектроніці". - Львів: ДУ "Львівська політехніка, 1999. - С.188-189.
10. Вошинин А.П., Сотиров Г.Р. Оптимизация в условиях неопределенности. - М.-София: МЭИ-Техника, 1989.- 224с.
11. Шило Г.М. Интервалы и интервальные структуры// Радио-электроника. Информатика. Управление. - 2001. - №2. - С.121-125.

ОЦЕНИВАНИЕ ОПЫТНЫХ ДАННЫХ ПРИ СТАТИСТИЧЕСКОЙ ОБРАБОТКЕ В УПРАВЛЕНИИ КАЧЕСТВОМ

Б.Е.Янковский, А.Е.Янковская

В целях управления качеством выпускаемой продукции обосновывается целесообразность преобразования случайно распределенных величин по произвольному закону распределения, в нормальный и предлагается алгоритм такого преобразования. Приводятся области приложения полученных результатов на практике, в научных исследованиях и при создании интеллектуальных систем различного назначения.

Random transformation of variables expediency according to arbitrary law of distribution into normal is substantiated for quality management of an output produced. The algorithm of such transformation is proposed. Fields of application of the obtained results in science and practice and also in creation intelligent systems for different purposes are given.

Большинство проблем, касающихся управления качеством в самых разных областях, решается "семью

инструментами качества" [1, 2]: 1) диаграммы Исикавы; 2) карта (диаграмма) Парето; 3) расслоение (группировка данных по определенным признакам); 4) гистограмма разброса; 5) контрольные карты и 6) графики, а в [1] еще и 7) контрольные листы. В монографии [1] контрольные карты и графики объединены.

"Диаграммой Исикавы" американским ученым Дж. М. Джураном названа изображаемая графически причинно-следственная схема факторов и их составляющих, влияющих на интересующий показатель качества. Начало ее возникло на одной из бумажных фабрик Японии, а за десять лет до такого названия эта диаграмма применялась на металлургическом комбинате "Кавасаки" [1].

"Картой Парето" по предложению Дж. М. Джурана стал столбчатый график, на котором изображаются

причины изучаемого несоответствия в порядке снижения их значимости, завершающиеся суммированием высот столбцов этих причин кумулятивной кривой. В 1987 году итальянский экономист В. Парето показал, что блага в капиталистическом обществе распределяются неравномерно: наибольшая доля доходов или благ принадлежит небольшому числу людей. Такая же картина в вопросах качества была выявлена Дж. М. Джураном [3]. Характерной особенностью двух названных из "семи принципов", как и некоторых графиков, является то, что ими могут учитываться как случайные, так и неслучайные величины.

Группировка данных по признакам при анализе случайных величин (СВ) заключается в разделении выборок на число частей, равное числу изучаемых признаков. Как правило, это число невелико. Чем этих частей меньше, тем лучше, так как растет объем отдельно обрабатываемого материала. При этом каждая подвыборка более информативна. Следует подчеркнуть, что уменьшение объема выборки путем замены ее подвыборкой чревато потерей репрезентативности, а значит потерей ожидаемого результата. А это необходимо учитывать.

Гистограмма представляет собой столбчатый график данных, группируемых в зависимости от принадлежности к тому или иному интервалу исследования. Если в диаграмме Парето высота столбика определяется числом несоответствий по интересующей причине (например, по толщине стекла, частоте пульса и др.), то в гистограмме - числом несоответствий, ограниченных значениями конкретного интервала (например, 2-3 мм толщины стекла, 60-65 частоты пульса и др.). На гистограмме представлена оценка плотности распределения. Отображаемые исходные данные на гистограмме носят случайный характер и зависят от сочетания большого числа взаимно независимых воздействий (например, состав стекла, различные технологии его изготовления и т.д.; окружающая среда, состояние пациента и т.д.). Если влияние каждого из них незначительно, то гистограмма согласуется с нормальным законом распределения, что встречается далеко не всегда.

Контрольные карты - еще один из "инструментов". Они представляют собой разновидность графиков, на которых для представления полей точек, характеризующих состояние исследуемых процессов, и соединяющих их ломаных, проведены линии исследуемого параметра (среднего арифметического, медианы и т.д.), а также допусков из 3-х кратных значений средних квадратических отклонений этого параметра. Они построены для обработки в основном нормально распределенных величин [4, 5], что встречается довольно редко.

Из беглого анализа представленных выше пяти из "семи принципов" видно, что далеко не всегда анализируемые показатели качества могут быть описаны законом Муавра-Лапласа-Гаусса - нормальным законом распределения. Также подчеркнута в литературе [6-10]. А введенный (см. таблицу 5.1 [9]) У. А. Шухартом плюс - минус 3-х сигмовый "коридор" в контрольные карты предполагает попадание исследуемых данных в 99,73%-ный доверительный интервал, характерный для нормального закона. Чтобы отображения данных действительно оказывались в площади 99,73%,

предлагается подход, основанный на переходе к средним квадратическим отклонениям нормального закона распределения, эквивалентного эмпирическому.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ, АЛГОРИТМ

Ставится задача осуществить оценивание опытных данных путем перехода от выборки случайных величин, распределенных по любому неизвестному закону, к нормальному, используя среднеквадратические отклонения (СКО).

Вычисление СКО неизвестного распределения, представленного на гистограмме, производится по следующему алгоритму:

1. Вычисление энтропии неизвестного распределения [11] при различных размерах интервалов по формуле (1).

$$H^* = \sum_{i=1}^n \frac{\Delta r_i}{N} \ln \frac{N \Delta x_i}{\Delta r_i} \quad (1)$$

и при одинаковых интервалах по формуле (2)

$$H^* = \sum_{i=1}^n \frac{\Delta r_i}{N} \ln \frac{N \Delta x_i}{\Delta r_i} + \ln \Delta x, \quad (2)$$

где Δr_i - количество результатов в i -м столбце гистограммы,

N - объем выборки $\left(N = \sum_{i=1}^n \Delta r_i \right)$,

Δx_i - размер i -го интервала гистограммы,

n - количество столбцов гистограммы.

2. $H_{norm} := H^*$, где H_{norm} - энтропия нормального закона распределения.

3. Вычисление СКО по формуле (3)

$$\hat{\sigma} = \frac{e^{H_{norm}}}{\sqrt{2\pi e}} = 0,24197 e^{H_{norm}}. \quad (3)$$

Формулу (3) в целях упрощения расчета можно представить следующим образом

$$\hat{\sigma} = 0,398942 * e^{(H-0,5)}.$$

Поскольку значения e , π и H^* из-за ограниченного числа цифр после запятой неточны, значение $\hat{\sigma}$ будет тоже неточным. Если при использовании контрольных карт определять СКО предложенным методом, то получим более точные значения, чем вычисленные классическим методом, то есть по формуле

$$\hat{\sigma} = \sqrt{\sum_{i=1}^n (x_i - m)^2 \frac{\Delta r_i}{N \cdot \Delta x_i}},$$

где m - статистическое среднее (математическое ожидание опытных данных), x_i - абсцисса середины i -го интервала

гистограммы, $\frac{\Delta r_i}{N \cdot \Delta x_i}$ - плотность вероятности i -го столбца гистограммы. Причина заключается в том, что контроль-

ные карты, как и ряд научных и исследовательских работ, базируются на предположении, что исходные данные подчиняются только закону Гаусса. Мы же предполагаем наличие самых разных фактически существующих распределений.

Корректность предполагаемого метода не вызывает сомнений, поскольку в монографии [12] показано, что нормальный закон распределения вероятностей обладает наименьшей дисперсией. Проиллюстрируем отмеченное с помощью графика (рис.1), на котором представлена зави-

симость $\frac{\Delta}{\sigma}$ от $\sqrt{\frac{\sigma^4}{\mu^4}}$ (рисунок 2-6 из монографии [12]), где

σ - СКО, Δ - половина ширины распределения - размаха варьирования, μ_4 - четвертый центральный момент, то

есть $\sqrt{\frac{\sigma^4}{\mu^4}}$ - величина, обратная корню квадратному из относительного четвертого центрального момента.

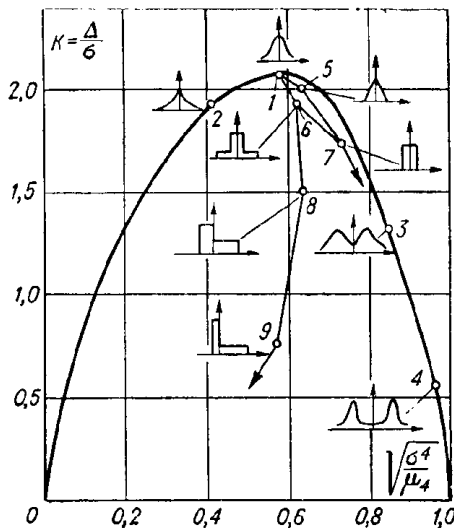


Рисунок 1 - Кривая зависимости энтропийного

Таблица 1 - Эмпирические данные

Величины на середине интервала	-5	-4	-3	-2	-1	0	1	2	3	4	5
Частота	0	5	6	10	19	33	30	13	7	1	1

Решим следующую задачу. Вычислим среднее квадратическое отклонение закона $N(0,1)$, то есть нормального закона с математическим ожиданием $m=0$ и СКО $\sigma=1$. Такое нормальное распределение называют по-разному: нормированным, нормированными и центрированным либо стандартным. Вместо выборки возьмем значения функции этого распределения $F_0(x)$ закона $N(0,1)$, представленной таблицей 2 [13]. Ограничимся областью $[-4\sigma, +4\sigma]$.

Таблица 2 - Значения функции $F_0(x)$

X	0,00	1,00	2,00	3,00	4,00
$F_0(x)$	0,50000	0,84134	0,97725	0,99865	0,99997

коэффициента K относительно четвертого центрального момента

Рассмотрим пример.

Определим СКО $\hat{\sigma}$ эмпирического распределения, приведенного в таблице 1, при количестве измерений $N=125$ и $\sigma_x^4 = 1,74$ (пример 36 в [5]).

Вычислим энтропию опыта H^* .

$$H^* = \sum_{i=1}^n \frac{\Delta r_i}{N} \ln \frac{N \Delta x_i}{\Delta r_i} + \ln \Delta x = \frac{5}{125} \ln \frac{125}{5} + \frac{6}{125} \ln \frac{125}{6} + \frac{5}{125} \ln \frac{125}{5} + \frac{10}{125} \ln \frac{125}{10} + \frac{19}{125} \ln \frac{125}{19} + \frac{33}{125} \ln \frac{125}{33} + \frac{30}{125} \ln \frac{125}{30} + \frac{13}{125} \ln \frac{125}{13} + \frac{7}{125} \ln \frac{125}{7} + 2^* \frac{2}{125} \ln 125 + \ln 1 = 1,9316$$

Тогда оценка СКО $\hat{\sigma}$ равна $\hat{\sigma} = 0,24197 e^{1,9316} = 1,66973$.

Следовательно, 1,66973 ближе к фактической характеристике опытных данных, чем $\sigma_x^4 = 1,74$.

Предложенный авторами алгоритм несколько громоздче классического и может возникнуть желание исследователя находить СКО в случаях нормального распределения классическим путем, для чего в начале выяснять к какому из законов распределения относится выборка. Чтобы не тратить время и силы исследователя на поиск закона распределения и СКО, ниже показано, что алгоритм может быть использован и в случаях нормальности СКО, представленных в выборках.

Так как в ходе вычислений используются плотности дискретного распределения, найдем соответствующие плотности распределений p_i ($i \in \{1,2,\dots,8\}$). Значения x будем считать посередине табличных интервалов, а высотами столбцов создаваемой гистограммы - разности ближайших значений функции распределения $F_0(x)$, представленных в таблице 3:

Таблица 3 - Плотности распределений

x_i	0,5	1,5	2,5	3,5
p_i	0,34134	0,13591	0,0214	0,00132

Так как $m=0$, то значения p_i отрицательной части гистограммы равны значениям p_i положительной части. Для расчета воспользуемся общеизвестными формулами

(например, из [14]):

$$\text{энтропия } H(x) = -\sum_{i=1}^n p_i \ln p_i, \quad (4)$$

$$\text{дисперсия } D(x) = \sum_{i=1}^n (x_i - m)p_i, \quad (5)$$

$$\text{СКО } \sigma(x) = \sqrt{D(x)}. \quad (6)$$

Тогда $D(x) = 2*(0,52*0,34134+1,52*0,13591+2,52*0,0214+3,52*0,00132) = 1,082105$ и

$$\sigma(x) = \sqrt{1,082105} = 1,0402427,$$

$$H^* = -2*(0,34134 \ln 0,34134 + 0,13591 \ln 0,13591 + 0,0214 \ln 0,0214 + 0,00132 \ln 0,00132) = 1,458327,$$

$$\widehat{\sigma} = 0,24197 e^{1,458327} = 1,0401713.$$

Домик над σ как и $\sigma(x)$ и $H(x)$ и звездочка при H показывают их отношение к опытным данным.

Несовпадение рассчитанных $\sigma(x)$ и $\widehat{\sigma}$ с исходными $\sigma(\sigma = 1)$ вызвано упрощением получения значений x . Нарочито взамен математических ожиданий образованных участков плотности распределения p_i принимались их медианы. Кроме того, несоответствие обусловлено ограничениями числа знаков после запятой и наличием подлогарифмических величин, меньших единиц, причем с ограниченными десятичными дробями. Однако получено $\widehat{\sigma} \approx \sigma(x)$. Поэтому таким несопадением можно пренебречь.

Различие в ответах решения поставленной задачи столь несущественно, что им тоже следует пренебречь.

По объему вычислений, подход определения СКО через дисперсии преимущественней, хотя и незначительной. Компенсация возможных ошибок при определении $\widehat{\sigma} = f(H^*)$ с лихвой окупит вышеописанное несопадение при обработке самых разных опытных данных.

Обращение к стандартному нормальному закону распределения и полученный результат позволяют заключить, что предложенный алгоритм может быть распространен как на данные, подчиняющиеся закону $N(m, \sigma)$, так и на любые эмпирические распределения. Это справедливо как для контрольных карт, так и в дисперсионном, корреляционном, регрессионном анализах, а также при оптимизации планирования эксперимента, при оценивании и обработке эколого-медицинских данных и в ряде других приложений. Данный алгоритм может быть использован для адаптивного перекодирования переменных, предлагаемого для реализации интеллектуальных систем тестового распознавания [15, 16], предназначенных для широкого круга проблемных областей.

РЕЗУЛЬТАТЫ

Предложен один из способов преобразования

неизвестно распределенных данных в нормально распределенные посредством определения СКО как функции энтропии опытных данных в предположении, что она характеризует нормальный закон распределения вероятностей.

Показано, что закон Гаусса обладает минимумом СКО, то есть при сведении эмпирических данных к закону $N(m, \sigma)$ в случаях контрольных карт расстояние между линиями допусков уменьшается. Следовательно, уменьшается брак в производстве, повышается точность принимаемых решений. Рассмотренный пример иллюстрирует, что и при СВ, подчиняющихся закону Гаусса, предложенный алгоритм не приводит к ошибочным результатам.

Показано, что везде, где требуются нормально распределенные данные, а фактически распределенные по произвольному закону, целесообразно обращаться к предложенному алгоритму.

ВЫВОДЫ

1. Чтобы избежать возможных ошибок при изучении статистического материала в задачах управления качеством и адаптивного перекодирования переменных для реализации в интеллектуальных системах целесообразно определять СКО нормально распределенных величин путем вычисления энтропии экспериментальных данных независимо от вида их распределений.

2. Предложенный алгоритм может быть применен при обработке данных в различных областях науки и практики для проводимых исследований, предполагающих использование только нормально распределенных величин.

Работа частично поддержана грантами РФФИ, NN 01-01-00772, 01-01-01050.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

- Исикава К. Японские методы управления качеством. - М.: Экономика, 1988.
- "Семь инструментов качества" в японской экономике. - М.: Изд. стандартов, 1990.
- Статистические методы повышения качества/под ред. Х. Кумэ. - М.: Финансы и статистика, 1990.
- Дин А.М. Математическая статистика в технике. - М.: Советская наука, 1958.
- Статистические методы контроля качества продукции [пер. с англ.]/Л. Ноулер, Дж. Хауэлл, Б. Голд и др. - М.: Издательство стандартов, 1989.
- Смирнов Н.В. и Дунин-Барковский И.В. Курс теории вероятностей и математической статистики для технических приложений. - М.: Наука, 1969.
- Взаимозаменяемость в машиностроении и приборостроении/ под ред. А.И. Якушева. - М.: Изд-во Стандартов, 1970.
- Орлов А.И. О современных проблемах внедрения прикладной статистики и других статистических методов// Заводская лаборатория. - 1992. - Т.58. - N1 - С. 67-74.
- Саката Сиро. Практическое руководство по управлению качеством. - М.: Машиностроение, 1980.
- Деминг В. Э. Выход из кризиса. - Тверь.: Альба, 1994.
- Янковский Б.Е. Информационный способ определения вида закона распределения.// Надежность и контроль качества. - 1971. - №2. - С. 71-79.
- Новицкий П.В. Основы информационной теории измерительных устройств. - Л.: Энергия, 1968.
- Митропольский А.К. Техника статистических вычислений. - М.: Наука, 1971.
- Вентцель Е.С. Теория вероятностей. - М.: Физматгиз, 1969.
- Янковская А.Е. Тестовые распознающие медицинские экспертные системы с элементами когнитивной графики /

-
16. / Компьютерная хроника. - 1994.- N8/9. - С.61-83.
Янковская А.Е., Гедике А.И., Аметов Р.В. Интеллектуальная динамическая система // Труды международной научно-практической конференции KDS-2001 "Знание-Диалог-Решение", Т2- Санкт-Петербург, 2001. - Изд-во "Лань" - С.645-652.

III. УПРАВЛІННЯ

УДК 62-83-52

СИНТЕЗ РЕГУЛЯТОРА СТАТИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ ПОЛОЖЕНИЯ ДЛЯ ДВУХМАССОВОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА С НЕЛИНЕЙНОЙ РЕАКТИВНОЙ НАГРУЗКОЙ

Л.В.Акимов, А.В.Пирожок

Полиномиальным методом синтезированы передаточные функции регуляторов положения статической системы пониженного порядка, скорости и ЭДС двигателя для исходно неустойчивого двухмассового электромеханического объекта, имеющего нелинейную реактивную нагрузку, зависящую от скорости электропривода. Найдены выражения для статической ошибки по положению. Дан пример расчета параметров регуляторов и приведены результаты исследования предложенной структуры на математической модели.

Поліноміальним методом синтезовані передавальні функції регуляторів положення статичної системи зниженого порядку, швидкості та ЕРС двигуна для початково нестійкого двомасового електромеханічного об'єкту, який має нелінійне реактивне навантаження у залежності від швидкості електропривода. Знайдені вирази для статичних похибок положення. Наведений приклад розрахунку параметрів регуляторів і доведені результати досліджень запропонованої структури на математичній моделі.

The transfer functions of reduced order regulators for regulation of position, velocity and EMF of DC motor are synthesized by polynomial method. These regulators are intended for apriori unstable two-mass electromechanical objects, which have a non-linear reactive load and depend from DC motor speed. Position static error expressions are found. The example of account of regulator parameters and the results of a research of the offered structure on mathematical model are given.

Имеется большое число публикаций, помещенных в сборниках "Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика" за 1993-2001 годы, посвященных проблеме управления двухмассовыми и одномассовыми электромеханическими системами (ЭМС), в характере реактивной нелинейной нагрузки которых имеют место падающие участки с жесткостью $\beta_C < 0$. В [1] установлено, что при определенном значении жесткости β_C в ЭМС возникают расходящиеся или автоколебательные режимы.

Все эти публикации, однако, ограничиваются созданием систем регулирования скорости электропривода (ЭП). В литературе отсутствуют исследования, относящиеся к системам положения ЭП с нелинейной реактивной нагрузкой. Вместе с тем, данные системы занимают определенное место в решении задач автоматизации технологических процессов.

Примером такой ЭМС является ЭП спирально-винтового транспортера (СВТ), предназначенного для транспортирования сыпучих материалов в химической,

строительной, пищевой и перерабатывающей промышленности, а также в сельском хозяйстве [2]. Наиболее ответственным режимом работы ЭП СВТ является режим дозирования. При этом используется как объемное, так и весовое дозирование.

При весовом дозировании удастся обеспечить более высокую точность. Однако, данный способ гораздо сложнее в эксплуатации и настройке, так как требует использования минимум двух технологических агрегатов - СВТ и бункера с весоизмерителем.

Если допустить непрерывность подачи сыпучего материала от СВТ в бункер-накопитель (интегратор), то оба агрегата объединяются в одну технологическую систему весового дозирования. При этом процесс выдачи СВТ нужного количества сыпучего материала описывается

интегрирующим звеном $W_G(p) = \frac{G(p)}{\omega_2(p)} = \frac{K_G}{p}$, где ω_2 - скорость спирали СВТ, c^{-1} ; G - вес отгруженного сыпучего материала, кг; K_G - коэффициент передачи, который найдем в соответствии с [3] по формуле

$$K_G = K_{\Pi} \gamma_M \cdot \frac{\pi D_K^2}{4} \cdot \frac{t_{СП}}{2\pi}, \quad (1)$$

где D_K , $t_{СП}$ - диаметр цилиндрического кожуха и шаг, помещенной в него спирали, м; γ_M - удельный вес перемещаемого материала, $кг/м^3$; $K_{\Pi} = 0,95 \div 0,98$ - коэффициент производительности, учитывающий объем занимаемый спиралью при полной загрузке кожуха. Особо следует обратить внимание на то, что в соответствии с [3,4] момент сопротивления в СВТ, представляет собой сложную нелинейную функцию с восходящим и падающим участками в зависимости от скорости спирали. При этом возможна работа ЭП на падающем участке с жесткостью $\beta_C < 0$, когда СВТ выполняет операцию точного дозирования.

Таким образом, при упругой двухмассовой структуре СВТ в соответствии с процессом транспортирования сыпучего материала в СВТ [2] не исключена возможность ее перехода в одномассовую структуру при полном заполнении цилиндрического кожуха, а также вероятность

работы ЭП на падающем участке нелинейной реактивной характеристики нагрузки. Таким образом, система дозирования с СВТ представляет собой достаточно сложный объект управления, которая по своей структуре по терминологии теории электропривода должна быть отнесена к системам управления положением.

Цель данной статьи состоит в использовании полиномиального метода для синтеза регулятора системы регулирования положения, внутренний контур управления скоростью двигателя которой представляется передаточной функцией, относящейся к группе

неминимально-фазовых звеньев. Кроме того, представляется целесообразным сравнить динамические характеристики данной системы и системы, где внешний контур положения синтезирован по принципам подчиненного регулирования.

На рис.1 в общепринятых обозначениях [5] приведена структурная схема системы управления дозированием с помощью СВТ. На рис.1 приняты следующие обозначения: РП (PG) - регулятор положения (веса); ДП (DG) - датчик положения (веса).

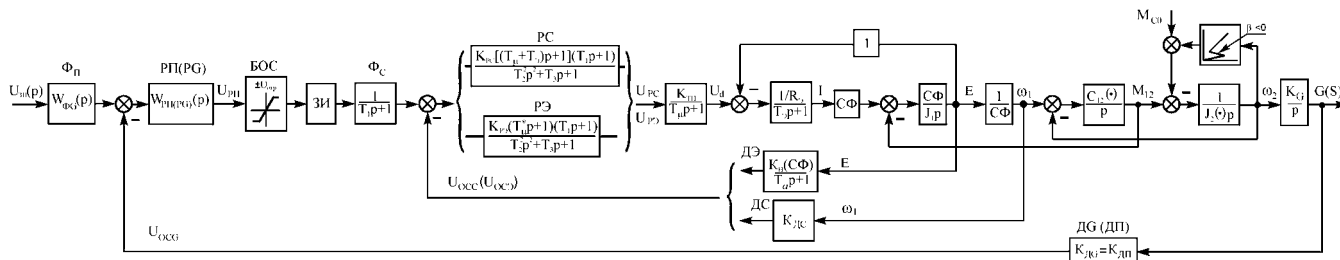


Рисунок 1 - Структурная схема технологического процесса дозирования СВТ - система положения

Будем считать, что для данного двухмассового ЭП возможно пренебречь влиянием ЭДС двигателя на характер процессов во внутреннем контуре регулирования скоростью или ЭДС с соответствующими регуляторами РС или РЭ. Отметим, что на схеме не показан узел упреждающего токоограничения, который используется в маломощных ЭП взамен традиционного контура тока.

С учетом работы ЭП на падающем участке характеристики нагрузки с жесткостью $\beta_C < 0$ получена передаточная функция объекта регулирования в контуре скорости

$$W_{ОБ.}(p) = \frac{U_{ОСС}(p)}{U_{РС}(p)} = \frac{K_{O\omega} \left(\frac{\gamma}{\Omega_{12}^2} p^2 - \frac{|\beta_C|}{C_{12}} p + 1 \right)}{[(T_{\mu} + T_{\Delta})p + 1] \cdot \left(\frac{T_C}{\Omega_{12}^2} p^3 - \frac{\gamma}{(\gamma - 1)\Omega_{12}^2} p^2 + T_C p - 1 \right)}, \quad (2)$$

где $K_{O\omega} = K_{ТП}(C\Phi)K_{ДС}/R_{\Delta} \cdot |\beta_C|$ - коэффициент усиления объекта; $\gamma = (J_1 + J_2)/J_1$ - параметр, характеризующий соотношение масс; $\Omega_{12} = \sqrt{C_{12}\gamma/J_2}$ - резонансная частота упругих колебаний, c^{-1} ; $T_C = (J_1 + J_2)/|\beta_C|$ - механическая постоянная времени, с. При этом с использованием полиномиального метода, как и в [6], синтезированы передаточные функции статических РС и РЭ пониженного порядка, указанные на рис.1. Из-за практической идентичности передаточных функций РС и РЭ в дальнейшем будем рассматривать внутренний контур

скорости, передаточная функция РС которого имеет вид

$$W_{РС}(p) = \frac{K_{РС}[(T_{\mu} + T_{\Delta})p + 1](T_1 p + 1)}{T_2^2 p^2 + T_3 p + 1}, \quad (3)$$

$$\text{где } K_{РС} = \frac{m_0}{n_0 K_{O\omega}} = \frac{m_0 R_{\Delta} \cdot |\beta_C|}{n_0 K_{ТП} K_{ДС}(C\Phi)} \quad (4)$$

коэффициент усиления регулятора;

$$T_1 = \frac{m_1}{m_0}; T_2 = \frac{n_2}{n_0}; T_3 = \frac{n_1}{n_0} \quad (5)$$

постоянные времени, в которых m_0, m_1, n_0, n_1, n_2 - коэффициенты полиномов форсирующей и инерционной частей РС, отвечающие среднегеометрическому корню контура скорости ω_0 .

Найдем передаточную функцию замкнутого контура скорости с учетом (2) и (3), а также фильтра Φ_C на его входе. Будем иметь

$$W_{З.С}(p) = \frac{m_0}{K_{ДС}} \left(\frac{\gamma}{\Omega_{12}^2} p^2 - \frac{|\beta_C|}{C_{12}} p + 1 \right) \left(\frac{T_C}{\Omega_{12}^2} p^2 - \frac{\gamma}{(1 - \gamma)\Omega_{12}^2} p^2 + T_C p - 1 \right) + (m_1 p + m_0) \cdot \left(\frac{\gamma}{\Omega_{12}^2} p^2 - \frac{|\beta_C|}{C_{12}} p + 1 \right). \quad (6)$$

При настройке контура скорости его характеристический полином $G(p)$ был принят соответствующим одному из известных стандартных

распределений корней с коэффициентами $\alpha_i, \forall i \in [1, 5]$

$$G(p) = \alpha_5 T_0^5 p^5 + \alpha_4 T_0^4 p^4 + \alpha_3 T_0^3 p^3 + \alpha_2 T_0^2 p^2 + \alpha_1 T_0 p + \alpha_0, \quad (7)$$

где $T_0 = 1/\omega_0$ - эквивалентная малая постоянная времени контура скорости.

С использованием (7) для $W_{3.C}(p)$ получим

$$W_{3.C}(p) = \frac{m_0}{K_{ДС}} \left(\frac{\gamma}{\Omega_{12}^2} p^2 - \frac{|\beta_C|}{C_{12}} p + 1 \right) / (\alpha_5 T_0^5 p^5 + \alpha_4 T_0^4 p^4 + \alpha_3 T_0^3 p^3 + \alpha_2 T_0^2 p^2 + \alpha_1 T_0 p + \alpha_0). \quad (8)$$

С целью упрощения структуры и синтеза регулятора передаточную функцию (8) упростим при сохранении условия, что степень полинома числителя не будет превышать степень полинома знаменателя. Представим, что полином знаменателя в первом приближении можно заменить полиномом более низкого порядка $\alpha_2^* T_0^2 p^2 + \alpha_1^* T_0 p + \alpha_0^*$, при этом примем: $\alpha_2^* = \alpha_2$, $\alpha_1^* = \alpha_1$, $\alpha_0^* = \alpha_0$. Тогда окончательно передаточную функцию замкнутого контура скорости можно представить так:

$$W_{3C}^*(p) = \frac{m_0}{K_{ДС}} \left(\frac{\gamma}{\Omega_{12}^2} p^2 - \frac{|\beta_C|}{C_{12}} p + 1 \right) / (\alpha_2 T_0^2 p^2 + \alpha_1 T_0 p + a_0). \quad (9)$$

На основании рис.1 с учетом (9) найдем передаточную функцию объекта регулирования в контуре положения

$$W_{ОБ.G}(p) = \frac{U_{ОГГ}(p)}{U_{РП}(p)} = \frac{m_0}{K_{ДС}} K_G K_{ДГ} \left(\frac{\gamma}{\Omega_{12}^2} p^2 - \frac{|\beta_C|}{C_{12}} p + 1 \right) / (p \cdot (\alpha_2 T_0^2 p^2 + \alpha_1 T_0 p + a_0)), \quad (10)$$

которая, как и $W_{ОБ.\omega}(p)$, относится к группе так называемых неминимально-фазовых звеньев [7]. Поэтому вполне оправдано для синтеза регулятора положения РП (РГ) использовать полиномиальный метод [8], как это сделано в [9].

Согласно данному методу представим передаточную функцию $W_{ОБ.G}(p)$ (10) в виде

$$W_{ОБ}(p) = \frac{P(p)}{Q(p)} = \frac{K_{ОГ} P_{к+}(p) P_{n+}(p) P_{-}(p)}{Q_{к+}(p) Q_{n+}(p) Q_{-}(p) p^S}, \quad (11)$$

$$\text{где } K_{ОГ} = m_0 K_G K_{ДГ} / K_{ДС} \quad (12)$$

коэффициент усиления объекта в контуре положения; $P_{к+}(p)$, $Q_{к+}(p)$ - полиномы, имеющие в качестве своих нулей только левые нули и полюсы объекта,

компенсируемые при помощи регулятора; $P_{n+}(p)$, $Q_{n+}(p)$ - полиномы, содержащие только левые нули и полюсы объекта, в компенсации которых нет необходимости; $P_{-}(p)$, $Q_{-}(p)$ - полиномы, содержащие правые и нейтральные нули и полюсы объекта, за исключением расположенных в точке $p=0$, компенсация которых неприемлема из-за нарушения условия грубости; $s=0,1,2$ - количество полюсов объекта в точке $p=0$. Из сравнения (10) и (11) будем иметь

$$P_{к+}(p) = 1; P_{n+}(p) = 1; P_{-}(p) = \frac{\gamma}{\Omega_{12}^2} p^2 - \frac{|\beta_C|}{C_{12}} p + 1; Q_{к+}(p) = 1; Q_{n+}(p) = \alpha_2 T_0^2 p^2 + \alpha_1 T_0 p + a_0; Q_{-}(p) = 1; s = 1, \quad (13)$$

т.е. откажемся от компенсации полинома $\alpha_2 T_0^2 p^2 + \alpha_1 T_0 p + a_0$ знаменателя передаточной функции (10), что вполне допустимо.

На основании метода полиномиальных уравнений примем передаточную функцию РП (РГ) в виде

$$W_{РГ}(p) = \frac{Q_{к+}(p) M(p)}{K_{ОГ} P_{к+}(p) N(p) p^{v-s}} = \frac{M(p)}{K_{ОГ} N(p)}, \quad (14)$$

где v - желаемый порядок астатизма замкнутой системы регулирования положения, принимаемый при синтезе статической системы $v=1$, так как должно выполняться условие $v \geq s$; $M(p)$, $N(p)$ - неизвестные полиномы вида:

$$M(p) = m_i^* p^i + m_{i-1}^* p^{i-1} + \dots + m_0^*; N(p) = n_j^* p^j + n_{j-1}^* p^{j-1} + \dots + n_0^*. \quad (15)$$

Согласно [8], для степени полиномов $M(p)$, $N(p)$ и характеристического полинома замкнутого контура $G^*(p)$, обозначаемых как $|\cdot|$, будем иметь:

$$|M| = |Q_{-}| + Q_{n+} + v - 1 = 0 + 2 + 1 - 1 = 2;$$

$$|N| = |Q| - |P_{к+}| - 1 = 3 - 0 - 1 = 2;$$

$$|G| = |M| + |N| + 1 = 5.$$

В целях упрощения реализации и настройки регулятора положения уменьшим на единицу степени полиномов $M(p)$, $N(p)$ и $G^*(p)$, что допустимо при использовании метода полиномиальных уравнений. Тогда окончательно примем: $|\tilde{M}| = 1$, $|\tilde{N}| = 1$, $|G^*| = 4$, что дает $\tilde{M}(p) = m_1^* p + m_0^*$ и $\tilde{N}(p) = n_1^* p + n_0^*$.

Полиномиальное уравнение синтеза имеет вид

$$\tilde{M}(p) P_{-}(p) P_{n+}(p) + \tilde{N}(p) Q_{-}(p) Q_{n+}(p) p^v = G^*(p). \quad (16)$$

В данном случае для системы положения (дозирования) необходимо обеспечить переходный

процесс, протекающий без перерегулирования. В наибольшей степени этому отвечает биномиальное распределение полюсов, обеспечивающее максимальную степень устойчивости и имеющее нормированный характеристический полином вида [10]

$$G^*(p) = T_0^{*4} p^4 + 4 T_0^{*3} p^3 + 6 T_0^{*2} p^2 + 4 T_0^* p + 1, \quad (17)$$

в котором $T_0^* = 1/\omega_0^*$ - эквивалентная малая постоянная времени контура положения, отвечающая выбираемой величине его среднегеометрического корня ω_0^* .

Неизвестные коэффициенты m_{i-1}^* и n_{j-1}^* полиномов пониженной степени $M(p)$ и $N(p)$ регулятора (14) находятся из сравнения сомножителей при одинаковых степенях p левой и правой частей уравнения (10). Они имеют значения

$$n_1^* = \frac{\alpha_4^* \omega_0^{*2}}{\alpha_2 \omega_0^{*4}}, \quad c; \quad (18)$$

$$n_0^* = \frac{\omega_0 C_{12}}{\alpha_1 C_{12} + |\beta_C| \alpha_0 \omega_0} \left[\frac{\alpha_2^*}{\omega_0^{*2}} + \frac{\alpha_1^* |\beta_C|}{\omega_0^* C_{12}} + \alpha_0^* \left(\left(\frac{\beta_C}{C_{12}} \right)^2 - \frac{\gamma}{\Omega_{12}^2} \right) - \alpha_0 n_1^* \right]; \quad (19)$$

$$m_0^* = \alpha_0^*; \quad (20)$$

$$m_{11}^* = \frac{\alpha_1^*}{\omega_0^*} + \alpha_0^* \frac{|\beta_C|}{C_{12}} - \alpha_0 n_0^*; \quad (21)$$

$$m_{12}^* = \frac{\gamma}{\Omega_{12}^2} \left(\frac{\alpha_3^*}{\omega_0^{*3}} - \frac{\alpha_2^*}{\omega_0^{*2}} n_0^* - \frac{\alpha_1^*}{\omega_0^*} n_1^* \right). \quad (22)$$

Как следует из (21) и (22), понижение порядка передаточной функции РП (PG) привело к неоднозначности коэффициента m_{11}^* . Это исключает возможность произвольного задания величины среднегеометрического корня ω_0^* . Она в данном случае оказывается зависимой от параметров контура и должна обеспечить не только равенство $m_{11}^* = m_{12}^*$, но и положительность всех коэффициентов полиномов $M(p)$ и $N(p)$, чем достигается реализуемость регулятора. Поиск величины ω_0^* может быть осуществлен по уравнению, следующему из сравнения сомножителей левой и правой частей уравнений (16) при p^3 . Подставим в левый сомножитель найденные значения n_0^* , n_1^* и m_{11}^* . В результате получим уравнение для нахождения величины ω_0^* . Оно имеет вид

$$\alpha_0^* \omega_0^{*4} + \alpha_1^* \frac{D}{B} \omega_0^{*3} + \alpha_2^* \frac{A}{B} \omega_0^{*2} - \alpha_3^* \frac{1}{B} \omega_0^* - \alpha_4^* \frac{C}{B} = 0, \quad (23)$$

$$\text{где } A = \frac{\alpha_2^* - \alpha_0^* \frac{\gamma}{\Omega_{12}^2}}{\alpha_1^* + \alpha_0^* \frac{|\beta_C|}{C_{12}}}, \quad c; \quad B = A \left(\left(\frac{\beta_C}{C_{12}} \right)^2 - \frac{\gamma}{\Omega_{12}^2} \right) + \frac{\gamma \beta_C}{C_{12} \Omega_{12}^2}, \quad c^3;$$

$$C = \frac{\omega_0}{a_2} (A \alpha_0 \omega_0 - \alpha_1), \quad c^{-1}; \quad D = A \frac{\beta_C}{C_{12}} + \frac{\gamma}{\Omega_{12}^2}, \quad c^2.$$

Допустим, что по уравнению (23) найдена вещественная положительная величина среднегеометрического корня ω_0^* внешнего контура положения. Тогда, согласно (14), находится передаточная функция синтезируемого РП (PG)

$$W_{\text{РП(PG)1}}(p) = \frac{K_{\text{РП(PG)1}} (T_1^* p + 1)}{T_2^* p + 1}, \quad (24)$$

$$K_{\text{РП(PG)1}} = \frac{m_0^*}{n_0^* K_{OG}} = \frac{m_0^* K_{ДС}}{n_0^* m_0^* K_G K_{ДГ}}, \quad (25)$$

$$\text{где } T_1^* = \frac{m_{11}^*}{m_0^*}; \quad T_2^* = \frac{n_1^*}{n_0^*}.$$

коэффициент усиления и постоянные времени форсирующей и инерционной частей регулятора.

Таким образом, при астатизме первого порядка ($\nu=1$) замкнутой системы регулирования положения в двухмассовой ЭМС с нелинейной нагрузкой при отсутствии внутреннего контура тока в качестве РП (PG) следует использовать регулятор (24).

Следует отметить, что данный РП (PG), согласно классификации обрабатываемых перемещений, данной в [11], предназначен для обработки малых перемещений. Именно им будет соответствовать переходная характеристика по управлению, отвечающая выбранному стандартному распределению (17), при условии установки на входе системы фильтра $\Phi_{\text{П}}$ с передаточной функцией $W_{\Phi}(p) = 1/(T_1^* p + 1)$.

Возможен и второй метод синтеза регулятора, основанный на использовании принципов подчиненного регулирования [11]. Из [7] известно, что время регулирования в замкнутой системе n -го порядка определяется коэффициентом характеристического полинома, стоящим при p в первой степени. Для замкнутого контура скорости с передаточной функцией (8) или (9) данным коэффициентом является $\alpha_1 T_0 = \alpha_1 / \omega_0 = T_{\mu C}$. Однако это справедливо для случая, когда в передаточной функции отсутствуют нули. При наличии нулей, что имеет место в передаточной функции замкнутого контура скорости (8), переходная функция $h(t)$ образуется как сумма переходной функции $h_0(t)$ при отсутствии нулей и ее m производных [10]. Для контура скорости

$$h(t) = \frac{m_0}{K_{ДС}} \left(h_0(t) - \frac{|\beta_C|}{C_{12}} h_0'(t) + \frac{\gamma}{\Omega_{12}^2} h_0''(t) \right).$$

Отметим, что в данном случае вторым и третьим слагаемыми можно пренебречь в силу их малости. К тому же, эти слагаемые стремятся к нулю при $C_{12} \rightarrow \infty$, когда в силу каких-либо причин происходит перестройка двухмассовой системы на одномассовую.

Таким образом, при отработке малых перемещений коэффициент усиления пропорционального П-РП (РГ) определится как

$$K_{РП(РГ).2}^M = \frac{K_{ДС}}{m_0 K_G K_{ДГ} a_{\Pi} T_{\mu C}} = \frac{K_{ДС} \omega_0}{m_0 K_G K_{ДГ} a_{\Pi} \alpha_1}, \quad (26)$$

где a_{Π} - параметр, принимаемый равным $a_{\Pi} = 2 \div 4$ для исключения перерегулирования по положению [12].

Для многих механизмов, в том числе и для СВТ в режиме заполнения бункера, работа в начале участка точного позиционирования (дозирования) происходит на установившейся скорости. Поэтому наиболее ответственным является этап торможения, так как он должен заканчиваться по возможности быстрее и с заданной точностью. Известно [11], что использование в данном случае РП (РГ) с коэффициентом усиления (26) приводит к перерегулированию. Поэтому при отработке больших перемещений для предотвращения перерегулирования коэффициент усиления П-РП (РГ) должен определяться как

$$K_{РП(РГ).3}^B = \frac{K_{ДС} \cdot 2 \cdot \varepsilon_T}{m_0 K_G K_{ДГ} \omega_{уст}}, \quad (27)$$

где ε_T - ускорение при торможении, определяемое задатчиком интенсивности (ЗИ); $\omega_{уст}$ - установившаяся скорость, с которой начинается торможение.

Синтезированная система положения со статическим РП (РГ) пониженного порядка будет иметь статическую ошибку по положению $\Delta G_{СТ}(\Delta S_{СТ})$, также как и внутренний контур - ошибку по скорости $\Delta \omega_{СТ}$. Статическая ошибка по положению может быть рассчитана из условия [7]

$$\Delta G_{СТ}(\Delta S_{СТ}) = \frac{K_G \Delta \omega_{СТ}}{K_P}, \quad (28)$$

где $K_P = K_{РП(РГ)} \cdot K_{КС} \cdot K_G \cdot K_{ДГ}$ - коэффициент усиления разомкнутой системы положения, в котором коэффициент усиления замкнутого контура скорости

$$K_{КС} = \frac{m_0 |\beta_C|}{K_{ДС} (m_0 |\beta_C| + n_0 \beta)}$$

С учетом (25)-(27) для статической ошибки по положению получим

$$\Delta G_{СТ.1}(\Delta S_{СТ.1}) = \frac{n_0^* (m_0 |\beta_C| + n_0 \beta) K_G}{m_0^* \cdot |\beta_C|} \Delta \omega_{СТ}; \quad (29)$$

$$\Delta G_{СТ.2}(\Delta S_{СТ.2}) = \frac{a_{\Pi} \alpha_1 (m_0 |\beta_C| + n_0 \beta) K_G}{\omega_0 \cdot |\beta_C|} \Delta \omega_{СТ}; \quad (30)$$

$$\Delta G_{СТ.3}(\Delta S_{СТ.3}) = \frac{\omega_{уст} (m_0 |\beta_C| + n_0 \beta) K_G}{2 \varepsilon_T \cdot |\beta_C|} \Delta \omega_{СТ}. \quad (31)$$

Следует учесть, что несмотря на нелинейный характер нагрузки СВТ к моменту окончания процесса отработки заданного перемещения при скорости $\omega = 0$ двигатель будет нагружен постоянным моментом статического сопротивления M_{C0} . При этом для статической ошибки $\Delta \omega_{СТ}$, с учетом настройки РС полиномиальным методом будем иметь

$$\Delta \omega_{СТ} = \frac{n_0}{m_0 |\beta_C| + n_0 \beta} \cdot M_{C0}, \quad (32)$$

где $|\beta_C|$ - абсолютная величина жесткости падающего участка механической характеристики нагрузки, взятая при расчете коэффициента усиления РС; $\beta = (C\Phi)^2 / R_{Э}$ - модуль жесткости механической характеристики ЭП. После подстановки (32) в (29) ÷ (31) найдем окончательные выражения для статических ошибок по положению

$$\Delta G_{СТ.1}(\Delta S_{СТ.1}) = \frac{n_0^* n_0 K_G}{m_0^* \cdot |\beta_C|} \cdot M_{C0}; \quad (33)$$

$$\Delta G_{СТ.2}(\Delta S_{СТ.2}) = \frac{a_{\Pi} \alpha_1 n_0 K_G}{\omega_0 \cdot |\beta_C|} \cdot M_{C0}; \quad (34)$$

$$\Delta G_{СТ.3}(\Delta S_{СТ.3}) = \frac{\omega_{уст} n_0 K_G}{2 \varepsilon_T \cdot |\beta_C|} \cdot M_{C0}. \quad (35)$$

Рассмотрим теперь возможность использования во внутреннем контуре системы рис.1 регулятора ЭДС. Для этого обратную связь скорости ω_1 заменим обратной связью по ЭДС двигателя E с передаточной функцией

$$W_{OC}(p) = \frac{K_H}{T_a p + 1}, \quad (36)$$

в которой коэффициент усиления цепи обратной связи равен

$$K_H = \frac{U_{3.Э.макс}}{E_{ДВ.макс}},$$

где $E_{ДВ.макс}$ - максимальная ЭДС двигателя; $U_{3.Э.макс}$ - напряжение задания, соответствующее $E_{ДВ.макс}$ и равное напряжению задания скорости $U_{3.С}$.

В соответствии с [13] определим эквивалентную постоянную времени объекта в контуре ЭДС

$$T_{\mu}^* = \frac{\sum T_{3i} + \sqrt{(\sum T_{3i} + \sum T_{4i})^2 + \sum T_{4i}}}{2}, \quad (37)$$

где $\sum T_{3i} = T_{\mu} + T_{\varepsilon}$ - сумма малых инерционностей прямого канала регулирования; $\sum T_{4i} = T_a$ - сумма малых инерционностей цепи обратной связи.

С учетом (36) и (37), передаточная функция объекта регулирования контура ЭДС представляется в аналогичном (2) виде

$$W_{\text{Об.Э}}(p) = \frac{U_{\text{ОСЭ}}(p)}{U_{\text{ЗЭ}}(p)} = \frac{K_{\text{ОЭ}} \left(\frac{\gamma}{\Omega_{12}^2} p^2 - \frac{|\beta_C|}{C_{12}} p + 1 \right)}{(T_{\mu}^* + 1) \left(\frac{T_C}{\Omega_{12}^2} p^3 - \frac{\gamma}{(\gamma-1)\Omega_{12}^2} p + T_C p - 1 \right)}, \quad (38)$$

где $K_{\text{ОЭ}} = K_{\text{ТП}} K_{\text{Н}} (C\Phi)^2 / R_{\varepsilon} |\beta_C|$ - коэффициент усиления объекта.

Если учесть, что при $U_{\text{З.Э.макс}} = U_{\text{З.С}}$

$$K_{\text{Н}}(C\Phi) = \frac{U_{\text{З.С}}(C\Phi)}{E_{\text{ДВ.макс}}} = K_{\text{ДС}}, \quad (39)$$

то можно прийти к выводу о равенстве $K_{\text{О}\omega} = K_{\text{ОЭ}}$. Легко видеть, что при передаточной функции РЭ

$$W_{\text{РЭ}}(p) = \frac{K_{\text{РЭ}}(T_{\mu}^* + 1)(T_1 p + 1)}{T_2^2 p^2 + T_1 p + 1} \quad (40)$$

замкнутый контур ЭДС будет иметь передаточную функцию, аналогичную (8) или (9), но с заменой в соответствии с (39) $K_{\text{ДС}}$ на $K_{\text{Н}}(C\Phi)$.

Таким образом, можно прийти к выводу о том, что синтезированный полиномиальным методом регулятор положения (25) без каких-либо изменений может быть использован и в случае, если в системе рис.1 вместо РС (3) будет установлен РЭ (40). В силу равенства $K_{\text{РС}}=K_{\text{РЭ}}$ и $K_{\text{ДС}}=K_{\text{Н}}(C\Phi)$ не изменятся и величины статических ошибок по положению (33)-(35).

Для подтверждения правильности полученных результатов осуществим расчет параметров РП (РГ) и проведем математическое моделирование системы рис.1 на примере ЭП СВТ с бункером - весоизмерителем со следующими параметрами силовой части: $P_{\text{Н}}=2,2\text{кВт}$; $U_{\text{Н}}=220\text{В}$; $I_{\text{Н}}=13,4\text{А}$; $\omega_{\text{Н}}=157\text{с}^{-1}$; $M_{\text{Н}}=14\text{Н}\cdot\text{м}$; $K_{\text{ТП}}=27,7$; $T_{\mu}=0,003\text{с}$; $R_{\varepsilon}=4,36\text{Ом}$; $L_{\varepsilon}=0,04\text{Гн}$; $T_{\varepsilon}=0,009\text{с}$; $T_a=0,0062\text{с}$; $J_1=0,018\text{ кг}\cdot\text{м}^2$; $T_{M1}=0,054\text{ с}$; $m=T_{M1}/T_{\varepsilon}=6$; $(C\Phi)=1,21\text{В}\cdot\text{с}$; $\beta=(C\Phi)^2/R_{\varepsilon}=0,33\text{ Н}\cdot\text{м}\cdot\text{с}$. При $U_{\text{ЗС}}=U_{\text{З.Э.макс}}=10\text{В}$ и $E_{\text{ДВ.макс}}=190\text{В}$ для коэффициентов

обратных связей по скорости и ЭДС двигателя будем иметь $K_{\text{ДС}}=0,0637\text{ В}\cdot\text{с}$, $K_{\text{Н}}=0,0524$. Время разгона ЭП от ЗИ примем $t_p=0,44\text{с}$, что определяет величину ускорения (замедления) $\varepsilon_T=356,8\text{ с}^{-2}$.

Параметры механической части СВТ при длине транспортера $L=5\text{ м}$, внутреннем диаметре кожуха $D_K=0,075\text{ м}$, диаметре спирали $d_{\text{СП}}=0,065\text{ м}$, диаметре проволоки спирали $d=8\cdot 10^{-3}\text{ м}$, шаге спирали $t_{\text{СП}}=0,04\text{ м}$, дозирующий материал - мел с удельным весом $\gamma_M=1200\text{ кг}/\text{м}^3$ для различных режимов работы приняты изменяющимися в следующих пределах: $0,0011 \leq J_2(\cdot) \leq 0,021\text{ кг}\cdot\text{м}^2$, $2,9 \leq C_{12}(\cdot) \leq 72,6\text{ Н}\cdot\text{м}/\text{рад}$.

При расчете РС и РЭ в качестве исходных параметров взято $J_1=0,018\text{ кг}\cdot\text{м}^2$; $J_2=0,021\text{ кг}\cdot\text{м}^2$; $\gamma=2,17$; $C_{12}=72,6\text{ Н}\cdot\text{м}/\text{рад}$; $T_C=0,115\text{ с}$; $\Omega_{12}=86,55\text{ с}^{-1}$. Кроме того, что очень важно, взята жесткость падающего участка механической характеристики нагрузки $\beta_C=-0,34\text{ Н}\cdot\text{м}\cdot\text{с}$, что соответствует исходной неустойчивости объекта. Момент холостого хода $M_{C0}=3\text{ Н}\cdot\text{м}$.

Синтез РС (3) и РЭ (40) выполнен по методу полиномиальных уравнений с использованием видоизмененного распределения по Баттерворту вида (7)

$$G(p) = T_0^5 p^5 + 2,76 \cdot T_0^4 p^4 + 5,24 \cdot T_0^3 p^3 + 5,24 \cdot T_0^2 p^2 + 3,24 \cdot T_0 p + 1,$$

что определило значения коэффициентов $\alpha_2=5,24$, $\alpha_1=3,24$, $\alpha_0=1$.

При найденном среднегеометрическом корне внутреннего контура $\omega_0=68,54\text{ с}^{-1}$ параметрами РС и РЭ являются $K_{\text{РС}}=K_{\text{РЭ}}=3,5$; $T_{\mu}+T_{\varepsilon}=0,012\text{ с}$, $T_{\mu}^*=0,0156\text{ с}$; $n_2=4,32\cdot 10^{-5}\text{ с}^2$; $n_1=8,86\cdot 10^{-3}\text{ с}$; $n_0=0,25$, $m_1=0,034\text{ с}$, $m_0=1,25$. Это привело к следующим численным значениям их передаточных функций (3) и (40):

$$W_{\text{РС}}(p) = \frac{3,5 \cdot (0,012p + 1) \cdot (0,027p + 1)}{1,74 \cdot 10^{-4} p^2 + 0,358p + 1};$$

$$W_{\text{РЭ}}(p) = \frac{3,5 \cdot (0,158p + 1) \cdot (0,027p + 1)}{1,74 \cdot 10^{-4} p^2 + 0,358p + 1}.$$

По параметрам СВТ и коэффициенте его производительности $K_{\text{П}}=0,95$ рассчитан коэффициент преобразования (1), скорость-перемещение (вес), $K_G=0,024\text{ кг}$.

Не обсуждая здесь вопроса об объеме бункера и весе перемещаемого в него СВТ материала, примем, что режим дозирования начинается в момент, когда до его окончания остается, например, пять килограмм. Это дает возможность при задающем напряжении на входе системы $U_{\text{ЗГ}}=10\text{В}$ определить коэффициент обратной связи $K_{\text{ДГ}}=2\text{ В}/\text{кг}$ и приступить к синтезу РП (РГ).

При синтезе РП (РГ) в целях предотвращения перерегулирования примем, что процессы в замкнутой системе положения должны отвечать биномиальному

распределению (16), где $\alpha_0^* = 1$, $\alpha_1^* = 4$, $\alpha_2^* = 6$, $\alpha_3^* = 4$ и $\alpha_4^* = 1$. Определение среднегеометрического корня осуществляется по уравнению (23)

$$\omega_0^{*4} - 5,6 \cdot 10^2 \cdot \omega_0^{*3} - 3,45 \cdot 10^4 \cdot \omega_0^{*2} + 1,57 \cdot 10^6 \cdot \omega_0^* = 0,$$

решение которого дает следующие его величины:

$$\omega_{01}^* = 612; \omega_{02}^* = -84,7; \omega_{03}^* = 22,8; \omega_{04}^* = 9,73.$$

Для дальнейших расчетов примем $\omega_0^* = 22,8 \text{ c}^{-1}$ и найдем коэффициенты m_{i-1}^* и n_{j-1}^* (18)-(21) полиномов $\tilde{M}(p)$ и $\tilde{N}(p)$ РП (PG). Будем иметь: $n_0^* = 0,17$; $n_1^* = 3,31 \cdot 10^{-3} \text{ c}$; $m_0^* = 1$; $m_1^* = 0,01 \text{ c}$.

В соответствии с (24), (25) найдем параметры передаточных функций регулятора и фильтра Φ_{Π} на входе системы $T_1^* = 0,01 \text{ c}$, $T_2^* = 0,0195 \text{ c}$, $K_{\text{РП}(PG).1} = 6$, которые окончательно определяют их вид

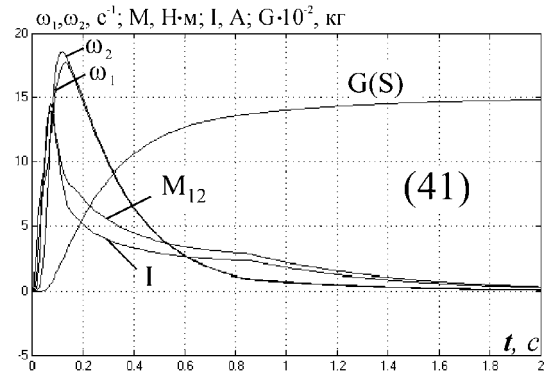
$$W_{\text{РП}(PG).1}(p) = \frac{6 \cdot (0,01p + 1)}{0,0195p + 1}; W_{\Phi_{\Pi}}(p) = \frac{1}{0,01p + 1}. \quad (41)$$

Для коэффициентов усиления П-РП(PG), синтезированных по методам СПР, в случае отработки системой при $a_{\Pi} = 2$ малых (26) и больших (27) перемещений будем иметь:

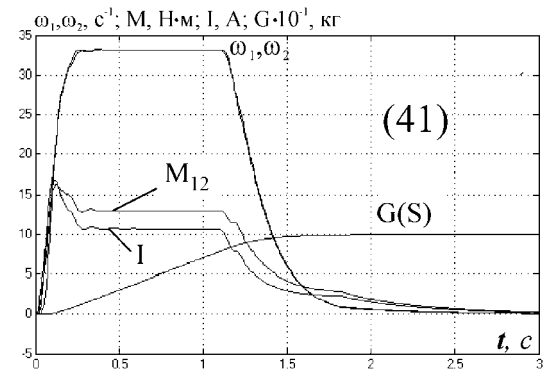
$$K_{\text{РП}(PG).2}^M = 11,2; K_{\text{РП}(PG).3}^B = 4,8. \quad (42)$$

Определим расчетные значения статических ошибок по положению (33) ÷ (35) при различных типах регуляторов $\Delta G_{\text{СТ}.1} = 0,009 \text{ кг}$; $\Delta G_{\text{СТ}.2} = 0,005 \text{ кг}$; $\Delta G_{\text{СТ}.3} = 0,0116 \text{ кг}$.

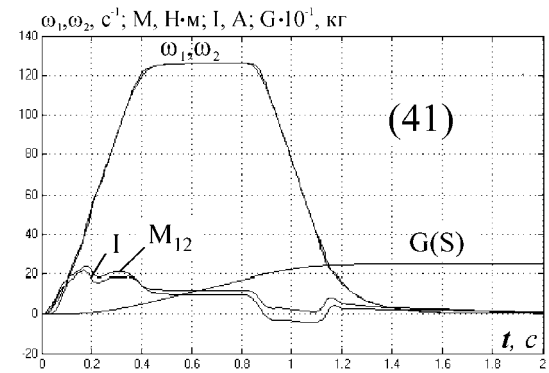
На рис.2 показаны результаты компьютерного моделирования системы положения в режимах отработки малых и больших перемещений с синтезированными по различным методикам регуляторами РП (PG). Осциллограммы (осц.) а и г характеризуют отработку системой малых перемещений с нелинейной нагрузкой, соответственно с параметрами регулятора положения (41) и (42). Этим же регуляторам отвечают процессы, показанные на осц. б и осц. д, но при условии работы системы рис.1 на падающем участке нелинейной характеристики нагрузки с установившейся скоростью $\omega_1 = \omega_2 = 32,5 \text{ c}^{-1}$. Осц. в характеризует отработку регулятором (41) больших перемещений с ограничением скорости на произвольном значении $\omega_1 = \omega_C = 125 \text{ c}^{-1}$. Тот же процесс отработки больших перемещений, но с регулятором (42) при $K_{\text{РП}.3}^B = 4,8$ показан на осц. е.



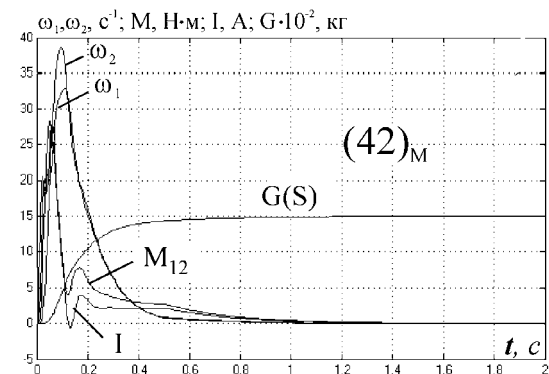
а)



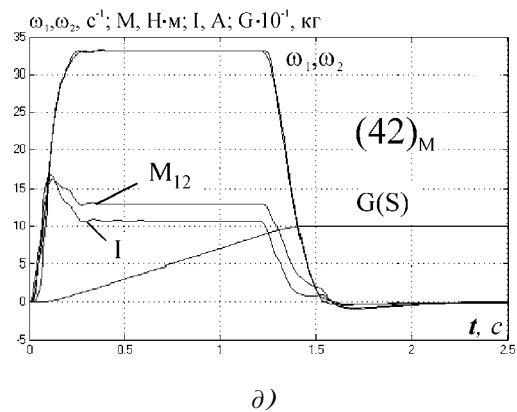
б)



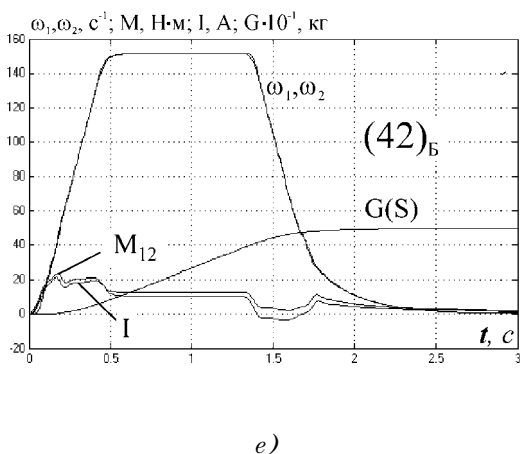
в)



г)



д)



е)

Рисунок 2 - Переходные процессы в системе положения с РП(PG), синтезированной различными методами

Видно, что все процессы протекают без перерегулирования. Однако регулятор, синтезированный полиномиальным методом с использованием распределения (17), с одной стороны, обеспечивает отработку как малых, так и больших перемещений, а с другой - имеет участки дотягивания, которые увеличивают время переходного процесса. Это связано с малой величиной коэффициента усиления регулятора, который принят равным $K_{РП(PG).1}=6,25$.

Для увеличения коэффициента усиления регулятора возможно использовать видоизмененное распределение (17). Примем

$$G^*(p) = T_0^*4p^4 + 4T_0^*3p^3 + 5T_0^*2p^2 + 3T_0^*p + 1. \quad (43)$$

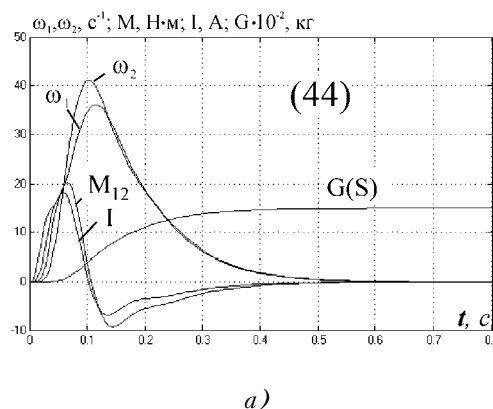
Тогда при среднегеометрическом корне системы положения $\omega_0^*=27,75 \text{ c}^{-1}$ для параметров РП (PG).1 будем иметь: $n_0^*=0,1$; $n_1^*=0,0015\text{c}$; $m_0^*=1$; $m_1^*=0,0123\text{c}$. При этом передаточные функции регулятора положения и фильтра ФП на входе системы будут иметь выражения:

$$W_{РП(PG).1}^* = \frac{10,57 \cdot (0,0123p + 1)}{0,015p + 1}; \quad (44)$$

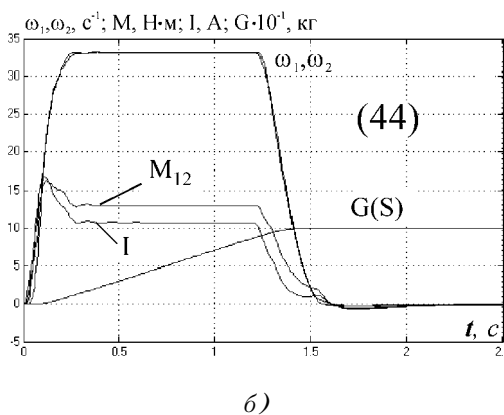
$$W_{ФП}^*(p) = \frac{1}{0,0123p + 1}.$$

На рис.3 показаны переходные процессы в системе

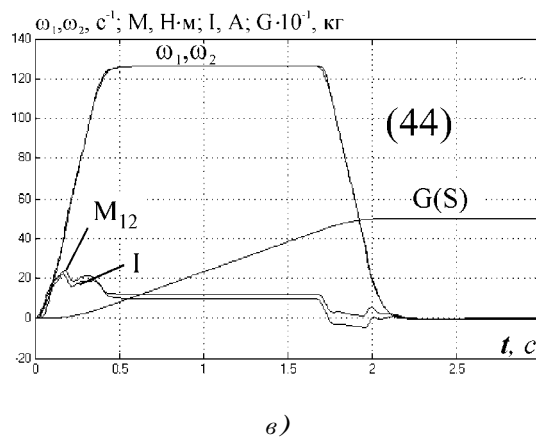
положения рис.1 с регулятором (44) при малых перемещениях на холостом ходу (осц.а), работа на падающем участке нелинейной характеристики нагрузки (осц.б), а также в режиме отработки больших перемещений (осц.в). Видно трехкратное сокращение времени, затрачиваемого на малое перемещение и практическое отсутствие участков дотягивания в режиме отработки больших перемещений. При этом система без каких-либо существенных изменений качества переходных процессов допускает широкий диапазон варьирования параметров силовой части ЭП, а именно $2,9 \leq C_{12} \leq 72,6 \text{ Нм/рад}$, $0,0023 \leq J_2 \leq 0,042 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$.



а)



б)



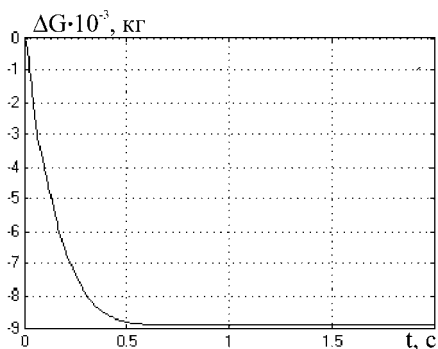
в)

Рисунок 3 - Переходные процессы в системе положения с параметрами (44) РП(PG).1

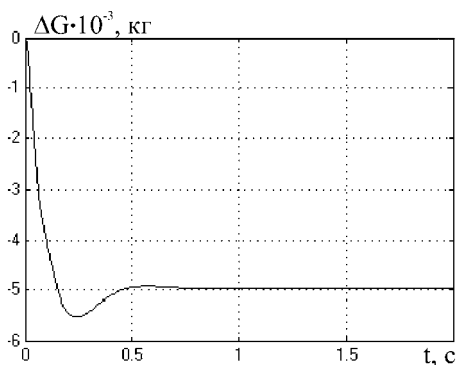
На рис.4 приведены переходные характеристики по возмущению, откуда получены следующие экспериментальные (э) значения ошибок:

$$\Delta G_{СТ.1}^{\text{э}} = 0,0089 \text{ кг}; \quad \Delta G_{СТ.2}^{\text{э}} = 0,00497 \text{ кг};$$

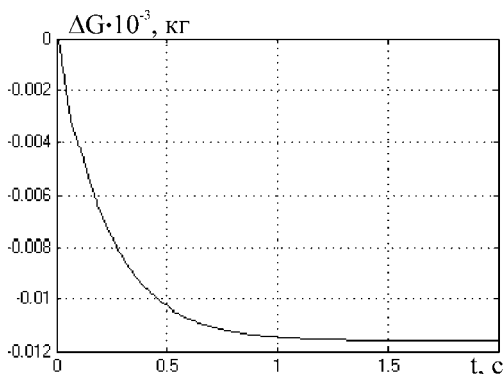
$$\Delta G_{СТ.3}^{\text{э}} = 0,0116 \text{ кг}.$$



а)



б)



в)

Рисунок 4 - Переходные характеристики по возмущению с регуляторами положения: а) РП(РГ).1, б) РП(РГ).2, в) РП(РГ).3

Анализ полученных результатов показывает, что синтезированные полиномиальным методом РП (РГ) во внешнем и РС или РЭ во внутреннем контуре регулирования обеспечивают необходимое качество переходных процессов в исходно неустойчивой двухмассовой ЭМС при достаточно широком диапазоне варьирования параметров силовой части ЭП и имеют допустимый уровень статических ошибок по положению.

ВЫВОДЫ

1.С помощью полиномиального метода синтезированы регулятор положения и регуляторы скорости или ЭДС двигателя для однократноинтегрирующей двухконтурной системы положения исходно неустойчивого двухмассового электромеханического объекта. При синтезе учтен нелинейный характер реактивной нагрузки, зависящей от скорости электропривода.

2.Найдены выражения статических ошибок по положению при настройках на обработку электроприводом малых и больших перемещений и использовании различных типов регуляторов положения, в том числе регулятора синтезированного полиномиальным методом.

3.Показана возможность работы системы в составе технологического комплекса для приготовления смесей с заданным дозированием сыпучих ингредиентов, включающего спирально-винтовой транспортер и бункер с весоизмерителем.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Клепиков В.Б., Осичев А.В. Определение границ устойчивости электропривода с отрицательным вязким трением и учетом упругости кинематической цепи // Электричество. 1989, №1. -С.36-41.
2. Акимов Л.В., Пирожок А.В. Математическая модель электромеханической системы дозатора с спирально-винтовым транспортером и нелинейной нагрузкой //Вестник НТУ ХПИ. Выпуск 10. Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика. - Харьков: 2001, С.43-46.
3. Григорьев А.М., Преображенский П.А. Теория, расчет и эксплуатация односпирального гибкого шнека. - К.: Знание, КДНТП, 1967. -154 с.
4. Гевко Б.М., Рогатынский Р.М. Винтовые подающие механизмы сельскохозяйственных машин. - Львов: Вища школа, 1989. - 175 с.
5. Ключев В.И. Теория электропривода. - М.: Энергоатомиздат, 2001. - 704 с.
6. Акимов Л.В., Колотило В.И. Синтез статической СР скорости двухмассового неустойчивого, под влиянием отрицательного вязкого трения объекта методом полиномиальных уравнений //Электротехника. 2000. №5. С.11-17.
7. Бесекерский В.А., Попов Е.П. Теория систем автоматического регулирования. - М.: Наука, 1972. - 767 с.
8. Залыаев С.Р. О применении метода полиномиальных уравнений для синтеза непрерывных систем электропривода //Электротехника, 1998, №2. С.48-53.
9. Акимов Л.В., Колотило В.И., Марков В.С. Динамика двухмассовых систем с нетрадиционными регуляторами скорости и наблюдателями состояния. - Харьков: ХГПУ, 2000. - 93 с.
10. Красовский А.А., Поспелов Г.С. Основы автоматики и технической кибернетики. - М.: Госэнергоиздат. 1962. -600 с.
11. Лебедев Е.Д., Неймарк В.Е., Пистрак М.Я., Слежановский О.В. Управление вентильными электроприводами постоянного тока. - М.: Энергия, 1970. - 197 с.
12. Перельмутер В.М., Сидоренко В.А. Системы управления тиристорными электроприводами постоянного тока. - М.: Энергоатомиздат, 1988. - 303 с.
13. Решмин Б.И., Ямпольский Д.С. Проектирование и наладка систем подчиненного регулирования электроприводов. - М.: Энергия, 1975. - 184 с.

РАДИОВОЛНОВЫЕ МЕТОДЫ КОНТРОЛЯ И УПРАВЛЕНИЯ ДВИЖЕНИЕМ МАГНИТОЛЕВИТИРУЮЩИХ ТРАНСПОРТНЫХ СРЕДСТВ

В.А.Дзензерский, С.В.Плаксин, И.И.Соколовский

Представлена концепция построения информационно-управляющей системы транспортных средств (ТС) на электродинамическом подвесе, базирующаяся на радиоволновых принципах, в основу которой положено использование размещаемого вдоль активной путевой структуры магистрального маркерно-связного волновода с группами входных отверстий связи. Возбуждение волновода осуществляется модулированными сигналами, несущими информацию о пространственном положении ТС, от СВЧ-генератора, размещенного на ТС.

Представлено концепцію побудови інформаційно-керуючої системи транспортних засобів (ТЗ) на електродинамічному підвішуванні, що базується на радіохвильових принципах, в основу якої покладено застосування розміщеного уздовж активної шляхової структури магистрального маркерно-зв'язного хвильоводу з групами вхідних отворів зв'язку. Збудження хвильоводу здійснюється модульованими сигналами, які несуть інформацію про просторове положення ТЗ, від НВЧ-генератора, що розміщений на ТЗ.

The concept of building of transport facility (TF) on electrodynamic suspending information-control system based on radio-wave principles, taking as a principle of the use of highway mark-connecting waveguide placed along active way structure with group of input connecting holes is submitted. The excitation of waveguide is realized by means of modulated signals from SHF-oscillator placed on TF, carrying the information about space position of TF.

Высокоскоростной наземный транспорт с магнитной левитацией над путевой структурой находится на стадии интенсивного развития в передовых в технологическом отношении странах [1-3]. В Украине созданы экспериментальные образцы магнитолевитирующих транспортных средств (МТС) и испытательные полигоны, однако внедрение этого несомненно перспективного вида транспорта сопряжено с необходимостью разработки системы управления и контроля движения, включая и оперативный контроль состояния путевой структуры. Спецификой подлежащей разработке системы управления, отличающей ее от системы управления воздушным транспортом и от традиционного железнодорожного и автомобильного, является то, что функциональные узлы системы должны работать в условиях сильных магнитных полей, транспортный экипаж, движущийся со скоростью до 500 км/час, не имеет подвижных контактных элементов (колес), должен левитировать на малых и строго заданных (в интервале 20...150 мм, в зависимости от особенностей конструкции экипажа) расстояниях от путевой структуры, профиль движения транспортного средства в горизонтальной плоскости должен, естественно, повторять профиль путевой структуры. Развитие магнитолевитирующего транспорта к настоящему времени сдерживается не только отсутствием в Украине необходимых узлов, блоков, элементов, но и

отсутствием самой концепции системы управления. Проведенные в данном направлении исследования (преимущественно в Российской Федерации - Москве и Новочеркаске) позволили выявить специфику систем управления, сложности в реализации как в части отдельных функциональных узлов и органов, так и в осмыслении самой идеологии системы управления. Перенесенные из традиционного (колесного) железнодорожного транспорта концепции и, нередко, аппаратные построения не решают специфических проблем, возникающих при управлении экипажами, левитирующими на малой высоте над путевой структурой. Технические решения, используемые в воздушном транспорте ("автопилот"), являются избыточными с одной стороны, и неэффективными (в силу указанной выше специфики) - с другой. По сути, ставится задача создания систем управления подвижными объектами, требования к техническим и эксплуатационным параметрам которой ранее не возникали. Информация об аналогичных разработках по структуре систем управления магнитолевитирующими транспортными средствами за рубежом (в Японии, Германии и США) скрыта и носит, в основном, рекламный характер. Из отдельных публикаций в зарубежных физических и радиотехнических журналах и изданиях следует, что системы управления построены, вероятнее всего, на радиоволновых методах.

Действительно, существующее представление о системах управления и контроля транспортных средств традиционных типов базируются на использовании в качестве датчиков скорости и ускорения измерительных преобразователей различного типа (реостатных, емкостных, тепловых, световых, ионизационных, тензорезистивных) и не удовлетворяют в полном объеме стоящей задаче ни по быстродействию, ни по точности. Например, даже усовершенствованные для конкретного применения пьезоакселераторы (пьезотроны), как считают разработчики системы управления МТС с магнитной левитацией [3,4], не могут быть использованы для измерения малых ускорений из-за дрейфа нуля и низкой чувствительности, для измерений постоянного ускорения, вследствие малых выходных напряжений, высокого внутреннего сопротивления, вследствие чего основные эксплуатационные показатели их невысоки. Для измерения виброперемещений, виброскорости, малых, больших, постоянных ускорений, средней и мгновенной скорости движения, горизонтальных и вертикальных зазоров разработаны различающиеся по конструкции, по принципу действия, по характеру выходных сигналов самые разнообразные преобразователи. Кроме того, элементы и узлы системы управления должны быть устойчивы к воздействию переменных электрических и магнитных полей, неизбежно возникающих в

зазоре между транспортным средством и активной путевой структурой, к прогибам путевой структуры, не вносить дополнительных погрешностей и включать технические решения, обеспечивающие устойчивость основных узлов и блоков к механическим и температурным нагрузкам. Поэтому, создание интегрированной системы контроля и управления движением транспортных средств на магнитном подвесе с использованием традиционных подходов выглядит проблематичным.

При выборе закона управления подвесом должна быть известна конструкция механической части экипажа и на данном этапе исследований удастся построить алгоритм управления в предположении, что сверхпроводящие магнитные блоки, тележка и кузов связаны посредством эластичного подвешивания и при использовании децентрализованной системы регулирования зазоров, при наличии которой каждая точка подвеса выполняет свои функции самостоятельно и независимо друг от друга.

Технические требования к автоматизированной системе контроля и управления должны быть сформулированы, исходя из общих требований, предъявляемых к системам магнитного подвеса [4], и включают:

- обеспечение асимптотической устойчивости в установленном режиме и затухания переходных процессов при максимальном ступенчатом задании воздействия, соответствующем изменению зазора от $\delta_{нач.}$ до $\delta_{ном.}$ с перерегулированием не более 50 %;

- ограничение амплитуды ускорений экипажа при гармонических воздействиях, обусловленных прогибом путевой структуры между несущими опорами;

- ограничение спектральной плотности мощности ускорений экипажа (без учета требований обеспечения комфорта) при случайных воздействиях в виде неровностей путевой структуры.

Накопленный значительный опыт в части разработки бесконтактных измерителей малых перемещений, расходов, индикаторов границ раздела сред, в том числе нестационарных, измерителей больших и малых ускорений с использованием радиоволновых методов, высокостабильных, устойчивых к механическим и температурным перегрузкам автогенераторов на полупроводниковых диодах, индикаторов и измерителей (приемников) радиоволнового излучения, электроуправляемых фазовращателей [3-9], а также имеющиеся сведения о системах управления МТС за рубежом [1, 2, 10, 11] указывают пути создания систем управления МТС на магнитном подвесе на основе использования электромагнитных колебаний диапазона сверхвысоких частот, линий передачи сложных нетрадиционных форм, малогабаритных полупроводниковых источников электромагнитных волн. Создание унифицированного радиоволнового устройства для контроля широкого спектра параметров движения объекта, его положения на трассе позволило бы сократить себестоимость его производства, номенклатуру комплектующих элементов, снизить затраты на эксплуатацию, увеличить надежность.

В данном сообщении приведена концепция радиоволновой информационно-управляющей системы (РИУС) управления движением магнитолевитирующего транспортного средства, изложен принцип построения маркерно-связной волноводной линии, основной составляющей

РИУС. И хотя все первичные датчики расстояния, скорости, ускорения, вертикального и горизонтального зазоров, виброускорений могут быть построены на радиоволновых принципах, выполнение некоторых функций при определенных условиях (преимущественно исходя из стоимостных соображений или для использования в качестве дублирующего средства) целесообразно осуществлять также с использованием иных методов. Поэтому реальная система управления может включать также использование высокочувствительных датчиков зазора (вертикального, горизонтального) с использованием специальным образом включенных датчиков магнитных полей, индукционных датчиков боковых сносов, устройств для планового и аварийного останова транспортного средства. То есть, разработка системы управления магнитолевитирующим транспортным средством включает использование разнообразных физических явлений, положенных в систему, разработку функциональных узлов и блоков, изготовление, компоновку системы и апробацию ее на реальном, полномасштабном транспортном средстве, проверку положенных в разработку системы концепций, корректировку структурной или функциональной схем, конструктивных решений отдельных компонентов системы.

Отсутствие к настоящему времени полномасштабного магнитолевитирующего транспортного средства, как и реализованной "в железе" системы управления таким транспортным средством, предопределяет необходимость проведения исследований по разработке системы управления моделями транспортных средств, движущихся со скоростями, определяемыми размерами полигона (в принципе - малыми скоростями). То есть, рабочий вариант системы управления полномасштабным МТС является продуктом тщательных экспериментальных исследований на моделях МТС в условиях полигона с длиной трассы в несколько десятков метров, где реализуются скорости движения порядка единиц метров в минуту. Естественно, что разрабатываемая система управления полигонной моделью должна соответствовать (по стоимости и сложности технических решений) этой частной задаче и поэтому обладает определенной спецификой.

Высокая психологическая нагрузка, наличие сильных магнитных полей, испарений от аккумуляторов на рабочих местах экипажей МТС на сверхпроводящих магнитах требуют постоянного контроля психологического состояния экипажей МТС и необходимой коррекции их функционального состояния. Несмотря на кажущуюся специфичность такой задачи, она несомненно является компонентом системы управления и контроля и должна решаться с учетом уже установленных или прогнозируемых биопатогенных факторов, которые могут затруднить работу экипажей, понизить надежность транспортного средства. Оценка состояния рабочего места экипажа с точки зрения наличия магнитных полей должна осуществляться техническими средствами, обладающими высоким быстродействием и широким диапазоном измеряемых магнитных полей. Решения некоторых из очерченных задач изложены в [10].

Высокая скорость движения полномасштабного МТС порождает значительные электрические заряды на поверхности корпуса МТС в силу трибоэлектрических эффектов,

электрокоррозию корпуса, помехи в работе радиоэлектронных устройств. Поэтому процесс разработки системы управления должен включать оценку величины электрических полей на элементах конструкций МТС, возможные пути утилизации индуцирующейся электроэнергии для подпитки бортовой электросети, полагая, что вышеперечисленные задачи являются также составной частью разрабатываемой системы контроля и управления движением магнитолевитирующих транспортных средств.

Из всего комплекса проблем в настоящем сообщении мы ограничимся представлением базового устройства системы управления МТС - информационно-управляющей системы, которая должна обеспечить:

- управление движением платформы транспортного средства в диапазоне скоростей от нуля до 140 м/с;
- измерение и передачу с борта МТС на наземный пункт управления следующих параметров движения транспортного средства:

- 1) положение катушек платформы относительно катушек путевой структуры в продольном направлении (в направлении движения) с определенной дискретностью;
- 2) положение платформы МТС относительно длины пути;
- 3) скорость (мгновенное значение) перемещения платформы МТС;
- 4) ускорение (мгновенное значение).

Информационно-управляющая система (рис.1) включает маркерно-связной волновод 1, расположенный между направляющими рельсами путевой структуры по всей ее длине. Вдоль верхней линии образующей волновода размещены группы герметизированных диэлектриком отверстий 2, 3, 4 с шагом $2\tau/6$, где τ - характерный размер путевых катушек, (рис. 2). На концах волновода устанавливаются приемники 5 электромагнитных сигналов. Выходы приемников соединены со входами сумматора 6, а выход последнего соединен со входом декодера 7. С выходов декодера сигналы по своим каналам информации поступают на цифро-аналоговые преобразователи 8, с выходами которых соединены входы преобразующих, измерительных и регистрирующих приборов (9^I - регистрация вертикального зазора, 9^{II} - поперечного смещения, 9^{III} - скорости и 9^{IV} - ускорения), устройства управления питанием катушек путевой структуры 10, реверсивных счетчиков 11 (кольцевого и программируемого) и устройств дифференцирования (12^I - вычислитель 1-ой производной (скорости), 12^{II} - вычислитель 2-ой производной (ускорения)). На платформе МТС устанавливается генератор электромагнитных волн 13 с излучателем 14, излучение которого модулируется информативными сигналами о работе датчиков вертикального зазора 15, поперечного смещения 16, датчиков направления движения 19 с помощью модулятора 17 и кодирующего устройства 18.

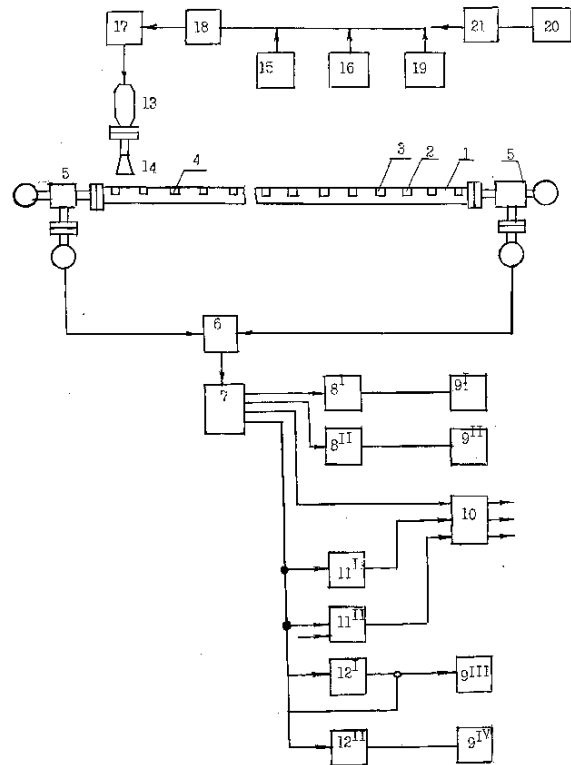


Рисунок 1 - Структурная схема информационно-управляющей системы

В первоначальный момент движения МТС с любой точки маршрута, управление частотой переключения катушек электромагнитов путевой структуры осуществляется с наземного пункта управления "вручную" либо по команде специального датчика, запрограммированного на определенный режим разгона. При пересечении излучателем 14 первого в направлении движения отверстия связи с волноводом, сигнал генератора, поступаая через это отверстие в полость волновода, распространяется по волноводу по двум противоположным направлениям к его концам, где регистрируется приемниками 5. На выходе приемников, снабженных видеодетекторами, возникают сигналы, уровни которых пропорциональны расстоянию от точки ввода сигнала в полость волновода до приемников. В сумматоре 6 эти сигналы складываются таким образом, что на выходе сумматора уровни сигнала остаются постоянными на всем пути следования МТС. Декодер 7 производит декодирование и распределение по каналам имеющейся в сигнале информации, после чего информация от каждого из датчиков поступает по своим каналам в преобразующее устройство 8, измерительно-регистрирующее устройство 9, счетчик 11 или дифференцирующее устройство 12. Измерительно-регистрирующие приборы 9 измеряют и регистрируют на технический носитель информации параметры движения и пространственного положения МТС, указанные выше. При этом устройство управления током путевой структуры 10, получая сигналы в момент прохождения платформой МТС маркерных отверстий в маркерно-связном волноводе, формирует сигнал управления линейным трехфазным электродвигателем на каждом из трех выходов устройства управления 10, чередуя сигналами

лы включения фаз А, В, С питания катушек путевой структуры. Эта очередность задается реверсивным счетчиком 11 маркерных сигналов. Устройства дифференцирования 12 обеспечивают вычисление первой и второй производной по времени маркерных сигналов с целью получения мгновенных значений скорости и ускорения движения платформы МТС.

Счетчик маркерных сигналов 11 имеет несколько каналов счета:

1 - кольцевой реверсивный счетчик на 2 и на 6 с трехфазным выходом;

2 - программируемый реверсивный счетчик емкостью 144 импульса.

Назначение первого счетчика описано выше. Программируемый реверсивный счетчик необходим в качестве задатчика отрезков пути, на которых будут реализовываться определенные режимы разгона, движения, торможения, изменения направления движения платформы МТС. Кроме того, на измерительно-регистрирующие приборы наземного пункта управления подается информация о режиме работы системы питания путевой структуры: напряжение питания катушек путевой структуры (мгновенное значение порядка 500 В), ток питания (мгновенное значение порядка 100 А), форма тока.

Особенностью линейного синхронного двигателя является необходимость регулирования напряжения питания обмоток путевой структуры в строгом соответствии с местом нахождения экипажа на линии и скоростью его движения. Так как на борту размещены лишь неуправляемые магниты возбуждения, на рисунке 2 их проекции показаны пунктирной линией, регулирование скорости возможно лишь через систему энергоснабжения, которая, таким образом, становится элементом системы управления движением, при которой подключение и отключение секций должно производиться автоматически по мере продвижения МТС по линии [3]. Это сложная техническая задача и в этом направлении в Японии, Германии и США ведутся интенсивные исследования. Так, институтом технических исследований национальных железных дорог Японии в рамках разработки транспортной системы с магнитным подвесом были проведены эскизные проработки ряда систем управления работой линейного синхронного двигателя [11], построенных на принципах локации:

1 - электромагнитная волна, излученная стационарным передатчиком, принимается на подвижном объекте, где преобразуется в волну другой частоты и посылается обратно; ускорение и скорость движения объекта определяются на передающей станции по разности фаз излученной и принятой волны и скорости изменения этой разности, при этом в качестве носителя электромагнитных волн используется открытый коаксиальный кабель;

2 - индуктивный метод, в котором положение экипажа определяется дискретно путем подсчета числа скрещений проводов специальной двухпроводной линии, проложенной вдоль пути, при этом линия питается напряжением высокой частоты, и момент прохождения скрещенния определяется по исчезновению индуцированного сигнала в антенне, укрепленной на подвижном составе;

3 - локация при помощи световых сигналов, модулируе-

мых при движении МТС с помощью неподвижных перфорированных или светоотражающих экранов;

4 - индуктивная система локации, в которой в качестве рабочего сигнала используется разность ЭДС, наводимых в антенне двумя путевыми высокочастотными линиями с симметрично разнесенными скрещенниями проводов и с целью уменьшения дискрета система выполняется многофазной.

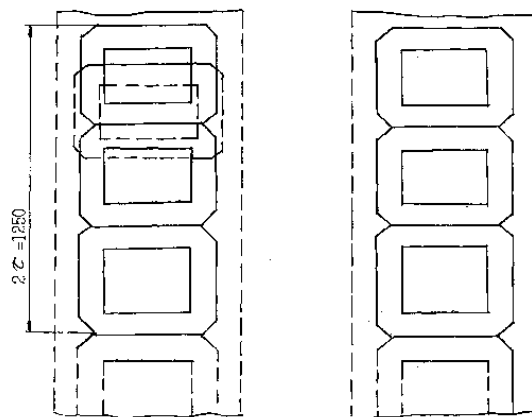


Рисунок 2 - Катушки путевой структуры

Так как каждый из указанных методов не является абсолютно надежным для линии, разработчики предполагают использовать в качестве основной систему типа 4 с дублирующей системой типа 3.

Нетрудно оценить, что такое совмещение принципов не решает поставленной задачи и существенно усложняет систему обработки информации, получаемой от первичных датчиков. Система управления двигателем должна быть свободной от влияния помеховых сигналов, обусловленных наводками питающих цепей и должна надежно функционировать в условиях тумана, запыленности, загазованности.

Эта задача решена нами, как указывалось выше, за счет использования электромагнитных волн сверхвысоких частот (СВЧ) и в качестве средства канализации электромагнитных волн - закрытого полого волновода. При практической реализации такого подхода с учетом специфики решаемых задач необходимо было предпринять меры к тому, чтобы электромагнитная энергия, переданная через возбуждаемое отверстие связи в волноводе, не переизлучалась через соседние отверстия связи, а направлялась к противоположным концам волноводной линии, где расположены приемные устройства.

В принципе, в качестве волноводной линии можно было бы использовать как волновод прямоугольного сечения, так и волновод круглого сечения. Но с точки зрения технологичности и стоимости предпочтительнее круглый волновод (это может быть труба из любого металла, покрытая внутри электропроводящим слоем - медным, алюминиевым, лучше серебряным).

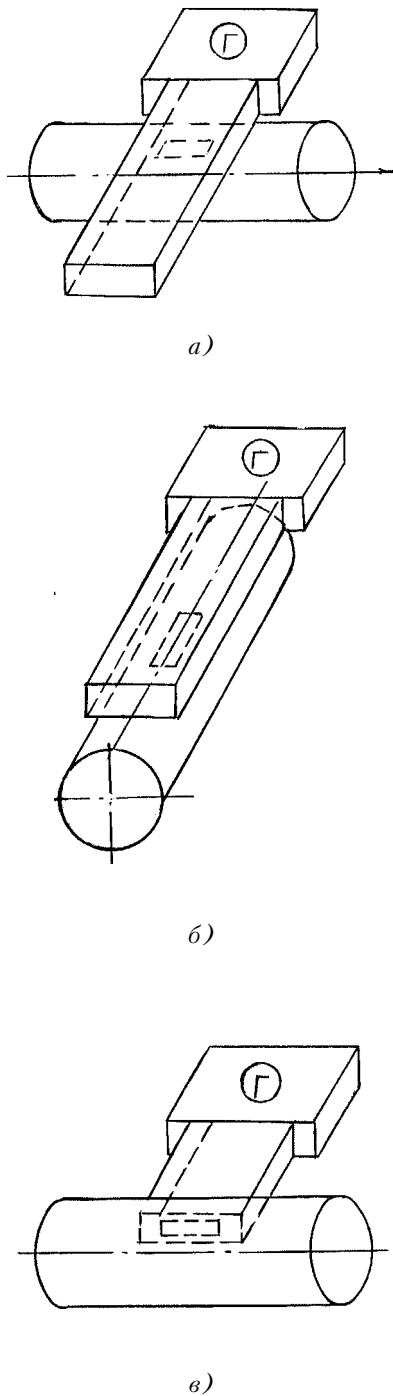


Рисунок 3 - Способы возбуждения круглого волновода

Как известно, для круглого волновода основным типом волны является волна типа H_{11} , и из структуры поля этого типа волн [12] следует, что продольные щели в таком волноводе являются неизлучающими, и поэтому указанное выше условие безизлучательности в данном случае выполняется. Но в силу принципа взаимности через такую продольную щель невозможно возбудить волну типа H_{11} , но можно возбудить волну типа H_{01} . Выход из такого положения может состоять в том, чтобы возбудить промежуточный тип волн, не являющийся основным, но

способный на малой длине трансформироваться в волну H_{11} . Таким типом является волна H_{01} . Так как продольная щель разрывает электрические силовые линии, а магнитные силовые линии "проваливаются" в щель, то возбуждение круглого волновода через продольную щель по указанной схеме возможно, если в ближней зоне структура поля соответствует типу волны H_{10} - основному типу волн для прямоугольного волновода. То есть, возбуждение круглого волновода на основном типе волны можно осуществить, используя в качестве излучателя прямоугольный волновод или прямоугольный рупор. На рис. 3 представлены исследованные варианты возбуждения круглого волновода через продольную щель, где Γ - источник волн: через широкую стенку прямоугольного волновода при ортогональном расположении волноводов (а), при соосном расположении волноводов (б), с торца волновода (в). Технологически наиболее приемлемым, как представляется, является третий вариант (рис. 3 в). При этом для предотвращения возбуждения высших типов волн необходимо правильно выбрать не только рабочую частоту излучения (выше ее критического значения), но и задать оптимальный размер круглого волновода. То есть необходимо построить диаграмму видов колебаний, аналогичную фиг. 7.5 [12], с помощью которой удалось бы выбрать такую область значений частоты СВЧ-сигнала продольного и поперечного размеров волновода, в которой количество нежелательных перекрестных и накладывающихся видов колебаний было бы минимальным.

Речь идет о том, что для однородной передающей линии связь между критической длиной волны $\lambda_{кр}$, длиной волны в свободном пространстве λ_0 и длиной волны в линии $\lambda_в$ определяется соотношением

$$\left(\frac{2\pi}{\lambda_0}\right)^2 = \left(\frac{2\pi}{\lambda_{кр}}\right)^2 + \left(\frac{2\pi}{\lambda_в}\right)^2.$$

При длине линии L количество полуволн будет равным $\frac{2L}{\lambda_в}$. Тогда данное уравнение может быть записано в виде

$$(fD)^2 = \left(\frac{ck}{\pi}\right)^2 + \left(\frac{CN}{2}\right)^2 \left(\frac{D}{L}\right)^2,$$

где D - диаметр волновода, k - корни функции Бесселя (табл.7.1 [12]), N - число полуволн, заключающееся в отрезке L , c - скорость света. Это уравнение в графическом виде и является диаграммой видов колебаний. Построив данную диаграмму (она здесь не приводится из-за громоздкости), удастся выбрать области, где наложение нежелательных видов исключено или сведено к минимуму. Для "длинного" волновода, когда отношение диаметра волновода D к его длине мало, значение ординаты на диаграмме $\left(\frac{fD}{100}\right)^2 = 14$. При диаметре волновода $D = 3,2$ см (существует такой сортament трубы), значение рабочей

частоты электромагнитного поля равно 12,21 ГГц. Сопутствующий виду H_{01} вид колебаний E_{11} не может возбудиться из-за неблагоприятной для этого типа ориентации щели связи [13].

Эти численные данные были использованы при конструировании модели маркерно-связного волновода, использованного при проведении экспериментальных исследований. В качестве волноводной линии была использована алюминиевая труба диаметром $D = 3,2$ см, длиной $L = 400$ см, в которой вдоль образующей были прорезаны прямоугольные щели, размер которых был определен, исходя из электродинамических соображений [13]. Расстояние между щелями $l = 2\tau/3 = 416,6$ мм, где $2\tau = 1250$ мм, рис.2. В качестве источника электромагнитных колебаний был использован генератор 3-см диапазона с опорным цилиндрическим резонатором, включенным по схеме полосно-заграждающего фильтра [14]. На частоте 12,2 ГГц уровень излучающей мощности был порядка 80 мВт.

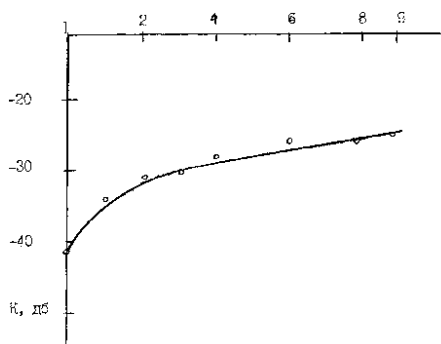


Рисунок 4 а - Потери и переизлучение из пассивных щелей связи, $k=10\lg P_1/P_0$, P_0 - мощность на активной щели связи ($= 80$ мВт), P_1 - мощность на пассивной щели, N - порядковый номер щели

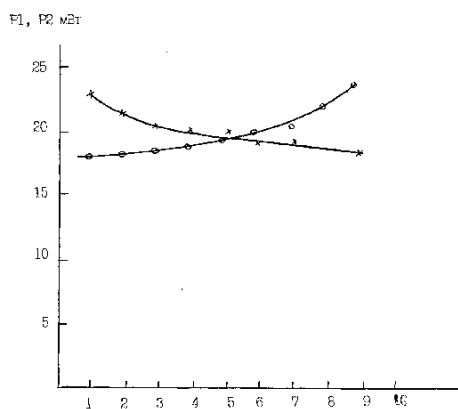


Рисунок 4 б - Перераспределение СВЧ мощности приёмником П1 и П2 (рис. 1) P_1 (*** - мощность в П1); P_2 (000 - мощность в П2); N - порядковый номер щели связи

С помощью измерительной установки, позволяющей поочередное возбуждение щелей связи и измерение мощности, переизлученной из соседних щелей связи, были определены потери СВЧ-мощности на переизлучение из пассивных (то есть, находящихся вне зоны облучения) отверстий связи, перераспределение СВЧ-мощности по приемникам П1 и П2 (Рис. 1) при перемещении излучателя вдоль волновода, эффективность преобразования волны H_{10} в H_{01} (и затем в H_{11}) в зависимости от угла возбуждения (рис. 4а), характеризующего взаимную ориентацию щелевого отверстия и излучающего прямоугольного волновода. Соответствующие зависимости приведены на рис. 4(а,б) и рис. 5.

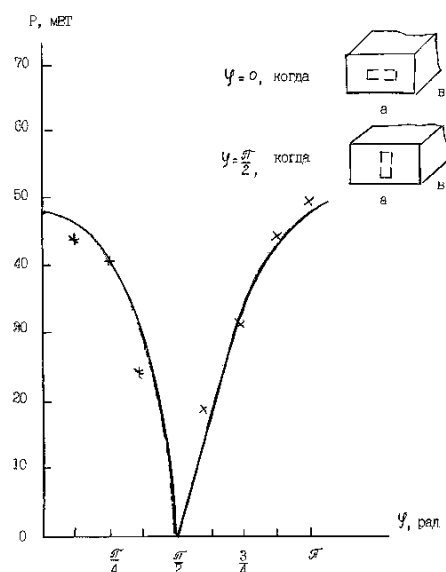


Рисунок 5 - Потери преобразования волны H_{10} в H_{01} в зависимости от угла возбуждения

Из приведенных экспериментальных данных видно, что предложенная концепция маркерно-связного волновода для построения информационно-управляющей системы управления магнитолевитирующих транспортных средств продуктивна, с ее помощью можно решать задачи по меньшей мере исследовательского характера. Решив некоторые технологические задачи (обеспечив гальваническую развязку между волноводом и приемником, используя высокочувствительные и энергопрочные приемники), протяженность волноводной линии можно сделать довольно значительной. Оценки показывают, что при использовании источников СВЧ-излучения с выходной мощностью 80 мВт на частотах в диапазоне 10-12 ГГц и приемников с чувствительностью 10^{-11} Вт допустимая длина волноводной линии составляет 1 км. Использование же трактовых усилительных или приемо-излучающих устройств, устанавливаемых вдоль трассы (результаты исследований которых будут представлены в последующих сообщениях) решает реальную задачу построения информационно-управляющей системы, базирующейся на радиоволновых методах.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

- Powell J.R., Danby G.T. High-speed transport by magnetically suspended trains // ASME papers 66 - WA/RR-5. - 1966. - P. 1-11.
- Toshiaki M., Shunsuke F. Характеристики комбинированной системы тяги с асимметричным расположением верхних и нижних обмоток при электродинамическом подвешивании // Trans. Inst. Elec. Eng. Japan D. - 1996. - 116, N 12. - P. 1289-1296.
- Дзензерский В.А., Омельяненко В.И., Васильев С.В., Матин В.И., Сергеев С.А. Высокоскоростной магнитный транспорт с электродинамической левитацией. - Киев: Наукова думка, 2001. - 479 с.
- Расчет и исследование систем автоматического управления экипажей. Отчет о НИР: Руководитель работ Ю.А.Бахвалов. Инв. № 02860038765 - Новочеркасск, 1985. - 92 с.
- Устройство сигнализации границы раздела нестационарных сред: А.с.1290080 СССР, МКИ4 G01F 23/28 / И.И.Соколовский, А.В.Кравченко, В.Н. Привалов, В.Я.Крысь. - Оpubл. 15.02.87, Бюл. № 6.
- Расходомер: А.с.1675676 СССР, МКИ5 G01F 1/6 / И.И.Соколовский, А.В.Кравченко, В.Я.Крысь, В.Н.Привалов (СССР). - Оpubл. 07.09.91, Бюл. № 33.
- Пристрій для вимірювання малих переміщень: Декларацийний патент на винахід № 34292А МПК6 G01P 3/00, G01S 13/00 / В.М.Привалов, І.І.Соколовський, М.Ф.Загуральский, В.В.Коломієць, О.В.Кравченко, О.Ю.Палагін. - Оpubл. 15.02.2001, Бюл. № 1.
- Костылев С.А., Гончаров В.В., Соколовский И.И., Челябин А.В. Полупроводники с объемной отрицательной проводимостью в СВЧ-полях. - Киев: Наукова думка, 1987. - 141 с.
- СВЧ генератор: А.с. 1207378 СССР, МКИ4 Н03В 7/14 / И.И.Соколовский, В.Ф.Коломойцев, В.Я.Крысь, В.Н.Привалов. - Оpubл.23.01.86, Бюл. № 3.
- Привалов В.Н., Житник Н.Е., Крысь В.Я., Палагин А.Ю., Плаксин С.В., Соколовский С.И., Филиппов Ю.А. Электромагнитная коррекция функционального состояния операторов техногенно нагруженных производств: аппаратная реализация // Вісник Дніпропетровського університету. Фізика. Радіоелектроніка. -2000. - Вип. 6. С. 85-89.
- Fujimura Toshiro, Kataoka Norio. Power supply train control. Quart. Repts. Railway Tech. Res. Inst. - 1976. -17, №4. - P.151-156, 165.
- Гинзтон Э.Л. Измерения на сантиметровых волнах. - М.: Изд-во иностр. литературы. - 1960. - 616 с.
- Будурис Ж., Шеневье П. Цепи сверхвысоких частот. - М: "Сов. радио", 1979. - 288 с.
- Кравченко А.В., Крысь В.Я., Соколовский И.И. Сравнительный анализ методов стабилизации полупроводниковых СВЧ-генераторов миллиметрового диапазона // Тезисы докладов I Украинского симпозиума "Физика и техника мм и субмм радиоволн". - Харьков: ИРЭ АН УССР, 1991. -Ч.1. - С.185.

УДК 62-83

МНОГОДВИГАТЕЛЬНЫЙ АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД С УПРУГИМИ СВЯЗЯМИ

Дж.Н.Дочвири

Составлены уравнения движения в обобщенном матричном виде и построена матричная структурная схема динамики системы управления электроприводом. С целью выделения регулятора скорости каждого отдельного электродвигателя в многовязной АСР многодвигательного электропривода выведена эквивалентная передаточная функция остальной части системы регулирования. Структурные преобразования выполнены с помощью правил матричных преобразований. Предложена методика оптимизации регуляторов каждого сепаратного контура регулирования с учетом связности рассматриваемого контура с остальной частью системы привода.

It was composited equations of movement drive in generalized matrix form and was constructed matrix structural scheme of dynamics for system control of electrical drive. For distinguishing of speed regulator of each motor of multivariable system equivalent transmission function was received of the other part of considered system. The structural transformations are executed via methods of matrixical transformations. The method of optimization regulators was recommended for each separated contour.

ВВЕДЕНИЕ

На современных прессах бумагоделательных машин широко внедряются двух и трехдвигательные электроприводы (на т.н. уни-прессах). Для многоваловых установок аналогичных прессов, в частности, каландров и суперкаландров, а также для валков непрерывных

прокатных станов целесообразно использовать многодвигательные электроприводы.

На бумагоделательных машинах, исходя из технологического процесса, обычно, электродвигатели к секциям присоединяются через редукторы " длинными " механическими валами. Вместе с тем, к приводам указанных механизмов предъявляется требование обеспечения максимального быстродействия в переходных процессах (продолжительность подрегулировки скорости не должна быть более 1 сек.). Из-за указанных особенностей при изучении динамики рассматриваемого привода необходимо учесть упругость соединительных " длинных " валов [1].

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ И МЕТОДЫ РЕШЕНИЯ

Для указанных механизмов более подходящим представляется система электропривода, показанная на рис.1. Схема состоит из идентичных контуров регулирования скорости электродвигателей (M_1, \dots, M_n). Каждый контур имеет индивидуальный регулятор скорости $PC_i, i = \overline{1;n}$, тиристорный преобразователь $ТП_i, i = \overline{1;n}$, а также датчик скорости (тахогенератор $ТГ_i, i = \overline{1;n}$).

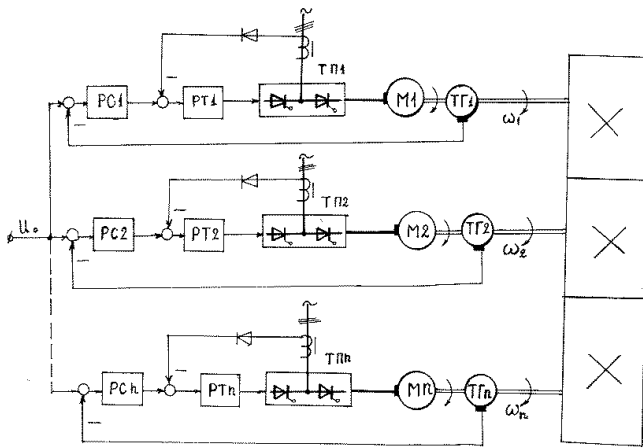


Рисунок 1 - Функциональная схема многодвигательного тиристорного электропривода

Предлагаемая система автоматизированного электропривода является сложной, многоконтурной. Для разработки рекомендаций по оптимизации регуляторов необходимо провести математический анализ. С этой целью используются правила матричных преобразований структурных схем [2].

АНАЛИЗ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДАМИ

При допущении отсутствия скольжения между рабочими валами пресса рассматриваемый многоваловый механизм можно принять, как единый (представленный в одной массе), а всю механическую систему многодвигательного привода при учете упругостей механических передач $(n + 1)$ - массовой (рис. 2). Модель состоит из: J_1, J_2, \dots, J_n и J_M инерционных масс электродвигателей и механизма, приведенных к валу главного двигателя М1; c_1, c_2, \dots, c_n и b_1, b_2, \dots, b_n коэффициенты жесткостей и внутренних вязких трений длинных соединительных механических валов; $\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_n$ и φ_M - углы поворота инерционных масс; $M_{д1}, M_{д2}, \dots, M_{дn}$ - приведенные вращающие моменты двигателей; $M_{y1}, M_{y2}, \dots, M_{yn}$ - приведенные упругие моменты длинных валов; M_M - приведенный (к М1) момент сопротивления механизма, $M_M = M_{M1} + M_{M2} + \dots + M_{Mn}$.

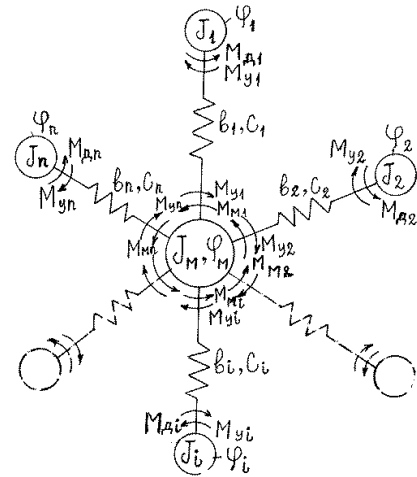


Рисунок 2 - Расчетная схема механической системы многодвигательного привода с упругими связями

Согласно схеме, представленной на рис.2, уравнения движения многомассовой упругой системы электропривода в относительных приращениях переменных в операторной форме будут иметь вид

$$\left. \begin{aligned} \Delta\mu_1 - \Delta\mu_{y1} &= T_{M1}p\Delta v_1; \\ \Delta\mu_2 - \Delta\mu_{y2} &= T_{M2}p\Delta v_2; \\ &\dots \\ \Delta\mu_n - \Delta\mu_{yn} &= T_{Mn}p\Delta v_n; \\ \sum_{i=1}^n K_{Hi}\Delta\mu_{yi} - \Delta\mu_M &= T_{MM}p\Delta v_M; \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

$$\Delta\mu_{y1} = \frac{T_{d1}p + 1}{T_{c1}p} \Delta(v_1 - \Delta v_M)$$

$$\Delta\mu_{y2} = \frac{T_{d2}p + 1}{T_{c2}p} \Delta v_2 - \Delta v_M$$

$$\dots$$

$$\Delta\mu_{yn} = \frac{T_{dn}p + 1}{T_{cn}p} \Delta v_n - \Delta v_M$$

где $\Delta\mu_1, \Delta\mu_2, \dots, \Delta\mu_n, \Delta\mu_{y1}, \Delta\mu_{y2}, \dots, \Delta\mu_{yn}$ и $\Delta\mu_M$ - относительные приращения моментов двигателей, упругих механических передач и механизма; $K_{Hi} = M_{Mi}/M_M, i = \overline{1;n}$ - коэффициент нагрузки каждого двигателя от общего статического момента; $\Delta v_1, \Delta v_2, \dots, \Delta v_n, \Delta v_M$ - относительные приращения скорости двигателей и механизма; $T_{di} = \frac{b_i}{c_i}, i = \overline{1;n}$ постоянная времени, характеризующая процесс затухания упругих колебаний за счет вязкого трения внутри длинного вала;

$T_{ci} = \frac{c_i \omega_{CT}}{M_{Mi}}$, $i = \overline{1;n}$ - постоянная времени, характеризующая процесс деформации скручивания валов;
 $T_{Mi} = \frac{J_i \omega_{CT}}{M_{Mi}}$, $i = \overline{1;n}$ $T_{MM} = \frac{J_M \omega_{CT}}{M_M}$ - механические постоянные времени двигателей и механизма.

Если контур тока для каждого двигателя принять оптимизированным, а регуляторы скорости типа ПИ, то с учетом системы уравнений (1) легко построить структурную схему рассматриваемого привода, приведенную на рис.3. Поскольку полученная схема является многоконтурной, то ее необходимо рассмотреть, как многосвязную систему автоматического регулирования (МСАР) [2]. Для исследования динамической устойчивости и оценки качества регулирования МСАР требуется выработать специальную методику, которая способствует, в первую очередь, определению оптимальных параметров регуляторов отдельных каналов. С этой целью исходную структурную схему (рис.3) необходимо привести к матричному виду, показанному на рис.4,а. Переход к матричной схеме требует введения в рассмотрение величин, записанных в матричной форме [3]. Система уравнений (1) в матричной форме принимает вид

$$\begin{cases} \Delta \bar{\mu} - \Delta \bar{\mu}_y = T_{MP} \cdot \Delta \bar{v}, \\ K_H \Delta \bar{\mu}_y - \Delta \mu_M = T_{MP} \cdot \Delta v_M, \\ \Delta \bar{\mu}_y = L(\Delta \bar{v} - \Lambda \Delta v_M), \end{cases} \quad (2)$$

где $\Delta \bar{\mu}$, $\Delta \bar{\mu}_y$ - соответственно матрицы-столбцы моментов двигателей и длинных упругих передач размером $n \times 1$; $\Delta \bar{v}$ - матрица-столбец скоростей двигателей размером $n \times 1$; Λ - единичная матрица-столбец.

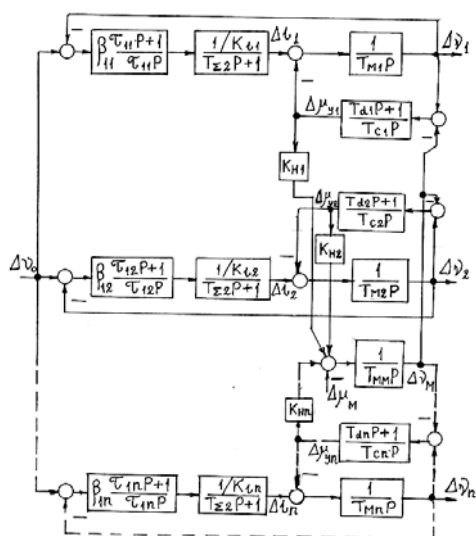
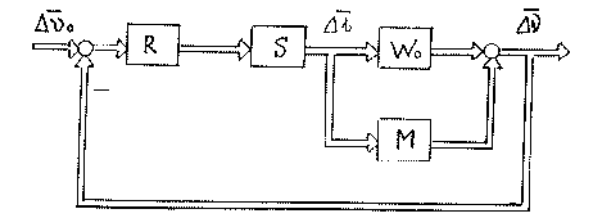
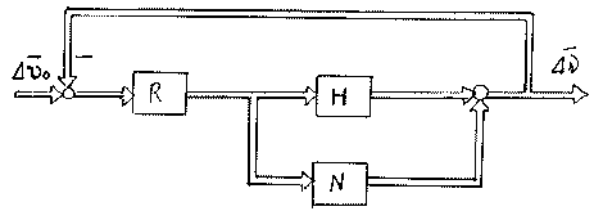


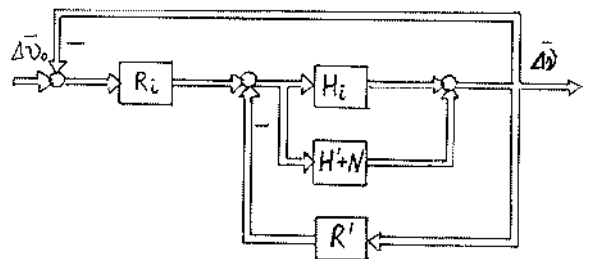
Рисунок 3 - Структурная схема многодвигательного электропривода с упрощенными токовыми контурами



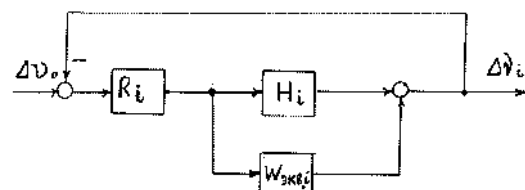
а)



б)



в)



г)

Рисунок 4 - Матричная структурная схема многодвигательного электропривода и этапы ее преобразования

$$\left. \begin{aligned} T_M &= \text{diag}[T_{M1}, \dots, T_{Mn}]; \\ L &= \text{diag} \left[\frac{T_{d1P} + 1}{T_{c1P}}, \dots, \frac{T_{dnP} + 1}{T_{cnP}} \right] \end{aligned} \right\}, \quad (3)$$

где T_{Mi} , $i = \overline{1;n}$; $K_H = [K_{H1}, \dots, K_{Hn}]$.

Для МСАР удобно систему уравнений (2) записать в виде

$$\Delta \bar{v} = (W_0 + M) \cdot \Delta \bar{\mu}, \quad (4)$$

где

$$W_0 = \text{diag}[W_{01}, \dots, W_{0n}]; \quad (5)$$

$$M = \begin{bmatrix} 0 & M_{12} & M_{13} & \dots & M_{1n} \\ M_{21} & 0 & M_{23} & \dots & M_{2n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ M_{n1} & M_{n2} & M_{n3} & \dots & 0 \end{bmatrix}. \quad (6)$$

В (5) W_{0i} представляет собой передаточную функцию i -сепаратного канала от сигнала $\Delta \mu_i$ к сигналу Δv_i , а в (6) M_{ik} $i = \overline{1;n}$, $k \neq i$ - передаточная функция перекрестной связи между сепаратными каналами.

Суммирование (5) и (6) дает

$$W_0 + M = \begin{bmatrix} W_{01} & M_{12} & M_{13} & \dots & M_{1n} \\ M_{21} & W_{02} & M_{23} & \dots & M_{2n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ M_{n1} & M_{n2} & M_{n3} & \dots & W_{0n} \end{bmatrix}. \quad (7)$$

$W_0 + M$ - определяется с помощью операторов системы уравнений (3) следующим образом:

$$W_0 + M = \left[\left(\frac{1}{T_{MM}^p} L \Lambda K_H + E \right)^{-1} \cdot L + T_{MP} \right]^{-1}. \quad (8)$$

Для вычисления выражения (8) сначала рассмотрим следующую матрицу:

$$V = \frac{1}{T_{MM}^p} L \Lambda K_H + E = \begin{bmatrix} v_{11} & v_{12} & \dots & v_{1n} \\ v_{21} & v_{22} & \dots & v_{2n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ v_{1n} & v_{2n} & \dots & v_{nn} \end{bmatrix}, \quad (9)$$

где

$$v_{iq} = \begin{cases} \frac{1}{T_{MM}^p} \cdot K_{Hi} \frac{T_{di}^p + 1}{T_{ci}} + 1, & (i = q), \\ \frac{1}{T_{MM}^p} \cdot K_{Hq} \frac{T_{di}^p + 1}{T_{ci}} + 1, & (i \neq q). \end{cases} \quad (10)$$

Матрицу, обратную (7) обозначим так:

$$F = V^{-1} \cdot L + T_{MP} = \begin{bmatrix} f_{11} & f_{12} & \dots & f_{1n} \\ f_{21} & f_{22} & \dots & f_{2n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ f_{1n} & f_{2n} & \dots & f_{nn} \end{bmatrix}, \quad (11)$$

$$f_{iq} = \begin{cases} \frac{1}{\det V} \cdot \frac{T_{di}^p + 1}{T_{ci}^p} \cdot V_{ii} + T_{Mi}^p, & (i = q), \\ \frac{1}{\det V} \cdot \frac{T_{dq}^p + 1}{T_{cq}^p} \cdot V_{qi}, & (i \neq q). \end{cases} \quad (12)$$

Окончательно матрица (7) выразится так:

$$W_0 + M = F^{-1} = \frac{1}{\det F} \cdot \begin{bmatrix} F_{11} & F_{12} & \dots & F_{1n} \\ F_{21} & F_{22} & \dots & F_{2n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ F_{1n} & F_{2n} & \dots & F_{nn} \end{bmatrix}. \quad (13)$$

Приравняв (7) и (13), легко получить передаточные функции W_0 и M , указанные на рис. 4.

На рис.4,а присутствуют операторы матрицы регуляторов скорости и оптимизированных контуров тока якоря двигателей, а именно,

$$R = \text{diag} \left[\beta_{11} \frac{\tau_{11}^p + 1}{\tau_{11}^p}, \dots, \beta_{1n} \frac{\tau_{1n}^p + 1}{\tau_{1n}^p} \right]; \quad (14)$$

$$S = \frac{1}{T_{\Sigma 2}^p + 1} \cdot K_0, \quad (15)$$

где $T_{\Sigma 2}$ - не компенсируемая постоянная времени контуров тока ($T_{\Sigma 2} \approx 0,01c$);

$$K_0 = \text{diag} \left[\frac{1}{K_{i1}}, \dots, \frac{1}{K_{in}} \right]. \quad (16)$$

Кроме того, на рис.4,а матричная величина моментов электродвигателей $\Delta \bar{\mu}$ заменена матричной величиной $\Delta \bar{i}$ токов якорей, что приемлемо при $\Phi_{Di} = \text{const}$, $i = \overline{1;n}$.

С целью выделения регулятора скорости i -го сепаратного контура из взаимосвязанной ASR электропривода необходимо осуществить следующие преобразования матричной структурной схемы (рис.4,а). В первую очередь, точку разветвления матричных звеньев W_0 и M перенесем за звено S в результате получим схему, приведенную на рис.4, б, с новыми звеньями:

$$H = W_0 \cdot S, \quad N = M \cdot S. \quad (17)$$

Выделим какой-нибудь i -й сепаратный контур регулирования и примем, что остальной $n-1$ -контур охватывает объект регулирования H_i эквивалентным $W_{\text{эkv},i}(p)$ звеном. Допустим, что входное воздействие приложено только к i -му каналу, тогда структурная схема многосвязной системы примет вид, показанный на рис.4,в. Передаточная функция $W_{\text{эkv},i}(p)$ будет равна i -му диагональному элементу матрицы

$$\Psi = [E + (H' + N)R']^{-1} \cdot (H' + N), \quad (18)$$

согласно схеме на рис.4,г H' и R' соответственно матричные передаточные функции объектов регулирования и регуляторов остальных контуров системы, в которых i -ые диагональные элементы заменены нулями.

Преобразуя (18), получим

$$\Psi = [(H' + N) + R']^{-1} \quad (19)$$

Для больших значений n функция $W_{\text{экв.}i}(p)$ будет иметь громоздкий вид. Получение ее выражений представляется возможным с использованием компьютерной программы MATLAB.

Для $n = 3$ на рис.5,а составлена структурная схема трехсвязной системы, по которой определим передаточную функцию $W_{\text{экв.}i}(p)$ относительно первого канала. Входящие в (18) и (19) матричные величины равны

$$N = \begin{bmatrix} 0 & N_{12} & N_{13} \\ N_{21} & 0 & N_{23} \\ N_{31} & N_{32} & 0 \end{bmatrix}; \quad H' = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & H_2 & 0 \\ 0 & 0 & H_3 \end{bmatrix}; \quad R' = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_2 & 0 \\ 0 & 0 & R_3 \end{bmatrix}.$$

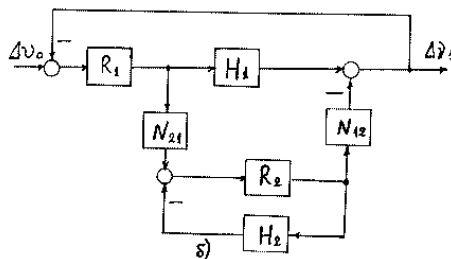
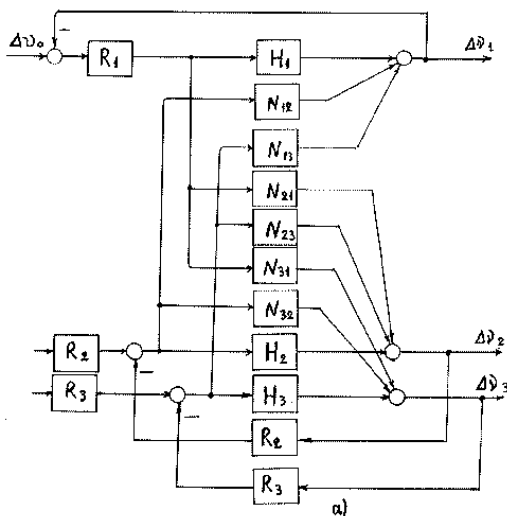


Рисунок 5 - К определению эквивалентной передаточной функций соседних каналов к первому контуру регулирования в 3-х двигательном электроприводе

Следовательно, будем иметь

$$(H' + N)R' = \begin{bmatrix} 0 & R_2 N_{12} & R_3 N_{13} \\ 0 & R_2 H_2 & R_3 N_{23} \\ 0 & R_2 N_{32} & R_3 H_3 \end{bmatrix}; \quad (20)$$

$$E + (H' + N)R' = \begin{bmatrix} 1 & R_2 N_{12} & R_3 N_{13} \\ 0 & 1 + R_2 H_2 & R_3 N_{23} \\ 0 & R_2 N_{32} & 1 + R_3 H_3 \end{bmatrix}. \quad (21)$$

Для вычисления матрицы, обратной (21), необходимо определить ее детерминант Δ .

$$\Delta = \det[E + (H' + N)R'](1 + H_2 R_2)(1 + H_3 R_3) - R_2 R_3 N_{23} N_{32}. \quad (22)$$

Тогда получим

$$[E + (H' + N)R']^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{A_{11}}{\Delta} & \frac{A_{21}}{\Delta} & \frac{A_{31}}{\Delta} \\ \frac{A_{12}}{\Delta} & \frac{A_{22}}{\Delta} & \frac{A_{32}}{\Delta} \\ \frac{A_{13}}{\Delta} & \frac{A_{23}}{\Delta} & \frac{A_{33}}{\Delta} \end{bmatrix}, \quad (23)$$

где A_{ik} - алгебраическое дополнение a_{ik} - элементов (21), $i, k = \overline{1,3}$. Входящие в (23) элементы A_{ik} имеют вид

$$\begin{aligned} A_{11} &= \Delta; \quad A_{21} = -R_2[N_{12}(1 + H_3 R_3) - R_3 N_3 N_{32}]; \\ A_{31} &= R_3[R_2 N_{12} N_{23} - N_{13}(1 + H_2 R_2)]; \quad A_{12} = 0; \\ A_{22} &= 1 + H_3 R_3; \quad A_{32} = R_3 N_{23}; \quad A_{13} = 0; \\ A_{23} &= -R_2 N_{32}; \quad A_{33} = 1 + H_2 R_2 \end{aligned}$$

Согласно (18) для $n = 3$ будем иметь

$$\Psi = \begin{bmatrix} \Psi_{11} & \Psi_{12} & \Psi_{13} \\ \Psi_{21} & \Psi_{22} & \Psi_{23} \\ \Psi_{31} & \Psi_{32} & \Psi_{33} \end{bmatrix}, \quad (24)$$

где:

$$\begin{aligned} \Psi_{11} &= \frac{A_{21} N_{21} + A_{31} N_{31}}{\Delta}; \quad \Psi_{12} = N_{12} + \frac{A_{21} N_{23} + A_{31} N_{32}}{\Delta}; \\ \Psi_{13} &= N_{13} + \frac{A_{21} H_2 + A_{31} H_3}{\Delta}; \quad \Psi_{21} = \frac{A_{22} N_{21} + A_{32} N_{31}}{\Delta}; \\ \Psi_{22} &= \frac{A_{22} H_2 + A_{32} N_{32}}{\Delta}; \quad \Psi_{23} = \frac{A_{22} N_{23} + A_{32} H_3}{\Delta}; \\ \Psi_{31} &= \frac{A_{23} N_{21} + A_{33} N_{31}}{\Delta}; \quad \Psi_{32} = \frac{A_{23} H_2 + A_{33} N_{32}}{\Delta}; \\ \Psi_{33} &= \frac{A_{23} N_{23} + A_{33} H_3}{\Delta}. \end{aligned}$$

Входящий в (24) i -ый диагональный элемент представляет эквивалентную передаточную функцию $W_{\text{экр.}i}(p)$ всей остальной части трехсвязной системы относительно i -го контура регулирования (рис.5,а). Согласно (24) $W_{\text{экр.}i}(p)$ будет определяться элементом Ψ_{11} т.е.

$$W_{\text{экр.}1} = \Psi_{11} = \frac{-N_{21}R_2[N_{12}(1+H_3R_3) - R_3N_{13}N_{32}]}{(1+H_2R_2) \cdot (1+H_3R_3) - R_2R_3N_{23}N_{32}} + \frac{N_{31}R_3[R_2N_{12}N_{23} - N_{13}(1+H_2R_2)]}{(1+H_2R_2) \cdot (1+H_3R_3) - R_2R_3N_{23}N_{32}}. \quad (25)$$

Эквивалентные передаточные функции относительно второго и третьего сепаратных каналов $W_{\text{экр.}2}$ и $W_{\text{экр.}3}$ легко получить путем циклической перестановки индексов членов, входящих в (25).

В определении выражений $W_{\text{экр.}i}$ роль матричных преобразований велика. Получить указанный результат непосредственно из схемы (рис.5, а) весьма сложно.

Для двухсвязной системы ($n = 2$) структурная схема примет вид, представленный на рис.5,6, а эквивалентная передаточная функция с помощью (25) будет иметь вид

$$W_{\text{экр.}1(n=2)} = \frac{N_{21}R_2N_{12}}{1+H_2R_2}. \quad (26)$$

На основании проведенного анализа можно сформулировать следующие рекомендации по оптимизации регуляторов отдельных сепаратных каналов многосвязной системы: сначала первым приближением

оптимальные параметры всех регуляторов определим так, что сепаратные каналы будем рассматривать локальными (при этом механическую постоянную времени механизма примем для всех каналов одинаковыми). На втором этапе приближения уточняются оптимальные параметры регуляторов путем связности рассматриваемого i -го канала со всеми остальными контурами АСР с помощью эквивалентных передаточных функций аналогичных выражению (25).

ВЫВОДЫ

1. Составлена расчетная схема механической системы многодвигательного электропривода с упругими связями для прессовых установок в виде $(n + 1)$ - массовой модели n - число двигателей привода).

2. Построена структурная схема системы управления электропривода с индивидуальными контурами регулирования скорости отдельных электродвигателей.

3. Даны рекомендации для определения оптимальных параметров регуляторов скорости отдельных сепаратных контуров. С помощью матричных структурных схем и соответствующих правил преобразований определены эквивалентные передаточные функции соседних контуров для каждого i -го сепаратного канала.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Барышников В.Д., Дочвири Д.Н. и др. Современные автоматизированные тиристорные электроприводы буммашин. - Л.: Знание, 1979.
2. Уонэм М. Линейные многомерные системы управления: Пер. с англ. - М.: Наука, 1980.
3. Борович З.И. Определители и матрицы. М.: Наука, 1988.

УДК 681.51

МОДАЛЬНОЕ УПРАВЛЕНИЕ С РОБАСТНОЙ СТРУКТУРОЙ МАТРИЦЫ СОБСТВЕННЫХ ВЕКТОРОВ

Н.В.Ефименко, Н.В.Луценко

Излагается новый подход к решению задачи формирования робастной структуры собственных векторов. В основу алгоритма положено применение метода размещения полюсов с помощью проекций на подпространство допустимых собственных векторов. Предлагаемый алгоритм, в отличие от известных, использует только ортогональные преобразования. Это обеспечивает алгоритму численную устойчивость. В связи с этим алгоритм может быть использован при вычислении матрицы коэффициентов управления для систем с большой размерностью вектора состояния.

Викладається новий підхід до рішення задачі формування робастної структури власних векторів. В основу алгоритму покладене застосування методу розміщення полюсів за допомогою проекцій на підпростір притуплених власних

векторів. Пропонований алгоритм, на відміну від відомих, використовує тільки ортогональні перетворення. Це забезпечує алгоритму чисельну стійкість. У зв'язку з цим алгоритм може бути використаний при обчисленні матриці коефіцієнтів керування для систем з великою розмірністю вектора стану.

The new approach to problem solving for formation non sensitive (robust) structure of eigenvectors is considered. Using method for accommodation of poles with the help of projections on permissible eigenvector subspace is the basis of the algorithm. The proposed algorithm, unlike well-known algorithms, uses only orthogonal transformations. It provides the numerical stability of this algorithm. Therefore this algorithm can be used for calculation of the control factors for systems with a large dimension

of state vector.

Хорошо известно, что для минимальной чувствительности собственных значений к ошибкам модели объекта управления весьма желательно, чтобы собственные векторы были примерно ортогональны. При произвольном выборе допустимых собственных векторов модальная матрица, столбцами которой являются собственные векторы, может оказаться плохо обусловленной. В этом случае система будет иметь высокую чувствительность собственных значений к ошибкам модели. Следовательно, для алгоритмов размещения полюсов формирование робастной структуры собственных векторов является принципиальным моментом синтеза. Необходимо выбирать коэффициенты управления таким образом, чтобы модальная матрица имела минимальный показатель обусловленности. При таком подходе к синтезу закона управления формируется не только спектр замкнутой системы, но и робастная структура собственных векторов.

Подобный подход к вычислению матрицы коэффициента закона управления был использован в работах [1-4]. В этих работах авторы для формирования робастной структуры собственных векторов использовали или уравнения Сильвестра [1], или проектирование на подпространство допустимых собственных векторов [2-4]. Оба подхода концептуально эквивалентны в том смысле, что они составляют часть одного и того же алгоритма параметризации для собственных векторов. Отличия применяемых алгоритмов обусловлены различными вариантами выбора критерия, по которому формируется структура собственных векторов замкнутой системы, а также особенностями их практической реализации.

В настоящей статье приводится новая процедура получения модальной матрицы с оптимальной структурой собственных векторов. В отличие от работы [4], в которой с помощью процедуры ортогональной проекции производится итерационное улучшение характеристик собственных векторов, причем сходимость итерационного процесса не гарантируется, в предлагаемом алгоритме используется неитерационный метод получения робастной структуры собственных векторов. При вычислениях применяются только ортогональные преобразования, что обеспечивает алгоритму численную робастность. В связи с этим алгоритм может быть использован при вычислении матрицы коэффициентов закона управления для систем с большой размерностью вектора состояния.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Рассматривается линейная динамическая система, которая в пространстве состояний описывается уравнением вида:

$$\dot{x} = Ax + Bu, \quad x(0) = x_0, \quad A \in R^{n \times n}, \quad B \in R^{n \times m}. \quad (1)$$

Предполагается, что пара (A, B) полностью управляемая, а ранг матрицы B равен m . Управление ищется в виде

$$u = -Kx, \quad (2)$$

где $K \in R^{m \times n}$ - матрица коэффициентов закона управления.

Из уравнений (1) и (2) получаем замкнутую систему вида

$$\dot{x} = (A - B \cdot K)x, \quad (3)$$

для которой задача синтеза модального управления формируется следующим образом: найти такую матрицу K , для которой выполняются соотношения

$$(A - B \cdot K)\varphi_i = \lambda_i \cdot \varphi_i, \quad (4a)$$

$$(A - B \cdot K)^T \cdot \psi_i = \lambda_i \cdot \psi_i, \quad (4b)$$

где φ_i и ψ_i - соответственно правый и левый собственные векторы, отвечающие заданному собственному значению λ_i , $(i = 1, 2, \dots, n)$.

Поскольку матрица K имеет размер $m \times n$, очевидно, что сформулированная задача имеет не единственное решение. Для n собственных значений $n \times (m - 1)$ элементов матрицы K можно выбрать произвольно. В предлагаемой работе для формирования матрицы K использован подход, изложенный в [1], где для решения задачи размещения полюсов применяется параметрический вектор h_i , определяемый выражением

$$h_i = K \cdot \varphi_i. \quad (5)$$

Учитывая это, уравнение (4a) перепишем в виде

$$(A - \lambda_i \cdot I)\varphi_i = B \cdot h_i, \quad (6)$$

или в матричной форме

$$A \cdot \Phi - \Phi \cdot \Lambda = B \cdot H, \quad (7)$$

где $\Phi = (\varphi_1, \dots, \varphi_n)$, $H = (h_1, \dots, h_n)$, $\Lambda = \text{diag}(\lambda_i)$.

На основе уравнения (7) может быть реализован алгоритм размещения полюсов. Для известных матриц A и B и заранее выбранной матрицы Λ задается произвольная матрица H и из уравнения (7) находится матрица Φ . Затем, если матрица Φ достаточно точно удовлетворяет заданным условиям, из линейной системы

$$K \cdot \Phi = H \quad (8)$$

можно найти матрицу K в виде

$$K = H \cdot \Phi^{-1}. \quad (9)$$

Поэтому, если величины λ_i простые и отличаются от собственных значений разомкнутой системы, то, задавая столбцы матрицы H , можно непосредственно формировать структуру модальной матрицы. Разрешив уравнение (6) относительно φ_i , получим

$$\varphi_i = (A - \lambda_i \cdot I)^{-1} B \cdot h_i. \quad (10)$$

Произвольный выбор вектора h_i в уравнении (10) может привести к получению плохо обусловленной модальной матрицы. В этом случае полученные собственные значения замкнутой системы будут очень чувствительны к погрешностям задания модели системы [5, с.331]. Из уравнения (10) видно, что допустимые собственные векторы могут быть определены через векторы унитарного базиса, которые порождают пространство вектор-столбцов матрицы $(A - \lambda_i \cdot D)^{-1}B$. Представив эту матрицу в виде SVD -разложения, получим

$$(A - \lambda_i \cdot D)^{-1}B = U_i \cdot \Sigma_i \cdot V_i^T, \quad (11)$$

где Σ_i - диагональная матрица сингулярных значений размером $m \times n$, U_i и V_i - унитарные матрицы левых и правых сингулярных векторов размером $n \times m$ и $m \times m$ соответственно.

Здесь и в дальнейшем будем полагать, что SVD -разложение реализовано таким образом, что сингулярные числа δ_i упорядочены по возрастанию, т.е.

$$\delta_1 \leq \delta_2 \leq \dots \leq \delta_m. \quad (12)$$

С учетом соотношения (11) уравнения (10) можно записать в следующем виде:

$$\Phi_i = U_i \cdot z_i, \quad (13)$$

$$z_i = \Sigma_i \cdot V_i^T \cdot h_i, \quad i = 1, 2, \dots, n. \quad (13a)$$

Введем в рассмотрение матрицы F_k , D_{k+1} и функционал J_{k+1} в виде

$$F_k = (\Phi_1, \dots, \Phi_k), \quad F_k \in C^{n \times k}, \quad (14)$$

$$D_{k+1} = U_{k+1}^T \cdot F_k \cdot F_k^T \cdot U_{k+1}, \quad D_{k+1} \in C^{m \times m}, \quad (15)$$

$$J_{k+1} = z_{k+1}^T \cdot D_{k+1} \cdot z_{k+1}, \quad k = 1, 2, \dots, n-1. \quad (16)$$

Функционал J_{k+1} представляет собой сумму квадратов косинусов, образованных вектором Φ_{k+1} с уже построенными векторами Φ_k . Очевидно, что модальная матрица $\Phi = (\Phi_1, \dots, \Phi_n)$, составленная из единичных собственных векторов замкнутой системы, будет иметь минимальное число обусловленности, если на каждом шаге J_{k+1} достигает своего минимального значения. На основании вышеизложенного сформулируем задачу синтеза модального управления следующим образом: для заданного набора желаемых собственных значений λ_i найти такие единичные векторы z_i , при которых функционал J_{k+1} на каждом шаге достигает своего минимума.

МЕТОД РЕШЕНИЯ

Матрица D_{k+1} является положительной определенной матрицей ранга

$$r = \begin{cases} k, & \forall k < m, \\ m, & \forall k \geq m. \end{cases} \quad (17)$$

Так как матрица D_{k+1} эрмитова, то из теоремы Рэлея-Ритца [5, с.307] следует, что функционал (16) достигает минимума на собственном векторе матрицы D_{k+1} , соответствующем ее минимальному собственному значению.

Положим, что собственные значения μ_i , ($i = 1, 2, \dots, m$) матрицы D_{k+1} упорядочены по возрастанию, т.е.

$$\mu_{\min} = \mu_1 \leq \mu_2 \leq \dots \leq \mu_{m-1} \leq \mu_m = \mu_{\max}. \quad (18)$$

Тогда

$$J_{k+1} = \mu_{\min} = \mu_1. \quad (19)$$

При $k < m$ из (17) следует, что матрица D_{k+1} вырождена и имеет $(m - k)$ нулевых собственных значений

$$\mu_i = 0, \quad i = 1, 2, \dots, m - k. \quad (20)$$

Следовательно, первые m собственных векторов оптимальной модальной матрицы ортогональны, т.е.

$$F_k^T \cdot U_{k+1} \cdot z_{k+1} = 0, \quad k = 1, 2, \dots, m-1. \quad (21)$$

Введем обозначение

$$F_k^T \cdot U_{k+1} = E_{k+1}, \quad E_{k+1} \in C^{k \times m}. \quad (22)$$

Из (21) имеем, что при $k < m$ z_{k+1} принадлежит ядру $N(E_{k+1})$ матрицы E_{k+1} . Представим матрицу E_{k+1} в виде SVD -разложения

$$E_{k+1} = W_{k+1} \cdot \Sigma_{k+1} \cdot V_{k+1}^T, \quad (23)$$

где Σ_{k+1} - диагональная матрица сингулярных значений размером $k \times m$, а W_{k+1} , V_{k+1}^T - унитарные матрицы левых и правых сингулярных векторов размером $k \times k$ и $m \times m$ соответственно.

$$W_{k+1} = (w_1, \dots, w_k), \quad V_{k+1} = (v_1, \dots, v_m).$$

При $k < m$ последние $(m - k)$ столбцов матрицы V_{k+1} образуют базис ядра $N(E_{k+1})$. Обозначим этот базис через $\tilde{V}_{k+1} \in C^{m \times (m-k)}$, тогда

$$\tilde{V}_{k+1} = (v_{k+1}, \dots, v_m), \quad k = 1, 2, \dots, m-1. \quad (24)$$

Очевидно, что при $k < m$ для z_{k+1} можно записать следующее выражение:

$$z_{k+1} = \tilde{V}_{k+1} \cdot x_{k+1}, \quad (25)$$

где $x_{k+1} \in C^{m-k}$ - произвольный вектор с единичной нормой.

Представим матрицу D_{k+1} в виде

$$D_{k+1} = E_{k+1}^T \cdot E_{k+1}. \quad (26)$$

Из соотношений (23) и (26) вытекает, что столбцы матрицы V_{k+1} являются собственными векторами матрицы D_{k+1} , а

$$\mu_i = (\sigma_i)^2, \quad (27)$$

где σ_i - сингулярные числа матрицы E_{k+1} .

Следовательно, z_{k+1} можно определить с помощью *SVD*-разложения матрицы E_{k+1}

$$z_{k+1} = \begin{cases} \tilde{V}_{k+1} \cdot x_{k+1}, & k = 1, 2, \dots, m-1; \\ v_1, & k = m, m+1, \dots, n-1; \end{cases} \quad (28)$$

В алгоритме (28) не определена процедура получения векторов z_1, x_j , ($j = 2, \dots, m$) и не указана последовательность, в которой необходимо брать желаемые собственные значения λ_i , ($i = 1, 2, \dots, n$), чтобы получить минимальное число обусловленности модальной матрицы. Естественно предположить, что существуют оптимальные вектора z_i^0, x_j^0 и последовательность λ_i^0 при которой модальная матрица имеет минимальное число обусловленности. Для нахождения z_i^0, x_j^0 и последовательности λ_i^0 рассмотрим функционал J_{k+1} . Согласно (21), при $k < m$ J_{k+1} достигает своего глобального минимума, равного нулю, не зависимо от того, каким образом выбраны z_1, x_j и в какой последовательности взяты собственные значения λ_i .

Неоптимальность выбора z_1, x_j и последовательности λ_i проявится лишь на $m+1$ и в последующих шагах. Для определения оптимальных векторов z_i^0, x_j^0 и последовательности λ_i^0 , рассмотрим функционал J_{k+1} при $k = m, \dots, n-1$. Из свойств норм имеем

$$J_{k+1} \leq \|E_{k+1}\|_E^2 = \text{tr}(D_{k+1}) = \sum_{i=1}^m \mu_i, \quad (k = m, \dots, N-1). \quad (29)$$

Норма $\|E_{k+1}\|_E^2$ является верхней границей для J_{k+1} . Очевидно, что собственный вектор Φ_{k+1} модальной мат-

рицы будет наилучшим образом ориентирован относительно уже построенных векторов Φ_1, \dots, Φ_k , если $\|E_{k+1}\|_E^2$ - минимальна. Рассмотрим значение этой нормы при $k = m$.
Имеем

$$\|E_{k+1}\|_E^2 = z_1^T U_1^T U_{m+1} U_{m+1}^T U_1 z_1 + \sum_{j=2}^m x_j^T \tilde{V}_j^T U_j^T U_{m+1} U_{m+1}^T \tilde{V}_j x_j. \quad (30)$$

Каждое слагаемое в (30) является квадратичной формой. Квадратичная форма достигает минимума на собственном векторе, отвечающем минимальному собственному числу матрицы, порождающей квадратичную форму. Следовательно, $\|E_{k+1}\|_E^2$ будет минимальна, если z_1 равен первому правому сингулярному вектору матрицы U_{m+1}^T , а x_j - первому правому сингулярному вектору матрицы $U_{m+1}^T U_i \tilde{V}_j$. Для нахождения векторов z_1^0 и x_j^0 необходимо определить оптимальную последовательность желаемых собственных чисел λ_i^0 , ($i = 1, 2, \dots, m+1$) Сделать это можно с помощью следующего алгоритма.

Шаг 1. Для $i = 1, 2, \dots, N$ найти матрицы $Q_{ij} = U_i^T \cdot U_j$, вычислить их минимальные сингулярные числа $\sigma_1(Q_{ij})$, выбрать такую пару индексов i и j , для которых $\sigma_1(Q_{ij})$ - наименьшее, и исключить пару базисов, соответствующих этим индексам, из рассматриваемого набора U_i .

Шаг 2. Положить $l = 1$, $U_1 = U_j$, $U_{m+1} = U_i$, где i и j - индексы, найденные на шаге 1.

Шаг 3. Вычислить матрицу $Q_{m+1} = U_{m+1}^T \cdot U_1$, определить ее первый правый сингулярный вектор r_1 и найти первый собственный вектор модальной матрицы $\Phi_1 = U_1 \cdot r_1$.

Шаг 4. Положить $k = 1$ и сформировать матрицу F_k в соответствии с выражением (14).

Шаг 5. Для оставшегося набора базисов U_j , ($j = 1, 2, \dots, N-1-k$) вычислить матрицы $E_j = F_k \cdot U_j$, найти базис \tilde{V}_j ядра $N(E_j)$, построить матрицы $P_j = U_{m+1}^T \cdot U_j \cdot \tilde{V}_j$, определить их минимальные сингулярные числа $\sigma_1(P_j)$ и выбрать индекс j , для которого $\sigma_1(P_j)$ наименьшее.

Шаг 6. Положить $U_{k+1} = U_j$, вычислить матрицу $E_{k+1} = F_k^T U_{k+1}$, найти ее ядро и сформировать матрицу P_{k+1} в виде

$$P_{k+1} = U_{m+1} U_{k+1} \tilde{V}_{k+1}.$$

Найти ее первый правый сингулярный вектор s_1 и определить собственный вектор $\Phi_{k+1} = \tilde{V}_{k+1} \cdot s_1$.

Шаг 7. Исключить из набора базисов U_j базис U_{k+1} .

Шаг 8. Для $k = 2, \dots, m-1$ повторить шаги 3-7.

Шаг 9. Вычислить матрицу $E_{m+1} = F_m^T \cdot U_{m+1}$, найти ее минимальное сингулярное число $\sigma_1(E_{m+1})$ и первый правый сингулярный вектор v_1 . Положить

$$a_l = \sigma_1(E_{m+1}), F_{m+1}^l = (F_m, v_1).$$

Шаг 10. Для пары индексов i, j , найденных на шаге 1, положить $l=2, U_1 = U_i, U_{m+1} = U_j$ и повторить шаги 3-9.

Шаг 11. Выбрать то значение индекса l , для которого a_l минимально, и положить $F_{m+1} = F_{m+1}^l$.

Выше описанный процесс позволяет определить оптимальные вектора z_1^0, x_j^0 и оптимальную последовательность желаемых собственных чисел $\lambda_i^0, (i=1,2,\dots,m+1)$, при которых J_{m+1} достигает своего глобального минимума. Построенные таким образом собственные векторы $\Phi_1, \dots, \Phi_{m+1}$ будут наилучшим образом ориентированы относительно друг друга. Недостающие $(n-m-1)$ собственные векторы можно найти следующим образом.

Шаг 1. Из оставшихся базисов $U_j, (j=1,2,\dots,n-k)$ построить набор матриц $E_j = F_k^T U_j, (k=m+1,\dots,n-1)$, вычислить их минимальные сингулярные числа $\sigma_1(E_j)$ и соответствующие им правые сингулярные векторы r_1 . Выбрать индекс j , для которого сингулярное число $\sigma_1(E_j)$ наименьшее, положить

$$U_{k+1} = U_j, \Phi_{k+1} = U_{k+1} \cdot r_1, F_{k+1} = (F_k, \Phi_{k+1}).$$

Шаг 2. Исключить из набора базисов U_j базис U_{k+1} .

Шаг 3. Для $k = m+2, \dots, n-1$ повторить шаги 1 и 2.

Построенная таким образом модальная матрица будет иметь наилучшую структуру собственных векторов. После того, как определена матрица собственных векторов, матрица коэффициентов усиления определяется в соответствии с выражением (9).

ПРИМЕР ЧИСЛЕННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

Эффективность предложенного алгоритма оценивалась на модели девятого порядка с тремя исполнительными устройствами. Численные значения матриц A и B были следующие:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 10,4 & 0,4 & 5 & -3,4 & 0 & -17 & 0,5 & 0 \\ 200 & -500 & 200 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -50,8 & 1,5 & 0 & -23,5 & 15,8 & 0 & 80,6 & -2,3 \\ 0 & 0 & 0 & -200 & -500 & -200 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 102,7 & 3 & 3 & 60,6 & -31,38 & 0 & -175,5 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1,25 & -950 & -2187 \end{bmatrix},$$

$$B^T = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 200 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 200 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1250 & 0 \end{bmatrix}.$$

Собственные значения разомкнутой системы и желаемые собственные значения замкнутой системы приведены в таблице 1.

Таблица 1

Номер	Собственные значения разомкнутой системы	Собственные значения замкнутой системы
1	-2187	-220
2	-199	-100
3	$-203 + 89.01i$	-100
4	$-203 - 89.01i$	-180
5	$9.578 + 4.213i$	-120
6	$9.578 - 4.213i$	-30
7	$-1.798 \cdot 10^{-3} + 0.477i$	-300
8	$-1.798 \cdot 10^{-3} - 0.477i$	-245
9	-0.2762	-25

Исследовалось два алгоритма получения матрицы коэффициентов усиления K : предложенный (метод 1) и алгоритм из работы [4] (метод 2), в котором для синтеза модального управления так же используются только ортогональные методы вычислений, но не формируется робастная структура собственных векторов.

В таблице 2 приведены показатели обусловленности модальной матрицы собственных векторов замкнутой системы и евклидова норма матриц коэффициентов усиления.

Таблица 2

Номер метода	Число обусловленности модальной матрицы	Евклидова норма матрицы K
Метод 1	$2,16 \cdot 10^4$	$7,2 \cdot 10^3$
Метод 2	$1,62 \cdot 10^6$	$7,8 \cdot 10^3$

Как следует из табл.2, при использовании алгоритма 1 число обусловленности модальной матрицы значительно

меньше, чем у модальной матрицы, полученной с помощью алгоритма 2. Норма матрицы K при этом изменилась незначительно. Приведенные результаты позволяют сделать вывод, что предложенный алгоритм является более эффективным по сравнению с алгоритмами, в которых не предпринимаются специальные меры для формирования робастной структуры собственных векторов.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Cavin, R.K., III and Bhattacharyya, S.P. Robust and Well-Conditioned Eigenstructure Via Sylvester's Equation // Journal of Optimal Control Applications and Method. 1983, Vol. 4, pp.205-212.
2. Porter, B. and D'Azzo, J.J. Algorithm for Closed-Loop Eigenstructure Assignments by State Feedback in Multivariable Linear Systems // International Journal of Control. 1978, Vol. 27, № 6, 1978, pp.943-947.
3. Moore, B.C. On the Flexibility Offered by State Feedback in Multivariable Systems Beyond Closed-Loop Eigenvalue Assignments // IEEE Transactions on Automatic Control. 1978, Vol. AC-21, pp.689-692.
4. Kantsty, J., Nichols, N.K. and Van Dooren, P. Robust Pole Assignment in Linear State Feedback // International Journal of Control. 1985, Vol. 41, № 5, pp.1129-1155.
5. Стренг Г. Линейная алгебра и ее применение. - М.: Мир, 1960. - 454с.

УДК 681.3.069:681.3.015

РЕАЛИЗАЦИЯ НЕЙРОСЕТЕВЫХ БАЗ ЗНАНИЙ ПРЕЦЕДЕНТОВ В АКТИВНЫХ ЭКСПЕРТНЫХ СИСТЕМАХ ДЛЯ КОМПЛЕКСНОГО МОНИТОРИНГА ПАРАМЕТРОВ АВИАЦИОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

С.В.Жернаков

В статье рассматривается реализация баз знаний прецедентов активных экспертных систем на основе ансамблевых моделей нейросетей. Решается задача распознавания прецедентов ансамблевой моделью нейросетей в процессе комплексных отказов, с учетом частичной или полной неопределенности параметров системы "временной автомат приемистости и авиационный газотурбинный двигатель".

The the paper the implementation of knowledge bases of precedents of the active expert systems on the basis of the hybrid of neuron networks is considered. The task of identification of the precedents is solved by hybrid neuron networks in the conditions of full or partial uncertainty of parameters of the system "a temporary acceleration control unit and air gas-turbine engine".

Безопасность функционирования сложных технических объектов (СТО), например, авиационных газотурбинных двигателей (ГТД) требует непрерывного мониторинга их параметров. Создание ГТД V-VI поколения требует непрерывного совершенствования диагностируемой и контролируемой аппаратуры, связанное с увеличением числа контролируемых параметров, усложнением конструкции, ростом числа датчиков и исполнительных механизмов. В этих условиях наиболее актуальной проблемой является разработка и внедрение интеллектуальных технологий - активных экспертных систем (ЭС) [1-3], способных качественно и эффективно решать поставленные задачи (на уровне специалиста - эксперта). Это особенно важно сейчас, так как своевременное обнаружение и локализация отказов позволит исключить многочисленные аварийные и катастрофические ситуации участвовавшие в последнее время.

Роль человеческого фактора с ростом числа контролируемых и диагностируемых параметров падает [4], так как сопряжена с многочисленными ошибками контроля и

принятия решений (особенно в условиях НЕ - факторов: неопределенности ситуации; многочисленные помехи; неточности измерений, неполнота контроля и т.д.)

Спектр задач диагностики и контроля параметров авиационного ГТД существенно расширился с внедрением активных ЭС на борт летательного аппарата (ЛА). В частности, возможно проведение на борту ЛА не только регистрации и предотвращения аварийных ситуаций, но и настройки, отладки, углубленного диагноза состояния двигательных установок и ЛА. Данные возможности потребовали разработки и адаптации в среде баз знаний (БЗ) активных ЭС, наряду с хорошо зарекомендовавшими себя методами, методиками и алгоритмами новых методологий и принципов построения ЭС комплексного мониторинга, которые должны стать составной частью общей информационно-управляющей системы.

Как известно [5], диагноз ГТД можно проводить с разной степенью подробности. В активной ЭС (рис. 1) может быть организован трехуровневый диагноз состояния и неисправностей ГТД [5]: аварийный диагноз или диагноз малой глубины; диагноз средней глубины; диагноз большой глубины. Аварийный диагноз осуществляется по таблицам неисправностей (граф причинно-следственных связей, допусковый контроль) [6-8]. Если же аварийный диагноз не дает убедительного ответа, то принятие решения активной ЭС осуществляется на основе гетерогенной БЗ, в которой наряду с традиционными знаниями (семантические сети, фреймы, продукции, логические модели), широко применяются БЗ прецедентов, реализованные на моделях нейросетей (МНС). Основными требованиями предъявляемыми к таким ЭС являются: работа в реальном масштабе времени и гетерогенные (разнородные) БЗ (ГБЗ). Обеспечение

режима реального времени осуществляется активной ЭС посредством интерфейса с внешним миром (датчики - контроллеры - исполнительные механизмы). ГБЗ включает в себя: базы концептуальных знаний (БКЗ) (понятия из конкретной предметной области; факты; формулы; зависимости; таблицы и т.д.); базы экспертных знаний (БЭЗ) (эвристика; априорная; апостериорная; экспертная информация и т.д.); базы знаний прецедентов (БЗП). Хранимые знания в ГБЗ могут быть статическими и динамическими. Статические ГБЗ накапливают опыт эксплуатации ГТД независимо от времени. Динамические ГБЗ накапливают опыт в темпе реального времени: запоминается характеристика переходного процесса (переходные и неустановившиеся режимы работы); частотные характеристики и т.д. БЗП в среде активной ЭС является новой парадигмой [9-10] в процессе принятия решений при возникновении проблемных ситуаций в реальном масштабе времени.



Рисунок 1 - Активная ЭС

Прецедент - это описание проблемы или ситуации в совокупности с подробным указанием действий, предпринимаемых в данной ситуации для решения данной проблемы. Прецедент включает: проблемную ситуацию, которая описывает состояние исследуемого процесса, когда произошел прецедент; решение этой проблемы; результат, который описывает состояние исследуемого процесса после произошедшей проблемной ситуации [9]. Вывод, основанный на прецедентах в активной ЭС, существенно отличается от других подходов искусственного интеллекта: вместо манипулирования общими знаниями в прикладной области, БЗП использует специфические знания относительно конкретных проблемных ситуаций из предыдущего опыта. Решение в новой проблемной ситуации осуществляется путем нахождения похожего прецедента в прошлом, и это решение многократно используется в последующих проблемных ситуациях. В работе [10] представлена теория обучения, основанная на сохранении опыта в динамическом развитии памяти и использовании прецедентов как моделей обучения решению проблем.

Проблемная ситуация из предыдущего опыта, которая была зафиксирована и изучена таким образом, что она может многократно использоваться в решении будущих проблем, в совокупности с принятым решением, представляет собой предыдущий или сохраняемый прецедент. Очевидно, новый или нерешенный прецедент - описание новой проблемы, которая будет решена. Вывод, основанный на прецедентах - циклический и интегрированный процесс решения проблемы, изучение опыта принятия решений в процессе комплексного контроля и диагностики параметров ГТД. Вывод, основанный на БЗП в активной ЭС может быть реализован следующим образом (рис.2). Если в процессе решения задачи найдено успешное решение в проблемной ситуации, то прецедент сохраняется в БЗ для решения похожих проблем. Если попытка решения задачи ошибочна, то причина ошибки идентифицируется и запоминается в БЗ для исключения похожей ошибки в будущем.

В данной статье автором предлагается реализация БЗП активной ЭС комплексного мониторинга параметров ГТД на основе ансамблевых МНС. Рассмотрена реализация БЗП на примере комплексной диагностики и контроля параметров системы: "временной автомат приоритетности (регулятор расхода топлива) и ГТД" (в условиях частичной или полной неопределенности исследуемых данных).

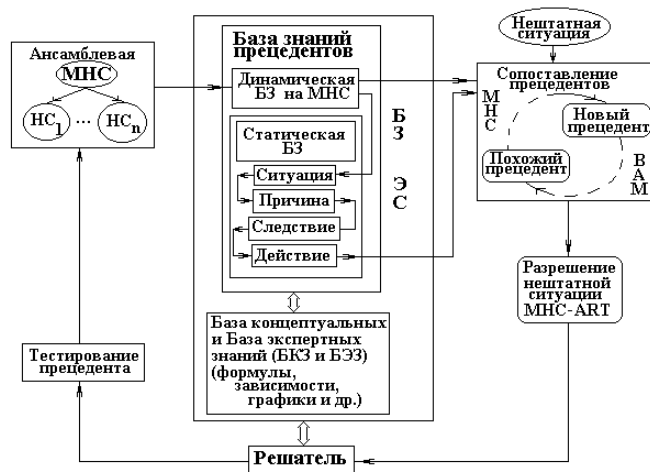


Рисунок 2 - База знаний прецедентов на нейросетях

1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Пусть множество прецедентов $r_i \in R, i = \overline{1, N}$ расположено в некотором n -мерном пространстве, где каждый прецедент представлен своим вектором $\alpha_i = (\alpha_{i1}, \dots, \alpha_{in}), i = \overline{1, n}$; а вся совокупность матрицей $ALFA(N, n)$. Пусть прецеденты образуют в данном пространстве некоторое число L - компактных локальных сгущений $R_j, j = \overline{1, L}$ (кластеры, классы). Задачей анализа является выделение

локальных сгущений: классов прецедентов, т.е. кластеризация или классификация прецедентов на базе ансамблевых МНС в условиях неопределенности, реализующих минимизацию функционала:

$$G(z_1 \dots z_L) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^L \sum_{\alpha \in R_i} \|\alpha - z_i\|^2 \rightarrow \min, \quad (1)$$

$$z_i = \frac{1}{N_i} \sum_{\alpha \in R_i} \alpha, \quad (2)$$

где L - заранее заданное число кластеров R_i ; z_i - среднее по кластеру (центр кластера); N_i - число прецедентов в кластере R_i .

2. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ

ГТД, как СТО, характеризуется сложными физическими процессами, протекающими в нем и его подсистемах. Процессы запуска и разгона авиационных двигателей являются определяющими режимами его эксплуатации. Специальные регуляторы - временные автоматы приемистости (автоматы разгона) обеспечивают им нормальную приемистость - способность ГТД к изменению режима работы (переход двигателя с режима минимальной на режим максимальной тяги и наоборот). Выход временного автомата приемистости ГТД из строя может привести к аварийным и катастрофическим ситуациям. Поэтому, своевременное обнаружение и локализация отказов позволяют активной ЭС парировать аварийные и нештатные ситуации в процессе его эксплуатации.

Математическая модель (ММ) типового [11] автомата приемистости может быть представлена (рис. 3).

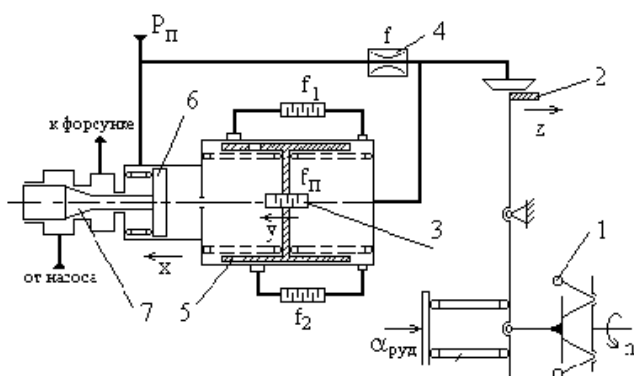


Рисунок 3 - Принципиальная схема изотропного гидромеханического регулятора

Этот регулятор состоит из чувствительного элемента 1, маятникового распределительного элемента 2, выполненного в виде сопло-заслонка, статического 5 и астатического 6 поршней, дроссельного пакета 3, входного

дросселя 4, дозирующей иглы 7 и задающего устройства 8. У поршня 6 также имеется пружина, однако она имеет пренебрежимо малую жесткость, подбираемую из условия герметичности в нерабочем состоянии.

На исходном равновесном режиме при $n = n_0$ ширина щели распределителя 2 равна z_0 , давление в полостях статического поршня - p_0 , оба поршня занимают исходное положение так, что через дозирующую иглу в двигатель поступает расход топлива $G_T = G_{T_0}$.

При подаче управляющего сигнала $\Delta\alpha_{руд}$ рычаг поворачивается против часовой стрелки и маятник 2 прикрывает щель на Δz_0 , уменьшая слив рабочей жидкости. Равновесие расходов топлива, втекающего через дроссель 4 и вытекающего через отверстие маятникового распределителя 2, нарушится и, в силу, неразрывности потока поршень 5 вместе с поршнем 6 начнут перемещаться, увеличивая подачу топлива через дозирующую иглу 7 на ΔG_T . Перемещение поршня 5 связано с изменением силы сжатия пружин, и, следовательно, с появлением на нем и дроссельном пакете 3 перепада давлений. Через дроссель 3 также начнет поступать топливо, что приведет к появлению относительной скорости перемещений поршней 5 и 6. Увеличение расхода топлива приведет к разгону ротора двигателя на Δn , повороту рычага по часовой стрелке и соответствующему увеличению ширины щели на Δz . Текущее значение ширины щели будет равно $z_{щ} = z_0 - \Delta z_0 + \Delta z$. Изменение параметров двигателя и регулятора будет продолжаться пока частота вращения не достигнет заданного значения. При этом ширина щели и параметры статического поршня примут исходные значения, т. е. $z_{щ} = z_0$ и $y=0$.

Несколько иная картина получается при действии внешних возмущений. Обычно принято выражать внешнее воздействие в долях регулирующего воздействия (в данном случае расхода топлива). Если внешнее воздействие таково, что расход топлива увеличивается, то частота вращения двигателя будет также увеличиваться. Рычаг, в отличие от предыдущего случая, повернется по часовой стрелке и щель маятника увеличится. Обусловленное этим уменьшение давления в правой полости статического поршня приведет к смещению поршней влево на уменьшение расхода топлива в двигатель. Уменьшение расхода топлива и соответствующее снижение частоты вращения будут происходить до тех пор, пока щель маятникового распределителя и частота вращения двигателя не вернуться к исходным значениям z_0 и n_0 . Текущее значение щели маятникового распределителя в этом случае можно представить в виде $z_{щ} = z_0 + k_R k_n n$, где k_R , k_n - соответственно, коэффициенты усиления рычага и датчика частоты вращения.

Математическое описание системы регулирования может быть представлено:

$$\frac{dy}{dt} = \Delta y, \quad (3)$$

$$\frac{dv}{dt} = \frac{1}{m}(F_u \Delta p - c_{\Sigma} Y_0(y) - k_v Y_1(y) v F_c), \quad (4)$$

$$\frac{dp}{dt} = \frac{E}{V_{\Sigma} + F_u \Delta y} \mu f \sqrt{\frac{2}{\rho}(p_0 f_{\Pi}^2 - \Delta p)} - \mu b Z(z) \sqrt{\frac{2}{\rho} p_0 - \Delta p} - (-F_u Y_1(y) v) - \mu f_{\Pi} \sqrt{\frac{2}{\rho} \Delta p} - \mu F_1(y) \sqrt{\frac{2}{\rho} \Delta p}, \quad (5)$$

$$\frac{dx}{dt} = \frac{1}{F_d} (\mu f_{\Pi} \sqrt{\frac{2}{\rho} \Delta p} + \mu F_1(y) \sqrt{\frac{2}{\rho} \Delta p}), \quad (6)$$

$$\frac{dn}{dt} = \frac{1}{T_{dv}} (k_{dv} (k_{du} \Delta x + \Delta f_b) - \Delta n), \quad (7)$$

где $Y_0(y)$ - функция пользователя, ограничивающая перемещение поршня изодрома; $Y_1(y)$ - функция пользователя, ограничивающая скорость поршня изодрома; $Z(z)$ - функция пользователя, не позволяющая ширине щели маятникового распределителя становиться отрицательной; $F_1(y)$ - функция пользователя, определяющая включение дросселя. y - перемещение поршня; t - время; n - вязкое трение; m - масса статического поршня; F_u - площадь статического поршня; c_{Σ} - жесткость пружины чувствительного элемента; F_c - сила сухого трения; k_v - приведенный коэффициент вязкого трения; p_0 - давление питания; Δp - приращение давления; E - модуль объемной упругости жидкости, считается, что содержание нерастворенного воздуха мало, т. е. $E = \text{const}$; V_{Σ} - суммарный объем; Δy - приращение перемещения поршня; μ - коэффициент расхода; f и f_{Π} - соответственно площади входного и выходного дроссельных пакетов; b - ширина щели распределителя (щель считается прямоугольной); ρ - плотность рабочей жидкости; x - перемещение астатического поршня; F_d - площадь астатического поршня дозирующей иглы; n - частота вращения двигателя; T_{dv} - постоянная времени двигателя; k_{dv} - коэффициент усиления двигателя; k_{du} - коэффициент усиления дозирующей иглы; Δx - перемещение дозирующей иглы; Δn - приращение оборотов; Δf_b - внешние воздействие, выраженное в долях расхода топлива.

Математическое описание системы регулирования составляется в предположении следующих допущений: коэффициенты расхода маятникового распределителя и дросселей считаются постоянными; соблюдаются условие неразрывности жидкости и закон Гука; на дозирующей игле сохраняется перепад давления так, что расход топлива всецело определяется ее перемещением; трубопроводы считаются короткими (сосредоточенные параметры); существенные нелинейности - не рассматриваются; давление слива равно нулю. Кроме того, так как модель регулятора получается достаточно сложной и громоздкой, то с целью упрощения

применяется самая простая линейная модель двигателя, а датчик частоты вращения считается безынерционным. Математическая модель (ММ) включает в себя уравнения движения вычислительного рычага и поршня, баланс расходов гидросилителя, уравнения дозирующей иглы и двигателя.

Комплексная диагностика и контроль параметров временного автомата приемистости ГТД осуществляется активной ЭС и ее ГБЗ, в которой хранятся эталонные характеристики временного автомата приемистости ГТД (рис. 4). Где на (рис. 4): а - перемещение поршня; б - скорость поршня; в - расход топлива; г - обороты двигателя. Реализация БЗП на ансамблевой МНС динамической БЗ позволяет активной ЭС совместно со статической БЗ (БКЗ и БЭЗ) эффективно решать прямые и обратные задачи комплексного контроля и диагностики параметров временного автомата разгона ГТД, граф причинно-следственных связей и таблица неисправностей которого хранятся в БЭЗ. К основным неисправностям временного автомата разгона ГТД можно отнести: засорение дроссельных пакетов; разгерметизация (утечки, перетечки); излом упругих элементов; изменение начальной затяжки; появление выработки между корпусом и золотником; подсос воздуха в систему и т.д.

3. КЛАССИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ ДЛЯ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧИ КОМПЛЕКСНОГО КОНТРОЛЯ И ДИАГНОСТИКИ ПАРАМЕТРОВ ГТД

Перечень классических алгоритмов обработки диагностической информации, рекомендуемых к использованию при проведении экспериментальных исследований по оценке технического состояния двигателя известен и подробно описан в литературе [12-15]. Не останавливаясь подробно на каждом из методов лишь перечислим их:

- вторичная статистическая обработка полетной информации (статистическое осреднение одноименных параметров по парку двигателей, оценка дисперсии и других высших моментных характеристик; оценка статистических характеристик взаимосвязи различных диагностических параметров (коэффициенты корреляции, регрессии и т.д.); оценка доверительных значений и интервалов для вычисления статистических величин);
- сжатие информации и выделение информативных признаков: компонентный и факторный анализ измеряемых параметров; дисперсионный анализ; анализ таблиц сопряженности признаков;
- идентификация моделей временных рядов функциональных параметров: оценка коэффициентов в моделях статистического сглаживания последовательностей и в цифровых фильтрах; корреляционный и взаимокорреляционный анализ временных последовательностей; спектральный и взаимоспектральный анализ стационарных последовательностей; спектральный анализ нестационарных последовательностей;
- идентификация параметров диагностической модели двигателя: линейная и нелинейная аппроксимация экспериментальных зависимостей; оценка параметров по частотным характеристикам; подгонка коэффициентов

математической модели двигателя к экспериментальным данным;

- локализация дефектов и отказов: прямой табличный метод (граф причинно-следственных связей); анализ методом диагностических матриц; дискриминантные алгоритмы распознавания; методы логического распознавания и т.д.

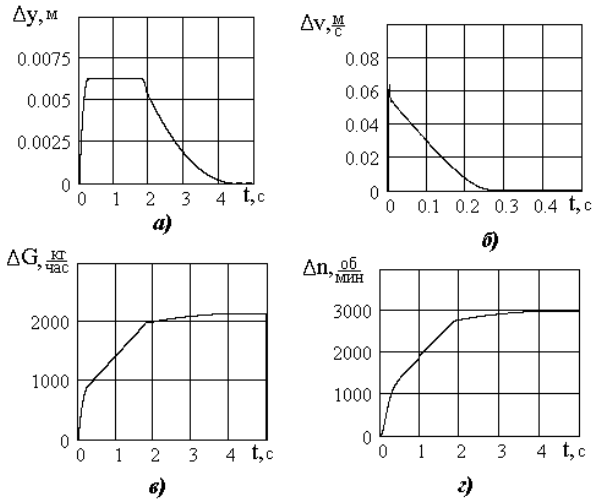


Рисунок 4 - Эталонные характеристики временного автомата приемистости

Перечисленные методы и алгоритмы широко применяются в процессе доводки системы диагностирования и служат для формирования и апробирования программ, используемых в развитых бортовых и наземных системах диагностирования авиационных двигателей. Основной процедурой, используемой в алгоритмах диагностирования технического состояния двигателя, является сравнение вектора измеренных диагностических признаков с векторами, характеризующими исправное состояние и определенные виды неисправных состояний ГТД (эталонными векторами). Для получения наиболее информативных диагностических признаков в активной ЭС должно осуществляться определенное сжатие входных данных за счет удаления линейно зависящих комплексов параметров, не обладающих диагностической ценностью. В общем виде эта операция имеет вид [16]:

$$A \times S = Q, \quad (8)$$

где A - матрица коэффициентов линейного преобразования; S - вектор контролируемых параметров; Q - вектор линейных диагностических комплексов от контролируемых параметров. Компоненты матрицы A задаются как константы, исходя из принятой модели преобразования, и должны корректироваться при уточнении модели по мере накопления статистических данных и результатов экспериментальных исследований на ГТД и физических моделях. Значения компонент матрицы преобразования могут формироваться с использованием методов математической статистики (дисперсионный, факторный, кластерный анализ и т.д.), а также на основе обобщения аналитических связей между параметрами, обусловленных характеристиками двигателя. В качестве критерия для сравнения измеренных векторов диагностических признаков с

эталонными чаще всего на практике применяют обобщенную линейную разделяющую функцию [16], либо критерии основанные на вычислении функции расстояния между векторами (метрики).

Обобщенная линейная разделяющая функция определяется [16]:

$$\Psi = \sum_{i=1}^q d_i f_i(F_p, \tilde{F}_p), \quad (9)$$

где \tilde{F}_p - эталонный вектор диагностических признаков; F_p - вектор измеренных параметров; $p = \overline{1, E}$; E - число компонент вектора контролируемых параметров; d_i - постоянные коэффициенты, определяемые на этапе разработки решающего правила; f_i - некоторые функции (в частном случае линейные) компонент вектора диагностических признаков; q - число элементов линейной разделяющей функции.

Решающее правило формируется на основе сравнения вычисленного значения Ψ с заданным граничным значением $Q_{гр}$: если $\Psi > Q_{гр}$, то предъявляемый вектор сравним с эталонным; если $\Psi < Q_{гр}$, то предъявляемый и эталонный вектор различны.

В процессе численного эксперимента на ММ (рис. 3) была получена обучающая выборка (рис. 4), вид которой представлен в (табл. 1).

Таблица 1 - Обучающая выборка

Входные переменные					Состояние системы "временной автоматприемистости - ГТД"							
t	Δy	ΔV	ΔG	Δn	1	2	3	...	15	16	...	21

В (табл.1) в качестве входных переменных заданы: t - время процесса разгона (торможения); Δy - перемещение поршня (м); ΔV - скорость поршня (м/с); ΔG - расход топлива (кг/час); Δn - обороты (об/мин). Состояние системы "временной автомат приемистости - ГТД" оценивалось следующим образом: с 1 по 15 ячейку таблицы - отказы временного автомата приемистости (регулятора); с 16 по 21 ячейку таблицы - отказы ГТД (где 1 - излом пружины; 2 - жесткость пружины максимальная; 3 - жесткость пружины минимальная; 4 - минимальная начальная затяжка; 5 - максимальная начальная затяжка; 6, 8, 10 - утечки в жиклерах; 7, 9, 11 - засорение жиклеров; 12, 13, 14 - перетечки из жиклеров; 15 - засорение золотника; 16 - увеличенный расход топлива через дозирующую иглу; 17 - засорение дозирующей иглы; 18 - коэффициент усиления двигателя минимальный; 19 - коэффициент усиления двигателя максимальный; 20 - "зависание" оборотов; 21 - постоянная времени двигателя. Состояние системы в ячейках: 1 - норма; 0 - отказ; [-1; 0] и [0; 1] - состояния неопределенности.

В условиях частичной или полной неопределенности параметров системы: "временной автомат приемистости - ГТД", большинство классических методов классификации, кластеризации, таксономии [12-18] необходимо дорабатывать. Так в процессе кластеризации прецедентов при

моделировании комплексного отказа: утечки и засорения в жиклере регулятора, "зависание" оборотов и изменение постоянной времени ГТД (ячейки 9-10, 20-21 по (табл. 1) и 14-15, 26-27 на (рис. 5) с учетом входных переменных), например, методом k - средних в условиях частичной неопределенности параметров (не более двух нечетких переменных) (рис. 5) видно, что данный метод "отягощен" ошибками распознавания (кластеры размыты), а при полной неопределенности (более двух нечетких переменных) метод не работает (рис. 6).

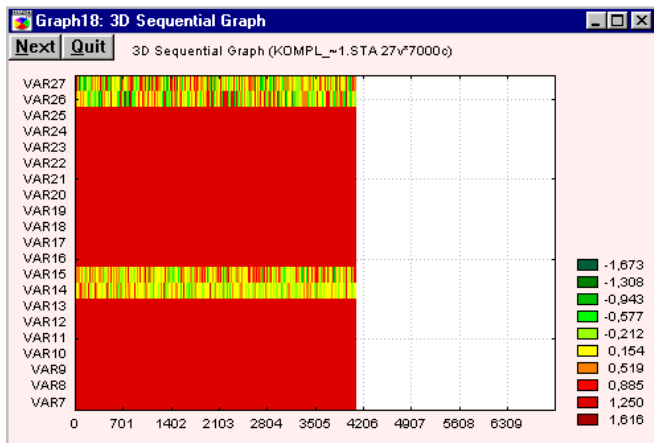


Рисунок 5 - Размытость кластеров при частично нечетких входных данных

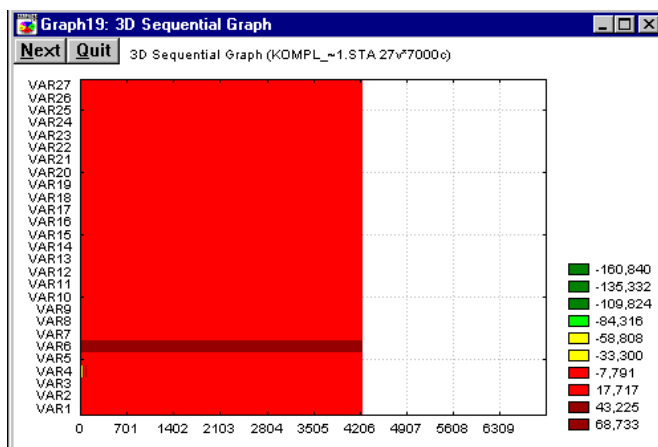


Рисунок 6 - Ошибка кластеризации при полной неопределенности входных данных

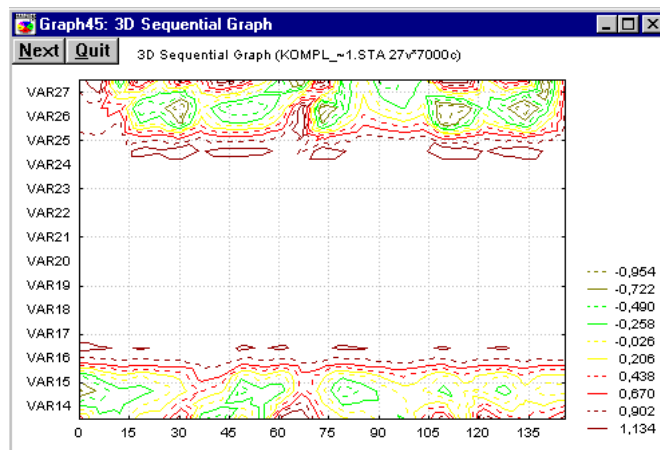


Рисунок 7 - Размытость кластеров в виде нечетких областей параметров

Области неопределенности кластеризации прецедентов хорошо заметны на (рис.7)-(рис.8). На рис. 7 хорошо видны области - "островки" размытости кластеров.

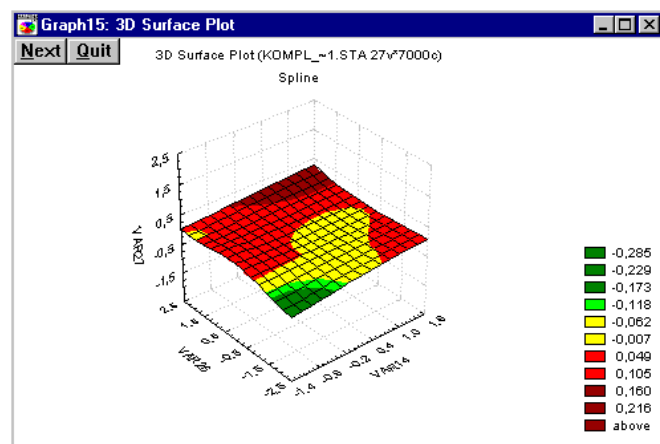


Рисунок 8 - Размытость кластеров в трехмерном пространстве

Результаты иерархического группирования классическим методом k -средних в условиях частичной неопределенности параметров (дендрограмма) показана на (рис.9).

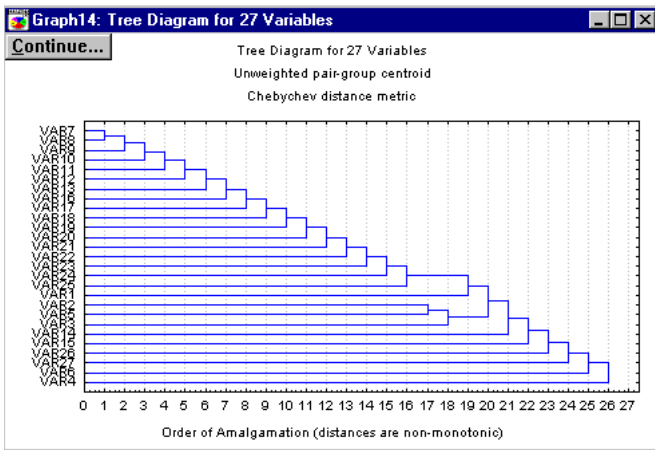


Рисунок 9 - Результаты иерархической кластеризации в исходном пространстве признаков

Исследования, проведенные автором в среде пакета программ Statistica 6.0 в условиях НЕ - факторов, показали необходимость расширения классических методов кластеризации, классификации, таксономии элементами "мягких" вычислений. Расширение классических методов кластеризации элементами "мягких" вычислений (нечеткая логика, генетические алгоритмы, нейросети) позволяет ликвидировать данный недостаток, увеличивая точность распознавания кластеров и принятия решений. Максимального эффекта распознавания прецедентов в процессе комплексного контроля и диагностики параметров системы: "временного автомата приемистости - ГТД" можно достичь с помощью аппарата нейросетей.

4. РАЗРАБОТКА БЗП НА ОСНОВЕ АНСАМБЛЕВЫХ МНС

Предварительный анализ данных для выбора архитектуры нейросети (НС), адекватной решаемой задаче тесно связан с точностью моделируемого процесса. Известно [19-21], что чем больше данных привлекается к оценке процесса, тем точнее оценка самого процесса и как следствие точность принятого решения. Однако в процессе моделирования наступает информационное "насыщение" (этот эффект наступает тогда, когда количество участвующих в вычислительном процессе данных не повышает общей точности ММ. Оптимальный выбор данных для НС происходит путем их оценки (ценности). В процессе натурального (полунатурного) и численного эксперимента происходит уточнение ММ, а вместе с ней и количества данных. В процессе информационной оценки параметров временного автомата приемистости ГТД из 150 данных (регулятор и двигатель) были выбраны 80 наиболее информативных.

Преобразование данных перед их обработкой НС для достижения ее вычислительной эффективности - важный этап оценки данных (нормирование данных; обработка эксперимента; корреляционный и факторный анализ;

экспертная оценка достоверности данных, предварительная обработка статистики (априорная, апостериорная, вероятностная и др. информация). На данном этапе из 80 информативных выявлены 5 коррелированных данных, рассмотренных в пяти случаях основных неисправностей временного автомата приемистости ГТД, на двух основных режимах работы ГТД.

5. ВЫБОР АРХИТЕКТУРЫ НС И МЕТОДОВ ОБУЧЕНИЯ

В процессе решения данной задачи в режиме реального времени ММ временного автомата приемистости ГТД содержала следующие дефекты: засорение входного и выходного дроссельных пакетов; изменение начальной затяжки; утечки и перетечки в системе. Влияние данных дефектов рассматривалось на двух режимах: "Малый газ" и "Максимал". В качестве основных фазовых переменных временного автомата приемистости рассматривались: перемещение поршня, скорость поршня, давление, перемещение дозирующей иглы, обороты двигателя.

Для разработки БЗП активной ЭС комплексной диагностики и контроля временного автомата приемистости ГТД, автором предлагается следующая архитектура ансамблевой МНС [19-21]: Неокогнитрон - Кохонена. МНС Неокогнитрон - 3-х слойная сеть, выполняющая следующие функции: входной слой (рецепторный) осуществляет фокусировку и разделение данных (5 по 50 нейронов) (пять фазовых переменных изменяются во времени в течение 5 секунд: общий объем обучающей выборки - 5 переменных по 5000 данных); один промежуточный слой - 100 нейронов; выходной слой (обобщающий) - 10 нейронов (5 классов по 2 состояния: норма или отказ). МНС Неокогнитрон выполняет предварительный экспресс-анализ распознавания прецедента. Более детальное выделение прецедента осуществляет НС Кохонена, имеющая архитектуру (10 нейронов на входе НС - 10 нейронов в конкурирующем слое - 5 нейронов на выходе). Прецеденты, выделенные НС Кохонена запоминаются затем в БЗП активной ЭС (рис.10) - (рис.11). Где на (рис.10): д - распознавание ансамблевой МНС эталонного состояния временного автомата приемистости ГТД (I - область неработоспособного состояния; II - область работоспособного состояния); е - распознавание комплексного отказа (засорение двух жиклеров; изменение начальной затяжки, разгерметизация) на двух режимах работы двигателя (I - область неработоспособного состояния; II - область работоспособного состояния); а на (рис.11) показаны области распознавания прецедентов ансамблевой МНС: 1 - засорение внешнего дроссельного пакета; 2 - засорение внутреннего дроссельного пакета; 3 - изменение начальной затяжки; 4 - разгерметизация; 5 - проявление комплексного дефекта (1-4) на режиме "Малый газ"; 6-9: области нормального функционирования временного автомата приемистости ГТД. Учет НЕ-факторов позволяет четко выделять прецеденты и области работоспособного состояния ГТД, полностью исключая ошибки I и II рода [4,7,8].

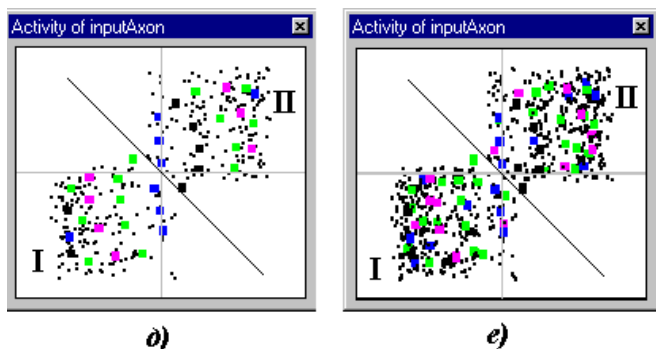


Рисунок 10 - Распознавание прецедентов ансамблевой МНС

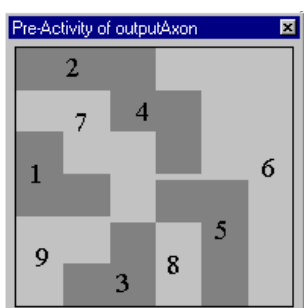


Таблица 2 - Точность распознавания прецедента ансамблевой МНС

Модель НС	Алгоритм обучения	Количество шагов обучения	Точность распознавания прецедента в (%)	Распознавание с учетом НЕ-факторов в (%)	Распознавание без учета НЕ-факторов в (%)	Количество режимов	Количество классов	Количество переменных	Размерность обучающей выборки
Ансамбль	Комплексный	1100	100	95	10	2	5	5	5000

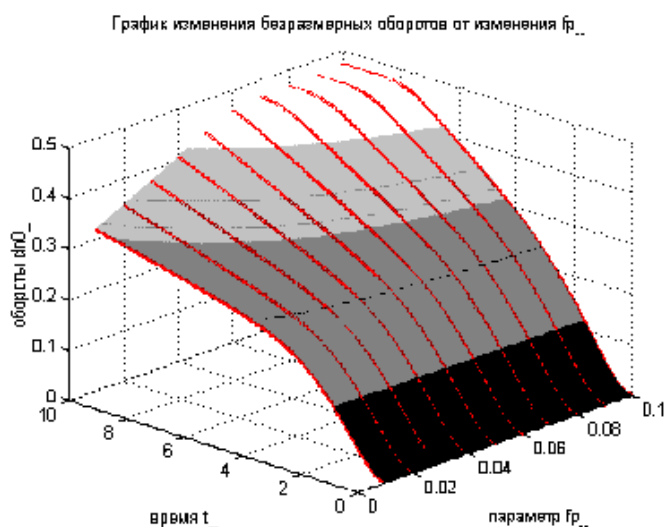


Рисунок 12 - Влияние дефекта (засорение дроссельного пакета) на обороты ГТД

Рисунок 11 - Области распознавания прецедентов и нормальной работы ГТД

Процесс диагностики и контроля параметров автомата разгона ГТД может осуществляться как на установившихся, так и на переходных режимах работы (рис. 12). В качестве алгоритмов обучения ансамблевой МНС могут применяться: комплексный алгоритм обучения основанный на методе обратного распространения ошибки во времени или каждая МНС может обучаться отдельно. Анализ точности принятого ансамблевой МНС решения приведен в (табл. 2). Применение ансамблевой МНС для реализации на их основе БЗП ГБЗ активной ЭС комплексного мониторинга временного автомата приемистости ГТД позволяет им в реальном масштабе времени накапливать опыт экспертов для применения его в процессе эксплуатации в будущем. Кроме этого, подключение БЗП к ансамблевой МНС (ВАМ-ART) совместно с данными из БД испытаний позволяет эффективно решать обратные задачи.

Проведенные автором исследования свидетельствуют о правильности выбранного им подхода к реализации БЗП активной ЭС на основе ансамблевой МНС, которая была апробирована им в среде нейромитатора NeuroSolutions 3.0 в условиях НЕ-факторов.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Бурков В.Н., Новиков Д.А. Теория активных систем: состояние и перспективы. - М.: СИНТЕГ, 1999. - 125с.
2. Новиков Д.А., Петраков С.Н. Курс теории активных систем. - М.: СИНТЕГ, 1999. - 142с.
3. Попов Э.В., Фомин И.Б., Кисель Е.Б., Шапот М.Д. Статические и динамические экспертные системы. - М.: Финансы и статистика, 1996. - 315с.
4. Васильев В.И. Искусственный интеллект в системах управления и обработки информации. //Вестник УГАТУ. 2000, №1. - С.112-117
5. Боев Б.В., Бугровский В.В., Вершинин М.П. и др. Идентификация и диагностика в информационноуправляющих системах авиакосмической энергетики. - М.: Наука, 1988. - 195с.
6. Кеба И.В. Диагностика авиационных газотурбинных двигателей. - М.: Транспорт, 1980. - 356с.
7. Кусимов С.Т., Ильясов Б.Г., Васильев В.И. и др. Управление динамическими системами в условиях неопределенности. - М.: Наука, 1998. - 625с.
8. Кусимов С.Т., Ильясов Б.Г., Васильев В.И. и др. Проблемы проектирования и развития систем автоматического управления и контроля ГТД. - М.: Машиностроение, 1999. - 685с.

9. Черняховская Л.Р., Никулина Н.О., Халиков Т.А. и др. Разработка динамической модели процесса управления в проблемных ситуациях на основе базы знаний прецедентов. // Управление в сложных системах, 1999, №17. - С.38-45
10. Куликов Г.Г., Набатов А.Н., Речкалов А.В. и др. Автоматизированное проектирование информационно-управляющих систем. Проектирование экспертных систем на основе системного моделирования. - Уфа: УГАТУ, 1999. - 223с.
11. Черкасов Б.А. Автоматика и регулирование воздушно-реактивных двигателей. - М.: Машиностроение, 1988. - 360с.
12. Дуда Р., Харт П. Распознавание образов и анализ сцен. - М.: Мир, 1976. - 650с.
13. Мандель И.Д. Кластерный анализ. - М.: Финансы и статистика, 1988. - 385с.
14. Загоруйко Н.Г. Прикладные методы анализа данных и знаний. - Новосибирск: ИМ РАН, 1999. - 270с.
15. Вапник В.Н. Восстановление зависимостей по эмпирическим данным. - М.: Наука, 1979. - 545с.
16. Дубравский Н.Г., Егоров И.В., Знаменков О.К. и др. Структура и алгоритмы системы диагностики двигателей по функциональным параметрам. - М.: ЦИАМ, 1984, №10261. - 156с.
17. Шепель В.Т., Кузьменко М.А., Сарычев С.В. и др. Надежность, диагностика, контроль авиационных двигателей. - Рыбинск: РГТА, 2001. - 352с.
18. Научный вклад в создание авиационных двигателей. // Под ред. Скибина В.А. и Солошина В.И. - М.: Машиностроение, 2000, кн.1 - 625с.
19. Галушкин А.И. Теория нейронных сетей. - М.: ИПРЖР, 2000. - 416с.
20. Жернаков С.В. Об одной методике построения гибридных экспертных систем диагностики и контроля ГТД в условиях неопределенности. /Авиационно-космическая техника и технологии, 1998, Вып.5. - С.325-332
21. Жернаков С.В. Контроль и диагностика ГТД гибридными экспертными системами.//Труды ЦАГИ,1999, вып.2640. - С.125-132

РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ ОПТИМАЛЬНОЙ ЭКСПЛУАТАЦИИ ПОПУЛЯЦИИ ТИХООКЕАНСКИХ ЛОСОСЕВЫХ РЫБ

Е.В.Ласт, Е.Я.Фрисман

В работе анализируются механизмы самоорганизации и управления в биологической популяционной системе. Предлагается математическая модель динамики численности сложнотроструированной популяции, ориентированная на описание популяций тихоокеанских лососей. Исследуются неподвижные точки и их устойчивость. Решается задача оптимального управления для двух наиболее популярных методик промысла.

This work is analyses mechanisms of self-organization and control in biological population systems. A mathematical model of population with age structure number dynamics is suggested. This model is meant for description Pacific salmon's populations. Stationary points and their stability are investigated. The problem of optimum control for two most popular methods of a craft is solved.

На современном этапе развития общества антропогенное воздействие на природные системы стало сравнимо по своим масштабам с естественными явлениями и процессами. Человек активно вмешивается в протекание глобальных геофизических процессов, причем в большинстве ситуаций это вмешательство носит негативный характер: нарушение озонового слоя, исчезновение лесов и полезных ископаемых, загрязнение мирового океана и т.д. В то же время человечество, несмотря на развитие техники и технологий, все так же зависит от окружающей среды.

В таких условиях научно обоснованное, рациональное управление экосистемами приобретает особую важность. Уникальность природных систем не позволяет проводить крупномасштабные эксперименты, а последствия неверного решения могут оказаться катастрофическими. Кроме того, особенностью биологических систем является их способность к самоорганизации, т. е. возникновению сложных динамических режимов при отсутствии внешних воздействий. Поэтому нельзя заниматься проблемами управления экосистемами и отдельными популяциями без

предварительного качественного анализа. В связи с этим особое значение приобретает метод математического моделирования реальных систем. В данной работе мы предлагаем вариант дискретной математической модели динамики численности одного из ценнейших промысловых видов - тихоокеанских лососей.

Горбуша, нерка, сима, кижуч, кета и чавыча относятся к роду *Oncorhynchus*. Ареал распространения представителей этого рода ограничивается северной частью Тихого океана. Южная граница ареала находится на о. Тайвань в Азии и в Калифорнии в Америке.

Половозрелые особи одного возраста у разных видов имеют заметные различия в размерах и весе тела. Наиболее просто отличить виды, когда лососи имеют брачный наряд, поскольку в это время приобретает особая форма тела и его окраска.

Тихоокеанские лососи - моноцикличные проходные рыбы, которые сразу после первого нереста погибают. Размножаются они в реках и озерах, нагуливаются до нереста в море.

В период нереста популяции тихоокеанских лососей хорошо очерчены в пространстве: каждая популяция, заходящая в свою реку, обособляется от других и воспроизводится самостоятельно. Более того, даже популяции, нерестящиеся на одной и той же реке, занимают разные участки: одни - как, например, сима - выбирают мелкие притоки и верховья рек, другие - кета, горбуша - срединные участки, чавыча занимает сравнительно глубоководные участки с быстрым течением и т. д. Это дает возможность не учитывать при моделировании вероятность захода рыб из других нерестовых водоемов, несмотря на то, что особи нескольких популяций лососей проводят продолжительное время в море совместно.

Возрастная структура нерестового стада сильно различается у разных видов: если для нерки известна 21

возрастная группа, а для чавычи 14, то у горбуши и кеты максимально сокращен пресноводный период жизни и благодаря этому сильно упрощена возрастная структура. У симы и кижуча, напротив, сокращена продолжительность пребывания в море, тогда как пресноводный период остается очень длительным.

Таким образом, все виды тихоокеанских лососей довольно хорошо отличаются продолжительностью жизни и возрастной структурой.

ВЫВОД МОДЕЛЬНОГО УРАВНЕНИЯ

Опишем динамику численности свободной, неэксплуатируемой локальной популяции. Будем считать ее изолированной, т.е. исключим возможность прихода на нерест рыб из других водоемов. Структуру популяции можно условно изобразить в виде схемы, приведенной на рисунке 1. Здесь приняты следующие обозначения:

x - количество личинок, вылупившихся из икры, отложенной самками всех нерестовых групп;

y_{ij} - возрастные группы рыб;

x_{ij} - нерестовые возрастные группы самок;

γ_{ij} - плодовитость соответствующей нерестовой возрастной группы, т.е. среднее число икринок от одной самки;

i - количество лет, прожитых в реке; $i \in [0, m]$;

j - количество лет, прожитых в море; $j \in [0, r]$;

p_{ij} и q_{ij} - коэффициенты перехода из одной возрастной группы в другую (q_{ij} - перехода в нерестовую группу), представляют собой произведения соответствующего коэффициента выживания и доли расхождения по соответственным ветвям схемы.

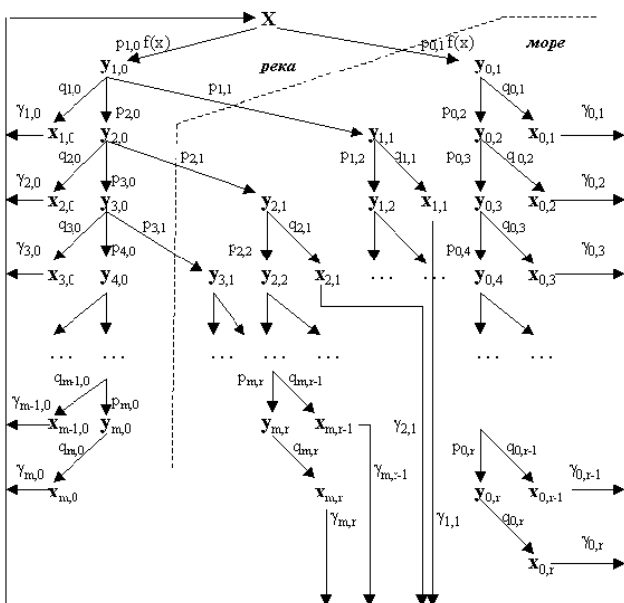


Рисунок 1 - Схема возрастной структуры типичной популяции лососевого вида рыб

Долю самок в когорте возраста ij считаем равной α_{ij} .

Будем считать, что выживаемость личинок зависит от их количества, коэффициент выживаемости обозначим как $f(s)$. Коэффициент n показывает номер года, в который ведется наблюдение.

Итак, количество личинок, вылупившихся из икры в n -ом году

$$x_n = \sum_{\xi} \sum_{\eta} \gamma_{\xi\eta}(n) \cdot x_{\xi\eta}(n). \quad (1)$$

В соответствии со схемой можем записать:

$$y_{1,0}(n) = p_{1,0} x_{n-1} f(x_{n-1}),$$

$$x_{1,0}(n) = \alpha_{1,0} q_{1,0} y_{1,0}(n) = \alpha_{1,0} q_{1,0} p_{1,0} x_{n-1} f(x_{n-1}),$$

$$y_{1,1}(n) = p_{1,1} y_{1,0}(n-1) = p_{1,1} p_{1,0} x_{n-2} f(x_{n-2}),$$

$$x_{1,1}(n) = \alpha_{1,1} q_{1,1} y_{1,1}(n) = \alpha_{1,1} q_{1,1} p_{1,1} p_{1,0} x_{n-2} f(x_{n-2})$$

и т.д.

Выделим только нерестовые группы самок:

$$x_{0,1}(n) = \alpha_{0,1} q_{0,1} p_{0,1} x_{n-1} f(x_{n-1}),$$

$$x_{0,2}(n) = \alpha_{0,2} q_{0,2} p_{0,2} x_{n-2} f(x_{n-2}),$$

...

$$x_{0,r}(n) = \alpha_{0,r} q_{0,r} \cdot \prod_{l=1}^r p_{0,l} \cdot x_{n-r} f(x_{n-r}).$$

В случае, если рыба перед нагулом в море и последующим нерестом проводит один год в реке:

$$x_{1,0}(n) = \alpha_{1,0} q_{1,0} p_{1,0} x_{n-1} f(x_{n-1}),$$

$$x_{1,1}(n) = \alpha_{1,1} q_{1,1} p_{1,1} p_{1,0} x_{n-2} f(x_{n-2}),$$

...

$$x_{1,r}(n) = \alpha_{1,r} q_{1,r} p_{1,r} \cdot \prod_{l=0}^r p_{1,l} \cdot x_{n-r-1} f(x_{n-r-1}).$$

Теперь достаточно будет записать общую формулу численности нерестовой группы вида $x_{2,j}(n)$, чтобы увидеть закономерность и записать общую формулу для $x_{i,j}(n)$:

$$x_{2,0}(n) = \alpha_{2,0} q_{2,0} p_{2,0} p_{1,0} x_{n-2} f(x_{n-2}),$$

$$x_{2,1}(n) = \alpha_{2,1} q_{2,1} p_{2,1} p_{2,0} p_{1,0} x_{n-3} f(x_{n-3}),$$

...

Заметим, что здесь в общей формуле появится второе

произведение коэффициентов вида $p_{i,0}$:

$$x_{2,r}(n) = \alpha_{2,r} q_{2,r} \cdot \prod_{l=0}^{r-1} p_{2,l} \cdot \prod_{s=1}^2 p_{s,0} \cdot x_{n-r-2} f(x_{n-r-2}).$$

Таким образом,

$$x_{m,r}(n) = \alpha_{m,r} q_{m,r} \cdot \prod_{l=0}^{r-1} p_{m,l} \cdot \prod_{s=1}^m p_{s,0} \cdot x_{n-r-m} f(x_{n-r-m}).$$

Используя полученную формулу, перепишем уравнение (1) в виде:

$$x_n = \sum_{\xi=0}^m \sum_{\eta=0}^r \gamma_{\xi\eta} \alpha_{\xi\eta} q_{\xi\eta} \cdot \prod_{l=0}^{\xi-1} p_{\xi,l} \cdot \prod_{s=1}^{\xi} p_{s,0} \cdot x_{n-\xi-\eta} f(x_{n-\xi-\eta}),$$

$$\xi + \eta \geq 1$$

Пусть $k = m + r$ (исходя из смысла m и r , k - максимально возможный возраст рыбы рассматриваемого вида), получаем:

$$x_{n+k} = \sum_{\xi=0}^m \sum_{\eta=0}^r \gamma_{\xi\eta} \alpha_{\xi\eta} q_{\xi\eta} \cdot \prod_{l=0}^{\xi-1} p_{\xi,l} \cdot \prod_{s=1}^{\xi} p_{s,0} \cdot x_{n+i} f(x_{n+i}),$$

$$\xi + \eta \geq 1$$

где $i = k - \xi - \eta$. Учитывая диапазон изменения индексов ξ и η , видим, что $i \in [0, k-1]$.

Чтобы записать полученное общее уравнение динамики численности популяции лососевых рыб в более компактном виде, сделаем замену переменных:

$$\sigma_i = \sum_{\xi+\eta=k-i} \gamma_{\xi\eta} \alpha_{\xi\eta} q_{\xi\eta} \cdot \prod_{l=0}^{\xi-1} p_{\xi,l} \cdot \prod_{s=1}^{\xi} p_{s,0},$$

$$a = \sum_{i=0}^{k-1} \sigma_i; \alpha_i = \frac{\sigma_i}{a}.$$

Как видно из всего вышесказанного, коэффициент α_i показывает долю в нерестовом стаде рыб возраста $k-i$, а их сумма равна 1.

Итак, теперь можно записать окончательный вид модельного уравнения:

$$x_{n+k} = a \sum_{i=0}^{k-1} \alpha_i x_{n+i} f(x_{n+i}). \quad (2)$$

В соответствии с моделью Риккера функцию выживаемости личинок $f(x)$ можно выбрать, в частности, в виде $f(x) = e^{-\beta x}$, где коэффициент β характеризует внутривидовую конкуренцию. Введем в рассмотрение относительные единицы численности, т.е. сделаем замену βx на x . Тогда функция выживаемости примет вид: $f(x) = e^{-x}$. В дальнейшем все общие результаты будем иллюстрировать на этом примере.

НЕПОДВИЖНЫЕ ТОЧКИ И ИХ УСТОЙЧИВОСТЬ

Рассматриваем уравнение вида (2) при следующих предположениях:

- 1) коэффициенты $\alpha_i \geq 0$, $\sum \alpha_i = 1$; $a > 0$;
- 2) функция $f(x)$ монотонно убывает на $[0, +\infty)$; $f(0) = 1$.

Точка $x_0 = 0$ существует всегда. Ее устойчивость зависит от корней характеристического уравнения

$$\lambda^k = a \sum_{i=0}^{k-1} \alpha_i \lambda^i. \quad (3)$$

Если $a > 1$, то среди корней есть больший 1, т.е. тривиальная точка будет неустойчивой.

Лемма 1. Пусть $\mu^k = \sum_{i=0}^{k-1} A_i \mu^i$, $\sum |A_i| < 1$.

Тогда $|\mu| < 1$.

Доказательство: предположим противное:

$$|\mu| \geq 1 \Rightarrow \frac{1}{|\mu|} \leq 1.$$

$$1 = \left| \sum A_i \mu^{i-k} \right| \leq \sum |A_i| < 1.$$

Таким образом, при $0 < a < 1$ все корни уравнения (3) по модулю меньше 1, и нулевая неподвижная точка устойчива; при $a = 1$ (3) имеет корень, равный 1, причем этот корень простой, следовательно, устойчивость теряется, а в системе в этот момент "рождается" нетривиальная неподвижная точка.

Она задается уравнением $1 = af(\tilde{x})$, поэтому существует при $a > 1$.

Положим $\Phi(\tilde{x}) = a(f(\tilde{x}) + \tilde{x}f'(\tilde{x})) = 1 + \frac{\tilde{x}f'(\tilde{x})}{f(\tilde{x})} \leq 1$.

Характеристическое уравнение принимает вид:

$$\lambda^k = \Phi(\tilde{x}) \sum_{i=0}^{k-1} \alpha_i \lambda^i. \quad (4)$$

Функция $\tilde{x}(a)$ монотонно возрастает при $a \rightarrow \infty$. Поэтому для изучения \tilde{x} достаточно исследовать поведение корней уравнения вида:

$$\lambda^k = \Phi \sum_{i=0}^{k-1} \alpha_i \lambda^i, \quad (5)$$

при $\Phi \leq 1$. Из леммы 1 следует, что при $|\Phi| < 1$ все корни этого уравнения по модулю меньше единицы.

ВАЖНЫЙ ЧАСТНЫЙ СЛУЧАЙ

В качестве примера рассмотрим подробно случай $k=2$, т.е. максимально возможный возраст рыбы - 2 года. В природе примером такой ситуации служат популяции

горбуши. Этот случай можно разобрать до конца. Уравнение (5) принимает вид:

$$\lambda^2 - \Phi\alpha_1\lambda - \Phi\alpha_0 = 0.$$

Треугольник устойчивости представлен на рис.2, приняты обозначения: $p = -\Phi\alpha_1$, $q = -\Phi\alpha_0$. При потере устойчивости через -1 уравнение имеет вид: $1 + \Phi\alpha_1 - \Phi\alpha_0 = 0$, т.е. $\Phi = \frac{1}{\alpha_0 - \alpha_1} = \frac{1}{\alpha_0 - (1 - \alpha_0)} = \frac{1}{2\alpha_0 - 1}$; при комплексной потере устойчивости $-\Phi\alpha_0 = 1$, $\Phi = -1/\alpha_0$. Видно, что значения Φ в этих двух случаях совпадают при $\alpha_0 = 1/3$. Итак, если $\alpha_0 < 1/3$, то потеря устойчивости происходит через -1; если $\alpha_0 > 1/3$, то она комплексная.

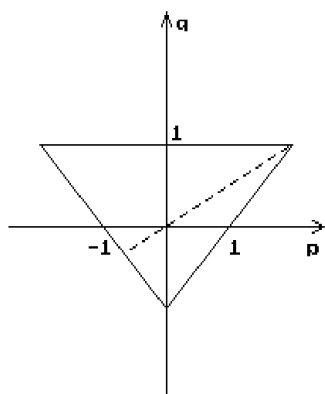


Рисунок 2 - Треугольник устойчивости в случае $k=2$

Области значений параметров, при которых стационарная точка устойчива, а также области, в которых известен тип популяционной динамики (циклы, инвариантные кривые и т.д.) представлены на рис.3. Если параметры модели попадают в область I, стационарная точка будет устойчива; в области II в системе наблюдаются циклы длины 2, 4, 8 и т.д.; а в области III в системе возникают колебания, а в фазовом пространстве - замкнутые инвариантные кривые.

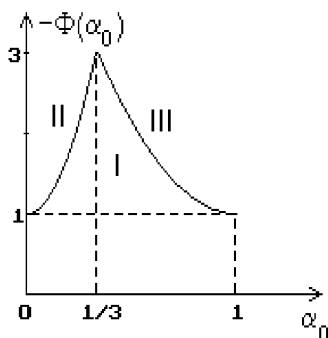


Рисунок 3 - Области устойчивости стационарной точки при $k=2$

Займемся случаем $0 < \alpha_0 < 1/3$. В момент потери

устойчивости уравнение имеет вид: $\lambda^2 - (\Phi\alpha_0 - 1)\lambda - \Phi\alpha_0 = 0$. Это квадратное уравнение, имеющее два различных действительных корня: -1 и $\Phi\alpha_0 = \frac{\alpha_0}{2\alpha_0 - 1} < 1$.

Следовательно, -1 - простой корень и динамика системы будет представлена циклом с периодом в 2 года.

Самый простой случай комплексной потери устойчивости - через $\sqrt[3]{1}$. Он соответствует $\alpha_0 = \alpha_1 = 1/2$. При таких параметрах в системе $x_{n+2} = \frac{1}{2}x_{n+1}f(x_{n+1}) + \frac{1}{2}x_n f(x_n)$ происходит ветвление 3-цикла. Бифуркационная диаграмма системы (при варьировании параметра a) для этого случая представлена на рис.4.

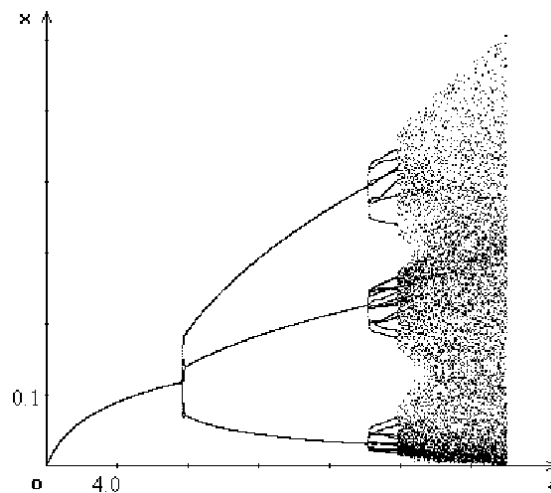


Рисунок 4 - Бифуркационная диаграмма системы при $k=2$, $\alpha_0 = \alpha_1 = 0,5$

РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ ОПТИМАЛЬНОГО УПРАВЛЕНИЯ

Решим задачу оптимального управления. Для биологических популяций термин "управление" означает внешнее вмешательство с целью регулирования численности. Одним из основных методов такого вмешательства является ведение промысла. В этом случае под оптимальным управлением в стационарном случае мы понимаем изъятие такого числа особей, что прибыль от их реализации максимальна, а численность популяции остается неизменной с течением времени. Рассмотрим две наиболее популярные методики промысла: изъятие фиксированной доли особей из каждой возрастной группы и стратегию, при которой доля вылавливаемых особей зависит от плотности нерестового стада.

СЛУЧАЙ ПОСТОЯННОЙ ДОЛИ ПРОМЫСЛОВОГО ИЗЪЯТИЯ

Допустим, стратегия промысла такова, что из каждой возрастной группы изымается одна и та же доля U от численности группы, тогда уравнение (2) видоизменится следующим образом:

$$x_{n+k} = a(1-U) \sum_{i=0}^{k-1} \alpha_i x_{n+i} f(x_{n+i}). \quad (6)$$

Стационарная точка задается уравнением:

$$1 = a(1-U)f(\tilde{x}). \quad (7)$$

Прибыль от улова (в условных единицах) будет выражаться величиной $R = aU\tilde{x}f(\tilde{x})$ или

$$U = 1 - \frac{1}{af(\tilde{x})} \Rightarrow R = \tilde{x}(af(\tilde{x}) - 1).$$

Ищем максимум по \tilde{x} : $\frac{dR}{d\tilde{x}} = af(\tilde{x}) - 1 + a\tilde{x}f'(\tilde{x}) = 0$.

Считая $f(\tilde{x}) = e^{-\tilde{x}}$, получаем:

$$ae^{-\tilde{x}}(1-\tilde{x}) = 1,$$

$$a = \frac{e^{\tilde{x}}}{1-\tilde{x}}.$$

Тогда $R = \tilde{x}(ae^{-\tilde{x}} - 1) = \frac{\tilde{x}^2}{1-\tilde{x}}$.

С другой стороны, $R = aU\tilde{x}f(\tilde{x}) = \frac{U\tilde{x}}{1-\tilde{x}}$. Приравняв два этих выражения, получим оптимальное значение доли изъятия: $U_0 = \tilde{x}$ (в относительных единицах численности). Для других видов функции выживаемости в первый год жизни это значение будет иным.

Исследуем полученное решение на устойчивость. Характеристическое уравнение будет иметь вид:

$$\lambda^k = \varphi(\tilde{x}) \sum_{i=0}^{k-1} \alpha_i \lambda^i, \quad (8)$$

где $\varphi(\tilde{x}) = a(1-U)(f(\tilde{x}) + \tilde{x}f'(\tilde{x}))$.

При $f(\tilde{x}) = e^{-\tilde{x}}$, $\varphi(\tilde{x}) = \frac{e^{\tilde{x}}}{1-\tilde{x}}(1-\tilde{x})(e^{-\tilde{x}} - \tilde{x}e^{-\tilde{x}}) = 1 - \tilde{x}$.

Таким образом, $|\varphi(\tilde{x})| < 1$, а из леммы 1 следует, что при таком значении $\varphi(\tilde{x})$ все корни уравнения

$\lambda^k = \varphi(\tilde{x}) \sum_{i=0}^{k-1} \alpha_i \lambda^i$ по модулю будут меньше единицы.

Следовательно, стационарная точка устойчива во всей области значений параметров, а это значит, что оптимальное управление исключает возможность колебаний численности.

СЛУЧАЙ ПЕРЕМЕННОГО ПРОМЫСЛОВОГО ИЗЪЯТИЯ

Решим задачу оптимального управления в случае, когда U - доля промыслового изъятия - является переменной величиной. Выберем ее в виде "трофической" функции с насыщением по числу усилий u : $U = \frac{u^\alpha}{m + u^\alpha}$. Под промысловыми усилиями понимается количество

используемых орудий промысла (количество вынутых сетей, время траления и т.д.). Здесь могут возникнуть трудности, связанные с возможностью использования различных орудий при промысле одного и того же вида рыбы, но будем считать эти трудности преодолимыми. Число промысловых усилий определяется выражением: $u = (a\tilde{x}f(\tilde{x}))^\alpha$, где α - параметр, показывающий зависимость интенсивности изъятия от численности популяции. Итак, получаем функцию U в виде:

$$U = \frac{(a\tilde{x}f(\tilde{x}))^\alpha}{m + (a\tilde{x}f(\tilde{x}))^\alpha},$$

здесь m характеризует интенсивность промысла, \tilde{x} - стационарная точка.

Такой вид функции отражает хорошо известный факт, заключающийся в том, что величина изъятия, приходящегося на одно промысловое усилие, падает с ростом числа усилий.

Прибыль (в условных единицах) определяется следующим выражением:

$$R = \frac{[a\tilde{x}f(\tilde{x})]^\alpha + 1}{m + [a\tilde{x}f(\tilde{x})]^\alpha} = a\tilde{x}f(\tilde{x}) - \tilde{x}.$$

Прибыль максимальна при $\frac{dR}{d\tilde{x}} = a(f(\tilde{x}) + \tilde{x}f'(\tilde{x})) - 1 = 0$.

Считая $f(\tilde{x}) = e^{-\tilde{x}}$, получаем, как и в случае постоянно-го изъятия: $R = \tilde{x}(ae^{-\tilde{x}} - 1) = \frac{\tilde{x}^2}{1-\tilde{x}}$. С другой стороны,

$R = \frac{[a\tilde{x}f(\tilde{x})]^\alpha + 1}{m + [a\tilde{x}f(\tilde{x})]^\alpha}$. Приравнявая эти выражения,

получаем оптимальное значение доли изъятия:

$$U_0 = \frac{(\tilde{x}/1-\tilde{x})^\alpha}{m + (\tilde{x}/1-\tilde{x})^\alpha} = \tilde{x}, \quad \text{а также параметра:}$$

$$m_0 = \left(\frac{\tilde{x}}{1-\tilde{x}}\right)^{\alpha-1}.$$

Найдем области устойчивости стационарной точки при описанной стратегии промысла. Характеристическое уравнение, как и в предыдущем случае, имеет вид (8):

$$\lambda^k = \varphi(\tilde{x}) \sum_{i=0}^{k-1} \alpha_i \lambda^i, \quad \text{но здесь } \varphi(\tilde{x}) = a(1-U)(f(\tilde{x}) + \tilde{x}f'(\tilde{x})) - U^\alpha \cdot a\tilde{x}f(\tilde{x}).$$

$$\text{В этом случае } U^\alpha = \left(\frac{(a\tilde{x}f(\tilde{x}))^\alpha}{m + (a\tilde{x}f(\tilde{x}))^\alpha}\right)^\alpha = \frac{((a\tilde{x}f(\tilde{x}))^\alpha)^\alpha}{m + (a\tilde{x}f(\tilde{x}))^\alpha} - \frac{(a\tilde{x}f(\tilde{x}))^\alpha \cdot ((a\tilde{x}f(\tilde{x}))^\alpha)^\alpha}{(m + (a\tilde{x}f(\tilde{x}))^\alpha)^2}, \quad \text{т.е.}$$

$$U^\alpha = \frac{a^\alpha m \cdot \alpha \tilde{x}^{\alpha-1} f^{\alpha-1}(\tilde{x}) \cdot (f(\tilde{x}) + \tilde{x}f'(\tilde{x}))}{(m + (a\tilde{x}f(\tilde{x}))^\alpha)^2}.$$

Окончательно:

$$\varphi(\tilde{x}) = 1 - \tilde{x} - \frac{a^\alpha m \cdot \alpha \tilde{x}^\alpha f^\alpha(\tilde{x})}{(m + (a\tilde{x}f(\tilde{x}))^\alpha)^2} = (1 - \tilde{x})(1 - \alpha \tilde{x}).$$

Стационарная точка устойчива при $|\varphi(\tilde{x})| < 1$ и теряет устойчивость при $|\varphi(\tilde{x})| = 1$. Найдем, при каких значениях параметра α выполняются эти условия.

$$|\varphi(\tilde{x})| = |(1 - \tilde{x})(1 - \alpha\tilde{x})| \leq 1, \quad |1 - \alpha\tilde{x}| \leq \frac{1}{1 - \tilde{x}}.$$

Итак, неподвижная точка будет устойчивой при $-\frac{1}{1 - \tilde{x}} \leq \alpha < \frac{(2 - \tilde{x})}{(\tilde{x}(1 - \tilde{x}))}$. На рис.5 показаны области устойчивости стационарной точки в пространстве $(\alpha; \tilde{x})$. Если пара $(\alpha; \tilde{x})$ попадает в область I, неподвижная точка при ведении промысла остается устойчивой, а в областях II и III в системе наблюдается нерегулярная динамика.

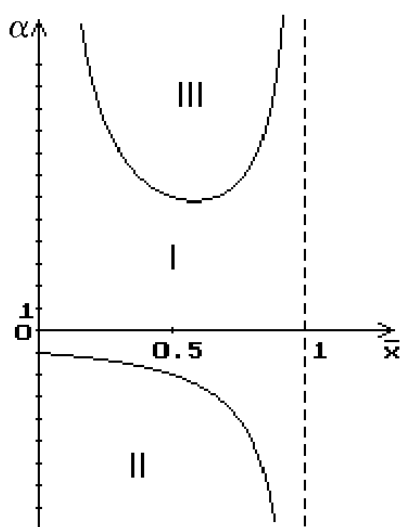


Рисунок 5 - Области регулярной и нерегулярной динамики при неравновесном промысле

На рисунках 6 и 7 показаны бифуркации динамического поведения модели при изменении промыслового параметра α при фиксированном значении m и при оптимальном m соответственно. Как видим, при $m=0.5$ и отрицательных α в системе существует устойчивая стационарная точка, при увеличении α появляется небольшая область аттракторов (нерегулярного поведения), которая далее "схлопывается" в цикл длины 4. Далее вновь появляется стационарная точка (значительно меньшая по абсолютному значению), при потере устойчивости которой ветвится цикл длины 2, затем - 4 и т.д. При больших положительных α наблюдается хаотическая динамика. В случае оптимального ведения промысла картина несколько иная (рис.7). Сначала, при отрицательных α в системе наблюдается нерегулярная динамика, которая далее "порождает" цикл длины 2. Далее появляется стационарная точка (уменьшающаяся по абсолютному значению при увеличении α), при потере устойчивости ветвится цикл длины 3, что говорит о возможности хаотической динамики. На рисунке видно, что при больших значениях параметра α в системе действительно наблюдается хаос, перемежающийся участками регулярного циклического поведения.

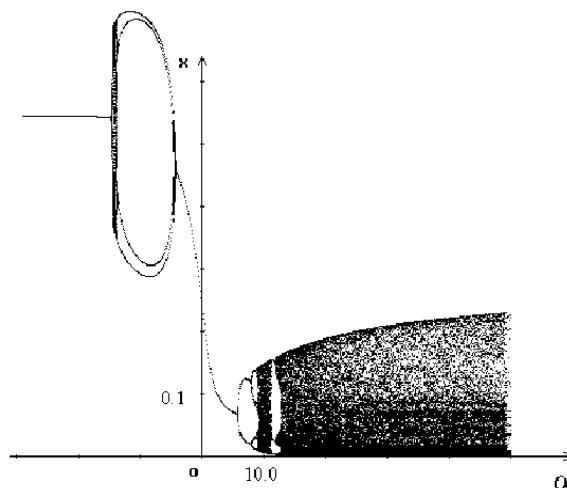


Рисунок 6 - Бифуркационная диаграмма системы при $k=2, a=11,0, m=0,5$

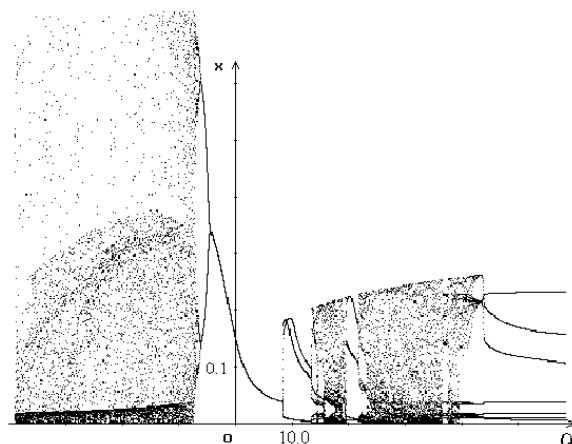


Рисунок 7 - Бифуркационная диаграмма системы при $k=2, \alpha=11,0$ и оптимальном значении промыслового параметра m

Таким образом, неравновесный промысел в популяции лососевых рыб может стабилизировать популяционную динамику, но может также и вызвать колебания численности, не связанные с естественными причинами, при попадании параметра α за рамки определенного нами интервала.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе построена и проанализирована модель динамики численности популяции со сложной возрастной структурой, в которой особи после размножения погибают. Такая ситуация в природе встречается в популяциях Дальневосточных лососевых рыб. Для этой модели были найдены стационарные точки, получены критерии их устойчивости в зависимости от значения параметров системы. Для модельного примера - популяции с нерестовым стадом, представленным двумя возрастными группами - исследованы все возможные случаи потери устойчивости стационарной точки. Выделены области значений параметров модели,

при которых такая потеря происходит через -1 и сопровождается ветвлением циклов длины 2, 4, 8 и т.д., т.е. "первой серией бифуркаций" и тех, при которых потеря устойчивости происходит при комплексных значениях собственных чисел.

При эксплуатации популяции человеком рассматривались две стратегии промысла. Вычислена оптимальная доля изъятия при ведении промысла таким образом, что из каждой возрастной группы вылавливается одна и та же фиксированная доля от общей численности группы. Оказалось, что для неоднородной популяции оптимальная доля изъятия в стационарном режиме не зависит явно от распределения возрастов в нерестовом стаде, а определяется общей численностью популяции и значением ее репродуктивного потенциала (параметра a). Также показано, что такой промысел вводит популяцию в динамический режим, при котором исключена возможность как регулярных, так и хаотических колебаний численности. Это объясняется тем, что в стационарном случае при описанной стратегии промысла и оптимальной доле изъятия неподвижная точка остается устойчивой независимо от значения параметров системы.

В случае зависимости доли изъятия от численности популяции также были определены оптимальные параметры для ведения промысла. Кроме того, оказалось, что неравновесный промысел сам может дестабилизировать численность популяции, так как при попадании промыслового параметра a за рамки определенного интервала стационарная точка теряет устойчивость.

Полученные результаты представляются важными для дальнейшего изучения динамики природных неоднородных популяций. Кроме того, на основе полученной модели и реальных данных о численности и уловах может быть создана компьютерная система, позволяющая визуализировать возможные динамические режимы при различных параметрах, прогнозировать состояние популяции на год или несколько лет, а также предсказать возможные последствия от естественного или искусственного изменения параметров системы.

Работа выполнена при поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (грант № 99-01-00633).
УДК 519.713.1

АДАПТИВНЫЙ БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИЙ АЛГОРИТМ УПРАВЛЕНИЯ ПЕРЕМЕЩЕНИЕМ РОБОТА

И.А.Орловский

Рассмотрена система управления перемещением робота на плоскости, состоящая из одинаковых параллельно работающих автоматов-клеток, количество которых определяется точностью отработки положения. Система позволяет выполнять с высоким быстродействием целенаправленное управление перемещением робота в среде с препятствиями по кратчайшей траектории. В системе Matlab выполнено моделирование алгоритма работы системы управления.

Розглянуто систему керування переміщенням робота на площині, яка складена з однакових паралельно працюючих автоматів-кліток, кількість яких визначається точністю відпрацювання положення. Система дозволяє виконувати з високою швидкістю цілеспрямоване керування переміщенням робота в середовищі з перешкодами за найкоротшою траєкторією. У системі Matlab виконане моделювання алгоритму роботи системи керування.

The control system of moving of the robot on a plane, consisting of identical parallel working automatic devices - cells which quantity is defined by accuracy of position control is considered. The system allows to carry out with high speed purposeful management of robot transfer in the environment with obstacles on the shortest trajectory. Modeling in system Matlab of work of the control systems was executed.

ВВЕДЕНИЕ

Построение управляющих систем интеллектуальных мобильных роботов, позволяющих осуществлять оптимальное целенаправленное перемещение робота в сложной меняющейся естественной среде, является актуальной и далеко не решенной задачей. Такая же

задача оптимизации возникает при перемещении различных ресурсов (электроэнергии, информации, газа, воды и т.д.).

Адаптивные системы управления широко используют средства микропроцессорной техники. Ядром систем управления адаптивных роботов является, как правило, промышленный контроллер. В последнее время широко используются мультипроцессорные вычислительные системы, где различными узлами и системами робота управляют отдельные процессоры. Несложные системы управления реализуются на жесткой логике [1]. Алгоритм управления реализуется в виде программы или в виде определенного порядка соединения логических элементов. Реализация системы управления на микропроцессорах, наряду с гибкостью, простотой изменения алгоритма, имеет из-за последовательной обработки информации гораздо более низкое быстродействие по сравнению с системой на жесткой логике.

В данной статье рассматривается система управления перемещением робота, обработка информации в которой осуществляется параллельно. Система управления состоит из одинаковых одновременно работающих автоматов-клеток, выполненных на жесткой логике, либо на микроконтроллерах. Все автоматы-клетки имеют один и тот же алгоритм работы. Будем считать, что количество автоматов-клеток неограниченно велико. В ограниченном пространстве робот может находиться в определенном количестве точек (клеток) N , определяемом точностью отработки положения. Управление роботом в каждой точке осуществляет свой отдельный автомат-клетка,

следовательно, для реализации данной системы управления используется N автоматов-клеток. Остальные автоматы-клетки в данном случае в управлении не участвуют и могут быть использованы при повышении точности отработки перемещения, расширении зоны работы робота или для замены поврежденного автомата-клетки. Такую систему управления можно отнести к системам с клеточными автоматами, которую, впервые серьезно исследовал Дж. Фон Нейман [2] и показал неограниченные возможности таких систем на примере реализации самовоспроизводящихся автоматов. Каждый автомат-клетка у Дж. Фона Неймана имеет 29 состояний. Вся система внутренне однородна, то есть поведение каждой клетки подчиняется одному и тому же правилу. Это "правило переходов" выражает состояние клетки в текущий момент времени через состояние самой клетки и ее непосредственных соседей в предыдущие моменты времени.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Необходимо осуществить управление перемещением робота на плоскости (рис.1). В зоне работы робота находятся препятствия, ограничивающие траектории движения. Роботу задается "цель" - точка пространства (клетка), к которой выполняется перемещение робота. Для упрощения задачи полагается, что робот может перемещаться только во взаимно перпендикулярных направлениях [3]. Перемещения робота необходимо осуществлять оптимально, то есть траектория движения к "цели" должна быть кратчайшей. Система управления должна быть адаптивной к расположению препятствий. Время для выработки сигнала управления должно быть минимальным.

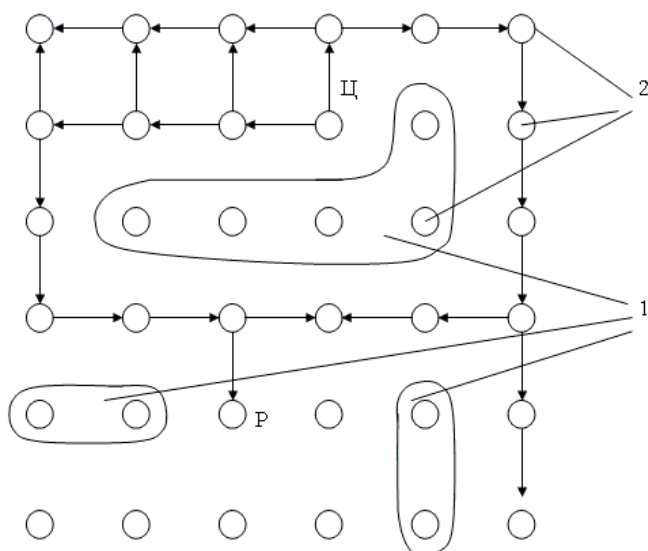


Рисунок 1 - План зоны работы робота
 1 - препятствия, 2 - возможные точки (клетки) фиксации положения робота, Р - местонахождение робота, Ц - положение цели, \rightarrow - направления распространения волны

ОСНОВНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ

Для реализации поставленной задачи разместим на рисунке, для наглядности, автоматы-клетки, составляющие систему управления (рис.2), также как и соответствующие им клетки 2 на плоскости (рис.1), фиксирующие положения робота. Каждый автомат-клетка соединен с четырьмя соседними автоматами, с двигателями, осуществляющими перемещения робота, датчиками перемещения и с системой управления более высокого уровня, задающей положение цели и первоначальное соответствие положения робота определенному автомату-клетке. При перемещении робота в новую клетку автомат-клетка, осуществляющий управление роботом в этой точке, практически мгновенно выдает сигнал управления, так как этот сигнал вычислен заранее при определении оптимальной траектории. Перед началом движения робота необходимо знать размещение препятствий. Когда препятствия известны, система управления определяет кратчайшую траекторию и выполняет перемещение робота по ней. Если имеются датчики, позволяющие в процессе движения робота определять изменение расположения препятствий, то система управления, одновременно выполняя управление движением робота, определяет новый оптимальный маршрут и дальнейшее движение робота происходит по этому маршруту. В качестве датчиков определения препятствий, могут быть оптические, размещенные на роботе, либо датчики установленные в каждой клетке плоскости, информация с которых поступает в соответствующие автоматы-клетки.

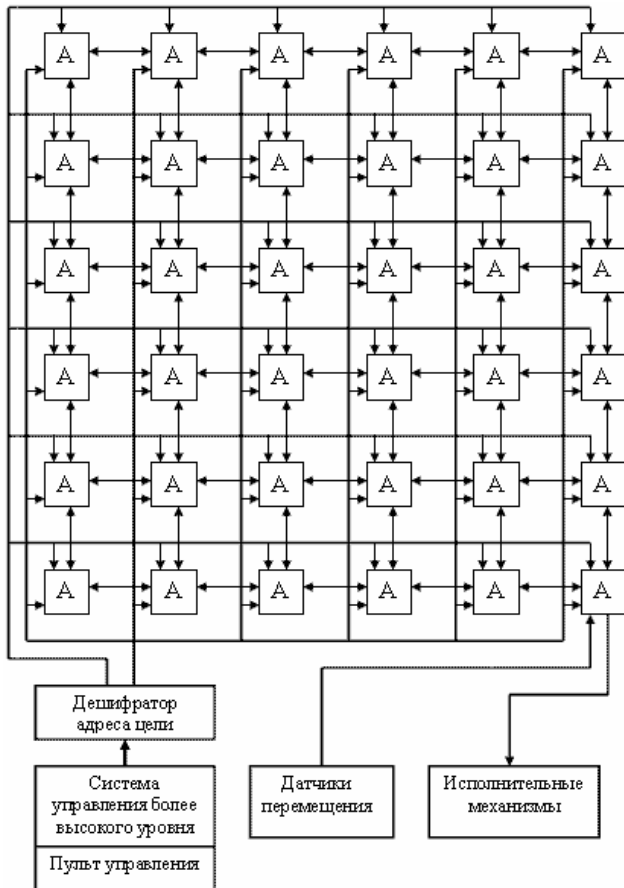


Рисунок 2 - Функциональная схема реализации алгоритма управления перемещением робота. А - автомат-клетка

Промоделированный и отлаженный алгоритм может быть реализован на жесткой логике. В этом случае для выдачи сигнала управления исполнительными механизмами необходим лишь сигнал передачи управления данному автомату. Тогда при асинхронной работе задержка времени выдачи сигнала управления составит время срабатывания двух логических элементов (один логический элемент для выдачи сигнала передачи управления в соседнем автомате, второй для выдачи сигнала управления в данном автомате). Несложный пример реализации автомата на автоматах меньшей размерности рассмотрен в [4].

ОПИСАНИЕ АЛГОРИТМА РАБОТЫ АВТОМАТА-КЛЕТКИ

Каждый автомат-клетка в зависимости от входных сигналов может работать в одном из режимов:

- режим определения препятствий;
- режим настройки на кратчайшую траекторию;
- режим перемещения к цели.

Режим определения препятствий.

Расположение препятствий может задаваться сразу от

сенсорных элементов, определяющих наличие препятствия в данной клетке, либо от системы управления более высокого уровня. Если такой возможности нет, то препятствия определяются путем выполнения перемещения или попытки перемещения робота по всем переходам между клетками и выявления запрещенных переходов. Когда робот впервые приходит в клетку, контролируемую данным автоматом-клеткой, то в этом автомате-клетке запоминается, с какой стороны робот пришел. Это необходимо для возврата в исходную клетку, когда все направления пройдены. Далее робот отправляется поочередно в направлениях вверх, влево, вниз, вправо, исключая то из них, откуда он пришел. Направление вверх считается отработанным, когда автомат-клетка, отвечающий за клетку сверху, аналогичным образом отработает направления вверх, влево, вправо и вернется назад, то есть вниз. Аналогично отрабатываются остальные направления. При отработке перемещения с помощью сигнала "наличие препятствия" фиксируется направление перемещения и наличие или отсутствие препятствия в этом направлении. При этом устанавливаются весовые коэффициенты препятствия P_r , P_l , P_u , P_d по соответствующим направлениям (право, лево, верх, низ), которые используются в режиме настройки на кратчайшую траекторию.

Режим настройки на кратчайшую траекторию

В этом режиме определяются управляющие сигналы автоматов-клеток, позволяющие управлять перемещением робота к цели среди препятствий по кратчайшей траектории. Для осуществления этой задачи автомат-клетка, клетка которого помечена как "цель" (поступил сигнал на вход target), посылает "волну" соседним автоматам. Соседние автоматы-клетки могут получить сигнал "волны" из четырех направлений. Направление открыто если весовой коэффициент препятствий по этому входу, установленный в режиме определения препятствий, сообщает, что препятствия на этом переходе нет. Получив сигнал "волны", автомат-клетка устанавливает весовой коэффициент траектории по тому входу, откуда первым появился сигнал "волны", равный 1, а весовые коэффициенты траектории по другим входам устанавливаются в 0, тем самым, запрещая поступление сигналов "волны" по другим входам. После этого посылается "волна" дальше. Перемещение волны происходит только по направлениям, где препятствия отсутствуют. Если во время перемещения к цели произошло изменение расположения препятствий, то автомат-клетка, помеченный как "цель", снова посылает волну и определяется новая кратчайшая траектория от цели к клетке, где находится робот. Дальнейшее движение робота выполняется по новой траектории.

Режим перемещения к цели

В режиме перемещения к цели, автомат-клетка, в клетке которого находится робот, выдает управляющий сигнал перемещения робота в направлении, для которого весовой коэффициент траектории равен единице. При

достижении соседней клетки, о чем сигнализирует датчик перемещения, управление передается соответствующему ей автомату-клетке. Получив подтверждение о передаче управления соседнему автомату, данный автомат-клетка переходит в состояние "Ожидания" следующей волны. При достижении клетки "цель" режим перемещения к цели заканчивается и тогда все автоматы-клетки находятся в состоянии "Ожидания" до появления сигнала "цель" в автомате-клетке, где нет робота.

Реализация автомата

Для реализации алгоритма работы автомата-клетки в режиме настройки на кратчайшую траекторию и режиме перемещения к цели использованы следующие входные, выходные и внутренние сигналы (рис.3).

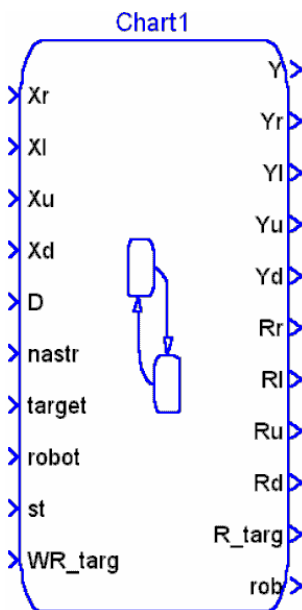


Рисунок 3 - Входные и выходные сигналы автомата-клетки в режиме определения препятствий и перемещения к цели

Входные сигналы.

Xr - вход от соседа справа, подключается к сигналу Y соседа справа.

Xl - вход от соседа слева, подключается к сигналу Y соседа слева.

Xu - вход от соседа сверху, подключается к сигналу Y соседа сверху.

Xd - вход от соседа снизу, подключается к сигналу Y соседа снизу.

Сигналы $X_i (i=r,l,u,d)$ необходимы для приема "волны", которую посылают соседние автоматы на выходе Y.

natsr - сигнал, устанавливающий режим определения препятствий. Если nastr=1, то автомат-клетка находится в режиме настройки на кратчайшую траекторию и режиме перемещения к цели. Если nastr=0, то автомат находится в режиме определения препятствий.

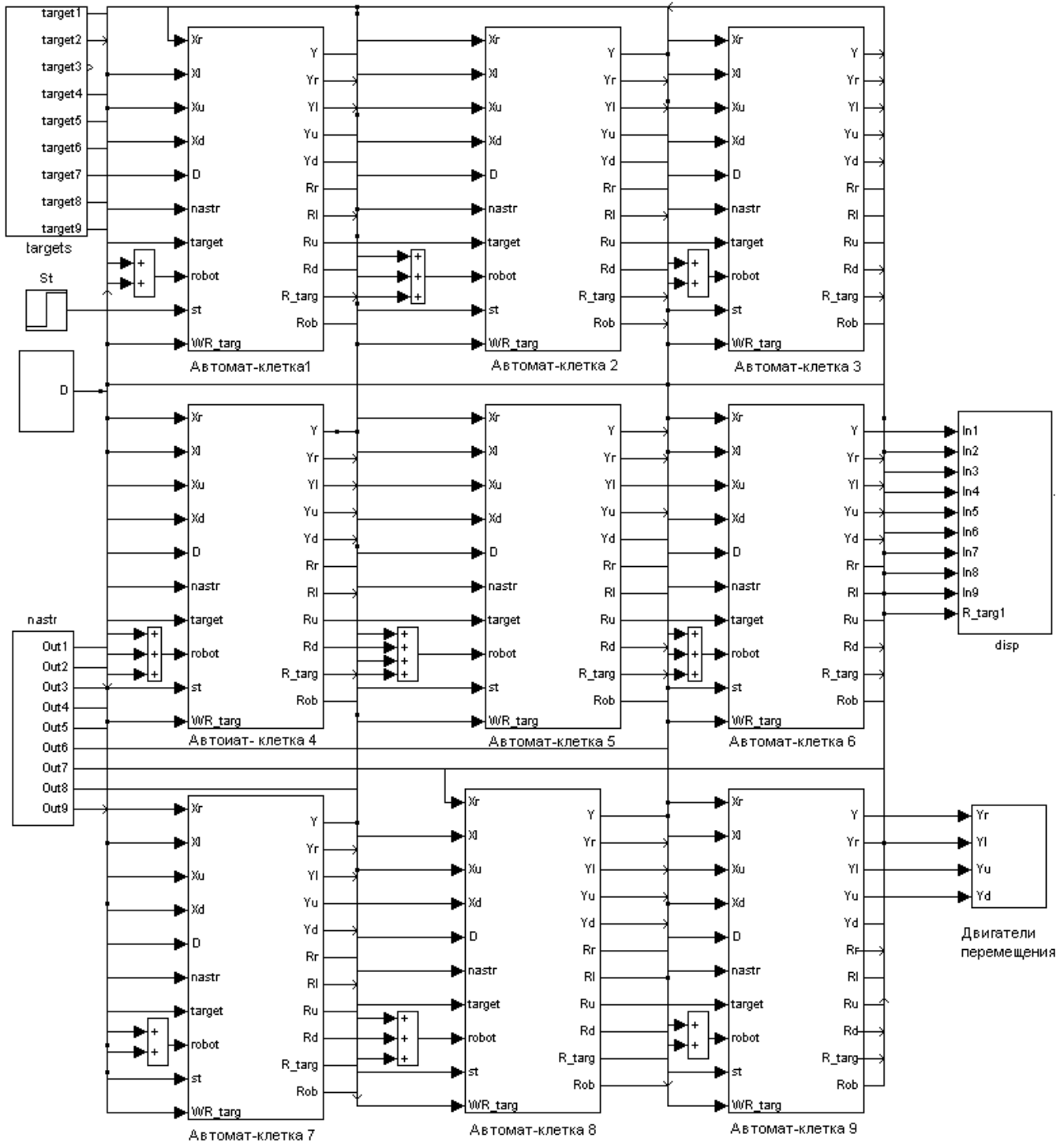


Рисунок 4 - Simulink модель системи управління

robot - сигнал, указывающий что управление роботом осуществляет данный автомат, устанавливается от соседних автоматов, подключается к выходу Rr автомата справа, Rl автомата слева, Ru автомата сверху, Rd-автомата снизу.

target - сигнал, указывающий что цель, куда перемещается робот, находится в клетке данного автомата, устанавливается от внешнего источника.

D - сигнал от датчика о перемещении робота на одну клетку.

st - сигнал первоначальной установки. Указывает, что робот находится в клетке данного автомата.

WR_targ - сигнал, указывающий, что робот достиг цели, подключается к R_targ всех автоматов.

Выходные сигналы

Y - выход автомата, создающий "волну". Поступает одновременно на соседние автоматы на входы: Xr-автомата справа, Xl-автомата слева, Xu-автомата сверху, Xd-автомата снизу.

Yr - сигнал управления перемещением робота вправо.
 Yl - сигнал управления перемещением робота влево.
 Yu - сигнал управления перемещением робота вверх.
 Yd - сигнал управления перемещением робота вниз.
 R_targ - сигнал, указывающий что робот достиг цели, подключается к WR_targ всех автоматов.
 Rob - сигнал визуализации. Если gob=1, то в клетке данного автомата находится робот. Если gob=11111111, то препятствия не позволяют попасть в данную клетку.
 Внутренние переменные.
 Wr - весовой коэффициент траектории по входу Xr.
 Wl - весовой коэффициент траектории по входу Xl.
 Wu - весовой коэффициент траектории по входу Xu.
 Wd - весовой коэффициент траектории по входу Xd.
 Wi (i=r,l,u,d) необходимы для запоминания направления, откуда "волна" пришла первой, чтобы в

режиме перемещения к цели робот двигался по кратчайшей траектории.
 Pr - весовой коэффициент препятствия по входу Xr.
 Pl - весовой коэффициент препятствия по входу Xl.
 Pu - весовой коэффициент препятствия по входу Xu.
 Pd - весовой коэффициент препятствия по входу Xd.
 Pi (i=r,l,u,d) устанавливается в режиме определения препятствий.
 strob - сигнал начального перемещение робота. Выполняется начальное перемещение робота данным автоматом-клеткой, если strob=1. Первоначально устанавливается от внешнего источника. В процессе работы устанавливается при достижении цели в автомате, клетка которого была отмечена как "цель".
 Диаграмма stateflow одного автомата-клетки приведена на рис.4.

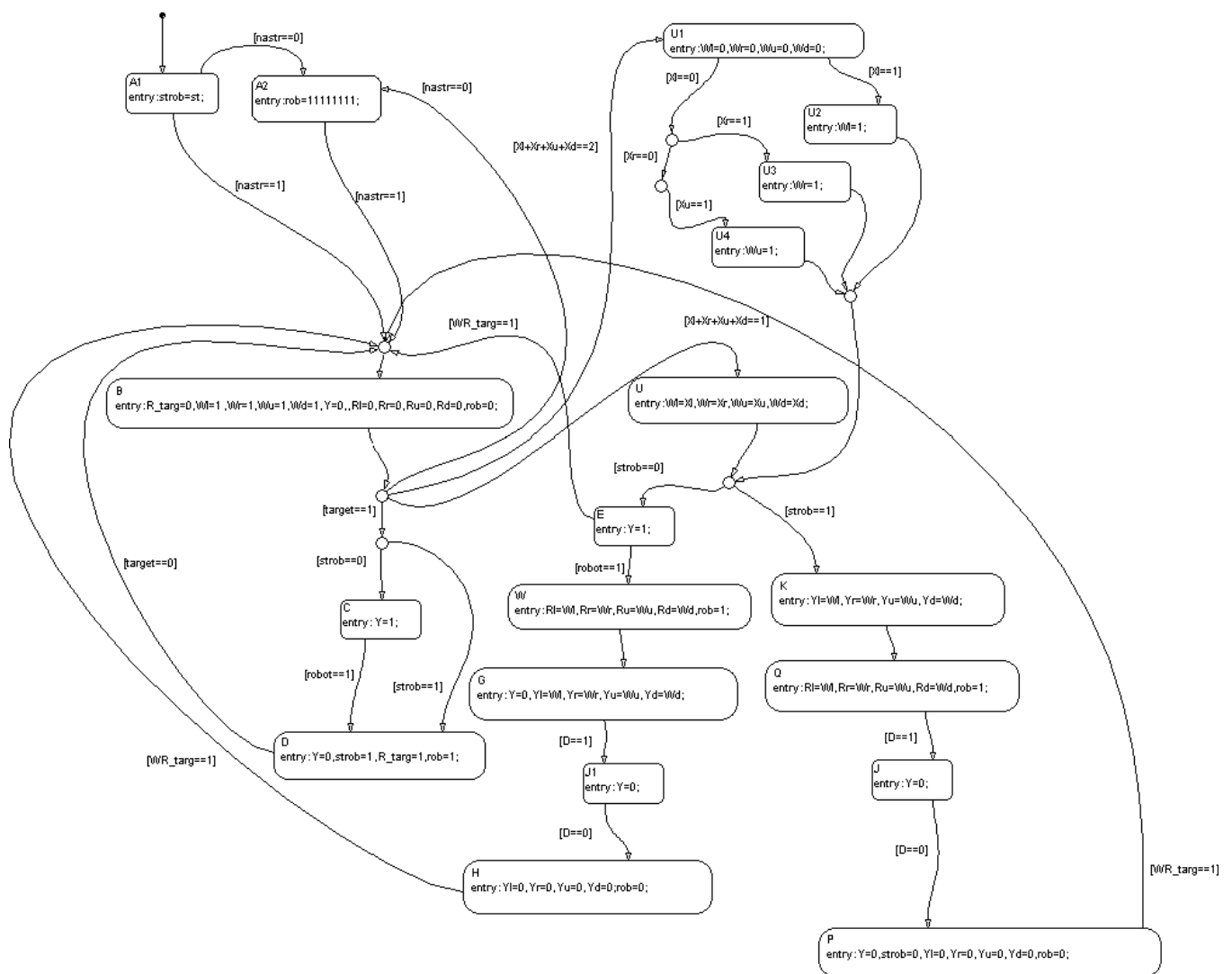


Рисунок 5 - Диаграмма Stateflow автомата-клетки в режимах определения препятствий и перемещения к цели

МОДЕЛИРОВАНИЕ

Моделирование системы управления с клеточными автоматами проведено в системе Matlab в пакете State-

flow. Детальная разработка алгоритма и отладка выполнена студентами кафедры ЭПА ЗНТУ Высоким Александром и Ксендюком Романом. Автомат-клетка представлен в виде блока Stateflow, в котором алгоритм

работы задается диаграммой Stateflow (рис.4), во многом напоминающей обычную блок-схему алгоритма. Блок, представляющий автомат-клетку, соединяется с другими блоками в Simulink модели. Здесь же подключаются блок задания цели, блок датчиков, блок, формирующий сигналы исполнительным механизмам (рис.5). Отработка алгоритма выполнялась на 9 автоматах. Результаты моделирования подтвердили правильность алгоритма автомата-клетки и работоспособность всей системы в целом.

ВЫВОДЫ

Рассмотренная система управления, состоящая из параллельно работающих автоматов-клеток, позволяет осуществлять целенаправленное управление перемещением робота в среде с изменяющимися препятствиями по кратчайшей траектории. Предложенный алгоритм управления обеспечивает адаптивность системы управления к расположению препятствий. Высокое быстродействие

алгоритма достигается за счет параллельной работы всех автоматов-клеток. Время выработки сигнала управления при движении робота по плоскости с неизменными препятствиями составляет время задержки нескольких логических элементов.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Системы оцувствления и адаптивные промышленные роботы / В.Б. Брагин, Ю.Г. Войлов, Ю.Д. Жаботинский и др.; Под общ. ред. Е.П. Попова, В.В. Ключева. - М.: Машиностроение, 1985. - 256с.
2. Дж. Фон Нейман. Теория самовоспроизводящихся автоматов.- М.: Мир, 1971. - 382 с.
3. Моделирование нейросетевых систем управления интеллектуальных мобильных роботов/ Ю.В. Чернухин, В.Х. Пшихонов, С.Н. Писаренко и др.; Труды международной конференции "Идентификация систем и задачи управления" SICPRO 2000. Москва, 2000. - с. 1108-1114.
4. Орловский И.А. Представление дискретного автомата автоматами меньшей размерности и организация связей между ними. Радіотехніка, інформатика, управління 2000, №2 с. 146-155.

УДК 629.7:62.50

ОПРЕДЕЛЕНИЕ СКОРОСТИ ПЛОСКОГО ВРАЩЕНИЯ ВЕКТОРА, ЗАДАННОГО ЕГО ПРОЕКЦИЯМИ

Е.Е.Потапенко

Предложен алгоритм определения скорости плоского вращения вектора, заданного его проекциями в общем случае на неортогональные оси. Алгоритм построен по принципу адаптивного наблюдателя Льюэнбергера и одновременно с определением скорости осуществляет фильтрацию полезных составляющих проекций вектора. Численное моделирование иллюстрирует высокие точностные характеристики алгоритма.

Запропонований алгоритм визначення швидкості плоского обертання вектора, який заданий його проекціями у загальному випадку на неортогональні осі. Алгоритм побудований за принципом адаптивного спостерігача Льюенбергера й одночасно з визначенням швидкості здійснює фільтрацію корисних складових проекцій вектора. Чисельне моделювання ілюструє високі точнісні характеристики алгоритму.

The flat rotation vector speed definition algorithm was suggested which in generic cases is preset by its proections on non-orthogonal axes. The algorithm is built by principle of Luenberger adaptive observer and together with the speed definition executes a useful vector projection component filtration. Digital modeling illustrates high precision characteristic of the algorithm.

ВВЕДЕНИЕ

В технике одним из распространенных способов определения положения твердого тела относительно некоторой системы координат является задание проекций на оси этой системы координат векторов, связанных с

твердым телом, или проекций некоторых векторов в пространстве на оси системы координат, связанной с твердым телом. Такая ситуация имеет место при определении ориентации космических аппаратов, при использовании в качестве датчиков углов поворота синусно-косинусных трансформаторов и т.п. В электротехнике это двухфазные и трехфазные токи, фазы которых можно рассматривать как проекции вектора тока. Во многих из перечисленных случаев требуется определить скорости вращения векторов относительно соответствующих систем координат, используя в качестве измерений проекции этих векторов. Ситуация осложняется тем, что измерения обычно содержат помехи. В связи с этим наряду с определением скорости возникает задача фильтрации полезных сигналов.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Рассматривается плоское вращение вектора i , заданного его проекциями i_a , i_b в общем случае на оси неортогональной системы координат (a, b)

$$i_a = |i|\cos\omega t, \quad (1)$$

$$i_b = |i|\sin(\omega t - \varphi) = |i|(\cos\varphi\sin\omega t - \sin\varphi\cos\omega t), \quad (2)$$

где ω - неизвестная скорость вращения вектора i , φ -

угол, характеризующий неортогональность осей. Например, в электротехнике ϕ - угол сдвига одной фазы переменного тока относительно другой.

Из (1) и (2) можно записать

$$\sin \omega t = \frac{i_b + i_a \sin \phi}{|i| \cos \phi}. \quad (3)$$

Введем обозначения

$$i_a = x_1, \quad \frac{i_b + i_a \sin \phi}{\cos \phi} = x_2, \quad i = x. \quad (4)$$

С учетом этих обозначений уравнения (1) и (3) предстанут в виде

$$x_1 = |x| \cos \omega t, \quad x_2 = |x| \sin \omega t, \quad (5)$$

где $|x| = \sqrt{x_1^2 + x_2^2}$. Предполагается, что измеряются не сигналы x_1 и x_2 , а сигналы

$$x_{1m} = x_1 + v_1, \quad x_{2m} = x_2 + v_2 \quad (6)$$

где v_1, v_2 - помехи измерения, которые в зависимости от физической сути задачи могут быть гармоническими, постоянными или носить случайный характер. В данной работе предполагается, что помехи носят характер гармонических высокочастотных по сравнению с ω колебаний.

Целью статьи является разработка алгоритмов оценки частоты ω и сигналов x_1, x_2 .

СИНТЕЗ АЛГОРИТМА

В предположении, что $|x| = \text{const}$, $\omega = \text{const}$, выражения (5) можно представить в виде решения следующей системы дифференциальных уравнений:

$$\dot{x}_1 = -\omega x_2, \quad \dot{x}_2 = \omega x_1. \quad (7)$$

Широко известным приемом вычисления частоты ω является следующий прием. В (7) первое уравнение умножается на x_2 , второе - на x_1 , после чего из второго уравнения вычитается первое. В результате можно записать

$$\omega = \frac{\dot{x}_2 x_1 - \dot{x}_1 x_2}{x_1^2 + x_2^2}. \quad (8)$$

Поскольку измеряются не x_1 и x_2 , а x_{1m} и x_{2m} из (6), то оценку частоты можно осуществить по зависимости

$$\widehat{\omega} = \frac{\dot{x}_{2m} x_{1m} - \dot{x}_{1m} x_{2m}}{x_{1m}^2 + x_{2m}^2}. \quad (9)$$

Здесь и далее знаком " $\widehat{}$ " обозначаются оценки соответствующих величин. Недостатком алгоритма (9) является плохая помехозащищенность из-за наличия

производных $\dot{x}_{1m}, \dot{x}_{2m}$, содержащих погрешности, равные производным от высокочастотных помех v_1, v_2 (см. (6)), пропорциональных их частотам. Кроме того, алгоритм (9) не выделяет сигналы x_1 и x_2 . С целью устранения указанных недостатков предлагается построить адаптивный наблюдатель Льюэнбергера следующим образом. Рассматривается динамическая система (7) с измерениями (6). Поскольку при $v_1 \equiv v_2 \equiv x_{1m} \equiv x_{2m} \equiv 0$ из системы (7), (6) следует $x_1 \equiv x_2 \equiv 0$, то система (7), (6) является полностью наблюдаемой [1]. С учетом этого, предполагая, что имеется оценка частоты $\widehat{\omega}$, для системы (7), (6) можно построить наблюдатель Льюэнбергера в виде [2]

$$\dot{\widehat{x}}_1 = -\widehat{\omega} \widehat{x}_2 + l_{11}(\widehat{x}_2 - x_{1m}) + l_{12}(\widehat{x}_2 - x_{2m}), \quad (10)$$

$$\dot{\widehat{x}}_2 = \widehat{\omega} \widehat{x}_1 + l_{21}(\widehat{x}_1 - x_{1m}) + l_{22}(\widehat{x}_2 - x_{2m}), \quad (11)$$

где $l_{ij} = (i, j=1, 2)$ - коэффициенты усиления наблюдателя.

Ошибки оценок, полученных с помощью наблюдателя, определяются выражениями

$$\tilde{x}_1 = \widehat{x}_1 - x_1, \quad \tilde{x}_2 = \widehat{x}_2 - x_2. \quad (12)$$

Полагая, что $\widehat{\omega} \equiv \omega$, и вычитая из уравнения (10) первое уравнение в (7), а из (11) - второе уравнение системы (7), с учетом (6) получим систему уравнений ошибок

$$\dot{\tilde{x}}_1 = l_{11} \tilde{x}_1 - (\omega - l_{12}) \tilde{x}_2 - l_{11} v_1 - l_{12} v_2, \quad (13)$$

$$\dot{\tilde{x}}_2 = (\omega - l_{21}) \tilde{x}_1 + l_{22} \tilde{x}_2 - l_{21} v_1 - l_{22} v_2. \quad (14)$$

Решение систем (13), (14) состоит из частного решения, обусловленного помехами v_1, v_2 , и общего решения соответствующего однородного уравнения с характеристическим полиномом

$$s^2 - (l_{11} + l_{22})s + l_{11}l_{22} + (l_{21} + \omega)(\omega - l_{12}), \quad (15)$$

где s - оператор дифференцирования. С помощью модального управления [2] можно назначить коэффициенты l_{ij} , обеспечивающее асимптотическую устойчивость решения системы (13), (14) с желаемым видом реакций на ступенчатые воздействия. Вызывают интерес два случая: 1) $l_{12} = l_{21} = 0$, 2) $l_{12} = \omega = -l_{21}$. В первом случае в каждом уравнении уменьшается номенклатура возмущающих воздействий, во втором случае уравнения (13) и (14) становятся независимыми. Как показывает анализ полинома (15), для асимптотической устойчивости необходимо и достаточно, чтобы выполнялись условия

$$l_{11} + l_{22} < 0, \quad l_{11}l_{22} + (l_{21} + \omega)(\omega - l_{12}) > 0.$$

Вследствие аналогичности уравнений (13), (14), не ограничивая возможностей системы, можно положить $l_{11} = l_{22} = l < 0$.

Выше предполагалось, что имеется оценка $\hat{\omega}$ частоты ω , которая априори отсутствует. Оценку ω попытаемся получить путем введения в наблюдатель блока адаптации.

Признаком тождества $\hat{\omega} \equiv \omega$ может служить тождество $\hat{x} \times x \equiv 0$ или, что то же самое, $\hat{x}_1 x_2 - \hat{x}_2 x_1 \equiv 0$. Поскольку значения x_1 и x_2 неизвестны, то в качестве аргумента блока адаптации будет служить выражение

$$\hat{x}_1 x_{2m} - \hat{x}_2 x_{1m}. \tag{16}$$

Сигнал (16), пропущенный через изодромное звено (ПИ-регулятор)

$$k_p + \frac{k_i}{s}, \tag{17}$$

где k_p, k_i - постоянные коэффициенты, дает оценку $\hat{\omega}$.

Выход звена (17) действительно дает оценку скорости $\hat{\omega}$, т.к. только при аргумент (16) будет тождественно равен нулю. Оценка $\hat{\omega}$ заводится в систему (10), (11). В отличие от (9), оценка $\hat{\omega}$ получается не в результате дифференцирования, а в результате интегрирования, что повышает помехоустойчивость метода. Одновременно в предложенном методе осуществляется фильтрация проекций x_1, x_2 .

РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Для проверки работоспособности синтезированного наблюдателя на ПЭВМ было проведено моделирование работы наблюдателя с помощью системы Simulink в среде Matlab.

На рис.1 представлены кривые, соответствующие истинному значению x_2 , измеренному значению x_{2m} и оценке \hat{x}_2 при одновременном изменении частоты от нуля

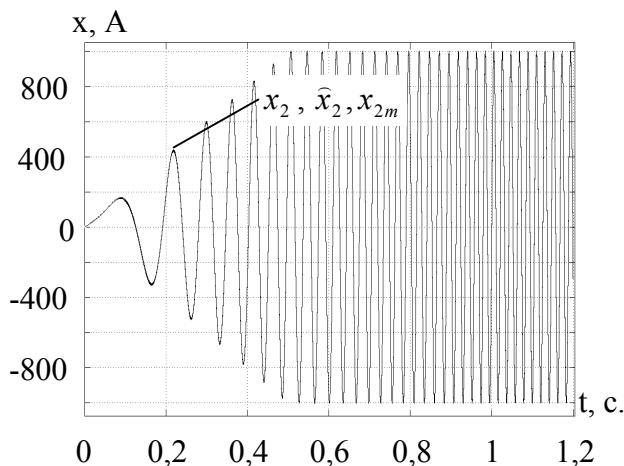


Рисунок 1

до 300c^{-1} , увеличении $|x|$ от 50 до 1000, при синусоидальных помехах частотой 10^4c^{-1} и амплитудами по 5. На рис. 2 для того же процесса представлены графики ω и $\hat{\omega}$.

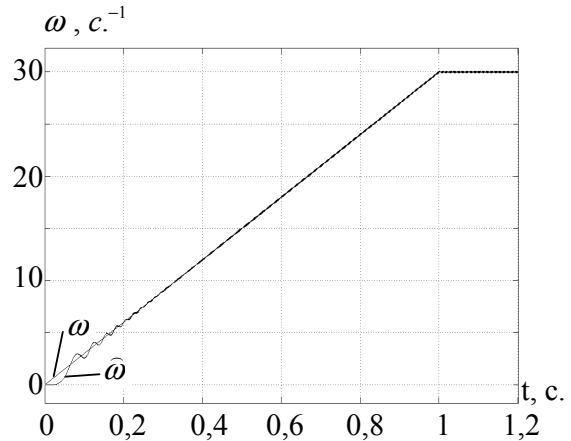


Рисунок 2

Рисунки 1, 2 свидетельствуют о высоких точностных характеристиках синтезированного наблюдателя как в отношении оценки проекций вектора x , так и в отношении частоты его вращения.

На рис.3 представлен переходный процесс в оценке постоянной частоты 300c^{-1} при $|x| \equiv 1000$.

На рис. 4 показаны истинная проекция x_2 , ее измерение x_{2m} с погрешностью амплитудой, равной 5, и оценки \hat{x}_2 при изменении частоты от 0 до 3c^{-1} и при $|x| = 50$. Как видно из рисунка 4, имеет место точная оценка проекций x_1, x_2 .

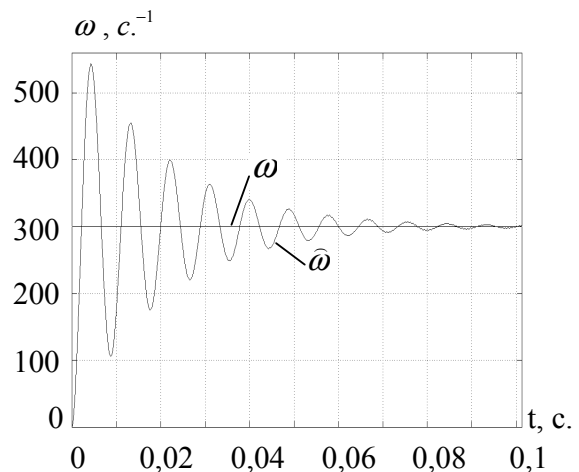


Рисунок 3

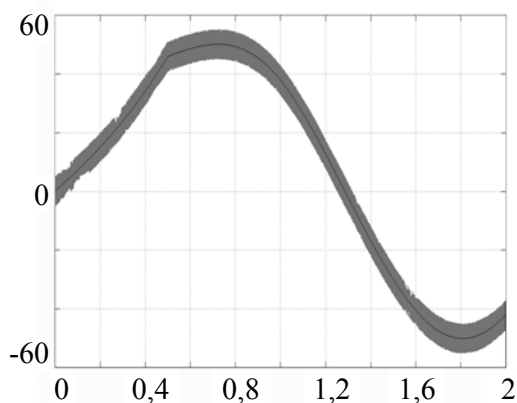


Рисунок 4

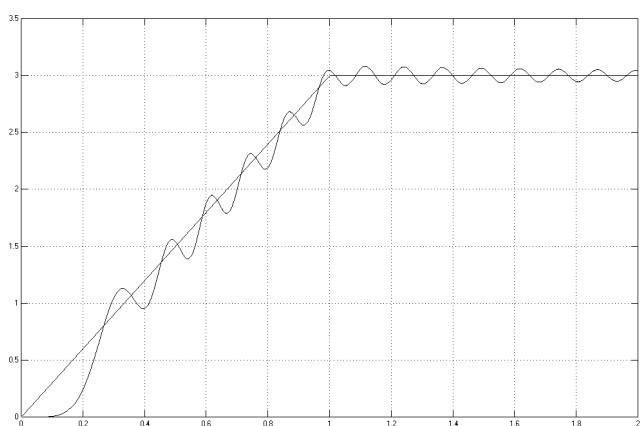


Рисунок 5

На рис. 5 для этого же процесса сопоставлены истинная частота ω и ее оценка $\hat{\omega}$. Рисунок свидетельствует о заметном влиянии погрешностей измерений проекций вектора. (При отсутствии погрешностей измерений колебания отсутствуют).

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе синтезирован адаптивный наблюдатель Льюэнбергера, дающий оценку частоты вращения вектора и фильтрацию его проекций от погрешностей их измерений. Хотя наблюдатель синтезировался в предположении постоянства модуля вектора и частоты его вращения, он показал высокие точностные характеристики при одновременном быстром изменении частоты и модуля при наличии погрешностей измерений. Минимальная частота вращения вектора определяется отношением амплитуды помех к модулю вектора (отношение "шум - полезный сигнал").

Применительно к переменному току, путем расширения вектора состояния системы за счет учета помимо основной гармоники третьей и более высоких гармоник с помощью расширенного наблюдателя можно оценить как частоту первой гармоники, так и амплитуды гармоник с более высокими частотами.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Квакернаак Х., Сиван Р. Линейные оптимальные системы управления. - М.: Мир, 1977 - 650 с.
2. Кузовков Н.Т. Модальное управление и наблюдающие устройства. - М.: Машиностроение, 1976 - 184 с.

УДК 681.31

БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИЙ АЛГОРИТМ АДАПТИВНОГО УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДАМИ В ТЕХНОЛОГИИ ПРОИЗВОДСТВА КВАРЦЕВОЙ ТРУБЫ

З.М.Хасанов

The high-speed operation control algorithm for quarts pipe in-line making equipment is suggested. The algorithm considers connector functions between control-managing devices of control system. Working dimension criteria of electric let-off control algorithm for in-line equipment different modes are defined.

Предлагается быстродействующий алгоритм управления электроприводами для технологического оборудования изготовления кварцевой трубы. Алгоритм учитывает функции связи между контрольно-управляющими устройствами системы управления. Определены критерии выбора рабочих параметров алгоритма управления электроприводами для различных режимов технологического оборудования.

1 СОДЕРЖАНИЕ ПРОБЛЕМЫ

Одним из перспективных направлений в области проектирования систем управления для гибких производственных схем в технологии изготовления кварцевых труб является метод управления, основанный на использовании подвижного теплового воздействия. Идея построения технологической схемы состоит в том, что заданное пространственное распределение тепла достигается с помощью подвижного источника воздействия, многократно пробегающего вдоль определенной пространственной траектории.

Движение исполнительных механизмов

электроприводов в серийном технологическом оборудовании производства кварцевой трубы определяется дискретно-программным управлением. Однако, в условиях неполной информации о внешних возмущениях или об операторе управления такой подход может привести к большим погрешностям. Если имеется возможность получить информацию о картине распределения управляемого параметра, то построение системы с обратной связью позволяет существенно снизить зависимость решения от вариаций, доступных для измерения возмущений и параметров в математической модели процесса.

В настоящей работе предлагается решить эту задачу методом динамического программирования в два этапа: построение оптимальной траектории; синтез управления, реализующего эту траекторию. Структурная схема системы автоматического регулирования электропривода движением источника тепла выполнена по многоконтурной структуре (см. рисунок) и включает ряд существенных нелинейных элементов. Система имеет два внешних контура с адаптивными регуляторами и семь внутренних контуров с эталонной моделью [1]. Каждый контур управления состоит из широтно-импульсного регулятора (ШИР) с электродвигателем (ЭД); оптоэлектронного датчика скорости (ОДС) и фотоэлектрического датчика (ФД), преобразующего текущее положение вала электродвигателя в соответствующее напряжение; микро-ЭВМ с аналого-цифровыми преобразователями. Контуром адаптации, включающим в себя адаптивный интерполятор (АИ) и двухкристальный процессор MC 68302 FC20C фирмы Motorola, формируются приращения $\Delta U(\tau)$ задающего (эталонного) сигнала $U_{эт}(\tau)$ по положению при изменении параметров ЭД или ФД, или ОДС. В качестве ФД и ОДС вращения вала применяются датчики, разработанные автором в Уфимском авиационном институте, основные технические характеристики которых приведены в [2].

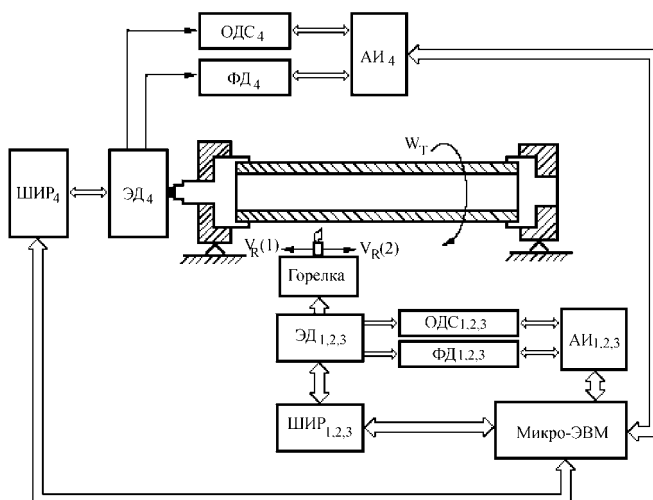


Рисунок - Функциональная схема системы управления перемещением газовой горелки для технологического

оборудования размерной обработки кварцевой трубы

Управление в контуре осуществляется как изменением скорости вращения трубки $\omega_T(\tau_n)$, так и изменением скорости перемещения источника тепла $v_T(\tau_n)$. Ведущей координатой по вращению трубки является время τ_n , а ведущими координатами по перемещению горелки являются и время, и координаты ошибки позиционирования $\Delta x(\tau_n)$, $\Delta y(\tau_n)$, $\Delta z(\tau_n)$.

2 ПОСТАНОВКА ПРОБЛЕМЫ И ОСОБЕННОСТИ ЕЕ РЕШЕНИЯ

Качественно новый характер взаимодействия устройств в современном технологическом оборудовании производства кварцевой трубы послужил причиной появления нового математического аппарата, связанного с анализом, моделированием и проектированием сложных, параллельно действующих циклических систем управления. Мощным средством решения этих задач являются сети Петри, которые позволяют моделировать быстродействующую систему управления в пространстве состояний.

При моделировании сетями Петри структуру системы управления представляют в виде дихроматического графа с вершинами двух типов: позициями (множество позиций) и переходами (множество переходов), в которых дугами соединяются только вершины разного типа.

Предлагаемая методика проектирования системы управления предусматривает выполнение следующих основных этапов:

- составление и анализ структурно-кинематической схемы объекта, описывающей функционирование технологического оборудования;
- получение логических уравнений, описывающих поведение объекта автоматизации;
- реализация логических уравнений аппаратными и программными средствами;
- выделение из глобальной задачи управления ряда локальных задач;
- формирование законов управления для каждой локальной задачи;
- оперативная коррекция законов в процессе управления.

Управляющие воздействия на привода и сигналы датчиков называются соответственно входными и выходными переменными объекта управления. В технологии производства кварцевой трубы широкое применение находят преобразователи электрических и неэлектрических физических величин в частоту, что обусловлено целым рядом причин [2]. В реальных условиях форма частотных сигналов значительно искажается за счет воздействия помех, что приводит к определенным трудностям получения достоверного результата о значении частоты (периода) сигналов. Для решения подобной задачи находят применение разные способы обработки информации [1].

Существующие подходы к управлению траекторией

источника тепла основываются, как правило, на упрощенных геометрических методах расчета управляющих воздействий [3]. В этой работе в качестве перспективного предлагается метод, основанный на применении эталонных моделей движения источника. Здесь, $\tau_0, \tau_1, \dots, \tau_{n-1}, \tau_n$, где $n \in N$, соответствуют моментам времени, когда источник поочередно находится на требуемых участках трубы. Тогда функция $U_{эТ}(\tau_n)$, представляющая такой способ управления, имеет вид

$$\begin{cases} \vec{U}_{эТ}(\tau_n) = Q(\tau_{n-1}) \cdot \vec{U}_{эТ}(\tau_{n-1}) + R(\tau_{n-1}) \cdot \vec{U}_{упр}(\tau_{n-1}), \\ \vec{U}_{эТ}(0) = \text{const}, \end{cases} \quad (1)$$

где $\vec{U}_{эТ}(\tau_n)$ - вектор состояния в момент времени τ_n ; $Q(\tau_{n-1})$ - $n \times n$ матрица параметров закона изменения положения источника в момент времени τ_{n-1} ; $R(\tau_{n-1})$ - $n \times n$ матрица параметров управления; $\vec{U}_{упр}(\tau_{n-1})$ - вектор управления в момент времени τ_{n-1} ; τ_n - дискретное время, $\tau_n \in \tau_0 + n \cdot \Delta\tau$ - время, характеризующее пуск ШИР, $\Delta\tau$ - период переключения ШИР.

Пусть заданы функция изменения координат проектной (эталонной) траектории исполнительного механизма

$$\vec{p}_{эТ}(\tau_n) = \int_{\tau_{n-1}}^{\tau_n} \dot{\vec{p}}_{эТ}(t) dt, \quad (2)$$

и измеренная устройством контроля функция изменения фактической траектории

$$\vec{p}_{иТ}(\tau_n) = \int_{\tau_{n-1}}^{\tau_n} \dot{\vec{p}}_{иТ}(t) dt. \quad (3)$$

Здесь $\vec{p}_{эТ}(\tau_n)$ и $\vec{p}_{иТ}(\tau_n)$ - трехмерные вектора с компонентами $\{x_{эТ}(\tau_n), y_{эТ}(\tau_n), z_{эТ}(\tau_n)\}$ и $\{x_{иТ}(\tau_n), y_{иТ}(\tau_n), z_{иТ}(\tau_n)\}$ соответственно.

Если известны ошибки позиционирования в момент времени τ_n

$$\Delta p(\tau_n) = \vec{p}_{эТ}(\tau_n) - \vec{p}_{иТ}(\tau_n), \quad (4)$$

то контурная ошибка позиционирования в этой точке будет

$$\delta_{поз}(\tau_n) = \sqrt{(\Delta x(\tau_n))^2 + (\Delta y(\tau_n))^2 + (\Delta z(\tau_n))^2}, \quad (5)$$

где $\Delta x(\tau_n)$, $\Delta y(\tau_n)$ и $\Delta z(\tau_n)$ - соответствующие контурные ошибки позиционирования в системе координат хуз.

Скорость изменения координат $\dot{x}(\tau_n)$, $\dot{y}(\tau_n)$, $\dot{z}(\tau_n)$ для каждого шага управления в дальнейшем является целью для следующего шага управления. Пусть в дискретный момент времени τ_n в качестве шага на участке между двумя точками выступает локальная задача, тогда разность длин дуг ΔL между этими точками может быть определена по формуле

$$\Delta L = \int_{\tau_{n-1}}^{\tau_n} \sqrt{[\dot{x}_{эТ}(t) - \dot{x}_{иТ}(t)]^2 + [\dot{y}_{эТ}(t) - \dot{y}_{иТ}(t)]^2 + [\dot{z}_{эТ}(t) - \dot{z}_{иТ}(t)]^2} dt \quad (6)$$

Синхронное управление электроприводами позволяет перейти к характеристикам, содержащим переменную одной координатной оси. Следовательно, по координатной оси x , среднеквадратичное отклонение длины этой дуги следующее:

$$\Delta L_x^c(\tau_n) = \int_{\tau_{n-1}}^{\tau_n} \sqrt{[\dot{x}_{эТ}(t) - \dot{x}_{иТ}(t)]^2} dt. \quad (7)$$

Для рассматриваемого интервала времени $t \in [\tau_{n-1}, \tau_n]$ при равномерном отклонении эталонного сигнала от измеренного выражение (7) можно записать в виде

$$\Delta L_x^p(\tau_n) = \sup_{[\tau_{n-1}, \tau_n]} |\dot{x}_{эТ}(t) - \dot{x}_{иТ}(t)|. \quad (8)$$

На основе уравнения (4) с учетом требований точности позиционирования получим функции управления. Например, для координатной оси x

$$U_x(\tau_n) = U_{x(эТ)} + S_x \cdot (\Delta x(\tau_n) + \Delta L_x(\tau_n)), \quad (9)$$

где S - коэффициент чувствительности интерполятора.

Поиск адаптивного закона управления (9) осуществляется посредством минимизации функций

$$\min[\Delta x(\tau_n) + \Delta L_x(\tau_n)]. \quad (10)$$

Практика эксплуатации рассматриваемого технологического оборудования позволяет выделить существенную особенность его работы - изменение любого из основных контролируемых параметров технологического процесса, будет сопровождаться изменением всех других измеряемых параметров. Исходя из этого, в работе [4] предложено ввести функции связи, характеризующие взаимосвязь между любыми двумя контролируемыми параметрами,

$$F_{ij} = f[x_i(\tau_\alpha), x_j(\tau_\beta)], \tau_\alpha = \tau_0 + \alpha \cdot \Delta\tau, \tau_\beta = \tau_0 + \beta \cdot \Delta\tau, i \neq j, (11)$$

где $x_i(\tau_\alpha)$ - количество контролируемых параметров для i -го датчика в момент времени τ_α ; $x_j(\tau_\beta)$ - количество контролируемых параметров для j -го датчика в момент времени τ_β .

Если датчики синхронно в момент времени $\tau_n = \tau_\beta = \tau_\alpha$ выдают в систему управления информацию, тогда

$$F_{ij} = f[x_i(\tau_n), x_j(\tau_n)], \tau_\alpha = \tau_0 + n \cdot \Delta\tau, i \neq j. (12)$$

Изменение параметра одного из датчиков приведет к изменению соответствующих функций связи, что можно зафиксировать, сравнивая текущие значения с эталонными в момент времени τ_n .

Синтез систем управления тепло-химической размерной обработки кварцевой трубки и технологического процесса производства заготовки световодов описан в [5, 6], где в качестве текущих и расчетных функций связи используются следующие выражения:

$$F_{ij(i)} = G_{ij(i)} \cdot \frac{x_{i(i)}(\tau_n)}{x_{j(i)}(\tau_n)}, (13)$$

$$F_{ij(эт)} = G_{ij(эт)} \cdot \frac{x_{i(эт)}(\tau_n)}{x_{j(эт)}(\tau_n)}, (14)$$

где $F_{ij(i)}$ - значение функции связи, измеренное в момент времени τ_n ; $F_{ij(эт)}$ - расчетное (эталонное) значение функции связи; $x_{i(i)}(\tau_n)$, $x_{j(i)}(\tau_n)$ - измеренное значение параметров i -го и j -го датчиков в момент времени τ_n , $x_{i(эт)}(\tau_n)$, $x_{j(эт)}(\tau_n)$ - расчетное значение параметров для i -го и j -го датчиков; $G_{ij(i)}$, $G_{ij(эт)}$ - коэффициенты пропорциональности соответствующих функций связи.

Все эталонные параметры и коэффициенты пропорциональности для конкретного технологического оборудования рассчитываются для каждого момента времени t_n , далее записываются в оперативную память системы управления технологическим процессом. Кроме того, отличительной особенностью предлагаемого алгоритма является то, что контроль осуществляется по допускам в фиксированные интервалы времени τ_n .

Пусть расчетные функции связи $F_{ij(эт)}(\tau_n)$ для контролируемых параметров $x_{i(эт)}(\tau_n)$, $x_{j(эт)}(\tau_n)$ построены на основе выборки из N отчетов. Вычислим для этой выборки доверительный интервал. При этом $F_{ij(эт)}(\tau_n)$ представим в виде:

$$F_{ij(эт)}(\tau_n) = \bar{F}_{ij(эт)}(\tau_n) + \tilde{F}_{ij(эт)}(\tau_n), (15)$$

где $\bar{F}_{ij(эт)}(\tau_n)$ - среднее значение детерминированной составляющей; $\tilde{F}_{ij(эт)}(\tau_n)$ - случайная составляющая с нулевым математическим ожиданием.

По величине $\tilde{F}_{ij(эт)}(\tau_n)$ с заданной вероятностью можно вычислить доверительные интервалы $\Delta_{ij(эт)}(\tau_n)$ и определить интервалы допуска на изменение текущих контролируемых параметров $F_{ij(i)}(\tau_n)$:

$$D_{ij} = [\bar{F}_{ij(эт)}(\tau_n) - \Delta_{ij(эт)}(\tau_n); \bar{F}_{ij(эт)}(\tau_n) + \Delta_{ij(эт)}(\tau_n)] (16)$$

Высокая точность выделения $\bar{F}_{ij(эт)}(\tau_n)$ в уравнении (15) позволяет задать доверительный интервал для каждого $F_{ij(i)}(\tau_n)$. В работе [7], в зависимости от скорости изменения $F_{ij(эт)}(\tau_n)$ предложено использовать для этой цели метод наименьших квадратов нулевого и первого порядка.

Выбор порядка метода наименьших квадратов проводится на основе анализа суммы конечных разностей $F_{ij(i)}(\tau_n)$, взятых на малых отрезках $\Delta\tau_n$ и в пределах анализируемой выборки $F_{ij(эт)}(\tau_n)$, что уменьшает влияние случайной составляющей $\tilde{F}_{ij(эт)}(\tau_n)$. Например, метод наименьших квадратов первого порядка для функции $F_{ij(эт)}(\tau_n)$ в момент времени τ_n при N экспериментальных значений позволяет составить следующую систему уравнений:

$$\begin{cases} \nabla F_{ij}^1(\tau_n) = F_{ij(эт)}^1(\tau_n) - F_{ij(эт)}^2(\tau_n), \\ \nabla F_{ij}^2(\tau_n) = F_{ij(эт)}^2(\tau_n) - F_{ij(эт)}^3(\tau_n), \\ \dots, \\ \nabla F_{ij}^{N/2}(\tau_n) = F_{ij(эт)}^{N-1}(\tau_n) - F_{ij(эт)}^N(\tau_n). \end{cases} (17)$$

Тогда

$$F_{ij}^\Sigma(\tau_n) = \sum_{k=1}^{N/2} \nabla F_{ij}^k(\tau_n), (18)$$

где $F_{ij}^\Sigma(\tau_n)$ - сумма конечных разностей первого порядка.

Условием использования метода наименьших квадратов нулевого порядка является

$$|F_{ij}^\Sigma(\tau_n)| \leq \delta_{F_{ij}^M}(\tau_n), (19)$$

где $\delta_{F_{ij}^M}(\tau_n)$ есть функция среднеквадратического

отклонения случайной составляющей $\tilde{F}_{ij(\text{эт})}(\tau_n)$.

Функция $\delta_{F_{ij}^M}^-(\tau_n)$ хорошо аппроксимируется прямой вида

$$\delta_{F_{ij}^M}^-(\tau_n) = a_{ij} \cdot \sigma_{ij}^{N-1}(\tau_n) + b_{ij}, \quad (20)$$

где a_{ij} и b_{ij} - параметры функции $\tilde{F}_{ij(\text{эт})}(\tau_n)$.

Алгоритм цифрового управления траекторией движения источника тепла в технологическом процессе изготовления заготовки для кварцевых световодов базировался на этой зависимости и подробно описан в работе [8].

В результате экспериментальных исследований выявлено, что вследствие различных уровней случайных составляющих по каждой $F_{ij(\text{эт})}(\tau_n)$ на переходных и установившихся режимах работы технологического оборудования, а также вследствие различных скоростей изменения $F_{ij(\text{эт})}(\tau_n)$ для каждой $F_{ij(\text{эт})}(\tau_n)$ следует определить зависимость (20) со своим набором параметров. Коэффициент a_{ij} является определяющим при больших уровнях случайной составляющей расчетной функции связи, а b_{ij} - при малых уровнях случайной составляющей $F_{ij(\text{эт})}(\tau_n)$.

Вид зависимости (20) и условия (19) определяют переход от метода наименьших квадратов нулевого порядка к методу наименьших квадратов первого порядка и наоборот при оптимальном выборе a_{ij} и b_{ij} .

Ширина доверительного интервала определяется с заданной вероятностью вхождения $F_{ij(\text{п})}(\tau_n)$ в расчетный интервал D_{ij} при допустимом уровне фоновых и внутриприборных шумов контрольно-управляющего устройства (КУУ) системы управления как чувствительность его первичного оптоэлектронного преобразователя и вычисляется по формуле

$$\Delta_{ij(\text{эт})}(\tau_n) = \Delta_{ij(\text{п})}(\tau_n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \cdot \sigma_{ij}^N(\tau_n) \cdot \xi\left(\frac{dz_{\text{оп}}}{dt_0}\right), \quad (21)$$

где $z_{\text{оп}}$ - выходной сигнал оптоэлектронного преобразователя; t_0 - время опроса оптоэлектронного преобразователя; $\xi\left(\frac{dz_{\text{оп}}}{dt_0}\right)$ - функция скорости изменения сигнала оптоэлектронного преобразователя. Скачкообразные изменения величины $\sigma_{ij}^N(\tau_n)$ в (21) компенсируются функцией $\xi\left(\frac{dz_{\text{оп}}}{dt_0}\right)$.

Для выходного сигнала оптоэлектронного преобразователя с математическим ожиданием, равным единице, имеющего нормальный закон распределения,

функция $\xi\left(\frac{dz_{\text{оп}}}{dt_0}\right)$ аппроксимируется кривой вида

$$\xi\left(\frac{dz_{\text{оп}}}{dt_0}\right) = T_{\text{п}} \cdot e^{-\left(c_{\text{п}} \frac{dz_{\text{оп}}}{dt_0}\right)^2}, \quad (22)$$

где $T_{\text{п}}$ и $c_{\text{п}}$ - коэффициенты, определяющие скорость изменения кривой Гаусса. Тогда учитывая (20), (22) перепишем в виде

$$\xi\left(\frac{dz_{\text{оп}}(\tau_n)}{dt_0}\right) = T_{ij(\text{п})}(\tau_n) \cdot \exp\left(-\left(c_{ij(\text{п})}(\tau_n) \cdot \delta_{F_{ij}^M}^-(\tau_n)\right)^2\right). \quad (23)$$

При определении функции связи двух датчиков, имеющих различное быстродействие (скорости изменения выходного сигнала отличаются в 5 и более раз),

необходимо применение функции $\xi\left(\frac{dz_{\text{оп}}}{dt_0}\right)$ другого вида,

отличного от (23). Это связано с необходимостью более эффективной стабилизации величины доверительного интервала D_{ij} , что объясняется отклонением распределения $F_{ij(\text{эт})}(\tau_n)$ от нормального закона.

Если выберем $\Delta_{ij}(\tau_n)$ меньше расчетного, то чувствительность оптоэлектронного преобразователя КУУ к незначительным отклонениям контролируемых параметров, вызванных собственными и фоновыми шумами КУУ, приведет к увеличению погрешности преобразования оптоэлектронного преобразователя. Если же выберем больше расчетного, то оптоэлектронный преобразователь в контролируемом интервале будет иметь зоны нечувствительности.

Задача определения оптимальных значений a_{ij} , b_{ij} , $T_{ij(\text{п})}(\tau_n)$, $c_{ij(\text{п})}(\tau_n)$ не имеет однозначного решения, так как в (20) и (23) требуется определить по два неизвестных параметра. Задавая два коэффициента из предполагаемого оптимального интервала, можем вычислить два остальных.

Вначале необходимо определить коэффициенты a_{ij} и b_{ij} , так как они определяют метод построения доверительного интервала. Расчет начинается с определения максимального значения $\delta_{F_{ij}^M}^-(\tau_n)$ для заданных k выборок. Тогда, принимая b_{ij} равным $\delta_{F_{ij}^M}^-(\tau_n)$, вычислим $\delta_{F_{ij}^M}^-(\tau_n)$, решая систему уравнений

$$\begin{cases} \delta_{F_{ij}(\tau_n)}^1 = a_{ij} \cdot \sigma_{ij}^{N-1}(\tau_n) + \delta_{F_{ij}(\tau_n)}^0, \\ \delta_{F_{ij}(\tau_n)}^2 = a_{ij} \cdot \sigma_{ij}^{N-1}(\tau_n) + \delta_{F_{ij}(\tau_n)}^1, \\ \dots, \\ \delta_{F_{ij}(\tau_n)}^k = a_{ij} \cdot \sigma_{ij}^{N-1}(\tau_n) + \delta_{F_{ij}(\tau_n)}^{k-1}. \end{cases} \quad (24)$$

Пусть $\delta_{F_{ij}(\tau_n)}^{k-3} = a_{ij} \cdot \sigma_{ij}^{N-1}(\tau_n) + \delta_{F_{ij}(\tau_n)}^{k-4}$ среди уравнений (24) уравнение имеет наибольшее значение. Тогда

$$a_{ij} = \frac{\delta_{F_{ij}(\tau_n)}^{k-3} - \delta_{F_{ij}(\tau_n)}^{k-4}}{\sigma_{ij}^{N-1}(\tau_n)}. \quad (25)$$

Однако, полученные значения коэффициентов не являются оптимальными. Критерием оптимальности выбора коэффициентов служит минимальная величина $F_{ij(\text{эт})}(\tau_n) \rightarrow 0$, удовлетворяющая реальным характеристикам оптоэлектронных датчиков АСУ ТП и помеховой обстановке технологических процессов. Тогда, выбирая по алгоритму $\delta_{F_{ij}(\tau_n)}^1 > \delta_{F_{ij}(\tau_n)}^2 > \dots > \delta_{F_{ij}(\tau_n)}^M$ новые значения b_{ij} , находим для $\delta_{F_{ij}(\tau_n)}^M$

$$\begin{cases} \delta_{F_{ij}(\tau_n)}^1 = a_{ij} \cdot \sigma_{ij}^{N-1}(\tau_n) + \delta_{F_{ij}(\tau_n)}^M, \\ \delta_{F_{ij}(\tau_n)}^2 = a_{ij} \cdot \sigma_{ij}^{N-1}(\tau_n) + \delta_{F_{ij}(\tau_n)}^1, \\ \dots, \\ \delta_{F_{ij}(\tau_n)}^k = a_{ij} \cdot \sigma_{ij}^{N-1}(\tau_n) + \delta_{F_{ij}(\tau_n)}^{k-1}. \end{cases} \quad (26)$$

Пусть $\delta_{F_{ij}(\tau_n)}^{k-7} = a_{ij} \cdot \sigma_{ij}^{N-1}(\tau_n) + \delta_{F_{ij}(\tau_n)}^{k-8}$ принимает наибольшее значение среди уравнений (26). Тогда для значения $b_{ij(\text{опт})} = \delta_{F_{ij}(\tau_n)}^{k-8}$ оптимальное значение $a_{ij(\text{опт})}$ находим по формуле

$$a_{ij} = \frac{\delta_{F_{ij}(\tau_n)}^{k-7} - \delta_{F_{ij}(\tau_n)}^{k-8}}{\sigma_{ij}^{N-1}(\tau_n)}. \quad (27)$$

После определения зависимости (27) приступаем к определению коэффициентов $T_{ij(\Pi)}(\tau_n)$ и $c_{ij(\Pi)}(\tau_n)$. Для оптимальных значений коэффициентов $a_{ij(\text{опт})}$, $b_{ij(\text{опт})}$ функция $F_{ij}^{\Sigma}(\tau_n) \rightarrow 0$, поэтому $\xi \left(\frac{dz_{\text{опт}}(\tau_n)}{dt_0} \right) = T_{ij(\Pi)}(\tau_n)$.

Коэффициент $c_{ij(\Pi)}(\tau_n)$ определяется экспериментально, критерием является равенство $\Delta_{ij} = \text{const}$ для всего заданного количества выборок.

Для максимально допустимых величин фоновых и внутрисприборных шумов КУУ в работе [3] определены функции связи между всеми датчиками АСУ ТП и исследована чувствительность изменения функции связи для конкретных оптоэлектронных преобразователей КУУ. Отклонения значения любой функции связи от эталонного на величину в пределах ширины доверительного интервала приводит к переходу в следующий интервал времени. Если для любых двух датчиков функция связи не вошла в доверительный интервал, то от этих датчиков в соответствующие регуляторы поступает сигнал с нулевым разбросом между $F_{ij(\Pi)}(\tau_n)$ и $F_{ij(\text{эт})}(\tau_n)$, а от остальных датчиков - реальная разность между $F_{ij(\Pi)}(\tau_n)$ и $F_{ij(\text{эт})}(\tau_n)$.

Преимуществом предлагаемого алгоритма является то, что решение задачи сводится к минимизации выпуклой функции управления, размерность которой равна размерности уравнений движения, в результате чего нет необходимости решать краевую задачу большей размерности, как в методах параметрической оптимизации.

Моделирование алгоритма управления на базе функций связи подтверждает эффективность его применения по сравнению с существующими методами, что подтверждается повышением точности (погрешность управления уменьшается в два раза) [3]. Эффективность данного алгоритма обуславливается следующими факторами:

- использование эталонных моделей управления;
- идентификация модели в течение всего технологического процесса;
- повышение управляемости за счет применения методов коррекции, программного управления, учитывающих как изменение координат траектории движения, так и скорость их изменения;
- доверительные интервалы формируются в соответствии с режимами работы исполнительных механизмов, что позволяет существенно сузить интервал D_{ij} .

Промышленные испытания показали, что алгоритм управления обеспечивает устойчивый режим управления исполнительными механизмами в АСУ ТП производства заготовок для волоконных световодов по выходным компонентам в широком диапазоне изменения входных параметров, позволяет управлять технологическим процессом в режиме реального времени (время управления не более 1 мс), увеличивает среднюю производительность на 7-9% и обладает при минимальных программных затратах высокой точностью.

Поэтапная коррекция режимов управления путем минимизации разности между текущим и допустимым состоянием обеспечивает высокую достоверность выявления случайных изменений в выходном сигнале контрольно-управляющего устройства и отказов в них. Например, если в силу внешних возмущений состояние системы оказалось отличным от предполагаемого, то выбирается новая траектория, которая приведет систему к цели или в ее окрестность.

3 ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Алгоритм реализован на IBM PC и работает в составе АСУ ТП теплхимической размерной обработки кварцевых трубок. На данном этапе, алгоритм реализован в среде Math Cad 7.0. Алгоритм занимает 11 листов документа Math Cad 7.0. Размер файла документа составляет более 56 Кбайт. Исходными данными для алгоритма являются:

- матрицы $Q(\tau_n)$ и $R(\tau_n)$ системы линейных дифференциальных уравнений (2);
- промежутки времени управления τ_n - дискретное время, $\tau_n \in \tau_0 + n \cdot \Delta\tau$ - время, характеризующее пуск, $\Delta\tau$ - период переключения;
- значение координат эталонной модели в дискретные моменты времени, учитывающие как изменение координат траектории движения, так и скорость их изменения;
- количество разбиений промежутка времени n и адекватные им моменты управления (используется в численном интегрировании);
- погрешность минимизации (используется в процедурах минимизации).

После ввода данных проводится их численный анализ: определение собственных чисел матрицы, проверка функций изменения траекторий.

Следующим шагом является определение собственных функций динамической функции (они используются в дальнейшем), которые представляют собой столбцы матрицы. Для этого необходимо определить фундаментальную матрицу системы. Интегрирование производится методом Рунге-Кутты. При решении вычисляются значения фундаментальной матрицы для каждого момента времени n .

Рассмотренный алгоритм и система управления были разработаны совместно Институтом "Технического стекла" (Москва) и защищены рядом авторских свидетельств. Дальнейшее совершенствование алгоритма связано с повышением качества моделирования функций связи, уточнением алгоритмов прогноза и идентификации

моделей на всем временном отрезке технологического процесса. В последнее время разрабатываются модификации алгоритма для управления многосвязанным адаптивным регулятором в технологическом оборудовании газоплазменного напыления.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Голичев И.И., Кондратьев Д.В., Хасанов З.М. Особенности построения системы управления и моделирования температурных процессов в технологии изготовления кварцевых заготовок световодов // Автоматизация и современные технологии. 2000. № 5. С. 48-54.
2. Хасанов З.М. Разработка контрольно-измерительных приборов СУ ТП изготовления волокна, технологии и оборудования для металлизации и расчет волоконных датчиков. Москва, 1988. (Отчет о НИР, УАИ, инв. № 02880053123).
3. Кондратьев Д.В., Хасанов З.М. Адаптивный цифровой регулятор расхода газов для АСУ ТП производства заготовок световодов на основе беспойсковой самонастраивающейся системы с моделью // Вычислительная техника и новые информационные технологии: Межвуз. науч. сб. / Уфа: Уфимск. гос. авиац. техн. ун-т, 2000. С. 160-168.
4. Ахметзянов Р.Р., Кондратьев Д.В., Хасанов З.М. Многофункциональная цифровая адаптивная система управления регулятором движения горелки // Тр. III Междунар. науч. конф. "Методы и средства управления технологическими процессами", Саранск, 25-27 октября 1999. Мордовский гос. университет, 1999. Т. 1. С. 27-33.
5. Кондратьев Д.В., Хасанов З.М. Самонастраивающаяся подсистема управления перемещением газовой горелки с моделью для АСУ ТП производства заготовки световодов / Тр. III Междунар. науч. конф. "Методы и средства управления технологическими процессами", Саранск, 25-27 октября 1999. Мордовский гос. университет, 1999. Т. 1. С.135-141.
6. Хасанов З.М. Создание прогрессивных средств и методов контроля оптико-физических параметров, технологии и оборудования для производства металлизированных световодов; теоретические исследования вопросов системотехники световодных датчиков. Москва, 1990. (Отчет о НИР. УАИ, инв. № 02900007747).
7. Кондратьев Д.В., Хасанов З.М. Самонастраивающаяся подсистема управления регуляторами с моделью для АСУ ТП производства заготовки световодов // Тр. Республик. науч.-технич. конф. "Интеллектуальное управление в сложных системах" / Уфа, 17-18 июня 1999. Уфимск. гос. авиац. техн. ун-т, 1999. - С. 89-91.
8. Кондратьев Д.В., Хасанов З.М. Адаптивное цифровое управление регулятором положения горелки в АСУ ТП производства заготовки световодов с запаздыванием и на основе беспойсковой самонастраивающейся системы с моделью // Вычислительная техника и новые информационные технологии: Межвуз. науч. сб. / Уфа: Уфимск. гос. авиац. техн. ун-т. 1999. - С. 153-160.

АВТОРЫ НОМЕРА

Heana Hamburg

Dr., Institut Arbeit und Technik Wissenschaftszentrum, Nordrhein Westfalen, Gelsenkirchen, Germany

Mitica Craus

Computer Sciences Dept, Technical University "Gh. Asachi"

Mihai Horia Zaharia

Computer Sciences Dept, Technical University "Gh. Asachi"

Акимов Леонид Владимирович

доктор технических наук, профессор Запорожского национального технического университета

Берестнева Ольга Григорьевна

кандидат технических наук, доцент Томского политехнического университета

Бондарев Борис Николаевич

кандидат технических наук, доцент Запорожского национального технического университета

Бородин Александр Михайлович

кандидат технических наук, доцент Приднестровского государственного университета имени Т. Г. Шевченко, г. Тирасполь

Бюргер Юрий Алексеевич

аспирант Херсонского государственного технического университета

Валеев Султан Галимзянович

профессор, доктор физико-математических наук, Ульяновского государственного технического университета

Волобуев Владимир Алесеевич

начальник технологического бюро ОАО "Завод имени В.А. Дегтярева", г. Ковров

Гостев Владимир Иванович,

доктор технических наук, ведущий научный сотрудник Киевского военного института телекоммуникации и информатизации НТУУ "КПИ"

Дзензерский Виктор Александрович

доктор технических наук, директор Института транспортных систем и технологий НАН Украины "Трансмаг", г.Днепропетровск

Дмитренко Виктор Панкратович

кандидат технических наук, доцент Запорожского национального технического университета

Дочвири Джумбер Николаевич

доцент Грузинского технического университета

Дубровин Валерий Иванович

кандидат технических наук, докторант Запорожского национального технического университета

Ефименко Николай Владимирович

кандидат технических наук, начальник сектора НПП "Хартрон - КОНСАТ"

Жернаков Сергей Владимирович

кандидат технических наук, докторант Уфимского государственного авиационного технического университета

Житников Юрий Захарович

доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой Ковровской государственной технологической академии

Карпуков Леонид Матвеевич

кандидат технических наук, докторант Запорожского национального технического университета

Клыماش Михаил Николаевич

кандидат технических наук, доцент Национального университета "Львовская политехника"

Клячкин Владимир Николаевич

кандидат технических наук, доцент Ульяновского государственного технического университета

Крищук Владимир Николаевич

кандидат технических наук, заведующий кафедрой Запорожского национального технического университета

Ласт Елена Валерьевна

младший научный сотрудник Института автоматизации и процессов управления ДВО РАН

Левин Виталий Ильич

доктор технических наук, профессор Пензенского технологического института

- Литвиненко Владимир Иванович*
кандидат технических наук, доцент Херсонского государственного технического университета
- Луценко Наталья Владимировна,*
ассистент Запорожского национального технического университета
- Маглюй Сергей Анатольевич*
директор ЗАО “Информационные компьютерные системы”
- Марухина Ольга Владимировна*
ассистент Томского политехнического университета
- Мельник Алексей Николаевич*
аспирант Херсонского государственного технического университета
- Назаренко Владимир Владимирович*
студент Запорожского национального технического университета
- Неласая Анна Викторовна*
ассистент Запорожского национального технического университета
- Новотарский Михаил Анатольевич*
кандидат технических наук, научный сотрудник Института математики НАН Украины
- Орловский Игорь Анатольевич*
кандидат технических наук, доцент Запорожского национального технического университета
- Пица Дмитрий Макарович,*
доктор технических наук, проректор Запорожского национального технического университета
- Пирожок Андрей Владимирович*
ассистент Запорожского национального технического университета
- Плаксин Сергей Викторович*
кандидат физико-математических наук, старший научный сотрудник Института транспортных систем и технологий НАНУ “Трансмаг”, г.Днепропетровск
- Потапенко Евгений Евгеньевич*
аспирант Запорожского национального технического университета
- Романенко Сергей Николаевич*
кандидат физико-математических наук, доцент Запорожского национального технического университета
- Садовский Михаил Георгиевич*
кандидат физико-математических наук, старший научный сотрудник Института биофизики СО РАН
- Соколовский Иван Иванович*
кандидат физико-математических наук, ведущий научный сотрудник Института транспортных систем и технологий НАНУ “Трансмаг”, г.Днепропетровск
- Субботин Сергей Александрович*
преподаватель Запорожского национального технического университета
- Усков Николай Васильевич*
кандидат технических наук, начальник лаборатории Научно-исследовательского института автоматических приборов, г. Новосибирск
- Фрисман Ефим Яковлевич*
профессор, доктор биологических наук заведующий лабораторией Института автоматизации и процессов управления ДВО РАН
- Хасанов Земфир Махмутович*
кандидат технических наук, докторант Института механики УНЦ РАН
- Цыганков Владимир Дмитриевич*
кандидат технических наук, начальник отдела ЦНИТИ, г.Москва
- Чернихивский Евгений Михайлович*
аспирант, ассистент Национального университета “Львовская политехника”
- Чернобородов Михаил Петрович,*
аспирант Запорожского национального технического университета
- Чмелев Вячеслав Орьевиц*
кандидат технических наук, преподаватель Национальной Академии обороны
- Шило Галина Николаевна*
ассистент Запорожского национального технического университета
- Щербаков Адольф Николаевич*
кандидат технических наук, доцент Запорожского национального технического университета
- Янковская Анна Ефимовна*
профессор, кандидат технических наук Томского государственного архитектурно-строительного университета
- Янковский Борис Ефимович*
ведущий инженер “Сибкриотехники”, г. Омск