

МЕХАТРОНИКА, АВТОМАТИЗАЦИЯ, УПРАВЛЕНИЕ

№ 1 (82)

январь

2008

Редакционный совет:

МАКАРОВ И. М.
МАТВЕЕНКО А. М.
СОЛОМЕНЦЕВ Ю. М.
ФЕДОРОВ И. Б.

Главный редактор:

ТЕРЯЕВ Е. Д.

Заместители гл. редактора:

ПОДУРАЕВ Ю. В.
ПУТОВ В. В.
ЮЩЕНКО А. С.

Ответственный секретарь:

ПЕТРИН К. В.

Редакционная коллегия:

АЛЕКСАНДРОВ В. В.
АНТОНОВ Б. И.
АРШАНСКИЙ М. М.
БОГАЧЕВ Ю. П.
БУКОВ В. Н.
ВОСТРИКОВ А. С.
ГРАДЕЦКИЙ В. Г.
ГОЛУБЯТНИКОВ И. В.
ИВЧЕНКО В. Д.
ИЛЬЯСОВ Б. Г.
КАЛЯЕВ И. А.
КОЛОСОВ О. С.
КОРОСТЕЛЕВ В. Ф.
КРАСНЕВСКИЙ Л. Г.
КУЗЬМИН Н. Н.
ЛЕБЕДЕВ Г. Н.
ЛЁВИН Б. А.
ЛОХИН В. М.
НОРЕНКОВ И. П.
ПАВЛОВСКИЙ В. Е.
РАПОПОРТ Э. Я.
РАССАДКИН Ю. И.
РАЧКОВ М. Ю.
РЕЗЧИКОВ А. Ф.
СЕБРЯКОВ Г. Г.
СИГОВ А. С.
СИРОТКИН О. С.
СОЙФЕР В. А.
ТИМОФЕЕВ А. В.
ФИЛАРЕТОВ В. Ф.
ФИЛИМОНОВ Н. Б.
ФУРСОВ В. А.
ЮРЕВИЧ Е. И.
ЮСУПОВ Р. М.

Редакция:

БЕЗМЕНОВА М. Ю.
ГРИГОРИН-РЯБОВА Е. В.
ЛЫСЕНКО А. В.
ЧУГУНОВА А. В.

СОДЕРЖАНИЕ

МЕТОДЫ ТЕОРИИ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ

- Ефанов В. Н., Шевахов Е. Н.** Стабилизация сложных динамических систем с использованием метода полюсного сдвига 2
Акунов Т. А., Слита О. В., Ушаков А. В. Назначение структуры собственных векторов, доставляющей динамической системе модальную робастность с минимальными затратами на управление. 6

МЕХАТРОННЫЕ МОДУЛИ ДЛЯ МИКРО- И НАНОТЕХНОЛОГИЙ

- Афонин С. М.** Исследование абсолютной устойчивости системы управления деформацией пьезопреобразователя для нано- и микроперемещений 10
Мусатов В. Ю., Сысоев В. В., Мащенко А. А., Варежников А. С., Хризостомов А. А. О возможности применения нейропроцессора для обработки отклика однокристалльной мультисенсорной микросистемы идентификации газов 17
Козырев В. В. Мехатронные модули для микроиндустрии: разработка, создание и внедрение 23

СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ТЕХНИЧЕСКИМИ ОБЪЕКТАМИ И ТЕХНОЛОГИЧЕСКИМИ ПРОЦЕССАМИ

- Колоколов Ю. В., Мононская А. В., Мелихов А. Ю.** Гибридный алгоритм моделирования динамики импульсных систем преобразования энергии большой размерности. Ч. 1. Разработка гибридного алгоритма 27
Коростелев В. Ф., Рассказчиков А. Н., Мартынов И. Е. Алгоритмическое и программное обеспечение системы управления процессом литья с наложением давления 35
Саханский С. П. Управление температурой нагревателя на установке выращивания монокристаллов германия 42

АВТОМАТИЗИРОВАННЫЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ

- Валеева Р. Г., Сильнова С. В., Пузырникова Е. А.** Интеллектуальная система управления производством и сбытом 47

ПРОБЛЕМЫ МЕХАТРОНИКИ И АВТОМАТИЗАЦИИ В РАБОТАХ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА ЮФУ

- Рогозов Ю. И., Бутенков С. А., Свиридов А. С., Горбань Н. С., Дубровский А. А., Друппов С. А., Жibuлис Ю. А., Почечуев Н. В., Стукотий Л. Н.** Метод создания инструментальных средств разработки автоматизированных информационно-управляющих систем 52
Кравченко П. П., Хусаинов Н. Ш. Оптимизированные дельта-преобразования второго порядка и синтез алгоритмов цифрового управления для объектов с частичной структурной неопределенностью 52
Финаев В. И., Молчанов А. Ю. Задача автоматической оптимизации при несетком интервальном задании параметров экстремальной характеристики объекта 52
Медведев М. Ю. Робастное управление системой с квадратичной нелинейностью. 53
Кузьменко А. А. Синергетический синтез динамических регуляторов для энергосистем, функционирующих в условиях кусочно-постоянных возмущений. 53
Contents 56

Журнал входит в Перечень периодических изданий, рекомендованных ВАК РФ для публикации основных результатов диссертаций на соискание степени доктора наук

Информация о журнале доступна по сети Internet по адресу:
<http://novtex.ru/mech>, e-mail: mech@novtex.ru

УДК 004.3

В. Н. Ефанов, д-р техн. наук, проф., **Е. Н. Шевяхов**,
Уфимский государственный авиационный
технический университет

Стабилизация сложных динамических систем с использованием метода полюсного сдвига

Предлагается подход к решению задачи аналитического синтеза систем управления по желаемому распределению полюсов, который базируется на итерационной процедуре локализации полюсов, позволяющей свести нелинейную задачу параметрического синтеза к последовательности линейных задач. Предложенный метод иллюстрируется примером синтеза системы управления параметрами газотурбинного двигателя.

Отличительной особенностью синтеза сложных систем управления является трудность обеспечения желаемого поведения всех переменных, определяющих текущее состояние систем данного класса [1]. В связи с этим при исследовании таких систем широко используются показатели, позволяющие оценить их поведение "в целом", без детализации конкретных характеристик типа "вход—выход". К числу таких показателей относится условие стабилизируемости системы. В наиболее общем виде данное условие можно сформулировать следующим образом [2].

Система является стабилизируемой, если для каждого наперед заданного числа $a > 0$ найдутся такое число $b > 0$ и такой закон управления, что любая выходная координата системы $y_i^C(t)$ будет удовлетворять условию

$$|y_i^C(t)| \leq b |y_i^C(t_0)| e^{-a(t-t_0)}, \quad i = \overline{1, n_C}, \quad (1)$$

для всех t_0 при $\mathbf{g}(t) = 0$ ($\mathbf{g}(t)$ — вектор задающих воздействий) и $t \geq t_0$.

В случае линейных стационарных систем управления сформулированное условие стабилизируемости является эквивалентным требованию локализации корней характеристического полинома в заданной области.

В настоящее время известна большая группа методов, позволяющих с той или иной степенью точности оценить области расположения характеристических чисел матриц, используя определенные со-

отношения между их элементами. К таким методам относится локализация в кругах Гершгорина, овалах Кассини, а также на основе теоремы Фань Цзы [3]. Однако существенным недостатком указанных методов является то обстоятельство, что их эффективность существенно зависит от наличия в исследуемой матрице доминирующей главной диагонали.

В данной статье предлагается метод синтеза сложных систем управления на основе локализации полюсов в заданной области применительно к матрице состояний общего вида, без предъявления особых требований к ее элементам.

Для решения этой задачи предлагается процедура полюсного сдвига, которой соответствует отображение вида

$$\mathfrak{S} : \Lambda \times U \rightarrow Z^*, \quad (2)$$

где U — множество вариантов управлений, сдвигающих полюса системы из начального распределения Λ в область Z^* , определяющую допустимое качество управления в замкнутой системе.

Чтобы сформировать множество U , рассмотрим систему, динамические свойства заданной части которой описываются следующей совокупностью уравнений состояния:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}_0(t) &= \mathbf{A}_0 \mathbf{x}_0(t) + \mathbf{B}_0 \mathbf{u}_0(t), \\ \mathbf{y}_0(t) &= \mathbf{C}_0 \mathbf{x}_0(t) + \mathbf{D}_0 \mathbf{u}_0(t). \end{aligned} \quad (3)$$

Здесь $\mathbf{x}_0(t)$, $\mathbf{u}_0(t)$, $\mathbf{y}_0(t)$ — векторы переменных состояния, управлений и выходных координат объекта размерностей $\dim \mathbf{x}_0(t) = n_0$, $\dim \mathbf{u}_0(t) = m_0$ и $\dim \mathbf{y}_0(t) = l_0$ ($m_0 \geq l_0$) соответственно.

К управляющей части реальных технических систем помимо желаемого качества управления предъявляется целый ряд важных требований. К их числу относятся:

- независимое управление заданной совокупностью выходных координат системы;
- требуемый порядок астатизма в главных каналах управления;
- фильтрация помех и шумов и т. д.

Для обеспечения этих требований введем в состав управляющей части l_0 подсистем вида

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}_i^R(t) &= \mathbf{A}_i^R \mathbf{x}_i^R(t) + \mathbf{B}_i^R \mathbf{u}_i^R(t), \\ \mathbf{y}_i^R(t) &= \mathbf{x}_i^R(t), \quad i = \overline{1, l_0}, \end{aligned} \quad (4)$$

где $\mathbf{x}_i^R(t)$ — вектор переменных состояния размерности $\dim \mathbf{x}_i^R(t) = n_i$; $\mathbf{y}_i^R(t)$ — вектор выходных координат; $\mathbf{u}_i^R(t)$ — управляющее воздействие;

$$\mathbf{A}_i^R = \begin{bmatrix} 0 & 1 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ -\lambda_{n_i}^i & -\lambda_{n_i-1}^i & \dots & -\lambda_1^i \end{bmatrix}; \mathbf{B}_i^R = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dots \\ 1 \end{bmatrix}.$$

Здесь элементы λ_j^i ($j = \overline{1, n_i - \sigma}$) матриц \mathbf{A}_i^R обеспечивают требуемые фильтрующие свойства вводимых подсистем, а нулевые элементы λ_j^i ($j = n_i - \sigma + 1, n_i$) — заданный порядок σ астатизма системы.

Объединяя (3), (4) и полагая, что $\mathbf{u}_R(t) = [\mathbf{u}_i^R(t)]_{l_0 \times 1} = \mathbf{g}(t) - \mathbf{y}_0(t)$ (здесь $\mathbf{g}(t)$ — вектор задающих воздействий), получим модель всей системы

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}_c(t) &= \mathbf{A}_c \mathbf{x}_c(t) + \mathbf{B}_c \mathbf{u}_0(t) + \mathbf{E} \mathbf{g}(t), \\ \mathbf{y}_0(t) &= \mathbf{C}_c \mathbf{x}_c(t) + \mathbf{D}_0 \mathbf{u}_0(t), \end{aligned} \quad (5)$$

где $\mathbf{x}_c(t)$ — прямая сумма векторов $\mathbf{x}_0(t)$, $\mathbf{x}_1^R(t)$, $\mathbf{x}_2^R(t)$, ..., $\mathbf{x}_l^R(t)$ размерности $\dim \mathbf{x}_c(t) = n_0 + n_R$,

$$n_R = \sum_{i=1}^{l_0} n_i; \mathbf{A}_c = \left[\begin{array}{c|c} \mathbf{A}_0 & \mathbf{0} \\ \hline -\mathbf{B}_R \mathbf{C}_0 & \mathbf{A}_R \end{array} \right], \mathbf{B}_c = \left[\begin{array}{c} \mathbf{B}_0 \\ \hline -\mathbf{B}_R \mathbf{D}_0 \end{array} \right],$$

$\mathbf{E} = \left[\begin{array}{c} \mathbf{0} \\ \hline \mathbf{B}_R \end{array} \right]$, $\mathbf{C}_c = [\mathbf{C}_0 | \mathbf{0}]$ — блочные матрицы; $\mathbf{A}_R = \text{blockdiag}\{\mathbf{A}_1^R, \mathbf{A}_2^R, \dots, \mathbf{A}_l^R\}$, $\mathbf{B}_R = \text{blockdiag}\{\mathbf{B}_1^R, \mathbf{B}_2^R, \dots, \mathbf{B}_l^R\}$ — блочно-диагональные матрицы.

Управление $\mathbf{u}_0(t)$ для системы (5) будем искать в следующем виде:

$$\mathbf{u}_0(t) = \mathbf{K} \mathbf{y}_R(t), \quad (6)$$

где $\mathbf{y}_R(t)$ — прямая сумма векторов $\mathbf{y}_1^R(t)$, $\mathbf{y}_2^R(t)$, ..., $\mathbf{y}_l^R(t)$; \mathbf{K} — искомая матрица параметров управляющей части.

Рассмотрим выражение для характеристического полинома системы (5), замкнутой управлением (6),

$$F(s) = \det(s\mathbf{I} - \mathbf{A}_c - \mathbf{B}_c \mathbf{K} \mathbf{G}) = s^n + f_1 s^{n-1} + \dots + f_n, \quad (7)$$

где $\mathbf{G} = [\mathbf{0}_{n_R \times n_0} | \mathbf{I}_{n_R}]$, $f_j = (-1/j) [\text{tr}(\mathbf{A})^j + f_1 \text{tr}(\mathbf{A})^{j-1} + \dots + f_{j-1} \text{tr}(\mathbf{A})]$, $\mathbf{A} = \mathbf{A}_c + \mathbf{B}_c \mathbf{K} \mathbf{G}$.

В записи (7) выделим составляющие

$$f_j = p_j + L_j + N_j, \quad j = \overline{1, n}, \quad (8)$$

первая из которых не зависит от матрицы \mathbf{K} и определяется свойствами разомкнутой системы; вторая — $L_j = \text{tr} \mathbf{K} [p_j - \mathbf{1} \mathbf{G} \mathbf{B}_c + p_j - \mathbf{2} \mathbf{G} \mathbf{A}_c \mathbf{B}_c + \dots + \mathbf{G} \mathbf{A}_c^{j-1} \mathbf{B}_c]$ — объединяет составляющие, линейно зависящие от \mathbf{K} ; третья N_j — учитывает следы произведений матриц $\mathbf{G} \mathbf{A}_c^j \mathbf{B}_c$ и различных степеней матрицы \mathbf{K} , т. е. является нелинейной функцией от \mathbf{K} .

Чтобы задать точные значения желаемых полюсов характеристического полинома, достаточно потребовать

$$f_j = f_j^*, \quad j = \overline{1, n}, \quad (9)$$

где f_j^* — коэффициенты полинома с заданным распределением корней.

Пусть $|f_j^* - p_j| < \delta_j$. Если $\delta_j \rightarrow 0$, то в (8) $N_j(\mathbf{K}) \rightarrow 0$, и тогда синтез можно осуществлять исходя из условия

$$L_j(\mathbf{K}) = f_j^* - p_j, \quad j = \overline{1, n}. \quad (10)$$

Тривиальное решение (10) при условии $\delta_j \rightarrow 0$ имеет вид $\mathbf{K} \equiv 0$. Это случай отсутствия смещения полюсов к желаемой области. Чтобы обеспечить такое смещение, необходимо выбрать малое, но конечное δ_j . Однако даже в этом случае коэффициенты характеристического полинома системы, синтезированной на основе линейного приближения (10), будут отличаться от желаемых значений как раз на величину N_j .

В связи с этим управление (6) будет смещать полюса системы в некоторую окрестность желаемого распределения $\Lambda^* = \{s_1^*, s_2^*, \dots, s_n^*\} \left(\prod_{j=1}^n (s - s_j^*) = s^n + f_1^* s^{n-1} + \dots + f_n^* \right)$, удовлетворяющую ограничениям

$$|s_j - s_j^*| \leq \varepsilon(N_j), \quad j = \overline{1, n}. \quad (11)$$

Чтобы обеспечить выполнение двух противоречивых требований, связанных с необходимостью задания малых значений δ_j и, в то же время, с необходимостью перемещения полюсов системы в желаемую область Z^* , определяемую условием (1) стабилизации системы, полюсный сдвиг будем рассматривать как итерационный процесс, на каждом шаге которого формируется локальное управление

$$\mathbf{u}_q(t) = \mathbf{K}_q \mathbf{y}_R(t), \quad q = \overline{1, Q},$$

перемещающее полюса замкнутой системы $\Lambda_{q-1} = \{s_1^{q-1}, s_2^{q-1}, \dots, s_n^{q-1}\}$ в область Z_q , обеспечивающую выполнение равенств

$$f_j = f_j^q, \quad j = \overline{1, n}.$$

Здесь Q — число итераций, после осуществления которых полюса системы будут локализованы в желаемой области Z^* .

Суммируя сказанное, отображение (2) перепишем в виде

$$\mathfrak{Z} : \bigcup_{q=1}^Q [\Lambda_{q-1} \times \mathbf{u}_q(\mathbf{K}_q) \rightarrow Z_q]. \quad (12)$$

Таким образом, алгоритм (12) будет включать следующие шаги.

Шаг 1. Определение желаемой области локализации Z^* полюсов исходя из требований, предъявляемых к динамическим свойствам системы управления.

Шаг 2. Задание начальных значений элементов матрицы K_0 .

Шаг 3. Выбор вектора сдвига полюсов. При этом его модуль ограничивается условием $|N_j| < \delta_j$.

Шаг 4. Расчет приращений ΔK_q , соответствующих выбранному смещению, на основе решения системы уравнений вида (9).

Шаг 5. Определение распределения полюсов синтезируемой системы, замкнутой управлением с матрицей коэффициентов $K_q = K_{q-1} + \Delta K_q$.

Шаг 6. Проверка условия локализации полюсов в желаемой области. Если вычисленные коэффициенты управляющей части системы K_q обеспечивают требуемое распределение, то осуществляется выход из циклического процесса синтеза. В ином случае определенное на шаге 5 распределение корней характеристического полинома принимается за начальное, и итерационная процедура повторяется с шага 3.

Пример. Рассмотрим задачу синтеза системы управления для двухвального двухконтурного турбореактивного двигателя с форсажной камерой (ТРДДФ), динамические свойства которого на максимальном режиме описываются системой дифференциальных уравнений [4]

$$\dot{x}_1(t) = -1,225x_1(t) - 0,783x_2(t) + 1,311u_1(t) + 1,621u_2(t);$$

$$\dot{x}_2(t) = 1,611x_1(t) - 5,281x_2(t) + 2,441u_1(t) + 4,161u_2(t);$$

$$y_1(t) = x_1(t); y_2(t) = 0,192x_1(t) + 0,201x_2(t) + 0,145u_1(t) - 0,856u_2(t).$$

Здесь $x_1(t)$ — частота вращения ротора высокого давления; $x_2(t)$ — частота вращения ротора низкого давления; $y_2(t)$ — степень расширения газа в турбине; $u_1(t)$ — расход основного топлива; $u_2(t)$ — эквивалентная площадь проходного сечения реактивного сопла.

Требуется обеспечить независимое управление выходными координатами объекта с нулевой установившейся ошибкой ($y = 1$). С этой целью введем в состав системы две подсистемы вида (рис. 1)

$$\dot{z}_1(t) = \varepsilon_1(t); \varepsilon_1(t) = g_1(t) - y_1(t);$$

$$\dot{z}_2(t) = \varepsilon_2(t); \varepsilon_2(t) = g_2(t) - y_2(t);$$

$$u_1(t) = k_1 z_1(t) + k_3 z_2(t); u_2(t) = k_2 z_1(t) + k_4 z_2(t).$$

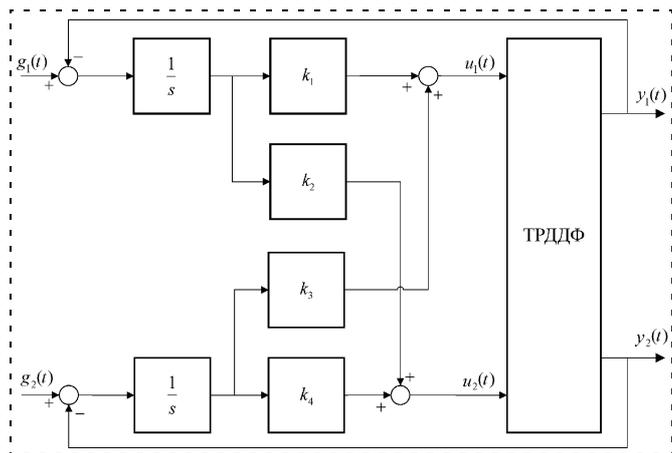


Рис. 1. Система управления параметрами ТРДДФ

Объединим приведенные выше уравнения и получим системы уравнений вида (5) и (6):

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{x}_2(t) \\ \dot{z}_1(t) \\ \dot{z}_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1,225 & -0,783 & 0 & 0 \\ 1,611 & -5,281 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \\ -0,192 & -0,201 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ z_1(t) \\ z_2(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1,311 & 1,621 \\ 2,441 & 4,161 \\ 0 & 0 \\ -0,145 & 0,856 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1(t) \\ u_2(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} g_1(t) \\ g_2(t) \end{bmatrix};$$

$$\begin{bmatrix} u_1(t) \\ u_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_1 & k_3 \\ k_2 & k_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_1(t) \\ z_2(t) \end{bmatrix}.$$

Задача синтеза состоит в определении параметров k_i , которые обеспечат локализацию полюсов замкнутой системы в окрестности следующих точек, расположенных на отрицательной полуоси комплексной плоскости: $\Lambda^* = \{-8; -4; -2; -1\}$. При этом полагаем, что $\varepsilon(N_j) \leq 0,01$.

Рассмотрим детально один шаг полюсного сдвига. Исходная матрица параметров регулятора

$$K_0 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

определяет следующие полюса системы: $\Lambda_0 = \{-4,931; -1,548; -0,041; 0,000\}$. Потребуем, чтобы на первой итерации полюса принадлежали окрестности распределения $\Lambda_1^* = \{-4,962; -1,573; -0,061; -0,010\}$. Используя выражение $F(s) = \prod_{j=1}^n (s - s_j^*)$, найдем вектор исходных и желаемых коэффициентов характеристического полинома

$$\mathbf{f}^0 = [6,519 \ 7,897 \ 0,311 \ 0]^T;$$

$$\mathbf{f}^1 = [6,604 \ 8,263 \ 0,552 \ 0,005]^T.$$

Для отыскания неизвестных коэффициентов матрицы \mathbf{K} необходимо составить систему линейных алгебраических уравнений вида (9). Для этого матрицу

$$\mathbf{R}_j = \mathbf{K}[p_{j-1}\mathbf{G}\mathbf{B}_c + p_{j-2}\mathbf{G}\mathbf{A}_c\mathbf{B}_c + \dots + \mathbf{G}\mathbf{A}_c^{j-1}\mathbf{B}_c] = \mathbf{K}\mathbf{Q}_j$$

представим в виде

$$\bar{\mathbf{R}}_j = [(\mathbf{Q}_j)^T \otimes \mathbf{I}_l] \bar{\mathbf{K}},$$

где $\bar{\mathbf{R}}_j$, $\bar{\mathbf{K}}$ — прямые суммы столбцов соответствующих матриц; \otimes — символ тензорного произведения.

Для того чтобы вычислить след матрицы \mathbf{R}_j , умножим $\bar{\mathbf{R}}_j$ на матрицу-строку вида $\mathbf{E}_l = [e_i]_{1 \times l}$, где $e_i = 1$, если $i = (k-1)l + k$, $k = \overline{1, l}$, $e_i = 0$ — в остальных случаях. Следовательно,

$$\mathbf{L}_j(\mathbf{K}) = \text{tr}\mathbf{R}_j = \mathbf{E}_l(\mathbf{Q}_j)^T \otimes \mathbf{I}_l \bar{\mathbf{K}}.$$

Таким образом, уравнения (9) приобретают вид

$$\mathbf{E}_l(\mathbf{Q}_j)^T \otimes \mathbf{I}_l \bar{\mathbf{K}} = \mathbf{f}_j^* - p_j, \quad j = \overline{1, n},$$

или, с учетом численных значений,

$$\begin{bmatrix} 0 & 0 & -0,145 & 0,856 \\ -1,310 & 1,621 & 1,685 & 4,421 \\ -5,005 & -5,436 & -3,107 & 4,049 \\ 0 & -0,475 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta k_1 \\ \Delta k_2 \\ \Delta k_3 \\ \Delta k_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0,085 \\ 0,366 \\ 0,241 \\ 0,005 \end{bmatrix}.$$

Откуда находим

$$\Delta \mathbf{K}_1 = \begin{bmatrix} \Delta k_1 & \Delta k_3 \\ \Delta k_2 & \Delta k_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0,010 & 0,108 \\ 0,010 & 0,117 \end{bmatrix}.$$

В результате регулятор с матрицей параметров

$$\mathbf{K}_1 = \mathbf{K}_0 + \Delta \mathbf{K}_1 = \begin{bmatrix} 0,010 & 0,208 \\ 0,010 & 0,117 \end{bmatrix}$$

будет обеспечивать, с учетом нелинейной составляющей, следующее распределение полюсов характеристического полинома:

$$\Lambda_1 = \{-4,961; -1,573; -0,059; -0,011\}.$$

Полученное распределение полюсов принимаем за исходное и выполняем следующую итерацию.

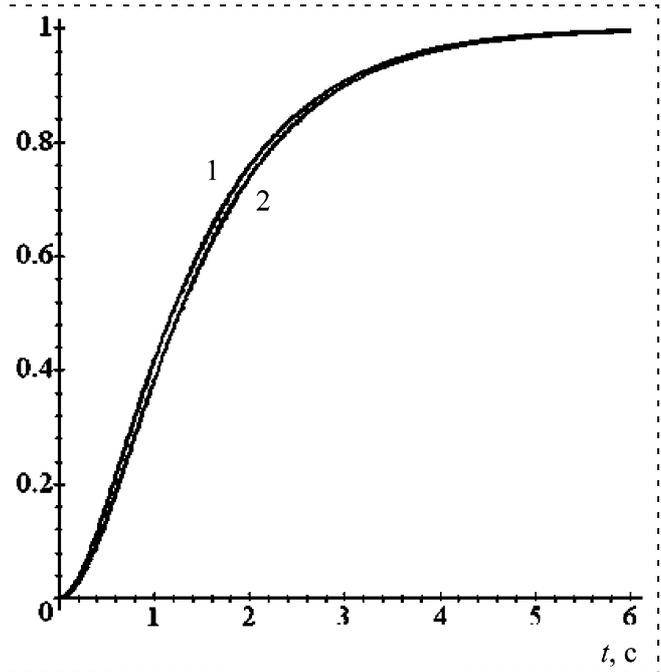


Рис. 2. Выходные реакции синтезированной системы

После осуществления $Q = 100$ итераций было получено приближение $\Lambda_{100} = \{-8; -4; -2; -0,999\}$, которому соответствует регулятор с параметрами

$$\mathbf{K}_{100} = \begin{bmatrix} 1,654 & 0,298 \\ 10,187 & 9,975 \end{bmatrix}.$$

На рис. 2 показаны выходные реакции ТРДДФ, где 1, 2 — переходные функции для частоты вращения ротора высокого давления и степени расширения газа в турбине соответственно.

Разработанный подход обеспечивает стабилизацию сложных систем автоматического управления на основе локализации полюсов замкнутой системы в заданной области применительно к матрице состояний общего вида, при этом предложенная концепция полюсного сдвига позволяет уменьшить сложность процедуры синтеза за счет замены нелинейной задачи параметрического синтеза последовательностью линейных задач.

Список литературы

1. Егупов Н. Д., Пупков К. А. Методы классической и современной теории автоматического управления. В 5 томах. Изд. 2-е. М.: Изд. МГТУ, 2004.
2. On the decentralized control of large dynamical complex system / M. Kidouche, M. Zelmat, A. Charef // ICINCO. 2004. P. 383–389.
3. Маркус М., Минк Х. Обзор по теории матриц и матричных неравенств: Пер. с английского. Изд. 2-е. М., 2004. 232 с.
4. Сняжков А. Н., Шаймарданов Ф. А. Системы автоматического управления ЛА и их силовыми установками. М.: Машиностроение, 1991. 320 с.

УДК 62-50

Т. А. Акунов¹, канд. техн. наук,**О. В. Слита**², канд. техн. наук,**А. В. Ушаков**¹, д-р техн. наук, проф.,¹Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики,²Балтийский государственный университет "Военмех" им. Д. Ф. Устинова

Назначение структуры собственных векторов, доставляющей динамической системе модальную робастность с минимальными затратами на управление

Рассматривается проблема синтеза непрерывной системы, обладающей свойством модальной робастности, с помощью назначения желаемой структуры собственных векторов матрицы состояния проектируемой системы. Обсуждается множественность решений данной проблемы. Для сужения класса решений, доставляющих модальную робастность минимальными управлениями, предлагается функционал оценки затрат на управление.

Введение. Постановка задачи

При проектировании систем управления с желаемыми показателями качества в переходном и установившемся режимах нашли широкое применение методы [1–4], основанные на обеспечении необходимой структуры собственных значений (мод) матрицы состояния синтезируемой системы. Наиболее полно данный подход реализован в современных методах модального управления [5–8], основанных на концепции векторного и матричного подобия, которая позволяет синтезировать алгоритмы модального управления на основе решения матричного уравнения Сильвестра. При этом в большинстве практических случаев специалисты по синтезу модальных управлений пока игнорируют необходимость и возможность контроля структуры собственных векторов, получаемой в результате синтеза. Тем не менее, исследование структуры собственных векторов матрицы состояния спроектированной системы открывает богатые возможности [9, 10] обеспечения дополнительных свойств системы, таких как параметрическая инвариантность выхода системы в случае наличия неопределенности задания матрицы состояния исходного объекта и робастность элементов спектра собственных значений матрицы состояния системы при наличии той же неопределенности. Вместе с тем, существуют алгоритмические возможности

модального управления, процедура синтеза которого основана на решении матричного уравнения Сильвестра, в процессе синтеза одновременно контролировать как алгебраический спектр собственных значений, так и геометрический спектр собственных векторов при определенном способе задания матрицы состояния модальной модели [11, 12].

В данной статье делается попытка дальнейшей разработки проблемы контроля структуры собственных значений и собственных векторов матрицы состояния проектируемой системы в задаче обеспечения модальной робастности минимальными по норме управлениями.

Концепция модальной робастности

Рассмотрим параметрически невозмущенный объект управления (УО) вида

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t), x(t)|_{t=0} = x(0), y(t) = Cx(t), \quad (1)$$

для которого требуется синтезировать закон управления (ЗУ) в виде прямой связи по задающему воздействию $g(t)$ и обратной связи по вектору состояния $x(t)$

$$u(t) = K_g g(t) - Kx(t), \quad (2)$$

обеспечивающий желаемые показатели качества проектируемой системы. Объединение ОУ (1) и ЗУ (2) образует замкнутую систему

$$\dot{x}(t) = Fx(t) + Gg(t); y = Cx(t), \quad (3)$$

где $F = A - BK$, $G = BK_g$.

Алгебраический спектр собственных значений матрицы F имеет вид

$$\sigma\{F\} = \{\lambda_i, i = \overline{1, n}\}. \quad (4)$$

Положим, что возмущения в системе порождают неопределенность ΔF знания параметров матрицы F , в результате чего спектр собственных значений матрицы $F + \Delta F$ принимает вид $\sigma\{F + \Delta F\} = \{\lambda_1 + \Delta\lambda_i, i = \overline{1, n}\}$, $\Delta\lambda = \text{col}\{\Delta\lambda_i, i = \overline{1, n}\}$. Для оценки вариаций элементов алгебраического спектра собственных значений сформулируем следующее утверждение [11].

Утверждение 1. Пусть матрица F состояния системы (3) является матрицей простой структуры [13], тогда оценка $\|\Delta F\|$ вариации ΔF и оценка $\|\Delta\lambda\|$ вариации $\Delta\lambda = \text{col}\{\Delta\lambda_i, i = \overline{1, n}\}$ вектора собственных значений λ , порождаемая вариацией ΔF , связаны неравенством

$$\|\Delta\lambda\| \leq C\{M\} \|\Delta F\|, \quad (5)$$

где $C\{M\}$ — число обусловленности матрицы M приведения матрицы F к диагональному виду

$$\Lambda = \text{diag}\{\lambda_i, i = \overline{1, n}\} \quad (6)$$

в силу матричного условия подобия

$$M\Lambda = FM, \quad (7)$$

где $M: \|M_i\| = 1; i = \overline{1, n}; M_i$ — i -й столбец M .

Заметим, что в неравенстве (5) используется бесконечная норма $\Delta\lambda$ и спектральная норма ΔF .

Доказательство. Для доказательства воспользуемся возмущенной версией матричного условия подобия (7), которое принимает вид

$$(M + \Delta M)(\Lambda + \Delta\Lambda) = (F + \Delta F)(M + \Delta M). \quad (8)$$

Если ограничиться вариацией (погрешностью) ΔF , позволяющей допустить справедливость малости членов $\Delta M\Delta\Lambda$ и $\Delta F\Delta M$, то матричное уравнение (8) с учетом (7) приводит к матричному линейному уравнению относительно вариации компонентов, записываемому в виде

$$M\Delta\Lambda + \Delta M\Lambda = \Delta FM + F\Delta M. \quad (9)$$

Перейдем в (9) к столбцовой форме записи. Тогда получим

$$M(\Delta\Lambda)_i + \Delta M\Lambda_i = \Delta FM_i + F(\Delta M)_i, i = \overline{1, n}. \quad (10)$$

В силу структуры столбцов $\Lambda_i = [0_{i-1}^T, \lambda_i, 0_{n-i}^T]$ и $\Delta\Lambda_i = [0_{i-1}^T, \Delta\lambda_i, 0_{n-i}^T]$ векторно-матричное уравнение (10) принимает вид

$$\Delta\lambda_i M_i = \Delta FM_i + (F - \lambda_i I)(\Delta M)_i, i = \overline{1, n}. \quad (11)$$

Для разрешения уравнения (11) относительно вариации $\Delta\lambda_i$ собственного значения λ_i матрицы F воспользуемся представлением матричного условия подобия (7) в эквивалентной форме

$$\Lambda M^{-1} = M^{-1}F. \quad (12)$$

Строчная форма представления (12) имеет вид

$$\Lambda^i M^{-1} = (M^{-1})^i F, \quad (13)$$

где (Λ^i, M^i) — соответственно i -е строки матриц Λ и M . В силу структуры строки

$$\Lambda_i = [0_{i-1}^T, \lambda_i, 0_{n-i}^T]$$

матричное соотношение (13) принимает строчное векторно-матричное представление

$$(M^{-1})^i (F - \lambda_i I_i) = 0. \quad (14)$$

Учтем теперь, что матричное соотношение $M^{-1}M = I$ имеет эквивалентное строчно-столбцовое представление

$$(M^{-1})^j M_i = \delta_{ji}, \quad (15)$$

где δ_{ji} — символ Кронекера [13]. Умножим матричное уравнение (11), разрешенное относительно вариации $\Delta\lambda_i$, на i -ю строку $(M^{-1})^i$ матрицы M^{-1} слева. Тогда с учетом (14) и (15) для $\Delta\lambda_i$ получим

$$\Delta\lambda_i = (M^{-1})^i \Delta FM_i = (M^{-1} \Delta FM)_{ii}. \quad (16)$$

Сконструируем вектор $\Delta\lambda$, составленный из вариаций $\Delta\lambda_i, i = \overline{1, n}$. Тогда с учетом (16) получим представление этого вектора в виде

$$\begin{aligned} \Delta\lambda &= \text{col}\{\Delta\lambda_i; i = \overline{1, n}\} = \\ &= \text{col}\{(M^{-1} \Delta FM)_{ii}; i = \overline{1, n}\}. \end{aligned} \quad (17)$$

Переход в (17) к согласованным нормам позволяет построить цепочку из равенств и неравенств:

$$\begin{aligned} \|\Delta\lambda\| &= \|\text{col}\{(M^{-1} \Delta FM)_{ii}; i = \overline{1, n}\}\| = \\ &= \|\text{diag}\{(M^{-1} \Delta FM)_{ii}; i = \overline{1, n}\}\| \leq \|M^{-1} \Delta FM\| \leq \\ &\leq \|M^{-1}\| \cdot \|\Delta F\| \cdot \|M\| = C\{M\} \|\Delta F\|. \end{aligned} \quad (18)$$

Назначение ортогональной структуры собственных векторов минимальными по норме управлениями

Как показывает практика проектирования систем автоматического управления, задание требований к качеству процессов в переходном и установившемся режимах в виде желаемой структуры собственных значений трудностей не вызывает. Намного сложнее сформулировать требования к желаемой структуре собственных векторов. Согласно выражению (18) она должна быть такой, чтобы число обусловленности было минимальным, причем минимальное значение числа обусловленности, равное единице, соответствует матрице, столбцы которой образуют ортогональную структуру. В связи с этим сформулируем и докажем следующее утверждение.

Утверждение 2. В матричном соотношении подобия (7), являющемся однородным матричным уравнением Сильвестра относительно матрицы M , столбцы M_i являются собственными векторами матрицы F так, что выполняется векторно-матричное соотношение

$$FM_i = \lambda_i M_i, i = \overline{1, n}. \quad (19)$$

Доказательство. Представим уравнение подобия $M\Lambda = FM$ в форме $M \text{col}\{\Lambda_i; i = \overline{1, n}\} = F \text{col}\{M_i; i = \overline{1, n}\}$, где M_i и Λ_i — i -е столбцы матриц M и Λ соответственно. Вычленение из левой части компоненты $M\Lambda_i$ и компоненты FM_i из правой части позволяет записать векторно-матричное соотношение

$$M\Lambda_i = FM_i, \quad (20)$$

которое с учетом структуры столбца Λ_i приводится к форме (19). ■

Следует заметить, что множество версий ортогональных структур собственных векторов бесконечно, следовательно, бесконечно и множество реализаций матрицы K . В связи с этим возникает задача формирования критерия предпочтения. Авторами в качестве такого критерия предлагается

оценка затрат на управление на сфере начальных состояний.

Для оценки затрат на управление, с помощью которого обеспечиваются желаемые структуры мод и собственных векторов, рассмотрим управление объектом ($g(t) = 0$) при его переводе из начального состояния $x(0)$ в конечное $x(\infty) = 0$ с помощью сигнала управления $u(t) = -Kx(t) = -Ke^{Ft}x(0)$. Введем в рассмотрение элемент $U_t = u|_{[0, t]}$ линейного функционального пространства L^2_T , где $T = \{t : 0 \leq t < \infty\}$. Тогда для квадрата квадратичной нормы элемента U_t в соответствии с определением квадратичной нормы элементов функционального пространства можно записать

$$\begin{aligned} (\|U_t\|)^2 &= \int_0^t u^T(\tau)u(\tau)d\tau = \\ &= x^T(0) \left(\int_0^t e^{F^T\tau} K^T K e^{F\tau} d\tau \right) x(0) = x^T(0) W_u(t) x(0), \end{aligned} \quad (21)$$

где

$$W_u(t) = \int_0^t e^{F^T\tau} K^T K e^{F\tau} d\tau \quad (22)$$

— граммийн затрат на управление на интервале $[0, t]$.

Проинтегрировав выражение $W_u(t) = \int_0^t e^{F^T\tau} \times K^T K e^{F\tau} d\tau$ по частям, получим

$$\begin{aligned} W_u(t) &= \int_0^t e^{F^T\tau} K^T K e^{F\tau} d\tau = \\ &= e^{F^T t} K^T K e^{F t} (F^{-1}) \Big|_0^t - F^T W_u(t) F^{-1}. \end{aligned} \quad (23)$$

Из выражения (23) нетрудно видеть, что граммийн затрат на управление $W_u(t)$ может быть вычислен из решения матричного уравнения

$$F^T W_u(t) + W_u(t) F = -K^T K + e^{F^T t} K^T K e^{F t}. \quad (24)$$

Предельный переход в полученном матричном соотношении при $t \rightarrow \infty$ с учетом гурвицевости матриц F и F^T приводит к матричному уравнению относительно граммийна затрат на управление $W_u = \lim_{t \rightarrow \infty} W_u(t)$ на бесконечном интервале $[0, \infty)$ типа матричного уравнения Ляпунова

$$F^T W_u + W_u F = -K^T K. \quad (25)$$

Для оценки затрат на управление на бесконечном интервале $[0, \infty)$ как функции начального со-

стояния в силу (21) и (25) становится справедливой система неравенств

$$\begin{aligned} \alpha_m^{1/2} \{W_u\} \|x(0)\| &\leq \|U_\infty\| = \\ &= (x^T(0) W_u x(0))^{1/2} \leq \alpha_M^{1/2} \{W_u\} \|x(0)\|, \end{aligned} \quad (26)$$

где $\alpha_m\{W_u\}, \alpha_M\{W_u\}$ — соответственно минимальное и максимальное сингулярные числа граммийна W_u .

Если сравнение вариантов реализации структур собственных векторов осуществлять на единичной сфере начальных состояний $\|x(0)\| = 1$, то максимальные затраты на управление можно оценить выражением

$$\begin{aligned} \max_{\|x(0)\|=1} \|U_\infty\| &= \\ &= \alpha_M^{1/2} \{W_u\} \|x(0)\|_{\|x(0)\|=1} = \alpha_M^{1/2} \{W_u\}. \end{aligned} \quad (27)$$

Таким образом, задача достижения модальной робастности, которая решается минимизацией числа обусловленности матрицы собственных векторов, и одновременного обеспечения минимальных затрат приводит к необходимости введения агрегированного функционала вида

$$J_u = \alpha_M^{1/2} \{W_u\} C\{M\}, \quad (28)$$

где $C\{M\}$ — число обусловленности матрицы собственных векторов M .

Для вычисления матрицы обратных связей K воспользуемся обобщенным модальным управлением, опирающимся на решение матричного уравнения Сильвестра.

Алгоритм решения поставленной задачи средствами обобщенного модального управления

1. Сформировать (A, B, C) — матричные компоненты объекта управления вида (1) с управляемой парой (A, B) и наблюдаемой парой (A, C) .
2. Сформировать $(n \times n)$ -мерную диагональную матрицу $\Lambda = \text{diag}\{\lambda_i; i = \overline{1, n}\}$ состояния модальной модели [9, 11], являющуюся носителем желаемой структуры мод матрицы F состояния синтезируемой системы, с тем чтобы за счет выполнения соотношения $\sigma\{\Lambda\} = \sigma\{F\} = \{\lambda_i, i = \overline{1, n}\}$ доставить проектируемой системе желаемые динамические свойства в переходном и установившемся режимах.
3. Задать начальное значение матрицы H , согласованное по размерности с матрицей B и образующее с матрицей Λ наблюдаемую пару.
4. Решить матричное уравнение Сильвестра

$$M\Lambda - AM = -BH \quad (29)$$

при заданных матрицах Λ, A, B и H относительно матрицы M и вычислить ее число обусловленности.

5. Вычислить матрицу K отрицательной обратной связи по вектору $x(t)$ состояния ОУ (1) с помощью соотношения

$$K = HM^{-1}. \quad (30)$$

6. Решить уравнение (25) относительно грамиана затрат и вычислить его максимальное сингулярное число.

7. Вычислить значение функционала (28).

8. Путем организации алгоритма недифференцируемой минимизации по функционалу (28) осуществить поиск реализации матрицы H , доставляющей функционалу минимальное значение. В случае выполнения условия минимальности перейти к п. 9, иначе перейти к п. 3.

9. Сформировать матрицу K_g закона ОМУ в форме (2) в целях обеспечения требуемых свойств отношения вход-выход проектируемой системы, обязательным из которых является свойство равенства выхода $y(t)$ входу $g(t)$ в установившемся режиме при неподвижном состоянии системы с помощью соотношения

$$K_g = \arg \left\{ \Phi(s) = C(sI - F)^{-1}BK_g|_{s=0} = I \right\} = -(CF^{-1}B)^{-1}. \quad \blacksquare \quad (31)$$

Из алгоритма нетрудно видеть, что успех решения задачи существенным образом зависит от ранга матрицы управления B . Так, если ранг матрицы B равен порядку системы ($\text{rank} B = n$), то уравнение Сильвестра (29) оказывается разрешимым при любой структуре собственных значений и собственных векторов. При этом в случае, если M и Λ заданы, то матрица обратных связей по состоянию K вычисляется как $K = B^{-1}(AM - M\Lambda)M^{-1}$.

Таким образом, в случае матрицы управления полного ранга достижимо обеспечение ортогональной структуры собственных векторов проектируемой системы. Тогда функционал (28) принимает вид

$$J_u = \alpha_M^{1/2} \{W_u\}, \quad (32)$$

и задача нахождения минимального управления заключается в поиске минимального значения $\alpha_M^{1/2} \{W_u\}$ и соответствующего ему значения матрицы обратных связей K .

Проиллюстрируем выбор желаемой структуры собственных векторов примером.

Пример. Решение задачи ОМУ для объекта 2-го порядка с матрицей управления полного ранга.

Для того чтобы оценить затраты на управление при обеспечении каждой из желаемых структур собственных векторов, воспользуемся функционалом вида (32).

Рассмотрим объект управления 2-го порядка, описываемый матрицами $A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$, $B = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 2 & 0 \end{bmatrix}$,

$$C = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix}.$$

Желаемая структура собственных значений матрицы F замкнутой системы задана как $\sigma\{F\} = \{\lambda_1 = -2, \lambda_2 = -5\}$. Желаемая структура собственных ортогональных векторов задана в параметризованной β форме $\left\{ \xi_1 = \begin{bmatrix} \cos \beta \\ -\sin \beta \end{bmatrix}; \xi_2 = \begin{bmatrix} \sin \beta \\ \cos \beta \end{bmatrix} \right\}$, где β — угол поворота этой структуры вокруг начала координат относительно естественного (евклидового) базиса.

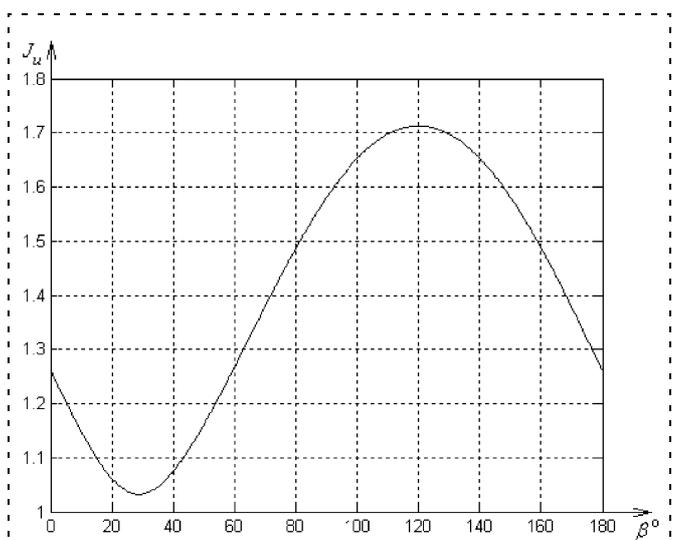
Сформируем матрицу состояния модальной модели в диагональной форме $\Lambda = \begin{bmatrix} -2 & 0 \\ 0 & -5 \end{bmatrix}$ и матрицу M

подобия матриц F и Λ , сконструированную на собственных векторах, так что она принимает вид $M = [\xi_1 \ \xi_2] = \begin{bmatrix} \cos \beta & \sin \beta \\ -\sin \beta & \cos \beta \end{bmatrix}$.

Решим матричное уравнение Сильвестра (29) относительно матрицы H и вычислим матрицу K отрицательной обратной связи по вектору $x(t)$ состояния ОУ (1) с помощью соотношения (30):

$$K = \begin{bmatrix} 1,5 \sin \beta \cos \beta & \sin^2 \beta + 2,5 \cos^2 \beta \\ 2 \cos^2 \beta + (-1,5 \cos \beta + 5 \sin \beta) \sin \beta & 3 \sin \beta \cos \beta - 1,5 \cos^2 \beta \end{bmatrix}.$$

Выясним, при какой структуре ортонормированных собственных векторов, параметризованной значением угла β , функционал (32) принимает минимальное и максимальное значения.



Зависимость функционала J_u от значения угла β

График зависимости функционала J_u от значения угла β приведен на рисунке.

Из рисунка видно, что функционал J_u принимает минимальное значение $J_u = 1,0321$ при $\beta = 28,7^\circ$. Таким образом, матрица обратных связей, с помощью которой происходит назначение структуры собственных векторов, обеспечивающих модальную робастность, принимает значение

$$K = \begin{bmatrix} 0,632 & 2,1538 \\ 2,4449 & 0,1101 \end{bmatrix}.$$

Список литературы

1. **Ackermann J.** Robust control systems with uncertain physical parameters. London, Springer-Verlag, 1993.
2. **Синтез** дискретных регуляторов при помощи ЭВМ // В. В. Григорьев, В. Н. Дроздов, В. В. Лаврентьев, А. В. Ушаков. Л.: Машиностроение, 1983.
3. **Arzelier D., Bernoussou J., Garsia G.** Pole assignment of linear uncertain system in a sector via a Lyapunov-type approach // IEEE Trans. Automatic control. 1993. Vol. 38. N 7. P. 1128—1132.

4. **Chilali M., Gabinet P., Apkarian P.** Robust pole placement in LMI regions // IEEE Trans. Automatic control. Vol. 44. N 12. P. 2257—2270.
5. **Заде Л., Дезоер Ч.** Теория линейных систем. М.: Наука, 1970.
6. **Квакернаак Х., Сиван Р.** Линейные оптимальные системы управления. М.: Мир, 1977.
7. **Портер У. А.** Современные основания общей теории систем.: Пер. с англ. М.: Наука, 1971.
8. **Savin R. K., Bhattacharyya S. P.** Robust and well-conditioned eigenstructure assignment via Sylvester equation // Proc. American Control Conference. 1982. P. 1053—1057.
9. **Ушаков А. В.** Обобщенное модальное управление // Изв. вузов. Приборостроение. 2000. Т. 43. № 3. С. 8—15.
10. **Слита О. В., Ушаков А. В.** Проблема параметрической ε -инвариантности выхода непрерывной системы: алгебраический подход // Мехатроника, автоматизация, управление. 2006. № 2. С. 2—7.
11. **Никифоров В. О., Ушаков А. В.** Управление в условиях неопределенности: чувствительность, адаптация, робастность. СПб: СПб ГИТМО (ТУ), 2002.
12. **Акунов Т. А., Ушаков А. В.** Синтез систем гарантированной модальной стабильности // Известия РАН. Теория и системы управления. 2003. № 4. С. 9—17.
13. **Гантмахер Ф. Р.** Теория матриц. М.: Наука, 1973.

МЕХАТРОННЫЕ МОДУЛИ ДЛЯ МИКРО- И НАНОТЕХНОЛОГИЙ

УДК 62-50:621.3

С. М. Афонин, канд. техн. наук,
Московский государственный институт
электронной техники (ТУ)

Исследование абсолютной устойчивости системы управления деформацией пьезопреобразователя для нано- и микроперемещений

Для системы управления деформацией пьезопреобразователя найдено множество положений равновесия при продольном или поперечном пьезоэффекте. Определены условия абсолютной устойчивости системы управления деформацией пьезопреобразователя для нано- и микроперемещений при продольном и поперечном пьезоэффектах для детерминированных и случайных воздействий.

Введение

Пьезопреобразователи для нано- и микроперемещений могут применяться в таких областях, как нанобиология, микроэлектроника, астрономия и адаптивная оптика. Пьезопреобразователь (пьезодвигатель, пьезоактюатор) работает на основе обратного пьезоэффекта, перемещение достигается

за счет его деформации при приложении электрического напряжения. Пьезопреобразователи имеют диапазон перемещения от нескольких до 10^4 нм, нагрузочную способность до 1000 Н, мощность на выходном валу до 100 Вт и полосу пропускания порядка нескольких десятков герц. В адаптивной оптике на пьезопреобразователь действует инерционная или упругоинерционная нагрузка [1—7].

Наряду с преимуществами пьезопреобразователей, такими как высокая точность, большая нагрузочная способность, широкая полоса пропускания, имеется существенный недостаток в виде нелинейной гистерезисной статической характеристики. В отличие от системы управления с однозначной нелинейностью, для которой устойчивость положения равновесия исследуется с помощью критерия Попова, устойчивость системы управления деформацией пьезопреобразователя с гистерезисной нелинейностью и множеством положений равновесия оценивается с применением критерия абсолютной устойчивости Якубовича [3, 8—10].

Статические и динамические характеристики пьезопреобразователя для нано- и микроперемещений как объекта управления

Динамические характеристики и передаточные функции пьезопреобразователя для нано- и микроперемещений (рис. 1) рассчитываются на основе

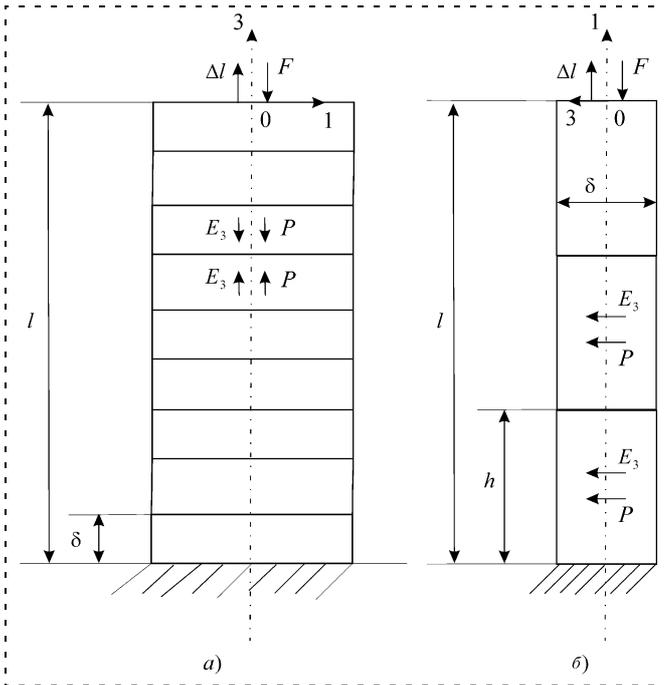


Рис. 1. Составной пьезопреобразователь при продольном (а) или поперечном (б) пьезоэффекте

ля по оси 3; $U(t)$ — напряжение на электродах пьезопластины; s_{33}^E — упругая податливость по оси 3 при $E = \text{const}$; $T_3(x, t)$ — механическое напряжение по оси 3; δ — толщина пьезопластин; P — вектор поляризации.

Для составного пьезопреобразователя (рис. 1, а) с закрепленным торцем при продольном пьезоэффекте и инерционной нагрузке для $x = 0$ имеем $\xi(x, t) = 0$ и для $x = l = n\delta$, где l — длина пьезопреобразователя; n — число пьезопластин, получаем уравнение сил, действующих на торце пьезопреобразователя, в виде

$$T_3 S_0 = -M \partial^2 \xi(x, t) / \partial t^2, \quad (3)$$

где M — перемещаемая масса нагрузки.

Введем преобразование Лапласа

$$\Xi(x, p) = L\{\xi(x, t)\} = \int_0^\infty \xi(x, t) e^{-pt} dt, \quad (4)$$

где p — параметр преобразования Лапласа.

Соответственно при $x = l$ преобразование Лапласа выражения перемещения торца пьезопреобразователя имеет вид

$$\Xi(p) = L\{\xi(t)\} = \int_0^\infty \xi(t) e^{-pt} dt. \quad (5)$$

В результате преобразования волнового уравнения (1) получим линейное обыкновенное дифференциальное уравнение второго порядка с параметром p в виде

$$\frac{d^2 \Xi(x, p)}{dx^2} - \left[\frac{1}{(c^E)^2} p^2 + \frac{2\alpha}{c^E} p + \alpha^2 \right] \Xi(x, p) = 0. \quad (6)$$

Следовательно, из уравнения обратного пьезоэффекта (2) с учетом действующих на торец пьезопреобразователя сил (3) получаем

$$\frac{d\Xi(x, p)}{dx} \Big|_{x=l} = d_{33} E_3(p) - \frac{s_{33}^E M p^2 \Xi(p)}{S_0}, \quad (7)$$

где $\Xi(p)$, $\Xi(x, p)$ — преобразования Лапласа перемещения торца пьезопреобразователя и перемещения сечения пьезопреобразователя при нулевых начальных условиях. Учитывая, что один торец пьезопреобразователя жестко закреплен при $x = 0$, получаем выражения

$$\Xi(x, p) = \frac{\Xi(p) \text{sh}(x\gamma)}{\text{sh}(l\gamma)}, \quad \frac{d\Xi(x, p)}{dx} \Big|_{x=l} = \frac{\Xi(p)\gamma}{\text{th}(l\gamma)},$$

$$\gamma = \frac{p}{c^E} + \alpha.$$

Следовательно, получаем выражение для составного пьезопреобразователя, закрепленного од-

совместного решения волнового уравнения, уравнения пьезоэффекта при нулевых начальных и соответствующих граничных условиях.

При расчете деформации пьезопреобразователей используется волновое уравнение [1, 2, 7], описывающее распространение волны в длинной линии с затуханием без искажений,

$$[1/(c^E)^2] \partial^2 \xi(x, t) / \partial t^2 + (2\alpha/c^E) \partial \xi(x, t) / \partial t + \alpha^2 \xi(x, t) = \partial^2 \xi(x, t) / \partial x^2, \quad (1)$$

где $\xi(x, t)$ — смещение сечения пьезопреобразователя; x — координата; t — время; c — скорость звука при постоянной напряженности электрического поля $E = \text{const}$ в пьезопреобразователе; α — коэффициент затухания волны, учитывающий затухание колебаний из-за рассеивания энергии на тепловые потери при распространении волны в пьезопреобразователе.

Уравнение обратного продольного пьезоэффекта [7] при управлении пьезопреобразователя по напряжению

$$S_3 = d_{33} E_3(t) + s_{33}^E T_3(x, t), \quad (2)$$

где $S_3 = \frac{\partial \xi(x, t)}{\partial x}$ — относительное смещение сечения пьезопреобразователя (рис. 1, а) по оси 3; d_{33} — пьезомодуль при продольном пьезоэффекте; $E_3(t) = \frac{U(t)}{\delta}$ — напряженность электрического по-

ним торцем, при продольном пьезоэффекте и инерционной нагрузке

$$\frac{\Xi(p)\gamma}{\text{th}(l\gamma)} + \frac{\Xi(p)s_{33}^E M p^2}{S_0} = d_{33} E_3(p). \quad (8)$$

Из выражения (8) определяем передаточную функцию составного пьезопреобразователя в виде

$$W_{21}(p) = \frac{\Xi(p)}{E_3(p)} = \frac{d_{33}}{s_{33}^E M p^2 / S_0 + \gamma / \text{th}(l\gamma)}. \quad (9)$$

С учетом $m(c^E)^2/l = S_0/s_{33}^E$ получаем передаточные функции [1, 2, 10, 11] в виде

$$W_{21}(p) = \frac{\Xi(p)}{E_3(p)} = \frac{d_{33} l \text{th}(l\gamma)}{M l^2 \text{th}(l\gamma) p^2 / m (c^E)^2 + l\gamma}; \quad (10)$$

$$W_{23}(p) = \frac{\Xi(p)}{F(p)} = - \frac{l^2 \text{th}(l\gamma) / (m (c^E)^2)}{M l^2 \text{th}(l\gamma) p^2 / m (c^E)^2 + l\gamma},$$

где $E_3(p)$, $F(p)$ — соответственно преобразования Лапласа напряженности электрического поля в составном пьезопреобразователе и силы при нулевых начальных условиях; m — масса составного пьезопреобразователя.

Если за входную величину принять изображение Лапласа напряжения источника питания $U_0(p)$, то

$$\begin{aligned} W_1(p) &= \frac{\Xi(p)}{U_0(p)} = \\ &= \frac{n d_{33} \text{th}(l\gamma)}{(T_a p + 1) [M l^2 \text{th}(l\gamma) p^2 / m (c^E)^2 + l\gamma]}; \\ T_a &= R n C_0, \end{aligned} \quad (11)$$

где T_a , R , C_0 — соответственно постоянная времени апериодического звена, сопротивление согласующих цепей и емкость пьезопластины в составном пьезопреобразователе.

Уравнение обратного поперечного пьезоэффекта [7] при управлении пьезопреобразователя по напряжению имеет вид

$$S_1 = d_{31} E_3(t) + s_{11}^E T_1(x, t), \quad (12)$$

где $S_1 = \frac{\partial \xi(x, t)}{\partial x}$ — относительное смещение сечения пьезопреобразователя (рис. 1, б) по оси 1; d_{31} — пьезомодуль при поперечном пьезоэффекте; $E_3(t) = \frac{U(t)}{\delta}$ — напряженность электрического поля по оси 3; s_{11}^E — упругая податливость по оси 1 при $E = \text{const}$; $T_1(x, t)$ — механическое напряжение по оси 1; $l = nh$ — длина составного пьезопреобразователя; h — высота пьезопластины.

При поперечном пьезоэффекте, если одна из граней составного пьезопреобразователя (рис. 1, б) жестко закреплена при $x = 0$, получаем передаточную функцию

$$W_{21}(p) = \frac{\Xi(p)}{E_3(p)} = \frac{d_{31} l \text{th}(l\gamma)}{M l^2 \text{th}(l\gamma) p^2 / m (c^E)^2 + l\gamma}. \quad (13)$$

Рассмотрим работу пьезопреобразователя для жестко закрепленной одной грани пьезопреобразователя при $M/m \gg 1$. Представим выражения (10) для $W_{21}(p)$ и $W_{23}(p)$ в следующем удобном для преобразования виде:

$$W_{21}(p) = \frac{\Xi(p)}{E_3(p)} = \frac{d_{33} l}{M l^2 p^2 / m (c^E)^2 + l\gamma \text{ch}(l\gamma)}; \quad (14)$$

$$W_{23}(p) = \frac{\Xi(p)}{F(p)} = - \frac{l^2 / (m (c^E)^2)}{M l^2 p^2 / m (c^E)^2 + l\gamma \text{ch}(l\gamma)}.$$

Используя аппроксимацию гиперболического котангенса двумя членами степенного ряда, получаем из (14) в диапазоне частот $0 < \omega < 0,01 c^E/l$ следующие выражения:

$$W_{23}(p) = \frac{\Xi(p)}{E_3(p)} = - \frac{d_{33} l}{T_t^2 p^2 + 2 T_t \xi_t p + 1}; \quad (15)$$

$$W_{23}(p) = \frac{\Xi(p)}{F(p)} = - \frac{s_{33}^E l / S_0}{T_t^2 p^2 + 2 T_t \xi_t p + 1};$$

$$W_1(p) = \frac{\Xi(p)}{U_0(p)} = \frac{n d_{33}}{(T_a p + 1) (T_t^2 p^2 + 2 T_t \xi_t p + 1)};$$

$$T_t = l \sqrt{M/m} / c^E; \quad \xi_t = \alpha l \sqrt{m/M} / 3,$$

где T_t , ξ_t — соответственно постоянная времени и коэффициент затухания колебательного звена для составного пьезопреобразователя при продольном пьезоэффекте.

Аналогично получаем передаточную функцию составного пьезопреобразователя, закрепленного одной гранью, при $M/m \gg 1$ и поперечном пьезоэффекте в виде

$$W_{21}(p) = \frac{\Xi(p)}{E_3(p)} = \frac{n d_{31} h}{T_t^2 p^2 + 2 T_t \xi_t p + 1}; \quad (16)$$

$$T_t = n h \sqrt{M/m} / c^E; \quad \xi_t = \alpha n h \sqrt{m/M} / 3,$$

где T_t , ξ_t — соответственно постоянная времени и коэффициент затухания колебательного звена для составного пьезопреобразователя при поперечном пьезоэффекте.

Таким образом, при закрепленном торце пьезопреобразователя при продольном пьезоэффекте и упругоинерционной нагрузке при $x = l = nh$ имеем

уравнение сил, действующих на торце пьезопреобразователя, в виде

$$T_3 S_0 = -M \partial^2 \xi(x, t) / \partial t^2 - (C_a + C_e) \xi(x, t), \quad (17)$$

где M — перемещаемая масса; C_a, C_e, C_c — жесткости армирующего элемента, упругой нагрузки и составного пьезопреобразователя.

Из уравнения обратного продольного пьезоэффекта (2) с учетом действующих на торец пьезопреобразователя сил получаем

$$\left. \frac{d\Xi(x, p)}{dx} \right|_{x=l} = d_{33} E_3(p) - \frac{s_{33}^E M p^2 \Xi(p)}{S_0} - \frac{s_{33}^E (C_a + C_e) \Xi(p)}{S_0}. \quad (18)$$

Следовательно, получаем выражение для пьезопреобразователя, закрепленного одним торцом, при продольном пьезоэффекте и упругоинерционной нагрузке

$$\frac{\Xi(p) \gamma}{\text{th}(l\gamma)} + \frac{\Xi(p) s_{33}^E M p^2}{S_0} + \frac{\Xi(p) s_{33}^E (C_a + C_e)}{S_0} = d_{33} E_3(p). \quad (19)$$

Обозначим $C_c = S_0 / (s_{33}^E l)$ жесткость составного пьезопреобразователя при продольном пьезоэффекте. Тогда с учетом (19) передаточные функции пьезопреобразователя, закрепленного одним торцом, при продольном пьезоэффекте и упругоинерционной нагрузке принимают вид

$$W_{21}(p) = \frac{\Xi(p)}{E_3(p)} = \frac{d_{33} l}{M p^2 / C_c + l \gamma \text{th}(l\gamma) + (C_a + C_e) / C_c}; \quad (20)$$

$$W_2(p) = \frac{\Xi(p)}{U(p)} = \frac{d_{33} n}{M p^2 / C_c + l \gamma \text{th}(l\gamma) + (C_a + C_e) / C_c},$$

где $\Xi(p)$ — преобразование Лапласа перемещения торца составного пьезопреобразователя по оси 3 и $U(p)$ — преобразование Лапласа напряжения на обкладках составного пьезопреобразователя при нулевых начальных условиях.

Следовательно, получаем выражение для статического перемещения $\xi(l, \infty)$ армированного составного пьезопреобразователя (рис. 1, а) в установившемся режиме при подаче напряжения $U(t) = U_{\max} 1(t)$ при упругоинерционной нагрузке, где U_m — максимальное напряжение, в следующем виде:

$$\xi(l, \infty) = \lim_{t \rightarrow \infty} \xi(l, t) = \lim_{p \rightarrow 0} p W_2(p) U_{\max} / p. \quad (21)$$

Откуда следует

$$\xi(l, \infty) = \lim_{\substack{p \rightarrow 0 \\ a \rightarrow 0}} d_{33} n U_{\max} / \{l(p/c^E + \alpha) / \text{th}[l(p/c^E + \alpha)] + (C_a + C_e) / C_c\}, \quad (22)$$

в окончательном виде получим

$$\xi(l, \infty) = d_{33} n U_{\max} / [1 + (C_a + C_e) / C_c]. \quad (23)$$

Таким образом, передаточная функция $W_2(p)$ составного пьезопреобразователя на рабочих частотах при продольном пьезоэффекте и упругоинерционной нагрузке в диапазоне рабочих частот $0 < \omega < 0,01 c^E / l$ записывается в виде

$$W_2(p) = \Xi(p) / U(p) = \{d_{33} n / [1 + (C_a + C_e) / C_c]\} / (T_t^2 p + 2T_t \xi_t p + 1); \quad (24)$$

$$T_t = \sqrt{M / (C_a + C_e + C_c)};$$

$$\xi_t = \alpha l^2 C_c / [3c^E \sqrt{M / (C_a + C_e + C_c)}],$$

где T_t, ξ_t — соответственно постоянная времени и коэффициент затухания колебательного звена для составного пьезопреобразователя при продольном пьезоэффекте и упругоинерционной нагрузке.

Абсолютная устойчивость системы управления деформацией пьезопреобразователя

В системах автоматического управления деформацией пьезопреобразователя для нано- и микроперемещений используются согласующее устройство, последовательное и параллельное корректирующие устройства, усилитель мощности, обеспечивающий необходимые напряжение и ток для питания пьезопреобразователя, датчики деформации, скорости, ускорения, напряжения, заряда, тока, механического напряжения пьезопреобразователя. Для анализа устойчивости систем управления деформацией пьезопреобразователя с гистерезисной нелинейностью используется обобщение, при котором в системе управления звенья системы трансформируются к двум — гистерезисному звену нелинейной части и звену линейной части системы управления [3,4, 9] (рис. 2).

Исследование абсолютной устойчивости системы управления деформацией пьезопреобразователя для нано- и микроперемещений при детерми-

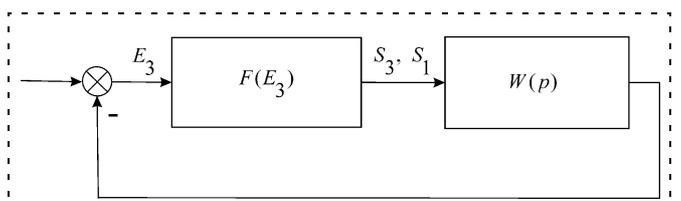


Рис. 2. Обобщенная структурная схема системы управления деформацией пьезопреобразователя

нированных воздействиях проведем на основе критерия Якубовича [3, 4, 9], являющегося развитием критерия абсолютной устойчивости Попова. При описании системы (рис. 2) используем передаточную функцию линейной части системы $W(p)$ и гистерезисную функцию S_3 или S_1 пьезопреобразователя при продольном и поперечном пьезоэффектах [3–12].

Описание гистерезисной нелинейности пьезопреобразователя при продольном пьезоэффекте в общем виде выглядит как

$$S_3 = F[E_3|_0^t, t, S_3(0), \text{sign } \dot{E}_3]. \quad (25)$$

Это означает, что значение функции S_3 в каждый момент времени t зависит от поведения напряженности электрического поля E_3 на промежутке $[0, t]$, от t , от начального значения $S_3(0)$ и знака скорости \dot{E}_3 изменения напряженности поля. При этом $S_3(0)$ должно принадлежать некоторому дополнительно заданному множеству $L[E_3(0)]$, зависящему в общем случае от $E_3(0)$. Рассмотрим гистерезисную характеристику пьезопреобразователя (рис. 3). Множеством $L[E_3(0)]$ является вертикальный отрезок $[S_3^0, -S_3^0]$ — пересечение оси ординат с петлей гистерезиса, снятой при максимально допустимой напряженности поля в пьезопреобразователе.

Найдем стационарное множество системы управления деформацией пьезопреобразователя при устойчивой линейной части системы управления. На плоскости (E_3, S_3) проведем прямую A

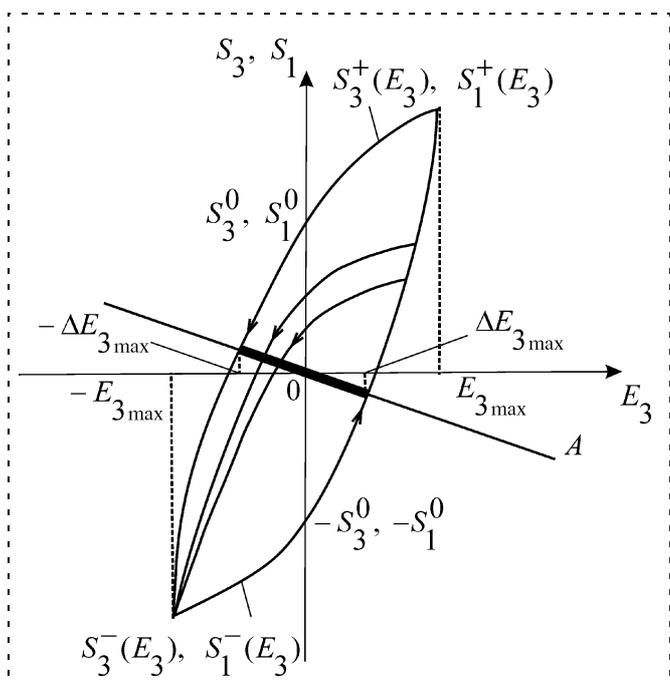


Рис. 3. Гистерезисная характеристика пьезопреобразователя при продольном и поперечном пьезоэффекте

с уравнением $E_3 + W(0)S_3 = 0$, где $W(0)$ — значение передаточной функции линейной части системы управления при $p \rightarrow 0$. Множество точек M пересечения этой прямой с гистерезисной характеристикой представляет собой отрезок прямой, выделенный на рис. 3.

Пусть E_{30}, S_{30} — стационарное решение системы. Следовательно, получаем

$$E_{30} + W(0)S_{30} = 0. \quad (26)$$

Таким образом, стационарным множеством M системы будет выделенный множеством пар (E_{30}, S_{30}) отрезок прямой A . Каждой точке пересечения гистерезисной нелинейности с частными циклами и прямой A соответствует одно положение равновесия с координатами (E_{30}, S_{30}) .

Определим проекцию стационарного множества положений равновесия торца пьезопреобразователя на ось X , где координата $x = E_3/E_{3\max}$ (рис. 3). Подставим в уравнение прямой (26) аналитическое описание основной гистерезисной петли пьезопреобразователя для продольного пьезоэффекта [3, 4] в виде

$$S_3 = d_{33}E_3 - \gamma_{33}E_{3\max} \left(1 - \frac{E_3^2}{E_{3\max}^2}\right)^{n_{33}} \text{sign } \dot{E}_3, \quad (27)$$

где $E_{3\max}$ — амплитуда напряженности электрического поля в пьезопреобразователе; $\gamma_{33} = S_3^0/E_{3\max}$ — остаточный гистерезис при продольном пьезоэффекте по оси 3; S_3^0 — остаточная относительная величина статической гистерезисной характеристики по оси 3 при $E_3 = 0$; n_{33} — степенной коэффициент, определяемый формой гистерезисной кривой при продольном пьезоэффекте, например, для пьезопреобразователей из керамики ЦТС-19 коэффициент $n_{33} = 1$.

Найдем ширину зоны покоя 2Δ . Для вычисления ширины зоны покоя, подставляя значение $E_{30} = \Delta E_{3\max}$ в выражение (26), получим

$$\Delta E_{3\max} + W(0)S_3^-(\Delta E_{3\max}) = 0, \quad (28)$$

где Δ — относительное значение напряженности электрического поля, нормированное по амплитуде напряженности в крайней точке равновесия системы управления деформацией пьезопреобразователя; $S_3^-(\Delta E_{3\max})$ — значение относительной деформации S_3 на восходящей ветви гистерезисной характеристики при $E_3 > 0$ и $E_{30} = \Delta E_{3\max}$; $S_3^+(-\Delta E_{3\max})$ — значение относительной деформации S_3 на нисходящей ветви гистерезисной характеристики при $E_3 < 0$ и $E_{30} = -\Delta E_{3\max}$ (рис. 3).

Соответственно имеем

$$S_3^-(\Delta E_{3\max}) = d_{33}\Delta E_{3\max} - \gamma_{33}E_{3\max}\left(1 - \frac{(\Delta E_{3\max})^2}{E_{3\max}^2}\right), \quad (29)$$

после сокращения в (29) получаем выражение

$$S_3^-(\Delta E_{3\max}) = d_{33}\Delta E_{3\max} - \gamma_{33}E_{3\max}(1 - \Delta^2). \quad (30)$$

Подставляя (30) в уравнение (28), получаем выражение

$$\Delta E_{3\max} + W(0)E_{3\max}[d_{33}\Delta - \gamma_{33}(1 - \Delta^2)] = 0. \quad (31)$$

Отсюда имеем

$$\Delta + W(0)[d_{33}\Delta - \gamma_{33}(1 - \Delta^2)] = 0. \quad (32)$$

Из выражения (32) получаем квадратное уравнение для определения ширины зоны покоя 2Δ пьезопреобразователя при продольном пьезоэффекте в виде

$$\Delta^2 + \frac{(1 + W(0)d_{33})}{W(0)\gamma_{33}}\Delta - 1 = 0. \quad (33)$$

Следовательно, ширина зоны покоя при продольном пьезоэффекте

$$2\Delta = -\frac{(1 + W(0)d_{33})}{W(0)\gamma_{33}} + \sqrt{\frac{(1 + W(0)d_{33})^2}{W^2(0)\gamma_{33}^2} + 4}. \quad (34)$$

Аналогично получаем описание гистерезисной характеристики (рис. 3) пьезопреобразователя при поперечном пьезоэффекте

$$S_1 = d_{31}E_3 - \gamma_{31}E_{3\max}\left(1 - \frac{E_3^2}{E_{3\max}^2}\right)^{n_{31}} \text{sign } \dot{E}_3, \quad (35)$$

где $\gamma_{31} = S_1^0/E_{3\max}$ — остаточный гистерезис при поперечном пьезоэффекте по оси 1; S_1^0 — остаточная относительная величина статической гистерезисной характеристики по оси 1 при $E_3 = 0$; n_{31} — степенной коэффициент, определяемый формой гистерезисной кривой при поперечном пьезоэффекте, например, для ЦТС-19 коэффициент $n_{31} = 1$.

Аналогично ширина зоны покоя при поперечном пьезоэффекте при $n_{31} = 1$ имеет вид

$$2\Delta = -\frac{(1 + W(0)d_{31})}{W(0)\gamma_{31}} + \sqrt{\frac{(1 + W(0)d_{31})^2}{W^2(0)\gamma_{31}^2} + 4}. \quad (36)$$

Функция S_3 гистерезисной нелинейности [3, 4, 10] пьезопреобразователя при продольном пьезоэффекте непрерывна, причем

$$v_{1_{33}}, v_{2_{33}} \in [0, v_{33}], v_{33} = \max[dS_3/dE_3]. \quad (37)$$

Величины $v_{1_{33}}$ и $v_{2_{33}}$ определяем по гистерезисной статической характеристике (рис. 3) при продольном пьезоэффекте, измеренной при максимально допустимой напряженности электрического поля в пьезопреобразователе, где $v_{1_{33}} = 0$ и $v_{2_{33}} = v_{33}$ — соответственно минимальное и максимальное значения тангенса угла наклона касательной к гистерезисной нелинейности. Гистерезисная петля (рис. 3) пьезопреобразователя для пьезопривода нано- и микроперемещений обходится против часовой стрелки. Отношение тангенсов угла наклона касательной к гистерезисной нелинейности пьезопреобразователя при продольном и поперечном пьезоэффектах пропорционально отношению соответствующих пьезомодулей

$$\frac{v_{33}}{v_{31}} = \frac{d_{33}}{d_{31}}. \quad (38)$$

Обозначим величину v , соответствующую максимальному значению тангенса угла наклона касательной к нелинейной характеристике пьезопреобразователя, v_{33} или v_{31} при продольном и поперечном пьезоэффектах.

Тогда достаточные условия абсолютной устойчивости системы управления деформацией пьезопреобразователя (рис. 4) имеют вид

$$\text{Re } vW(j\omega) \geq -1, \quad (39)$$

где j — мнимая единица, ω — частота.

На рис. 4 на комплексной плоскости приведены амплитудно-фазовые частотные характеристики для частотной передаточной функции $vW(j\omega)$, для двух видов кривых, для которых выполняются условия (1) и не выполняются условия (2) абсолютной устойчивости системы управления деформацией пьезопреобразователя. Частотный критерий абсолютной устойчивости (39) прост и удобен для

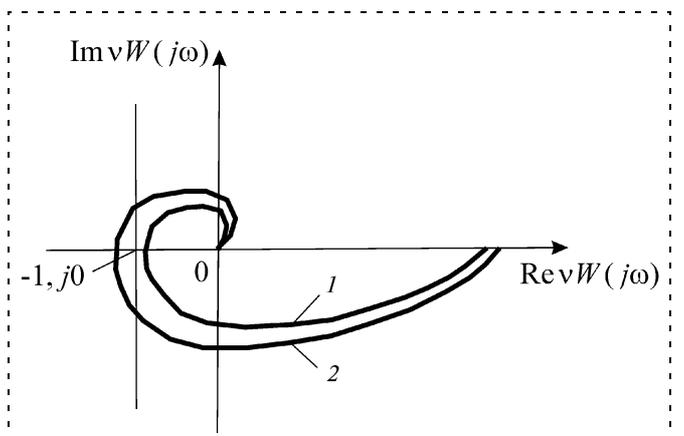


Рис 4. Критерий абсолютной устойчивости системы управления на плоскости: 1 — выполняются условия и 2 — не выполняются условия абсолютной устойчивости системы управления деформацией пьезопреобразователя

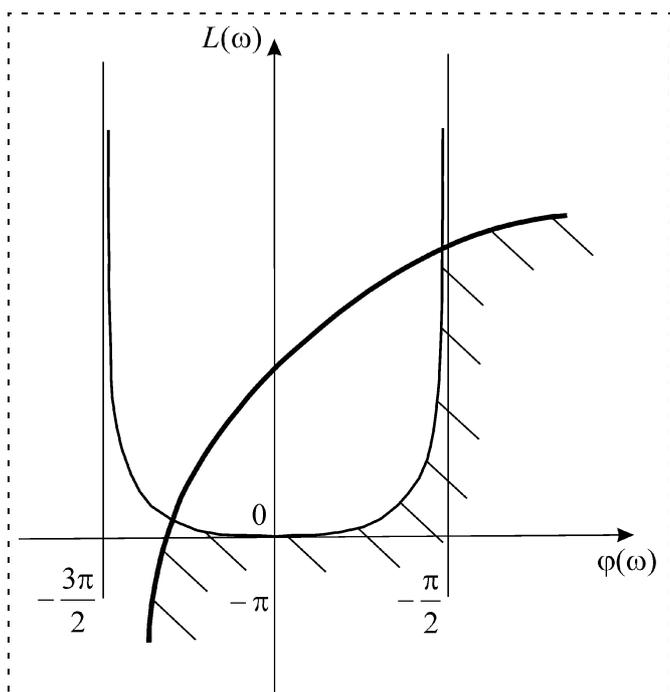


Рис. 5. Выбор корректирующего устройства по критерию абсолютной устойчивости системы управления деформацией пьезопреобразователя. Заштрихована скорректированная логарифмическая амплитудная частотная характеристика, для которой выполняются условия абсолютной устойчивости

синтеза корректирующих устройств систем управления деформацией пьезопреобразователя для нано- и микроперемещений. Для пьезопреобразователя из пьезокерамики ЦТС-19 при продольном пьезоэффекте максимальное значение тангенса угла касательной к нелинейности составляет $v_{33} = 1$ нм/В, а при поперечном пьезоэффекте $v_{31} = 0,5$ нм/В.

Необходимо отметить, что частотный критерий абсолютной устойчивости множества положений равновесия в нелинейной системе с одной гистерезисной нелинейностью пьезопреобразователя справедлив для систем как с детерминированными, так с со случайными воздействиями, как с сосредоточенными, так и с распределенными параметрами.

Рассмотрим геометрическую интерпретацию критерия (39) при поперечном пьезоэффекте. Амплитудно-фазовая характеристика разомкнутой системы $v_{31}W(j\omega)$ должна быть для всех $\omega \geq 0$ расположена правее прямой $\text{Re}v_{31}W(j\omega) = -1$ (рис. 4). Критерий абсолютной устойчивости системы [3, 4, 8, 10] на плоскости логарифмической амплитудной частотной характеристики и фазовой частотной характеристики разомкнутой системы $v_{31}W(j\omega)$ в декартовой системе координат $L(\omega) = Q[\varphi(\omega)]$, где $L(\omega) = 20\lg|v_{31}W(j\omega)|$ — логарифмическая амплитудная частотная характеристика, $\varphi(\omega)$ — фазовая частотная характеристика, формулируется следующим образом: для абсолютной устойчивости системы достаточно, чтобы логарифмическая ампли-

тудная частотная характеристика $L(\omega) = Q[\varphi(\omega)]$ разомкнутой системы управления пьезопреобразователем (заштрихованная характеристика) для всех $\omega \geq 0$ располагалась ниже граничной кривой $L(\omega) = 20\lg|1/\cos\varphi|$ (рис. 5). Заштрихованная область (рис. 5) для скорректированной характеристики $L(\omega)$ при $v = v_{31}$ соответствует скорректированной амплитудно-фазовой частотной характеристике для частотной передаточной функции $vW(j\omega)$ на рис. 4, которая не пересекает на комплексной плоскости вертикальную линию $\text{Re}vW(j\omega) = -1$. При введении в систему корректирующего устройства, надлежащим образом деформирующего амплитудную частотную характеристику линейной части системы управления деформацией пьезопреобразователя для пьезопривода нано- и микроперемещений, частотный критерий абсолютной устойчивости будет выполняться.

Заключение

Множество положений равновесия системы управления деформацией пьезопреобразователя при продольном или поперечном пьезоэффекте устойчиво, если выполняются полученные условия на производную гистерезисной характеристики при максимальной напряженности электрического поля в пьезопреобразователе. Полученные условия абсолютной устойчивости системы управления деформацией пьезопреобразователя позволяют проводить синтез корректирующих устройств системы.

Список литературы

1. Афонин С. М. Пьезопреобразователи для приводов микроперемещений // Приборы и системы управления. 1998. № 2. С. 41—42.
2. Афонин С. М. Параметрическая структурная схема пьезопреобразователя // Известия РАН. Механика твердого тела. 2002. № 6. С. 101—107.
3. Афонин С. М. Исследование абсолютной устойчивости САУ с пьезодвигателем наноперемещений // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. 2000. № 9. С. 28—30.
4. Афонин С. М. Абсолютная устойчивость системы управления деформацией пьезопреобразователя // Известия РАН. Теория и системы управления. 2005. № 2. С. 112—119.
5. Дорф Р., Бишоп Р. Современные системы управления. М.: Лаборатория базовых знаний, 2004. 832 с.
6. Миронов В. Л. Основы сканирующей зондовой микроскопии. М.: Техносфера, 2004. 144 с.
7. Физическая акустика. Т. 1. Ч. А. Методы и приборы ультразвуковых исследований / Под ред. У. Мэзона. М.: Мир, 1966. 592 с.
8. Наумов Б. Н. Теория нелинейных автоматических систем. Частотные методы. М.: Наука, 1972. 544 с.
9. Наумов Б. Н. Частотный метод абсолютной устойчивости и качества нелинейных систем и систем с переменными во времени параметрами при заданных и случайных воздействиях // Многообразные и инвариантные системы. Нелинейные и дискретные системы / Под ред. В. А. Трапезникова. М.: Наука, 1968. С. 254—270.
10. Барабанов Н. Б., Якубович В. А. Абсолютная устойчивость систем регулирования с одной гистерезисной нелинейностью // Автоматика и телемеханика. 1979. № 12. С. 5—12.
11. Бесекиерский В. А., Попов Е. П. Теория систем автоматического регулирования. М.: Профессия, 2004. 752 с.
12. Попов Е. П., Пальтов И. П. Приближенные методы исследования нелинейных автоматических систем. М.: Физматгиз, 1960. 792 с.

УДК 004.518 (681.518); 539.216

В. Ю. Мусатов, канд. техн. наук,
В. В. Сысоев, канд. физ.-мат. наук,
А. А. Машенко, **А. С. Варежников**,
А. А. Хризостомов,
Саратовский государственный
технический университет

О возможности применения нейропроцессора для обработки отклика однокристалльной мультисенсорной микросистемы идентификации газов

Анализируется возможность применения нейропроцессора для анализа сигнала однокристалльной мультисенсорной микросистемы типа "электронный нос". Рассмотрена реализация нейросетевого метода распознавания газов на нейропроцессоре и персональном компьютере. Показана применимость нейропроцессора совместно с системой "электронный нос" для решения задач, связанных с распознаванием газов.

Введение

В последнее время во многих измерительных технологиях все большую популярность приобретает качественная оценка информации (например, состояние некоторого процесса или ожидаемое восприятие человеком изготавливаемого продукта), в отличие от традиционного количественного анализа (например, содержания химических элементов в продукте). Это, в первую очередь, связано с развитием численных методов обработки измерительных сигналов. Ярким примером такого ("качественного") подхода являются приборы типа "электронный нос" (ЭН), применяемые, как правило, для быстрой оценки состава газообразных сред. Концепция этих приборов следует принципам, заложенным в обонятельной системе млекопитающих, которая состоит из набора первичных, как правило, неселективных преобразователей — рецепторов — и включает в себя обработку мозгом совокупности рецепторных сигналов. Соответственно, ЭН состоит из линейки газовых сенсоров и включает метод обработки распределения сенсорных сигналов, полученных в различных газовых средах. Ключевым требованием при выборе сенсоров для формирования линейки является их неселективность, т. е. разные сенсоры должны иметь (различающийся) отклик не только к одному газу, а ко множеству газов или газовых смесей. В этом случае анализ распределения их сигналов в различных газовых средах позволяет идентифицировать искомый газ.

Методы обработки сигналов мультисенсорной системы подразделяются на два больших класса — параметрические и непараметрические. К первому относятся методы, основанные на получении и расчете функции плотности вероятности параметров, используемых для характеристики отклика системы. Применение таких методов обычно требует большого числа экспериментальных данных. Непараметрические методы не требуют *a priori* знания статистического разброса данных, и, соответственно, выборка данных для обучения может быть уменьшена. К числу таких методов относятся нейронные сети.

Существуют различные варианты моделирования нейронных сетей. Наряду с использованием программного моделирования на персональных компьютерах [1—4] возможно применение специализированных нейропроцессоров. Одним из таких является NeuroMatrix® NM6403 [5, 6], который представляет собой высокопроизводительный "dual-core" микропроцессор с суперскалярной архитектурой.

В данной статье обсуждается попытка использования возможностей нейропроцессора для обработки сигнала прибора типа ЭН. В качестве последнего использовали мультисенсорную систему KAMINA, состоящую из набора хеморезистивных сенсоров, сформированных на одном кристалле (чипе) [7]. Эта конструкция ЭН подходит для массового изготовления и является, по оценкам независимых экспертов, одной из наиболее подходящих для практических применений [8].

Нейропроцессор

В состав нейропроцессора NeuroMatrix входят два основных блока: 32-разрядное RISC-ядро (скалярный процессор (СП)) и 64-разрядный VEC-TOR-сопроцессор (ВП) для поддержки операций над векторами с элементами переменной разрядности. Имеются два идентичных программируемых интерфейса для работы с внешней памятью различного типа и два коммуникационных порта, аппаратно совместимых с портами ЦПС TMS320C4x, для возможности построения многопроцессорных систем.

СП имеет восемь адресных регистров и восемь регистров общего назначения. С его помощью могут быть выполнены следующие операции:

- различные виды адресации с модификацией адресных регистров;
- чтение/запись в память как 32-разрядных слов, так и пар слов, образующих 64-разрядное число;
- все виды арифметических и логических операций над регистрами общего назначения с модификацией и без модификации флагов состояния;
- различные типы сдвигов, в том числе на произвольное число битов;

- условные и безусловные переходы, в том числе отложенные переходы;
- вызовы функций с записью в стек адреса возврата, в том числе и отложенные вызовы функций;
- пошаговое умножение;
- управление таймерами;
- настройка регистров управления доступом к внешней памяти на тип, используемый в конкретном устройстве;
- управление векторным сопроцессором путем задания его конфигурации.

ВП представляет собой специализированный матричный узел — операционное устройство (ОУ) для выполнения следующих операций:

- умножение с накоплением, называемое также взвешенным суммированием;
- арифметические и логические операции на векторном арифметико-логическом устройстве (АЛУ);
- маскирование данных;
- функции активации;
- сдвиг операнда X (вектора) при выполнении взвешенного суммирования.

Под векторами понимаются одномерные массивы однородных данных, расположенные в памяти в виде непрерывного блока. Матрица — это массив векторов.

Разрядность всех узлов векторного процессора ВП составляет 64 бит, поэтому ВП осуществляет обработку целочисленных данных, которые упакованы в 64-разрядные слова. В общем случае слово упакованных данных представляет собой вектор

$$D = \{D_1, \dots, D_k\}, \quad (1)$$

содержащий k элементов (с суммарной разрядностью 64 бит), причем в одном слове D могут быть упакованы данные, имеющие разную разрядность.

Однокристалльная мультисенсорная микросистема

Как отмечено выше, использовали однокристалльную мультисенсорную систему типа KAMINA [7], в которой в качестве сенсорного элемента применяли наноструктурированную оксидную пленку $\text{SnO}_2:\text{Cu}$, изготовленную методом ВЧ-магнетронного распыления. Подробно состав пленки и ее электрофизические и газочувствительные свойства рассмотрены в [9]. Для формирования мультисенсорной системы пленка сегментируется компланарными платиновыми электродами с зазором шириной до 100 мкм. Топология электродов представлена на рис. 1 (см. третью сторону обложки). Указанная металлизация позволяет получить до 38 сенсорных сегментов, из которых в данной работе использовали 35.

Для модификации свойств сенсорных сегментов подложку подвергали неоднородному на-

греву с градиентом около $7^\circ\text{C}/\text{мм}$ (диапазон изменения температуры составляет $280\dots350^\circ\text{C}$) в соответствии с методикой, изложенной в [10]. Контроль температуры нагрева поверхности пленки вдоль всего чипа выполняли с помощью ИК-камеры типа Thermo Tracer TH3100MR (NEC Sanei Instrument, Ltd, Япония).

Измерение сопротивления сенсорных сегментов проводили между каждой парой электродов с частотой опроса всех сегментов 1 Гц. Обработку полученных сигналов осуществляли соответствующими электронными схемами прибора KAMINA и через интерфейс RS232 передавали для записи и визуализации в компьютер.

В качестве тестовых газов использовали атмосферный воздух и смесь воздуха с парами изопропанола. Напуск газов в воздухозаборную камеру прибора осуществляли с помощью принудительной вентиляции в проточном режиме циклически в последовательности: воздух — газовая смесь. При этом порядок подачи смесей варьировался в целях приближения условий работы чипа к практическим применениям прибора "электронный нос". Время напуска газов составляло около 1 мин, что было достаточно для получения стационарного отклика не ниже 0,90 от максимального значения.

Отклик системы к воздействию газов записывали в течение нескольких дней при различных условиях атмосферного воздуха. В качестве калибровочных была использована часть данных (сигналов мультисенсорной системы), а остальные — для проведения тестирования построенных моделей. На рис. 2 представлено распределение сопротивлений сенсорных сегментов мультисенсорной системы (усредненное по всем данным) при воздействии воздуха и спиртовоздушной смеси.

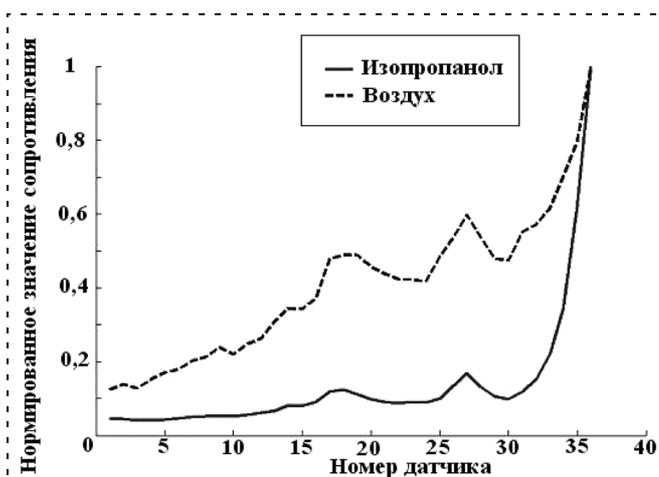


Рис. 2. Сенсорное пространство отклика мультисенсорной системы. По оси абсцисс отложен номер сенсора (сенсорного сегмента) в мультисенсорной системе, по оси ординат — среднее значение сопротивления сегментов, нормированное на максимальное значение

Эффективность идентификации газов путем применения методов распознавания образов определяли как процентное отношение корректно распознанных воздействий газа к общему числу тестовых напусков. Следует отметить, что для математической обработки были использованы только стационарные величины откликов сенсоров. Сигналы, полученные во время смены атмосферы, не учитывали при анализе. Более того, чтобы минимизировать влияние дрейфа сопротивления сенсорных сегментов, проводили их предварительную обработку:

$$R_i \rightarrow r_i = \frac{R_i}{R_{med}}, \quad (2)$$

где R_i — сопротивление i -го сенсорного сегмента мультисенсорной системы; R_{med} — медианное значение сопротивления по системе.

Алгоритм анализа

Для выполнения задачи разделения совокупного отклика мультисенсорной системы на классы, соответствующие газам, учитывая особенности нейтропроцессора NM6403, с его помощью реализован алгоритм на основе корреляционных, или хеббовских, нейронных сетей с самоорганизацией [11], в процессе обучения которых используется информация о зависимостях между сигналами. Во время обучения такие сети выявляют значимые корреляционные зависимости между сигналами, подстраиваясь под них путем адаптации значений синаптических весов. В нашем случае использована сеть, выполняющая декомпозицию данных по главным компонентам, называемая сетью PCA ("Principal Component Analysis"), или метод главных компонент (МГК). МГК — это статистический метод, определяющий линейное преобразование

$$y \rightarrow Wx, \quad (3)$$

которое трансформирует описание стационарного стохастического процесса, представленного вектором $x \in R^N$, в вектор $y \in R^K$ посредством матрицы $W \in R^{K \times N}$ при $K < N$ таким образом, что выходное пространство редуцированного размера сохраняет наиболее важную информацию об исходном процессе. Первая (наибольшая) главная компонента определяет направление в многомерном пространстве, в котором вариация данных максимальна. Последняя наименьшая главная компонента указывает направление, в котором вариация минимальна. На рис. 3 представлена геометрическая интерпретация наиболее значимой и наименее значимой главных компонент преобразования МГК [11], по осям отображены значения сигналов первого R1 и второго R2 датчиков мультисенсорной системы.

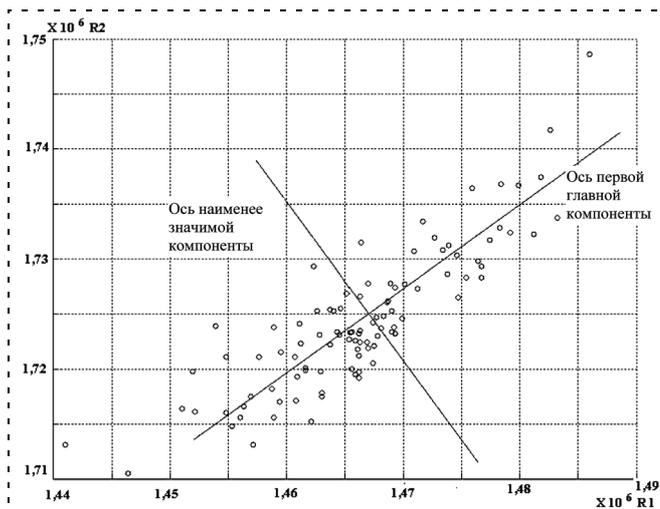


Рис. 3. Иллюстрация метода главных компонент для группы результатов измерений

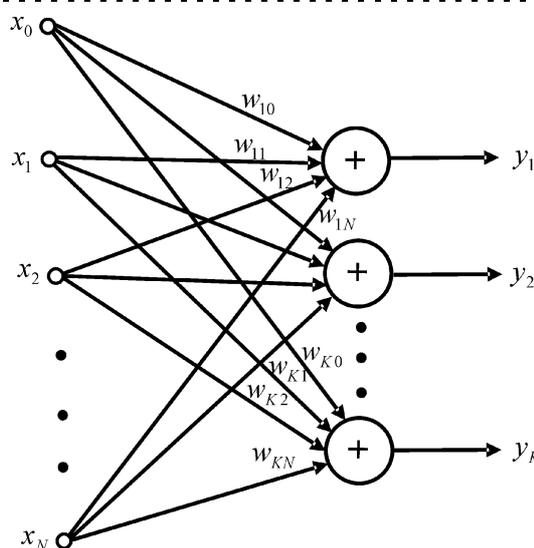


Рис. 4. Линейная нейронная сеть для определения главных компонент

Хеббовские искусственные нейронные сети выполняют МГК-преобразование непосредственно на последовательности векторов. Преобразование является адаптивным и проводится однослойной нейронной сетью, линейной при использовании обобщенного алгоритма Хебба. Сеть содержит число нейронов, равное числу главных компонент разложения (рис. 4).

Нейронная сеть генерирует главные компоненты разложения по обобщенному правилу Сенгера [11]:

$$y_i(k) = \sum_{j=0}^4 w_{ij}(k)x_j(k), \quad (4)$$

где $x_j(k)$, $y_i(k)$, w_{ij} — соответственно входы, выходы и веса сети. В нашем случае использовали четыре

главные компоненты. Уточнение весов выполняется по формуле

$$w_{ij}(k+1) = w_{ij}(k) + \eta y_i(k) \left[x_j(k) - \sum_{h=1}^i w_{hj}(k) y_h(k) \right], \quad (5)$$

где i — номер нейрона (в нашем случае $i = 1, \dots, 4$); j — номер веса (в нашем случае $j = 1, 2, \dots, 32$), w_{ij} — j -й вес i -го нейрона; y_i — выход i -го нейрона.

Представленная линейная нейронная сеть с самоорганизацией корреляционного типа, рассчитывающая параметры корреляции в соответствии с МГК-методом, была реализована на процессоре NM6403 и в MatLab [12].

Анализ результатов

Оперирование нейропроцессора только с целыми числами накладывает ограничение на разрядность переменных, что прямым образом влияет на погрешность распознавания. Эта особенность заставила реализовать алгоритм обучения нейронной

Веса нейронов, полученные в MatLab	$K = 10$	$K = 100$	$K = 1000$
0,0053	0	0	5
0,0830	0	8	83
0,1023	1	10	102
0,1122	1	11	112
0,1648	1	16	164
0,2146	2	21	214
0,2038	2	20	203
0,1795	1	17	179
0,3981	3	39	398

сети в программе, написанной в MatLab. После обучения полученные весовые коэффициенты нейросети были преобразованы к виду, применимому в процессоре NM6403, и использованы в нем для распознавания газов. В дальнейшем, сравнивая результаты распознавания газов, полученные с помощью нейронных сетей, смоделированных в системе MatLab и реализованных на NM6403 на одних и тех же данных, можно оценить погрешность, вносимую преобразованием разрядности числа.

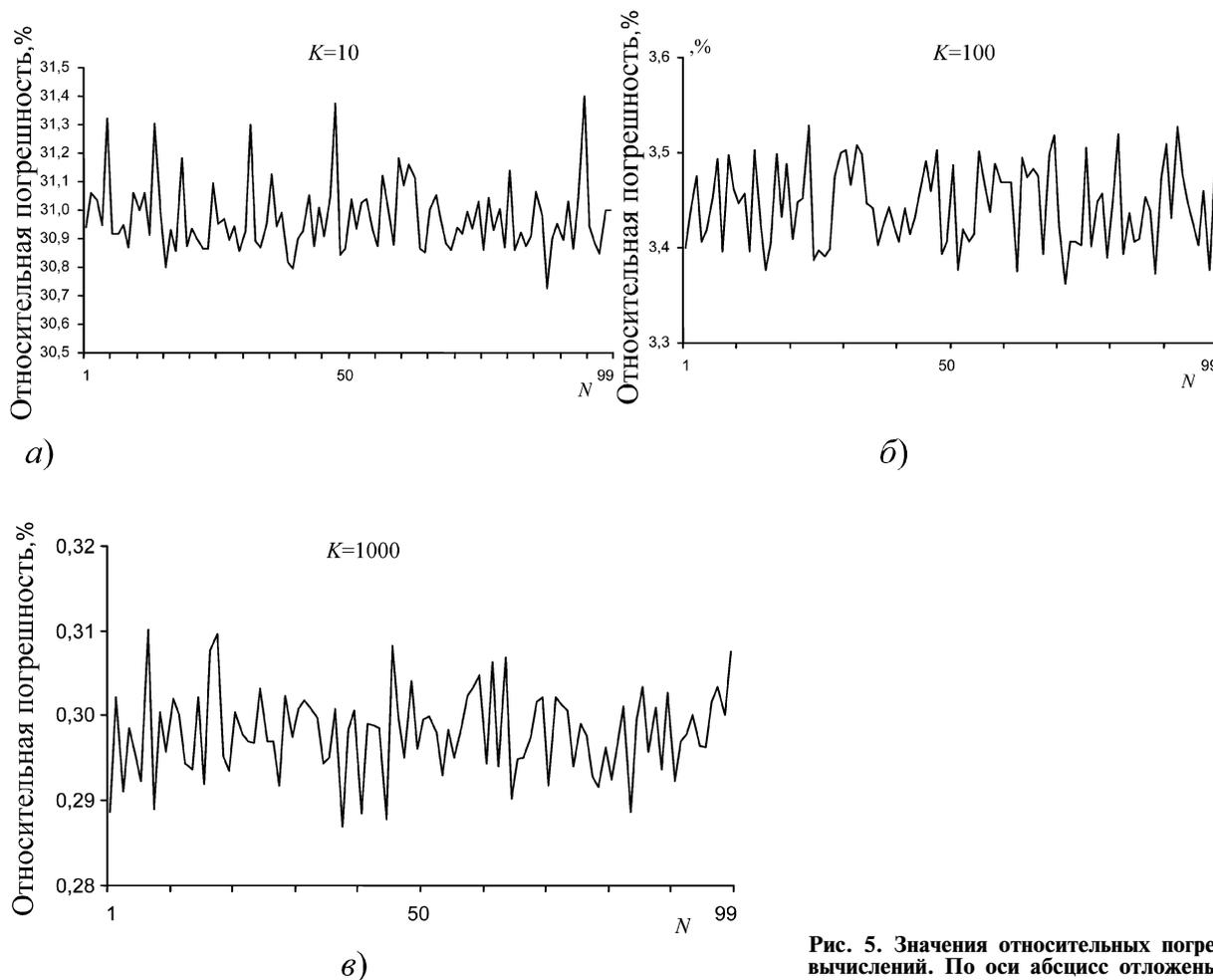


Рис. 5. Значения относительных погрешностей вычислений. По оси абсцисс отложены номера группы данных N , полученных за один цикл

Нейронная сеть, реализованная в MatLab, имеет 32 входа и один слой из четырех нейронов с линейной функцией активации. Она обучалась 15 эпох с постоянным коэффициентом, равным $1 \cdot 10^{-4}$. Обучающая выборка состояла из 833 сигналов, полученных в "чистом" атмосферном воздухе, и такого же числа сигналов, полученных при воздействии смеси изопропанола с воздухом. Генерируемые веса нейронов сохраняли в соответствующем файле.

Как отмечено выше, тип данных, которые могут быть применимы в нейропроцессоре, является целочисленным. Поэтому веса нейронов и входные значения, представленные в вещественном формате, приводились к целому типу путем их умножения на соответствующий коэффициент K (см. таблицу).

Приведение данных к целому типу вносит погрешность, изменяющуюся при различных коэффициентах K (рис. 5),

$$\delta = \frac{|(X_{\text{ист}} - X_{\text{изм}})|}{X_{\text{ист}}}, \quad (6)$$

где $X_{\text{ист}}$ и $X_{\text{изм}}$ — значения весов, полученные соответственно в программе MatLab и в результате перевода их в целые величины. Как видно из рис. 5, при $K = 1000$ погрешность составляет около 0,3 %, что является удовлетворительным значением для задачи распознавания газов. Поэтому в дальнейшем было использовано это значение.

Для нейропроцессора NM6403 разработана программа, которая выполняет следующие функции:

- загружается в исполняемую программу для процессора;
- загружает из файла показания датчиков;
- загружает из файла веса нейронов сети;
- задает множитель для весов и значений входов;
- осуществляет передачу (значение входов сети) и прием (значение выходов сети) данных с процессором NM6403;
- отображает полученные результаты в текстовой и графической формах;
- окно интерфейса программы представлено на рис. 6.

Нейронная сеть, реализованная на процессоре NM6403, обладает следующими особенностями:

- имеет 32 входа и один слой из четырех нейронов;
- входные и выходные значения нейронов представлены 32-разрядными целыми числами без знака;
- весовые коэффициенты нейронов представлены 32-разрядными целыми числами без знака, упакованными по два числа в 64-разрядных словах;
- имеет линейную функцию активации.

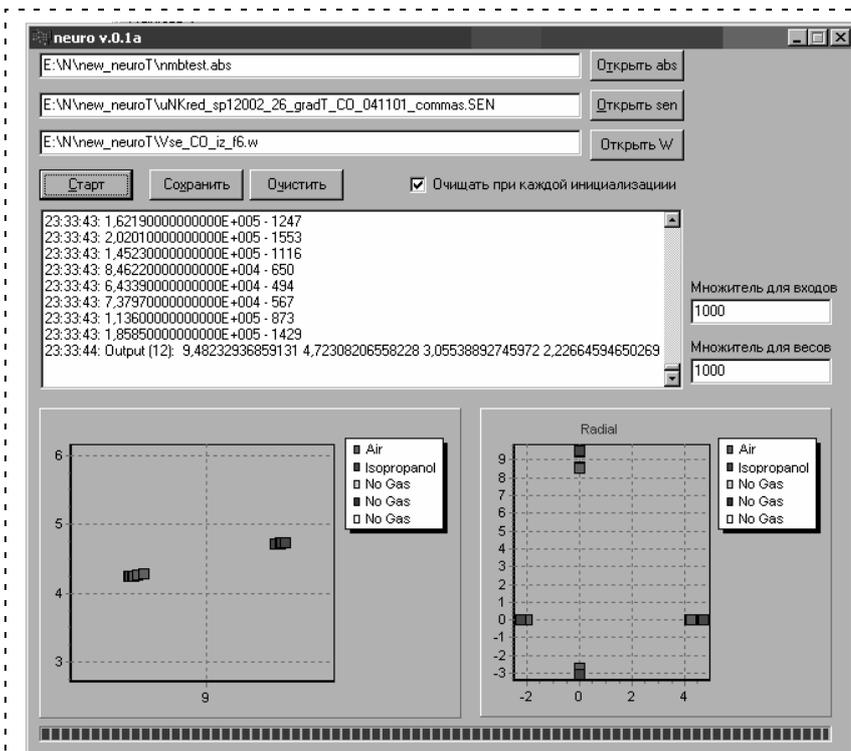


Рис. 6. Окно интерфейса программы нейропроцессора

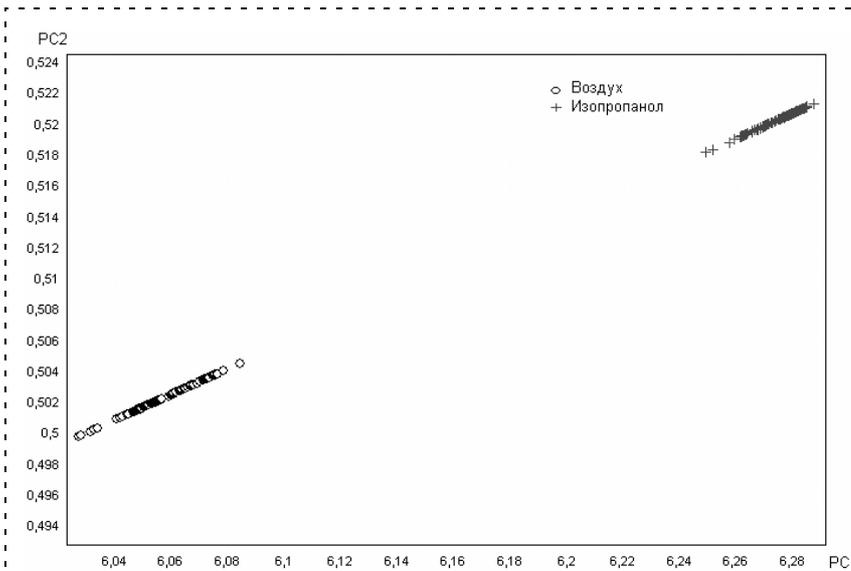


Рис. 7. Результаты распознавания с помощью нейропроцессора. По оси абсцисс отложены значения первой главной компоненты, а по оси ординат — значения второй главной компоненты. $K = 1000$

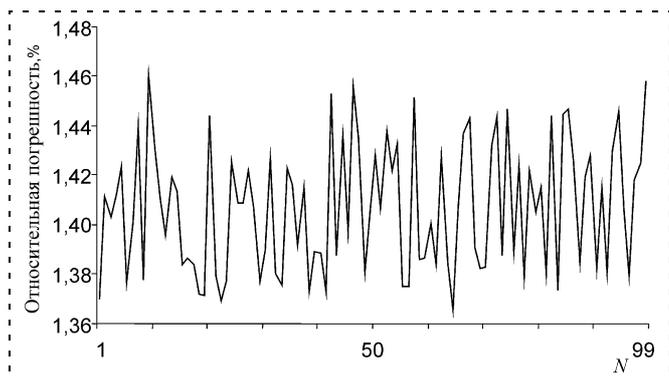


Рис. 8. Относительная погрешность распознавания газов с помощью нейропроцессора. $K = 1000$

На рис. 7 показаны результаты распознавания воздуха и смеси изопропанол/воздух с помощью нейропроцессора.

Для оценки возможности применения вышеизложенного алгоритма распознавания газов с помощью нейропроцессора NM6403 результаты, полученные с помощью нейропроцессора, были сопоставлены с результатами распознавания тех же данных, полученных при реализации того же метода в оболочке программного пакета MatLab.

Результаты сравнения представлены на рис. 8 в виде графика относительной погрешности

$$\Delta = \frac{|(X_M - X_N)|}{X_M}, \quad (7)$$

где X_M и X_N — значения первой главной компоненты, вычисленные соответственно в оболочке программного пакета MatLab и с помощью нейропроцессора NM6403.

Из результатов, представленных на рис. 8, видно, что при реализации метода распознавания образов, основанного на анализе главных компонент, с помощью нейронных сетей в нейропроцессоре NM6403 при $K = 1000$ относительная погрешность идентификации газов составляет приблизительно 1,4 %, что является вполне удовлетворительным значением.

Заключение

В статье анализируется возможность применения нейропроцессора NM6403 для обработки сиг-

нала мультисенсорной системы идентификации газов. Показано, что одним из главных ограничений для такого применения является то, что нейропроцессор оперирует только с целочисленными переменными, для чего требуется преобразование весов нейронной сети. При соответствующем подборе коэффициента преобразования (в данном случае $K = 1000$) распознавание образов (сигналов мультисенсорной системы, полученных в различных атмосферах — в воздухе и в смеси воздуха с изопропанолом), выполняемое нейропроцессором, является удовлетворительным.

Работа частично поддержана ЕС грантом № 06-100014-5877 в рамках программы INTAS.

Список литературы

1. Zhang H., Balaban M. O., Principe J. C. Improving pattern recognition of electronic nose data with time-delay neural networks // Sensors and Actuators B. 2003. V. 96. С. 385–389.
2. Luo D., Hosseini H. G., Stewart J. R. Application of ANN with extracted parameters from an electronic nose in cigarette brand identification // Sensors and Actuators B. 2004. V. 99. С. 253–257.
3. Шапошник А. В. Селективное определение газов полупроводниковыми сенсорами // Автореф. дисс. на соиск. уч. ст. док. хим. наук. Воронеж: ВГУ. 2005. 42 с.
4. Сысов В. В., Мусатов В. Ю., Силаев А. В., Машенко А. А., Залялов Т. Р. Применение метода нейронных сетей для анализа отклика однокристалльной мультисенсорной системы идентификации газов // Вестник СГТУ. Т. 1 (21). 2007. С. 80–87.
5. НТЦ Модуль. Процессор NeuroMatrix® NM6403. Введение в архитектуру, <http://www.module.ru/files/archover.pdf>
6. НТЦ Модуль. ПО процессора NeuroMatrix® NM6403. Справочное руководство. М.: НТЦ Модуль, 1999. 130 с.
7. Goschnick J. An electronic nose for intelligent consumer products based on a gas analytical gradient microarray // Microelectronic Engineering. 2001. V. 57–58. С. 693–704.
8. Young R. C., Buttner W. J., Linnell B. R., Ramesham R. Electronic nose for space program applications // Sensors & Actuators B. 2003. V. 93. P. 7–16.
9. Сысов В. В., Кучеренко Н. И., Кисин В. В. Текстурированные пленки оксида олова для микросистем распознавания газов // Письма в Журнал технической физики. 2004. Т. 30. Вып. 18. С. 14–20.
10. Sysoev V. V., Kiselev I., Frietsch M., Goschnick J. The temperature gradient effect on gas discrimination power of metal-oxide thin-film sensor microarray // Sensors. 2004. Т. 4. С. 37–46.
11. Осовский С. Нейронные сети для обработки информации / Пер. с пол. И. Д. Рудинского. М.: Финансы и статистика, 2004. 344 с.
12. Медведев В. С., Потемкин В. Г. Нейронные сети. MATLAB 6. М: ЗАО "Диалог-МИФИ", 2002. 496 с.

УДК 621. 833

В. В. Козырев, д-р техн. наук, проф.
ГОУ ВПО "Владимирский государственный университет"

Мехатронные модули для nanoиндустрии: разработка, создание и внедрение

Обсуждаются особенности разработки и перспективы внедрения мехатронных модулей на основе планетарных роликвинтовых передач с высокой разрешающей способностью для подачи столика в туннельных микроскопах, системах активной оптики и в другом нанотехнологическом оборудовании.

Создание нанотехнологического оборудования и наносистем (оборудования для изготовления печатных плат, подвижек для предварительного перемещения столиков туннельных микроскопов, терабитных запоминающих устройств, установок для выращивания монокристаллов, систем активной оптики и т. д.) требует разработки мехатронных модулей с высокой разрешающей способностью порядка 20 нм.

Перспективной для применения в мехатронных модулях нанотехнологического оборудовании представляется созданная на кафедре "Теоретическая и прикладная механика" ВлГУ планетарная передача винт—гайка с резьбовыми роликами типа 3К (РВПЗК) (рис. 1) [1, 2], имеющая структурную схему 3К в отличие от структурной схемы 2К-Н известных передач типа SR (рис. 2) и SV.

Для предотвращения проскальзывания роликов вдоль витков резьб гаек и винта на резьбовые сопряжения роликов с опорной гайкой и опорным винтом накладываются дополнительные связи, например, в виде зубчатых зацеплений — зубчатых синхронизаторов. Две опорные гайки могут применяться для двухстороннего закрепления концов винта с предварительным растяжением винта. При вращении винта закрепленная от вращения ходовая гайка перемещается в осевом направлении относительно опорных гаек.

Перемещение РВПЗК ограничено условием $(l/d_2 < 40)$, где l — длина ролика, d_2 — средний диаметр резьбы ролика.

Преимущества мехатронных модулей на базе РВПЗК

Структурная схема РВПЗК в отличие от структурной схемы РВПСР (по аналогии с планетарными зубчатыми редукторами 3К и 2К-Н) обеспечивает более высокое передаточное отношение. Для передачи РВПСР за один оборот винта можно вы-

брать перемещение ходовой гайки в диапазоне от $3P$ до $8P$, где P — шаг резьбы. Для передачи РВПЗК за один оборот винта можно выбрать перемещение ходовой гайки в диапазоне от $0,1P$ до $3P$ [3]. Высокое передаточное отношение РВПЗК позволяет выполнять привод без промежуточного редуктора, что сокращает кинематическую цепь и, следовательно, повышает точность и снижает габаритные размеры привода.

Число последовательно расположенных подвижных сопряжений в РВПЗК (ходовая гайка—длинные ролики, длинные ролики—винт, длинные ролики—опорная гайка) меньше, чем в РВПСР и РВПСV или шариковинтовой передаче (ШВП) (ходовая гайка—тело качения, тело качения—винт, внутреннее кольцо подшипника—тело качения, тело качения—наружное кольцо подшипника). В связи с этим согласно принципу наикратчайшей цепи кинематическая точность РВПЗК при прочих равных условиях выше, чем у РВПСР и РВПСV или ШВП.

Если в ШВП, РВПСР и РВПСV осевая нагрузка с ходовой гайки передается на опоры винтом, то в РВПЗК она передается блоком длинных роликов и винта. Поэтому при одинаковой нагрузке диаметр винта в РВПЗК может быть равным (или меньше)

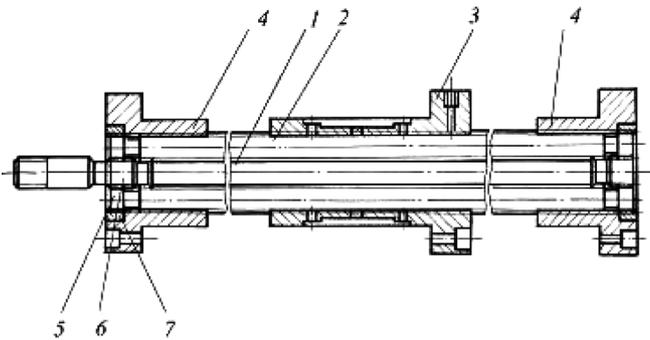


Рис. 1. Планетарная передача с длинными резьбовыми роликами и опорными гайками РВПЗК:

1 — винт; 2 — резьбовые ролики; 3 — ходовая гайка; 4 — опорная гайка; 5 — зубчатые венцы роликов; 6 — зубчатые венцы винта; 7 — зубчатые венцы опорных гаек

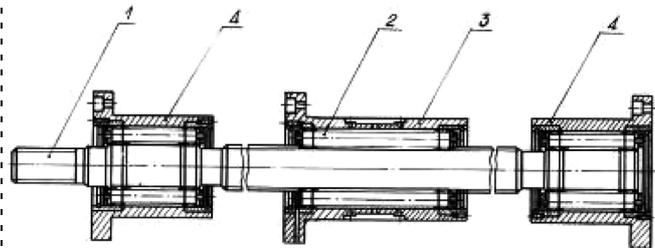


Рис. 2. Модифицированная передача типа SR с опорными гайками:

1 — винт; 2 — резьбовые ролики; 3 — ходовая гайка; 4 — опорная гайка

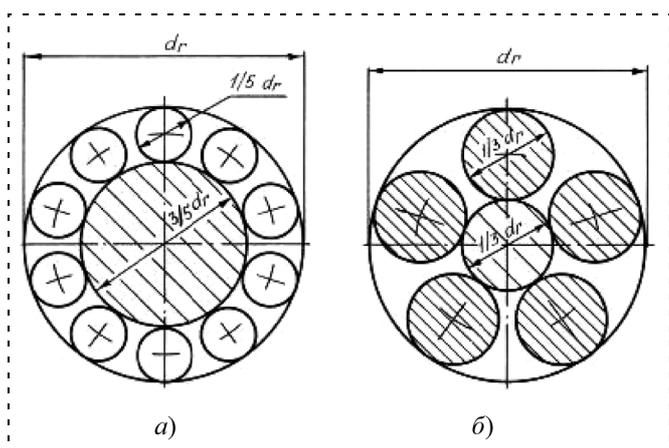


Рис. 3. Поперечное сечение: а – РВПЗК; б – РВПЗК

диаметру роликов (рис. 3). Поскольку самой быстро вращающейся деталью является тонкий винт, то при одинаковых радиальных размерах приведенный момент инерции РВПЗК в 2...6 раз меньше, чем у РВПЗК и РВПЗВ, и на порядок меньше, чем у ШВП. Малый приведенный момент инерции способствует повышению быстродействия и снижению затрат энергии при разгоне и торможении мехатронного модуля.

При использовании в РВПЗК роликов с относительно большим диаметром потери на трение качения снижаются, что особенно важно при высокой редукции передачи.

В передачах с высокой редукцией, в частности РВПЗК, потери на трение качения составляют большую долю общих потерь на трение скольжения и на трение качения. Отношение потерь на трение качения резьбы в передаче $A_{тр.к}$ к полезной работе $A_{п}$ [3]

$$A_{тр.к}/A_{п} = \mu \frac{2\pi}{S} (k + 1) \operatorname{tg} \alpha,$$

где μ — коэффициент трения качения (плечо момента трения качения); S — перемещение ходовой гайки за оборот винта; $k = d_1/d_2$ — отношение средних диаметров резьбы винта и ролика; α — половина угла профиля резьбы. Поскольку значения k для РВПЗК находятся в пределах от 2 до 6, а для РВПЗК — от 0,25 до 1, то относительные потери на трение качения при высокой редукции РВПЗК меньше, чем в РВПЗК, в 1,5...5 раз.

Отметим следующие преимущества РВПЗК по сравнению с РВПЗК по грузоподъемности и долговечности (рис. 4, 5) [3]. Во-первых, в РВПЗК осевое усилие передается не одним сравнительно тонким винтом, а всем блоком роликов с винтом. Поэтому грузоподъемность тел блока роликов с винтом не ограничивает грузоподъемность передачи. Во-вторых, в РВПЗК отсутствует момент пары сил, опрокидывающий длинный ролик в плоско-

сти, проходящей через оси винта и ролика. Поэтому при прочих равных условиях распределение нагрузки по точкам контактов в РВПЗК более равномерное, чем в РВПЗК. В-третьих, при одинаковых средних диаметрах резьб гаек средний диаметр резьбы ролика в РВПЗК существенно больше, чем в РВПЗК. Это способствует повышению динамической грузоподъемности. В-четвертых, при одинаковых длинах резьбовых сопряжений ролика с винтом и гайкой число точек контактов в сопряжении ролика с винтом оказывается в два раза больше числа точек контактов ролика с гайкой. Это объясняется тем, что в сопряжении ролика с винтом действуют радиальные нагрузки, которые воспринимаются обеими сторонами профилей сопряженных резьб, а в сопряжении ролика с гайкой внешняя осевая нагрузка воспринимается только одной стороной профилей сопряженных резьб. Высокая грузоподъемность РВПЗК с учетом кубической зависимости долговечности от динамической грузоподъемности обеспечивает для РВПЗК на порядок большую долговечность по сравнению с РВПЗК. Большая долговечность способствует более длительному сохранению точности.

Таким образом, перспективность применения РВПЗК в модулях с высокой разрешающей способ-

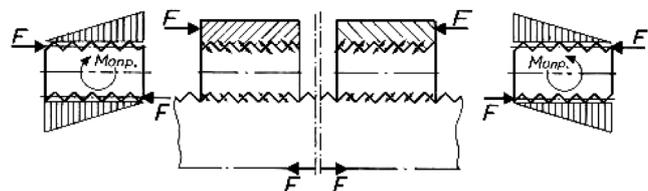


Рис. 4. Схемы действия внешних и внутренних сил и эпюры распределения внутренних сил в резьбовых сопряжениях РВПЗК

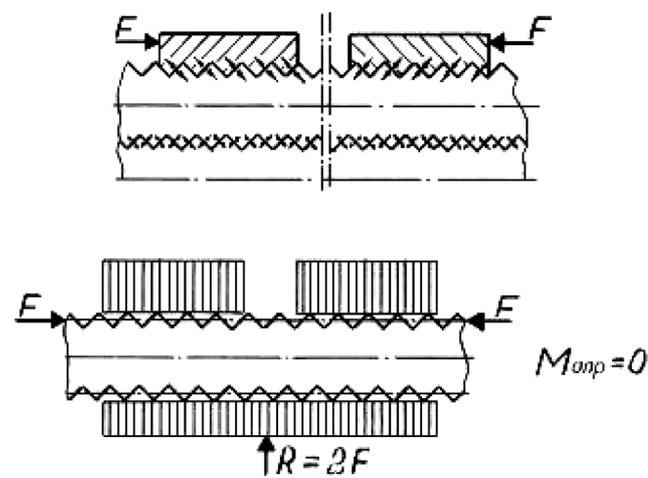


Рис. 5. Схемы действия внешних и внутренних сил и эпюры распределения внутренних сил в резьбовых сопряжениях РВПЗК

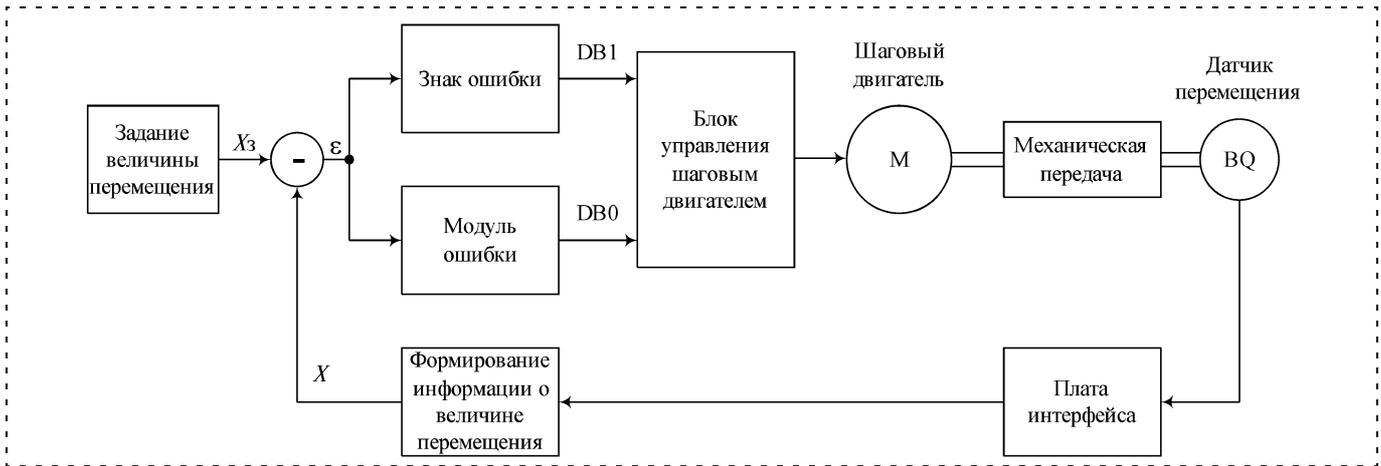


Рис. 6. Структурная схема следящего привода

ностью определяется следующим: высокая редукция РВПЗК обеспечивает малый линейный шаг мехатронного модуля и короткую кинематическую цепь без промежуточного редуктора. Короткая кинематическая цепь и малое число последовательно расположенных резьбовых сопряжений при большом числе параллельно работающих точек контактов резьбы обеспечивают высокую кинематическую точность и плавность работы передачи. Малый приведенный момент инерции и относительно малые потери на трение при высокой редукции также способствуют повышению чувствительности мехатронного модуля. Короткая кинематическая цепь и высокая удельная грузоподъемность и долговечность РВПЗК снижают габаритные размеры мехатронного модуля и увеличивают длительность сохранения его точности.

Для повышения разрешающей способности система управления электродвигателем должна иметь деление шага двигателя, датчик линейного положения и обратную отрицательную связь по линейному положению штока (рис. 6). Разрешающая способность датчика должна быть не хуже разрешающей способности модуля.

Работы в области наноиндустрии начаты в ВлГУ в содружестве с НИИ "НПО микроэлектроники и нанотехнологии "Дельта" (г. Москва) в 1992 г. На базе РВПЗК были созданы опытные образцы однокоординатных подвижек (рис. 7) и трехкоординатных манипуляторов (рис. 8) для перемещения столика туннельного микроскопа. Результаты этих совместных работ были представлены в на стендовом докладе на II международной научно-технической конференции по нанотехнологиям, а опытные образцы были представлены на выставке НАНО-2 в г. Москве в 1993 г. В настоящее время концерном "Наноиндустрия" совместно с ВлГУ начата работа по созданию привода на базе малогабаритной высокоточной передачи типа ЗК для однокоординатного перемещения различных смен-

ных модулей в устройстве подвода нанотехнологического оборудования.

Однокоординатные подвижки на базе РВПЗК 12,6x0,1 (рис. 9, см. третью сторону обложки) были использованы для плавного подвода образца в позицию контроля сверхвакуумного аналитического модуля для контроля полупроводниковых материалов в НТ МТД при Институте физических проблем (г. Зеленоград).

Совместно с НПО "Энергомаш" (г. Химки Московской обл.) на базе РВПЗК 21,6x0,1 (рис. 10, см. третью сторону обложки) были созданы шаговые приводы с высокой разрешающей способностью для оптико-механического устройства системы автоматической юстировки НПО "Энергомаш". Согласно акту испытаний НПО "Энергомаш" погрешность угла поворота рамки карданного подвеса, управляемого этим приводом, составила от 2 до 10". По результатам независимых испытаний этого привода в ГОИ им. Вавилова впервые в РФ достигнута разрешающая способность 0,06 мкм/шаг со среднеквадратическим отклонением 0,02 мкм. За период с 1988 по 1993 г. было поставлено на

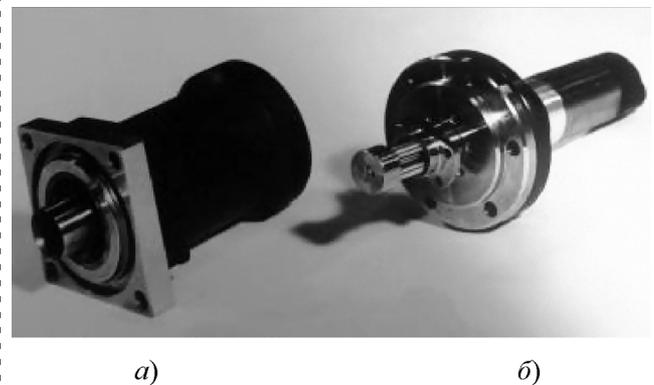


Рис. 7. Однокоординатная подвижка для нанотехнологического оборудования на базе РВПЗК 12,6x0,1:
а — корпус с рабочим органом; б — передача с электродвигателем

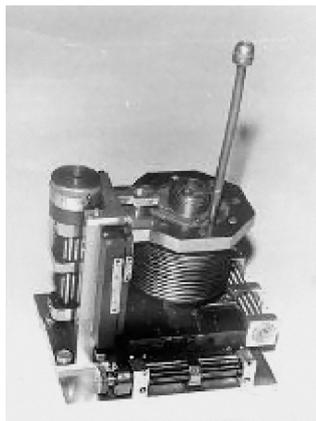


Рис. 8. Трехкоординатный манипулятор на базе РВПЗК 12,6х0,1

НПО "Энергомаш" 120 приводов, ставших типовыми мехатронными модулями НПО в оптико-механических узлах.

Для регулировки положения панелей, образующих отражающую поверхность радиотелескопа миллиметрового диапазона с адаптивным рефлектором диаметром 70 м для дальней космической связи, спроектирован и изготовлен шаговый электропривод (рис. 11, см. третью сторону обложки) на базе передачи РВПЗК 30х0,25 (рис. 12, см. третью сторону обложки), специального шагового электродвигателя с полым ротором и микропроцессорной системы управления. По сравнению с актуатором, выполненным на базе шариковинтовой передачи и червячного редуктора фирмой "Sardinia radio telescope" (Италия), он имеет в 2,1 раза меньшую массу, меньшие габаритные размеры, в три раза меньшую погрешность позиционирования и не меньшую грузоподъемность.

Работа выполняется совместно с ОАО "КБ специального машиностроения", "Электроприбор" и другими организациями (г. Санкт-Петербург) по заказу ФИАН им. П. Н. Лебедева в рамках межправительственного российско-узбекского соглашения "О создании международной радиоастрономической обсерватории на плато Суффа".

В настоящее время рассматривается возможность использования РВПЗК в новом международном космическом проекте орбитального 12-метрового радиотелескопа "Миллиметр".

В рамках госконтракта № 02.513.11.3001 (шифр "2007-3-1.3-11-01-210") по приоритетному направлению и мероприятию 1.3 "Проведение проблемно-ориентированных поисковых исследований и создание научно-технического задела в области индустрии наносистем и материалов" во ВлГУ выполнены теоретические и экспериментальные исследования по созданию унифицированных однокоординатных, двухкоординатных и трехкоординатных подвижек с высокой разрешающей способностью.

Блок решаемых теоретических проблем по совершенствованию РВПЗК и мехатронных модулей

включал разработку математических моделей и моделирование:

а) геометрических характеристик резьбовых сопряжений и сил трения в резьбовых сопряжениях РВПЗК с резьбовыми синхронизаторами, что связано с обеспечением их работоспособности (предотвращением заклинивания) и определением КПД;

б) распределения нагрузки по точкам контактов резьбовых и зубчатых сопряжений в пространственной модели РВПЗК, что необходимо для определения статической грузоподъемности, долговечности, жесткости, КПД и кинематической погрешности передач;

в) динамики мехатронного модуля на базе РВПЗК.

На основе усовершенствованного актуатора создана однокоординатная подвижка, включающая передачу РВПЗК 30х0,25, шаговый электродвигатель ДШР-110, датчик линейного положения МТ 2571 с разрешающей способностью 50 нм, систему управления SMD-42 с делением шага электродвигателя до 25 600 шагов за оборот и с отрицательной обратной связью по положению штока. Разрешающая способность этой подвижки составляет 0,05 мкм, т. е. равна разрешающей способности датчика положения, отличается высокой стабильностью и повторяемостью.

Главным препятствием для получения более высокой разрешающей способности на уже освоенных нами РВПЗК с зубчатыми синхронизаторами являются повышенные циклические погрешности передач вследствие повышенных геометрических погрешностей зубьев, получаемых при термической обработке. Для повышения разрешающей способности РВПЗК с зубчатыми синхронизаторами необходимо проведение химико-термической обработки зубчатых венцов в виде азотирования со специально подобранными параметрами термической обработки, предотвращающими недопустимые отклонения осей роликов от прямолинейности и обеспечивающими необходимую соосность зубчатых венцов по концам роликов.

Более перспективными в плане повышения разрешающей способности представляются мехатронные модули на базе разработанных во ВлГУ роликовинтовых передач типа РВПЗК с резьбовыми синхронизаторами [4]. РВПЗК с резьбовыми синхронизаторами обладают всеми достоинствами РВПЗК с зубчатыми синхронизаторами, но вместо зубчатых синхронизаторов снабжены резьбовыми. Использование при резьбовом синхронизаторе только точечного сопряжения резьб повышает значение коэффициента осевого перекрытия, особенно во внешнем сопряжении, и повышает плавность ра-

боты передачи. Вследствие этого повышается разрешающая способность мехатронного модуля. Однако для применения резьбовых синхронизаторов необходимо отработать технологию их изготовления.

Для дальнейшего улучшения разрешающей способности одно- и многокоординатных подвижек до нескольких нанометров необходимо использование наукоемких компонентов высокого уровня, в том числе датчиков положения с разрешающей способностью 1...5 нм. Для обеспечения высокого уровня наукоемких компонентов при относительно низкой стоимости их изготовления необходима организация индустрии наукоемких компонентов [2].

Список литературы

1. **Козырев В. В.** Прецизионные роliko-винтовые передачи как исполнительные механизмы электромеханических приводов с микропроцессорной системой управления: достижения научной школы ВлГУ // Мехатроника, автоматизация, управление. 2003. № 10. С. 21–23.
2. **Козырев В. В.** О механизмах реализации программы инновационного развития РФ (с позиции опыта работы малого научно-технического коллектива) // Инновации. 2007. № 3 (101). С. 17–26.
3. **Козырев В. В.** Конструкции роliko-винтовых передач и методика их проектирования / Учеб. пос. Владим. гос. ун-т. Владимир: Редакционно-издательский комплекс ВлГУ, 2004. 102 с.
4. **Патент РФ № 2292502.** Козырев В. В. Планетарная передача винт–гайка с длинными резьбовыми рамками.

СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ТЕХНИЧЕСКИМИ ОБЪЕКТАМИ И ТЕХНОЛОГИЧЕСКИМИ ПРОЦЕССАМИ

УДК 519.62: 621.313.333.2

Ю. В. Колоколов, д-р техн. наук, проф.,
А. В. Моновская, канд. техн. наук, доц.,
А. Ю. Мелихов,
 Югорский государственный университет,
 г. Ханты-Мансийск

Гибридный алгоритм моделирования динамики импульсных систем преобразования энергии большой размерности

Часть 1. Разработка гибридного алгоритма

Рассматривается подход к снижению затрат машинного времени при моделировании динамики нелинейных систем с переменной структурой в приложении к модели системы импульсно-фазового управления тиристорным преобразователем напряжения асинхронного двигателя (СИФУ-ТПН-АД). В первой части статьи предлагается формирование узкоспециализированного "гибридного" алгоритма с переменным методом интегрирования. Использование полученного алгоритма в среде "MATLAB 7.0"® позволяет до 30 % снизить затраты машинного времени на моделирование динамики СИФУ-ТПН-АД по сравнению с решением аналогичной задачи с использованием встроенной функции ode45.

Введение

Использование метода припасовывания [1–3] для моделирования динамики систем с переменной структурой сопряжено с проблемой выбора такого устойчивого алгоритма численного интегри-

рования, который позволит минимизировать затраты машинного времени при условии обеспечения заданной погрешности вычислений. Если каждый интервал постоянства структуры (ИПС) интегрируемой модели можно представить в форме системы линейных дифференциальных уравнений, то обычно выбирается алгоритм интегрирования на основе вычисления матричной экспоненты — как наиболее производительный [1–3]. Если в модели ИПС присутствуют нелинейные дифференциальные уравнения, то выбор алгоритма интегрирования оказывается не столь очевидным. В связи с этим для ускорения моделирования предлагается, например, использовать кластерные вычислительные комплексы в рамках теории параллельных алгоритмов [4, 5]; конструировать алгоритмы, оптимальные по критерию наискорейшей сходимости к результату [6] и т. д. В частности, проблема минимизации затрат машинного времени является актуальной при моделировании динамики импульсных систем преобразования энергии. Однако в работах по данной тематике [3, 7–10] обычно не только не ставится задача отыскания и использования более быстродействующего алгоритма интегрирования, но и выбор того или иного алгоритма обосновывается достаточно слабо.

В данной статье формируется подход к снижению затрат машинного времени при моделировании динамики нелинейных систем с переменной структурой в приложении к модели системы импульсно-фазового управления тиристорным преобразователем напряжения асинхронного двигателя (СИФУ-ТПН-АД). Для этой модели ИПС представляются в форме систем нелинейных дифференциальных уравнений высокого порядка (раздел 1).

В рамках подхода обосновывается выбор методов интегрирования и их параметров (порядок аппроксимации и шаг интегрирования) на основе анализа жесткости систем нелинейных дифференциальных уравнений, требования устойчивости разностной схемы и заданной точности интегрирования (раздел 2). Субалгоритмы, реализующие каждый из выбранных методов, обеспечивают наименьшее время интегрирования для ИПС определенной длительности. Соответственно для снижения затрат машинного времени предлагается объединение субалгоритмов в один "гибридный" алгоритм (раздел 3), который организует выбор одного из них для текущего ИПС. Реализация алгоритма и исследование его работоспособности выполнены в среде *MATLAB 7.0®*.

1. Математическая модель СИФУ-ТПН-АД

Симметричный ТПН (рис. 1, а) с синхронизацией СИФУ по напряжению сети может работать в двух режимах в зависимости от значения угла управления α и угла запаздывания тока в цепях с индуктивной нагрузкой δ [1, 2]:

- $\frac{\pi}{3} < (\alpha - \delta) < \frac{2\pi}{3}$ — "сверхграничный" режим (чередование интервалов нулевой и двухфазной проводимости) (рис. 1, б);
- $0 \leq (\alpha - \delta) \leq \frac{\pi}{3}$ — "дограничный" режим (чередование интервалов двухфазной и трехфазной проводимости) (рис. 1, в).

При составлении математической модели СИФУ-ТПН-АД в соответствии с методом припасовывания [2] весь интервал интегрирования разбивается на подынтервалы постоянства структуры (рис. 1, з), внутри которых структура объекта управления (асинхронного двигателя) не изменяется.

В общем случае для некоторого j -го ИПС система обыкновенных дифференциальных уравнений (СОДУ) объекта управления имеет следующий вид:

$$\frac{du_i(t)}{dt} = f_i[u_1(t), u_2(t), \dots, u_n(t), g(t)],$$

$$u_i(t) \in \mathbf{R}^n, t \in [t_j, t_{j+1}], i = 1, 2, \dots, n; \quad (1)$$

$$u_i(0) = u_i^0, i = 1, 2, \dots, n,$$

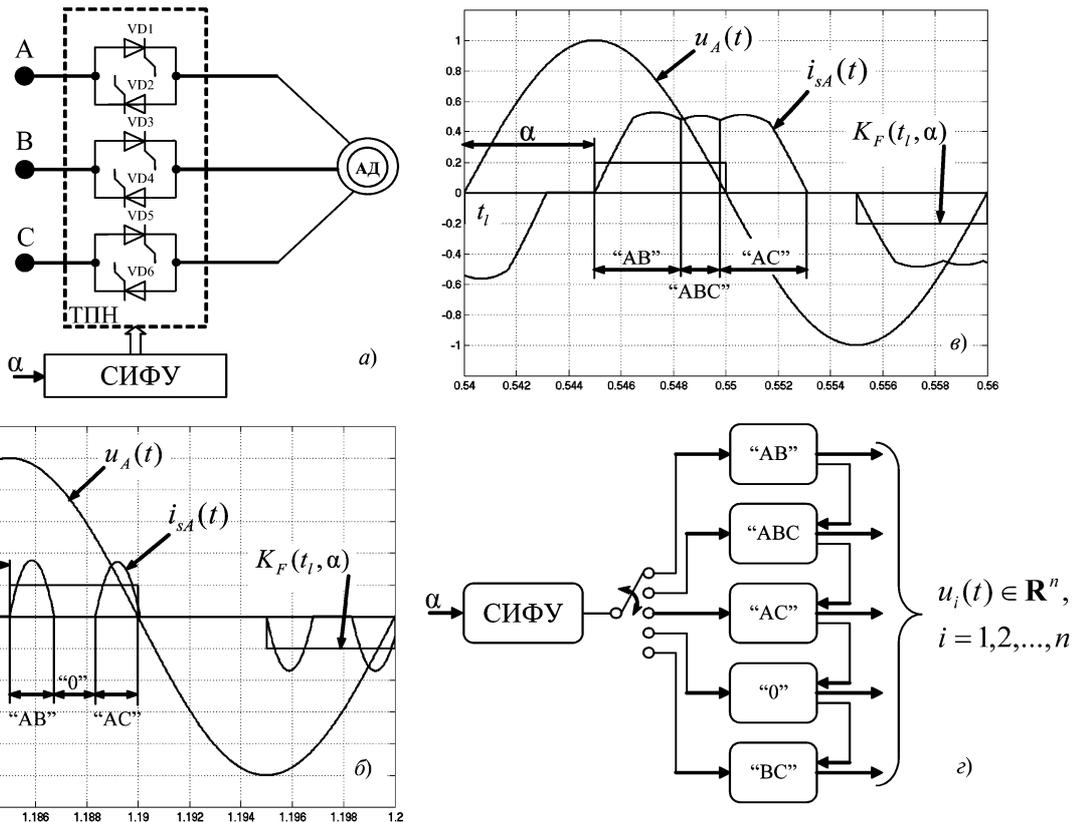


Рис. 1. Электрические процессы в СИФУ-ТПН-АД:

а — структурная схема; б — $u_A(t)$ — кривая линейного напряжения фазы "А" (о. е.), $i_{sA}(t)$ — кривая мгновенного тока статорной обмотки АД фазы "А" (о. е.), $K_F(t_l, \alpha)$ — импульсная функция управления тиристоров (α — угол управления, t_l — начало l -го периода питающего напряжения) в "сверхграничном" режиме; в — то же в "дограничном" режиме; г — последовательность режимов, соответствующих интервалам постоянства структуры СИФУ-ТПН-АД

где n — порядок системы уравнений: $n = 4$ для интервала отключения АД от сети (режим "0"); $n = 5$ для режимов двухфазного подключения "AB", "BC", "AC" к сети; $n = 7$ для симметричного трехфазного подключения (режим "ABC"); u_i — переменные состояния модели (токи и/или потокосцепления статорных и роторных обмоток АД и угловая скорость вращения ротора двигателя); $g(t)$ — внешнее периодическое воздействие.

Так как СОДУ (1) для всех ИПС (кроме ИПС, соответствующего режиму "0") является нелинейной, то для сокращения машинного времени требуется обосновать выбор метода интегрирования.

2. Выбор метода интегрирования математической модели СИФУ-ТПН-АД

Анализ литературных источников [3, 5–12, 14–17] позволил предложить последовательность этапов выбора метода интегрирования, оптимального по критерию временных затрат для заданной СОДУ, показанную на рис. 2.

Как следует из рис. 2, для выбора алгоритма интегрирования потребуется провести анализ жесткости системы уравнений (1), чтобы затем с ис-

пользованием условия устойчивости определить множество алгоритмов, пригодных для проведения серии численных экспериментов.

Жесткость СОДУ определяют по следующему выражению [11]:

$$S(t) = \frac{\max_{1 \leq m \leq n} |\operatorname{Re} \lambda_m(t)|}{\min_{1 \leq m \leq n} |\operatorname{Re} \lambda_m(t)|}, \quad (2)$$

где $\lambda_m(t)$, $m = 1, 2, \dots, n$, — собственные числа матрицы $A(t, w(t))$ системы уравнений первого приближения, составленной для (1); $w(t)$ — стационарное решение СОДУ (1), относительно которого проводится линеаризация. Система (1) будет называться жесткой на решении $w(t)$ и на данном интервале $t \in [t_j; t_{j+1}]$, если выполняются два требования:

- 1) $\operatorname{Re} \lambda_m(t) < 0$, $m = 1, 2, \dots, n$, $\forall t \in [t_j; t_{j+1}]$;
- 2) значение $\sup_{t \in [t_j; t_{j+1}]} S(t)$ велико.

Несмотря на то, что второе требование не указывает верхнюю границу для $\sup_{t \in [t_j; t_{j+1}]} S(t)$, начи-

ная с которой система уравнений (1) становится жесткой [11], в практике численных методов условно выделяют три группы СОДУ:

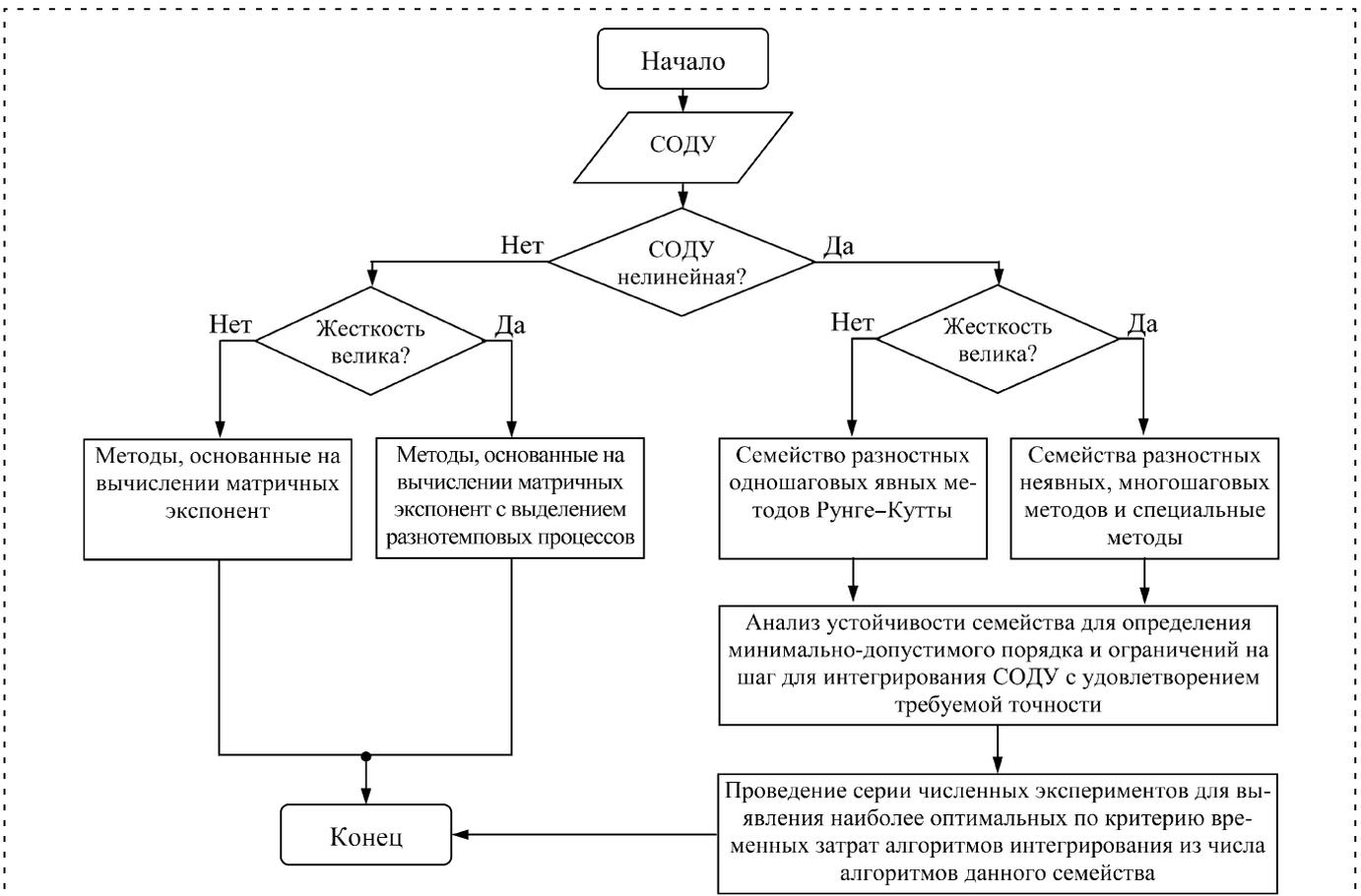


Рис. 2. Выбор алгоритма численного интегрирования СОДУ

- дифференциальные уравнения с незначительной жесткостью ($\sup_{t \in [t_j; t_{j+1}]} S(t) \sim 10 \div 10^3$);
- уравнения с умеренной жесткостью ($\sup_{t \in [t_j; t_{j+1}]} S(t) \sim 10^3 \div 10^4$) и
- жесткие уравнения ($\sup_{t \in [t_j; t_{j+1}]} S(t) > 10^4$) [11, 12].

В настоящее время не существует методов, предназначенных для интегрирования уравнений с умеренной жесткостью. В этом случае выбор может осуществляться среди алгоритмов, предназначенных для интегрирования и жестких и нежестких систем.

Исследование жесткости уравнений модели асинхронного двигателя (АД) можно упростить путем применения преобразования координат [1, 2], позволяющего перейти от заторможенной относительно статора системы координат α – β – γ к системе координат, вращающейся с угловой частотой $\omega_s = 2\pi f_u$ ($u-v-w$), соответствующей частоте напряжения питания f_u . Это преобразование осуществляется путем умножения переходной матрицы L на вектор зависимых переменных $X_{\alpha\beta\gamma}$:

$$X_{uvw} = LX_{\alpha\beta\gamma}. \quad (3)$$

Преобразование (3) позволяет перейти от периодических функций токов и напряжений к непериодическим функциям переменной амплитуды. Это означает, что в системе координат $u-v-w$ модель АД представляет собой автономную систему нелинейных дифференциальных уравнений с постоянными коэффициентами. Для такой системы жесткость S , определяемая по формуле (2), не зависит от времени, поскольку не зависят от времени собственные числа матрицы $A(w)$.

Рис. 3 демонстрирует изменение жесткости S при варьировании угловой скорости АД в диапазоне $\omega_r \in [0, \omega_r^s]$, где ω_r^s — синхронная частота вращения ротора АД. Интегрирование системы (1) осуществляли при нулевых начальных условиях для всех существующих в модели СИФУ-ТПН-АД режимов постоянства структуры (см. рис. 1, 2). Здесь и далее в работе параметры схемы замещения соответствуют АД 4А225М4У3 (номинальная мощность $P_{ном} = 55$ кВт).

Анализ графиков, приведенных на рис. 3, позволяет сделать два вывода:

- 1) максимальное значение числа жесткости (S_{max}) относится к уравнениям несимметричных режимов "АВ", "АС", "ВС" и составляет

$$S_{max} = \frac{\max_{1 \leq m \leq n} |\operatorname{Re} \lambda_m|}{\min_{1 \leq m \leq n} |\operatorname{Re} \lambda_m|} = \frac{187,6971}{0,3474} \approx 540,23 \text{ ед.} \quad (4)$$

В практике численных методов это значение соответствует нежестким системам [11, 12];

2) характер изменения числа жесткости позволяет ожидать различия в свойствах интегрирования уравнений симметричного и несимметричных режимов в области подсинхронных скоростей (при $\omega_r > 150$ рад \cdot с $^{-1}$). На этом основании дальнейший анализ будет проводиться на примере двух СОДУ: для ИПС симметричного подключения АД к сети (режим "АВС") и одного из ИПС несимметричного подключения к сети (например, режим "АВ"). В этом случае система уравнений (1) может быть представлена следующим образом [13]:

$$\begin{aligned} \frac{du_i^{abc}(t)}{dt} &= f_i^{abc}[u_1^{abc}, u_2^{abc}, \dots, u_n^{abc}, g(t)], \\ u_i^{abc}(t) &\in \mathbf{R}^n, t \in [t_j, t_{j+1}], u_i(0) = u_i^0, \\ &i = 1, 2, \dots, n, n = 7; \end{aligned} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} \frac{du_i^{ab}(t)}{dt} &= f_i^{ab}[u_1^{ab}, u_2^{ab}, \dots, u_n^{ab}, g(t)], \\ u_i^{ab}(t) &\in \mathbf{R}^n, t \in [t_j, t_{j+1}], u_i(0) = u_i^0, \\ &i = 1, 2, \dots, n, n = 5, \end{aligned} \quad (6)$$

где u_i^{abc} (u_i^{ab}) — переменные состояния модели (токи и/или потокосцепления статорных и роторных обмоток АД и угловая скорость вращения ротора двигателя) режима "АВС" ("АВ"); $g(t)$ — сетевое напряжение на интервале постоянства структуры $t \in [t_j, t_{j+1}]$.

Из теории численных методов известно, что для интегрирования СОДУ с незначительной жестко-

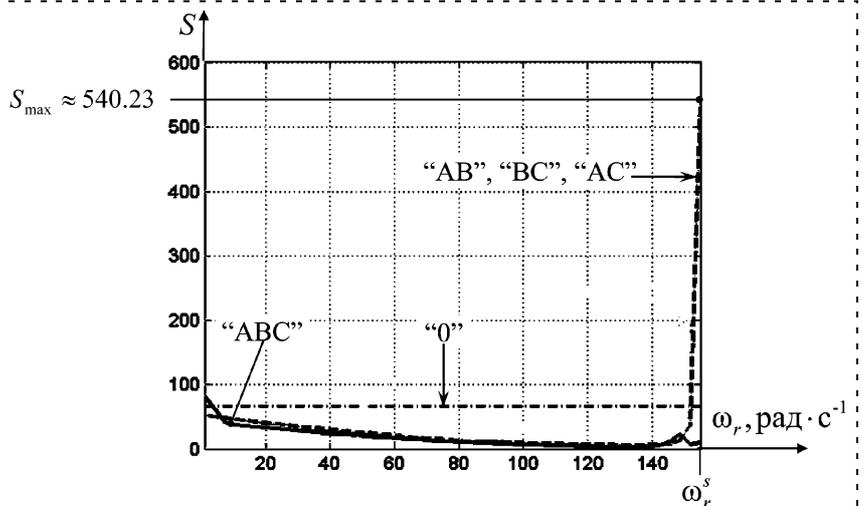


Рис. 3. Изменение жесткости моделей несимметричных режимов и симметричного режима в диапазоне варьирования угловой частоты вращения ротора АД $\omega_r \in [0, \omega_r^s]$

стью оптимальными показателями по критерию минимизации полного времени интегрирования (T_{total}) обладают разностные одношаговые методы [11, 12, 14], что обосновывает их выбор для дальнейшего анализа. Большую часть явных одношаговых методов составляют методы семейства Рунге—Кутты и методы, полученные на их основе. В настоящее время теория методов Рунге—Кутты (МРК) детально рассмотрена в целом ряде фундаментальных работ [6, 14, 15] и продолжает развиваться в направлении оптимизации по различным критериям [6, 16, 17].

В теории МРК установлены ограничения на шаг интегрирования для удовлетворения условия устойчивости разностной схемы. Например, для схемы второго порядка ($p = 2$) такое условие имеет следующий вид [11]:

$$h_{p, \max}|_{p=2} \leq \frac{2}{|\lambda_{\max}|}, \quad (7)$$

где λ_{\max} — действительная часть максимального собственного числа матрицы Якоби уравнения первого приближения исходной СОДУ.

Подставив в неравенство (7) значение максимального собственного числа из выражения (4), получим

$$h_{p, \max}|_{p=2} \leq \frac{2}{187,7} \leq 1,07 \cdot 10^{-2}. \quad (8)$$

Таким образом, требование устойчивости указывает максимальное значение локального шага ($h_{p, \max}$), с которым может проводиться интегрирование исходной СОДУ на j -м интервале постоянства структуры $t \in [t_j, t_{j+1}]$ разностным методом порядка p .

При использовании вложенных методов Рунге—Кутты (ВМРК) для моделирования СИФУ-ТПН-АД k -й шаг интегрирования h_k ($h_k < h_{p, \max}$) будет автоматически выбираться алгоритмом интегрирования так, чтобы обеспечить требуемую точность. Точность интегрирования, задаваемая локальной погрешностью $\xi_j \in E_{tol}^{local}$, в данной работе связывается с метрологическими характеристиками существующих измерительных приборов. Так, при проведении физического эксперимента для регистрации угловой скорости вращения ротора двигателя широкое распространение получили энкодеры серии ProCoder (Baumer Electric, Germany). К примеру, энкодер ВДН имеет абсолютную погрешность, не превышающую $e_{sensor} \leq 2 \cdot 10^{-4}$ [18]. Для обеспечения запаса по точности потребуем выполнение интегрирования исследуемых СОДУ (1) и (2) с погрешностью $\xi_j = 1 \cdot 10^{-4}$, в два раза меньшей e_{sensor} .

Найдем диапазон изменения шага при интегрировании модели СИФУ-ТПН-АД для того, чтобы

определить границы варьирования шага при проведении серии численных экспериментов. Максимальное значение шага интегрирования h_{\max} для модели СИФУ-ТПН-АД будет определяться максимальной продолжительностью ИПС τ_{\max} ($h_{\max} = \tau_{\max}$). В ТПН τ_{\max} определяется частотой коммутации тиристорных ключей (f_{sw}), которая прямо пропорциональна числу ключей (q) ($q = 6$, см. рис. 1, а) и частоте напряжения питания f_u [1, 2]:

$$f_{sw} = qf_u.$$

Следовательно, максимальная длительность одного ИПС в системах с симметричным ТПН при $f_u = 50$ Гц составит

$$\tau_{\max} = \frac{1}{f_{sw}} = \frac{1}{6 \cdot 50} \approx 3,3 \cdot 10^{-3} \text{ с}. \quad (9)$$

Минимальное значение шага интегрирования рассчитывалось по следующей формуле:

$$h_{\min} = \min(h_{\min}^{\alpha}, \forall \alpha),$$

где h_{\min}^{α} — минимальный шаг интегрирования для каждого α .

Численное моделирование СИФУ-ТПН-АД показывает, что минимальное значение шага интегрирования h_{\min}^{α} в модели СИФУ-ТПН-АД сложным образом зависит от угла управления α . В частности, такая зависимость получена с использованием функции *ode45* (MATLAB 7.0) при интегрировании с локальной погрешностью $\xi_j \leq 1 \cdot 10^{-4}$ (рис. 4). Диапазон изменения угла управления $\alpha \in [80; 120]$, использованный при построении графиков рис. 4, соответствует типичному диапазону изменения угла управления в симметричном ТПН с синхронизацией по напряжению сети [1, 2].

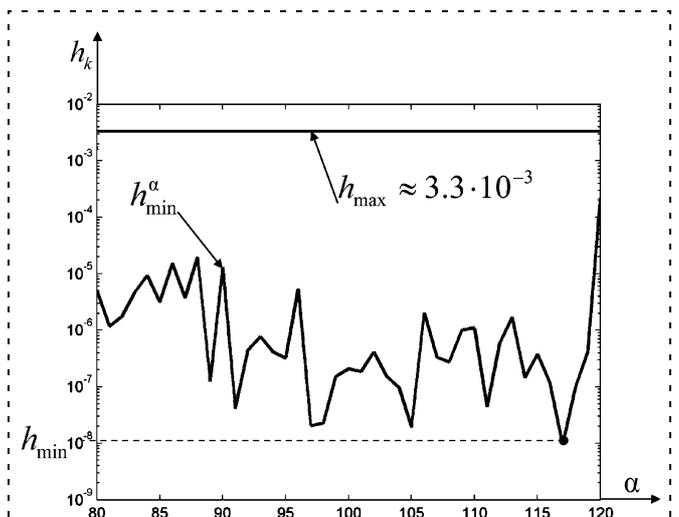


Рис. 4. График изменения минимального шага интегрирования модели СИФУ-ТПН-АД в функции угла управления α

Приведенная выше длительность максимального ИПС τ_{\max} меньше максимального шага интегрирования h_p , $\max|p=2$, обеспечивающего устойчивость МРК порядка аппроксимации $p=2$ (сравните формулы (8) и (9)). На этом основании для проведения серии численных экспериментов, нацеленных на сравнение затрат машинного времени, могут быть использованы различные ВМРК с $p \geq 2$ (поскольку увеличение порядка приводит к расширению области устойчивости МРК [11]).

Используя полученные выше границы изменения шага интегрирования $h_k \in [h_{\min}; h_{\max}]$, построим зависимости временных затрат T_{total} при интегрировании систем (5), (6) на интервале $t \in [0, T_y]$ с локальной погрешностью $\xi_j \leq 1 \cdot 10^{-4}$. Эти результаты получены с нулевыми начальными условиями и представлены на рис. 5. Для построения зависимостей были использованы ВМРК переменного порядка $p(p+1)$, характеризующиеся наилучшей сходимостью из числа прочих алгоритмов равного порядка [6, 14–16]. Далее эти ВМРК будут обозначаться ВМРК- $p(p+1)$.

Анализ зависимостей $T_{total} = f(h_k)$ (рис. 5, а, в) позволяет заключить, что повышение порядка метода интегрирования p , а равно и числа стадий s , приводит к возрастанию времени интегрирования при расчете правых частей систем уравнений на k -м шаге. Это отчетливо видно на рис. 5, в, где показано, что ВМРК-4(5) Cash&Karp [16] требует меньше времени для интегрирования СОДУ (5), чем ВМРК-5(6) Бутчера [6] (при прочих равных условиях). Кроме того, можно указать некоторые критические значения шага интегрирования h_c (например, h_c^{ABC} на рис. 5, б и h_{c1}^{AB} , h_{c2}^{AB} на рис. 5, з), которые будут разделять весь диапазон изменения шага $h_k \in [h_{\min}; h_{\max}]$ на области, оптимальные по критерию временных затрат для различных алгоритмов интегрирования. Например, из анализа зависимостей рис. 5, б следует, что для значений $h_k < h_c^{ABC}$ минимальные временные затраты относятся к алгоритму ВМРК-2(3), а для значений $h_k > h_c^{ABC}$ меньшее время интегрирования имеет алгоритм ВМРК-4(5) Cash&Karp. При этом если различие временных затрат в выделенном диапазоне незначительно, то предпочтение следует отда-

вать алгоритму с меньшим порядком аппроксимации, поскольку это позволяет сократить число расчетов при очередном обращении к правой части интегрируемых уравнений. На этом основании ВМРК-4(5) Cash&Karp следует использовать для интегрирования СОДУ (6) во всем диапазоне $h_k \in [h_{c1}^{AB}; h_{\max}]$, поскольку на интервале $h_k \in [h_{c2}^{AB}; h_{\max}]$ (рис. 5, з) временные затраты на интегрирование СОДУ (6) ВМРК-5(6) Бутчера оказались незначительно меньше по сравнению с ВМРК-4(5) Cash&Karp.

3. Построение гибридного алгоритма

Результаты, полученные в предыдущем разделе, являются основанием для построения гибридного алгоритма интегрирования модели СИФУ-ТПН-АД (рис. 6). Входной информацией гибридного алгоритма (А. 1) являются время интегрирования (T_{end}), значения h_{c1}^{AB} , h_c^{ABC} , а также множества коэффициентов $\{B_{ABC}^{23}\}$ и $\{B_{AB}^{23}\}$, $\{B_{AB}^{45}\}$ алгоритмов управления шагом ВМРК для систем уравнений (5) и (6), соответствующих симметричному и несимметричному режимам. Если не достигнуто T_{end} (А. 2), то вычисляется шаг интегрирования h_{k+1} следующей итерации как функция текущего угла управления (α) текущего момента времени t_j и зна-

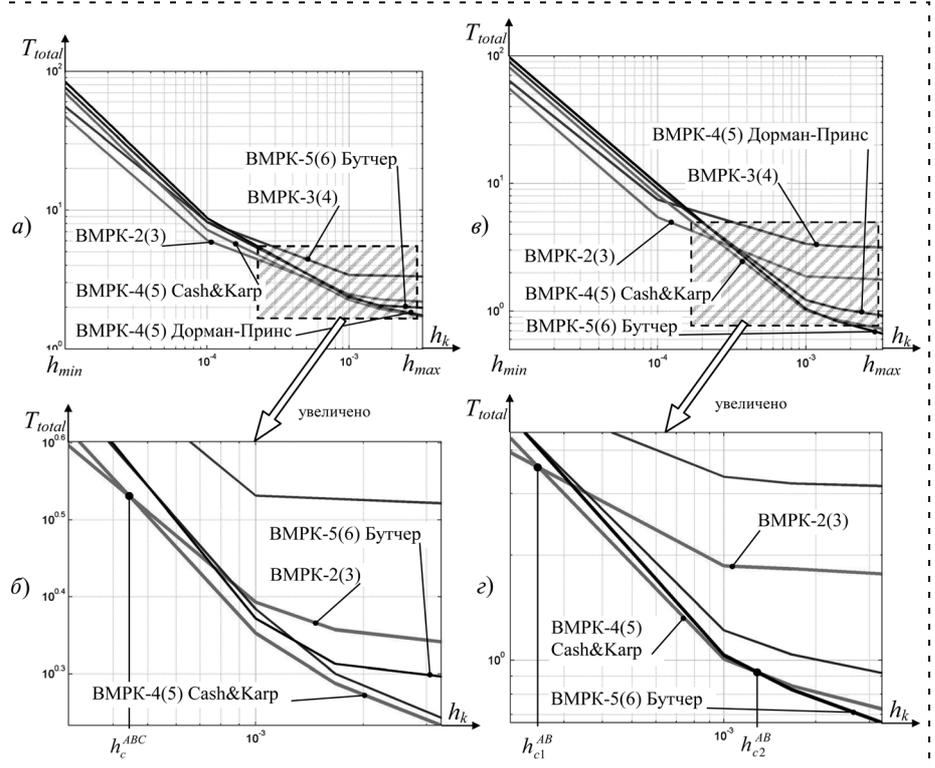


Рис. 5. Графики зависимостей полного времени интегрирования (T_{total}) от шага интегрирования h_k СОДУ (5) (а, б) и СОДУ (6) (в, з) при использовании вложенных методов Рунге—Кутты

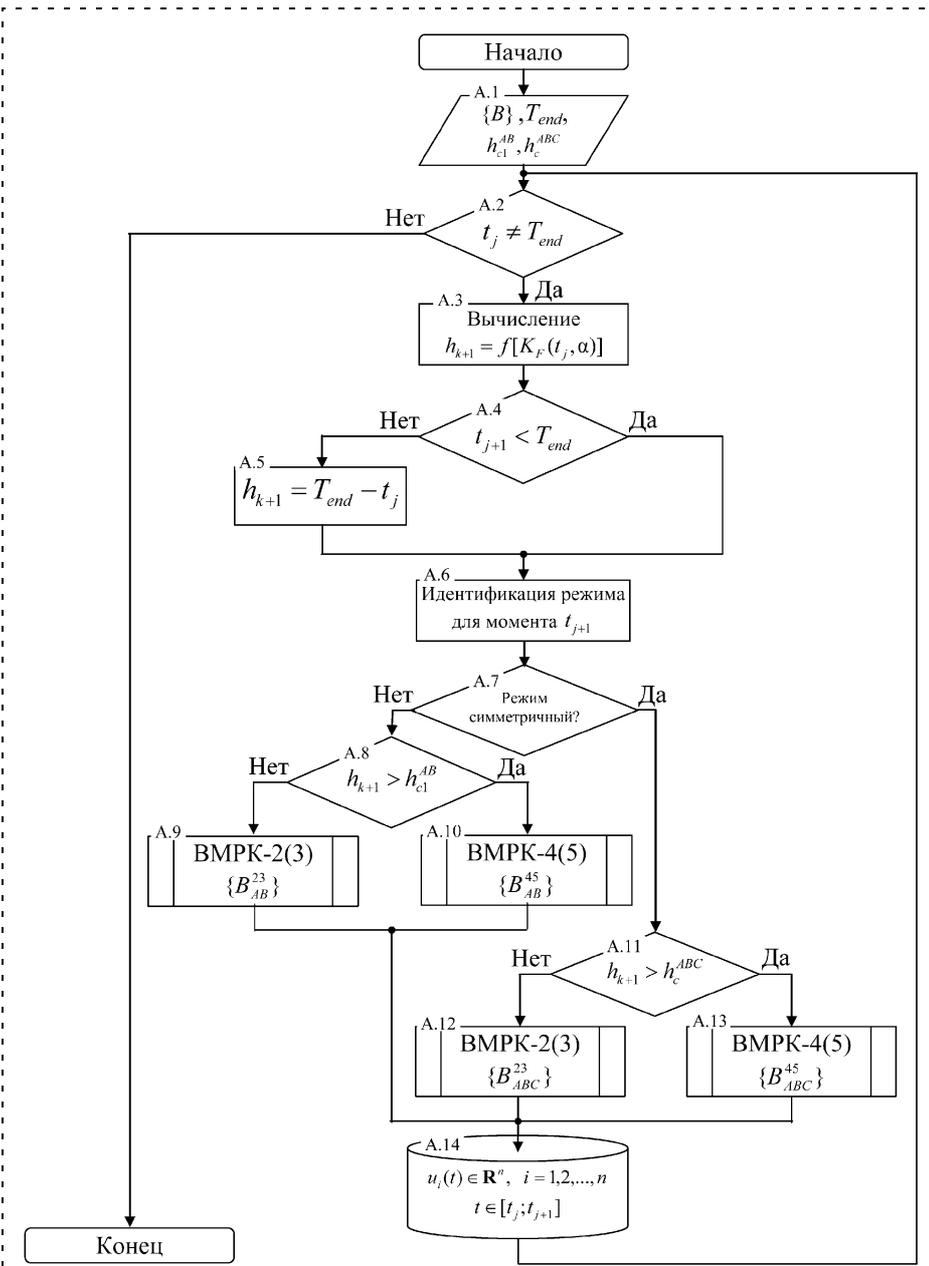


Рис. 6. Гибридный алгоритм интегрирования модели СИФУ-ТПН-АД

чения импульсной коммутационной функции (K_F) (А. 3). Если интегрирование осуществляется в окрестности T_{end} , то вычисленный шаг h_{k+1} корректируется так, чтобы не превысить T_{end} (А. 4, А. 5). Затем осуществляется идентификация режима (симметричный или несимметричный) для момента времени $t_{j+1} = t_j + h_{k+1}$ (А. 6). В случае несимметричного режима в зависимости от выполнения условия $h_{k+1} > h_{c1}^{AB}$ (А. 8) используется ВМРК-2(3) с параметрами алгоритма предсказания шага $\{B_{AB}^{23}\}$ (А. 9), в противном случае — ВМРК-4(5) Cash&Karp (А. 10) с множеством параметров алго-

ритма предсказания шага $\{B_{AB}^{45}\}$. Аналогично выполняется интегрирование на интервале $t \in [t_j; t_{j+1}]$ для симметричного режима (А.11—А.13). Вектор решения $u_i(t) \in \mathbb{R}^n$ на интервале $t \in [t_j; t_{j+1}]$ записывается в выходной массив (А.14).

На рис. 7 приведено сравнение затрат машинного времени (T_{total}) на интегрирование полной модели СИФУ-ТПН-АД на интервале $t \in [0, T_y^{max}]$ (где T_y^{max} — наибольшая длительность переходного процесса для всех $\alpha \in [80, 120]$) с использованием встроенной функции *ode45* (MATLAB 7.0®) и предложенного выше гибридного алгоритма. Графики, приведенные на рис. 7, демонстрируют сокращение временных затрат на моделирование динамики СИФУ-ТПН-АД с использованием гибридного алгоритма по сравнению со временем решения аналогичной задачи при использовании встроенной функции *ode45*. В зависимости от значения угла управления α затраты машинного времени могут быть сокращены с 19,2 до 30 % при среднем значении 27,3 % на интервале $\alpha \in [80, 120]$.

Заключение

В статье предложен подход к снижению затрат машинного времени при моделировании динамики системы импульсно-фазового управления тиристорным преобразователем напряжения асинхронного двигателя (СИФУ-ТПН-АД). С этой целью предложено формирование узкоспециализированного "гибридного" алгоритма, адаптирующего метод интегрирования к текущему состоянию модели. Выбор методов интегрирования обосновывается исходя из критерия минимизации времени интегрирования с учетом выполнения требования устойчивости разностной схемы и заданной точности интегрирования. Текущее состояние модели СИФУ-ТПН-АД характеризуется режимом подключения АД к сети и временем сохранения этого режима (длительностью ИПС). В частности, было показано, что:

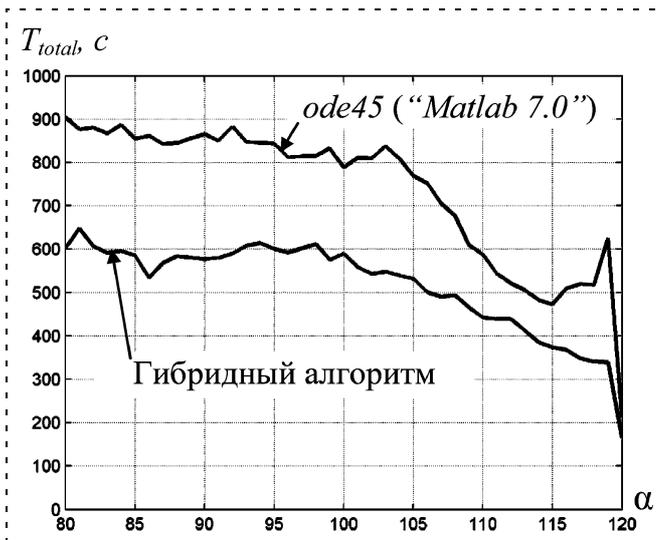


Рис. 7. График изменения затрат машинного времени на интегрирование модели СИФУ-ТПН-АД на интервале $t \in [0, T_y^{\max}]$ в функции угла управления α

1) необходимо различать методы интегрирования для симметричных и несимметричных режимов СИФУ-ТПН-АД и четырех подынтервалов постоянства структуры;

2) оптимизация времени интегрирования для всех возможных состояний рассмотренной модели достигается посредством использования двух субалгоритмов, реализующих адаптивные вложенные методы Рунге—Кутты ВМК-2(3) и ВМК-4(5) Cash&Karp;

3) реализация гибридного алгоритма в среде *MATLAB 7.0*® позволяет снизить затраты машинного времени до 30 % по сравнению с решением аналогичной задачи с использованием встроенной функции *ode45*.

Таким образом, использование гибридного алгоритма позволяет снизить затраты машинного времени в ходе автоматизированного исследования динамики импульсных систем преобразования энергии, которые на интервалах постоянства структуры представляются в форме систем нелинейных дифференциальных уравнений высокого порядка. Далее, поскольку коэффициенты алгоритмов управления длиной шага интегрирования в ВМК-2(3) и ВМК-4(5) Cash&Karp задаются в некотором диапазоне, то оптимальным выбором указанных коэффициентов из заданного диапазона может быть достигнуто дальнейшее сокращение затрат машинного времени. Решению этой задачи будет посвящена вторая статья цикла.

Список литературы

1. **Браславский И. Я.** Асинхронный полупроводниковый электропривод с параметрическим управлением / М: Энергоатомиздат, 1988. 224 с.
2. **Глазенко Т. А., Хрисанов В. И.** Полупроводниковые системы импульсного асинхронного электропривода малой мощности. Л.: Энергоатомиздат, 1983. 176 с.
3. **Nonlinear phenomena in power electronics. Attractors, bifurcation, chaos, and nonlinear control** / Edited by S. Banerjee, G. Verghese // IEEE Press, New York, 2001. 441 p.
4. **Браславский И. Я., Костылев А. В., Мезеушева Д. В.** Методы синтеза систем управления асинхронными электроприводами с использованием нейронных сетей // Тр. междунар. 13-й науч.-техн. конф. "Электроприводы переменного тока". 15–18 марта 2005 г. Екатеринбург, 2005. С. 57–59.
5. **Forenc J.** The Speculative Method of Transient State Analysis with a Variable Integration Step // Proc. of the International Conference on Parallel Computing in Electrical Engineering (PARELEC'02) 2002 IEEE. 5 p.
6. **Butcher J. C.** Numerical Methods for Ordinary Differential Equations. Chichester: John Wiley & Sons, 2003. 425 p.
7. **Geldhof K., Vyncke T., De Belie F., Vandeveld L. and Melkebeek J.** Embedded Runge—Kutta Methods for the Numerical Solution of an Integrated Model Including Converter, Nonlinear Inductance and Current Control Loop // 6th Intern. Conf. on Computational Electromagnetics, CEM 2006. 4–6 April 2006. Aachen, Germany.
8. **De Flaviis F., Coccioli R.** Combined Mechanical and Electrical Analysis of a Microelectromechanical Switch for RF Applications [Electronic source]. Department of Electrical Engineering & Computer Science. The University of California, the Henry Samueli School of Engineering, 2005 —. — Access mode: <http://www.ece.uci.edu/rfmems/publications/papers/mems/C021-EUMTT99.pdf>.
9. **Barrade P.** Simulation tools for Power Electronics: Teaching and Research [Electronic source] / Laboratoire d'Electronique Industrielle Departement Electricite Ecole Polytechnique Federale de Lausanne CH-1015 Lausanne, Switzerland, 2006 —. — Access mode: http://leiwww.epfl.ch/publications/barrade_workshop_simplorer_01.pdf.
10. **Irwin G., Woodford D., Gole A.** Precision Simulation of PWM Controllers. [Electronic source] / Manitoba HVDC Research Centre performs innovative research and development in HVDC and power electronic technologies, instrumentation, and simulation, 2006 —. — Access mode: <http://www.hvdc.ca/pdf/misc/IPST1231.pdf>.
11. **Самарский А. А., Гулин А. В.** Численные методы: Учеб. пособие для вузов. М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1989. 432 с.
12. **Ильина В. А., Силаев П. К.** Численные методы для физиков теоретиков. В 2 т. Т. 2. Москва—Ижевск: Институт компьютерных исследований, 2004. 118 с.
13. **Колоколов Ю. В., Мелихов А. Ю., Цуканов В. Г.** Математическая модель асинхронного двигателя при несимметричном подключении к сети // Материал 2-й междунар. науч.-техн. конф. "Информационные технологии в науке, образовании и производстве". 25–26 мая 2006 г. Орел, 2006. С. 67–69.
14. **Quarteroni A., Riccardo S., Saleri F.** Numerical Mathematics. New York: Springer-Verlag, 2000. 654 p.
15. **Hoffman D.** Numerical Methods for Engineers and Scientists. New York: Marcal Dekker. Inc., 2001. 823 p.
16. **Verner J. A.** Classification Scheme for Studying Explicit Runge—Kutta Pairs. Canada: Queen's University at Kingston, 1992. 25 p.
17. **Verner J. A.** Contrast of a New RK56 pair with DP56. Canada: Department of Mathematics. PIMS. Simon Fraser University, 2005. 14 p.
18. **High-grade steel absolute multi-turn shaft encoder**, Baumer electric. [Electronic source], 2006 —. — Access mode: http://www.baumerelectric.com/downloads/Produkte/PDF/Datenblatt/Winkel_und_Positionsmesssysteme/en_E-3.38_BEMV.pdf

УДК 004.3:62.5

В. Ф. Коростелев, д-р техн. наук, проф.,
А. Н. Рассказчиков, И. Е. Мартынов,
 Владимирский государственный университет

Алгоритмическое и программное обеспечение системы управления процессом литья с наложением давления

Рассматривается сложный объект управления — расплав, кристаллизующийся в условиях наложения давления. Синтезируется закон управления, гарантирующий формирование требуемого кристаллического строения в слитках диаметром до 100 мм из алюминиевых сплавов. Для коррекции степени переохлаждения расплава разработано необходимое программное обеспечение, в контур управления вводится оператор. Показано, что визуализация процессов теплопередачи и состояния технологического оборудования повышает эффективность управления.

Постановка задачи

Возможность создания высокопрочных материалов для машиностроения, авиационной и космической техники зависит от управления процессом кристаллизации. Наложение давления влияет на степень переохлаждения расплава.

Математически давление и скорость охлаждения, как показано в [1], связаны зависимостью

$$dp = \frac{M - \frac{L}{c} dV_{\text{охл}}}{Kp}, \quad (1)$$

где p — давление, МПа; M — степень переохлаждения расплава, К; L — скрытая теплота кристаллизации, Дж/кг; $V_{\text{охл}}$ — скорость охлаждения на фронте кристаллизации, К/с; K — эмпирический коэффициент влияния давления на температуру начала кристаллизации, К/МПа.

Для подавления микроликвации и создания условий для формирования плотной равномерной структуры необходимо обеспечить

$$M = \text{const} \Big|_{\tau=0}^{\tau=\tau_k}, \quad (2)$$

где τ_k — время конца кристаллизации.

Достаточно хорошо известно, что $V_{\text{охл}} = f(\tau)$ является сложной функцией, нахождение которой связано со значительными математическими трудностями, когда речь идет об управлении в режиме реального времени.

В связи с этим задачей управления является реализация закона наложения давления:

$$p = p(\tau), \quad (3)$$

при котором выполняется условие (2).

Математическая модель тепловых процессов

Схематически распределение температур в стенке формы и сечении стенки слитка в произвольный момент времени приведено на рис. 1.

Математическая модель применительно к рассматриваемому объекту, как и в работе [2], представлена в виде системы дифференциальных уравнений в частных производных:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial T_1^{\text{ж}}}{\partial \tau} &= a_1 \frac{\partial^2 T_1^{\text{ж}}}{\partial x_1^2}; z(\tau) \leq x \leq y(\tau); \\ \frac{\partial T_1^{\text{д}}}{\partial \tau} &= a_1 \frac{\partial^2 T_1^{\text{д}}}{\partial x_1^2} + \frac{L}{ch} \frac{dy(\tau)}{d\tau}; z(\tau) \leq x \leq \xi(\tau); \\ \frac{\partial T_1^{\text{тв}}}{\partial \tau} &= a_1 \frac{\partial^2 T_1^{\text{тв}}}{\partial x_1^2}; \xi(\tau) \leq x \leq 0; \\ T_1(x, \tau) \Big|_{(x_1 = y(\tau))} &= T_L; \\ T_1(x, \tau) \Big|_{(x_1 = \xi(\tau))} &= T_S; \\ \lambda_1 \frac{\partial T_1^{\text{тв}}(\tau)}{\partial x_1} &= q(\tau); \\ \frac{\partial T_1}{\partial x_1} \Big|_{x_1, z(\tau)} &= 0; \\ \frac{\partial T_2}{\partial \tau} &= a_2 \frac{\partial^2 T_2}{\partial x_2^2}; 0 \leq x_2 \leq r(\tau); \end{aligned} \right\} (4)$$

В системе уравнений (4) и на рис. 1 используются следующие обозначения:

x — координата; τ — время; $T_1(x, \tau)$ — температурное поле в стенке слитка; $T_2(x, \tau)$ — температурное поле в стенке формы; ж — жидкая зона; д — двухфазная зона; тв — затвердевшая зона слитка; $x_1/2$ — симметричная половина стенки слитка; x_2 — толщина стенки формы; $a_1, a_2, \lambda_1, \lambda_2, c_1, c_2$ — соответственно коэффициенты температуропроводности, теплопроводности и теплоемкости формы материалов слитка и формы; $\frac{\partial y(\tau)}{\partial \tau}$ — скорость затвердевания; T_L — температура начала затвердевания; T_S — температура конца затвердевания; T_H — начальная температура формы; t_k — температура на поверхности контакта слитка и формы; t_z — температура заливаемого материала; $\xi(\tau)$ — граница фронта затвердевания; $r(\tau)$ — глубина прогрева формы; h — шаг сетки.

При решении подобных задач используют, как правило, сеточные методы, сущность которых состоит в том, что значения непрерывных искомым функций определяются не на множестве независимых переменных, а на задаваемом конечном числе точек.

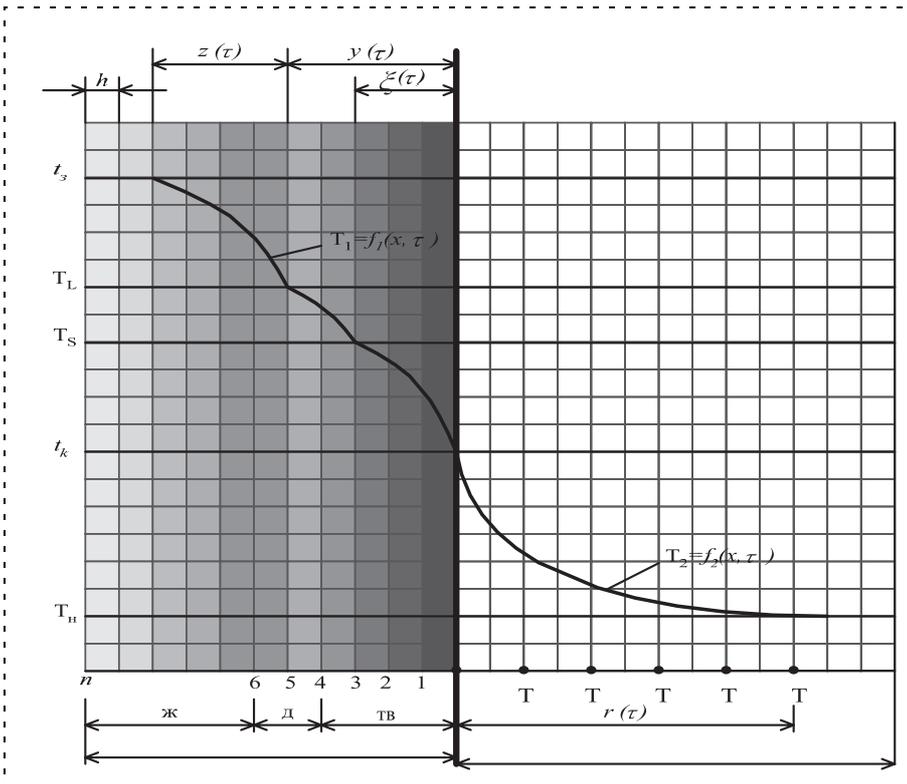


Рис. 1. Распределение температурных полей в отливке

Зная количество теплоты $Q_{акк}$, аккумулированной формой за время τ , получаем величину удельного теплового потока на границе отливка—форма:

$$q = \frac{Q_{акк}}{\tau} = \frac{c_2 t_2^{cp}}{\tau} \left(\frac{Дж}{М^2 \cdot с} \right),$$

где t_2^{cp} — средняя температура формы. (5)

В свою очередь, зависимость $q(\tau)$, по существу, является математическим описанием граничных условий дифференциальных уравнений (4).

Вместе с тем, тепловой поток можно определить как

$$q = \lambda \frac{\Delta t}{\Delta x} = \lambda \frac{\Delta t}{h} = \lambda \frac{t_i - t_{i-1}}{h}. \quad (6)$$

Из формулы (6) получаем температуру

$$t_i = \frac{qh}{\lambda} + t_{i-1}. \quad (7)$$

В данной последовательности действий единственным недостающим звеном является величина t_2^{cp} , которая рассчитывается по формуле

$$t_2^{cp} = \int_{T_i}^{t_k} T_2(x) dx. \quad (8)$$

Для ее определения в стенке формы устанавливаются датчики температуры, с помощью которых фиксируют информацию об изменении теплоты,

аккумулируемой формой. Для продолжения итерационного процесса и нахождения температуры в следующей точке необходимо в формулы (7), (8) подставить новое значение q .

Для этого из вновь найденного на данный момент времени общего количества теплоты $Q_{акк}$ необходимо вычесть количество теплоты $Q_{отд}^1$, отданное в форму первым слоем h :

$$Q_{отд}^1 = \left(\frac{1}{2} c^{тв} \rho^{тв} (t_1^1 - t_k) + c^{тв} \rho^{тв} (T_S - t_1^1) + c^д \rho^д (T_L - T_S) + L \rho^д + c^ж (t_3 - T_L) \right) h F. \quad (9)$$

Здесь: h — шаг сетки; F — поверхность, через которую распространяется тепловой поток, $F = 1 \text{ м}^2$.

Значение q на границе первого и второго слоя

$$q_{1-2} = \frac{Q_{акк} - Q_{отд}^1}{\tau}.$$

Расчеты температур в следующих точках необходимо продолжать, пока не будет выполнено условие

$$t_i \geq t_3.$$

В следующий момент τ_2 снимаются новые показания термодатчиков в точках 0, 1, 2, 3, 4, 5. Строится зависимость $t_2(x)$, определяется t_2^{cp} , далее рассчитываются $Q_{акк}^2$, q и т. д.

Синтез закона наложения давления

Предполагается, что оператор, на пульте управления которого наряду со средствами включения исполнительных механизмов имеется также монитор, отражающий изменения $V_{охл}(\tau)$, состояния узлов технологического комплекса, показания датчиков параметров процесса, текущее время и др., имеет возможность давать оценку ситуации не как сторонний наблюдатель, а как звено в составе системы управления в контуре обратной связи. Для этого он должен знать фактическое значение $V_{охл}$ в данный момент времени, а также тренд, так чтобы естественное снижение скорости охлаждения на разных этапах кристаллизации слитка компенсировалось соответствующим увеличением давления. Для этого в составе системы управления необходимо предусмотреть блоки, обеспечивающие сбор, обработку и представление соответствующей

информации. Структура системы управления показана на рис. 2, на котором обозначены:

ГЦНД — гидроцилиндр наложения давления; ГЦВ — гидроцилиндр встроенный; ГЦСЗ — гидроцилиндр силового замыкания; ГЦМ — гидроцилиндр мультипликатора.

Альтернативой данной структурной схеме может быть адаптивное управление, управление по прогнозирующей модели, терминальное управление и др. Однако отсутствие средств автоматизации заливки форм, контроля температуры заливаемого металла, аналитических методов решения нелинейных дифференциальных уравнений теплопередачи и другие причины приводят к компромиссу, при котором экспериментальная информация, поступающая от датчиков в распоряжение оператора, используется при управлении наложением давления. При этом оператор использует свой опыт и творческий потенциал, принимает во внимание состояние агрегатов и узлов технологического комплекса в целом. Закон наложения давления $p(\tau)$ в каждом цикле заливки будет отражать влияние контролируемых и неконтролируемых переменных параметров, внешних возмущений, трудно прогнозируемых факторов. Уместно отметить, что управление кристаллизацией до настоящего времени остается нерешенной проблемой, и использование

принципов диспетчерского управления на платформе SCADA-систем (Supervisory Control And Data Acquisition) представляется вполне оправданным.

Разработка мини-SCADA-системы управления скоростью охлаждения

Система может быть построена по агрегатно-модульному принципу. Система проектируется для выполнения следующих функций:

- взаимодействия с оборудованием (драйверы устройств, коммуникационные протоколы, серверы ввода-вывода, загрузчики и отладчики программ контроллеров);
- архивирования (базы данных, интерфейсы взаимодействия с базами данных);
- программирования контроллеров (компиляторы, интерфейс интегрирования компилятора в среду программирования, встроенные языки программирования, эмуляторы и отладчики программ);
- взаимодействия между модулями системы и с другими приложениями (DDE; OLE/COM; OPS);
- реализации автоматизированного рабочего места диспетчера (среда разработки, монитор реального времени, набор визуальных средств представления информации).

Структура системы представлена на рис. 3.

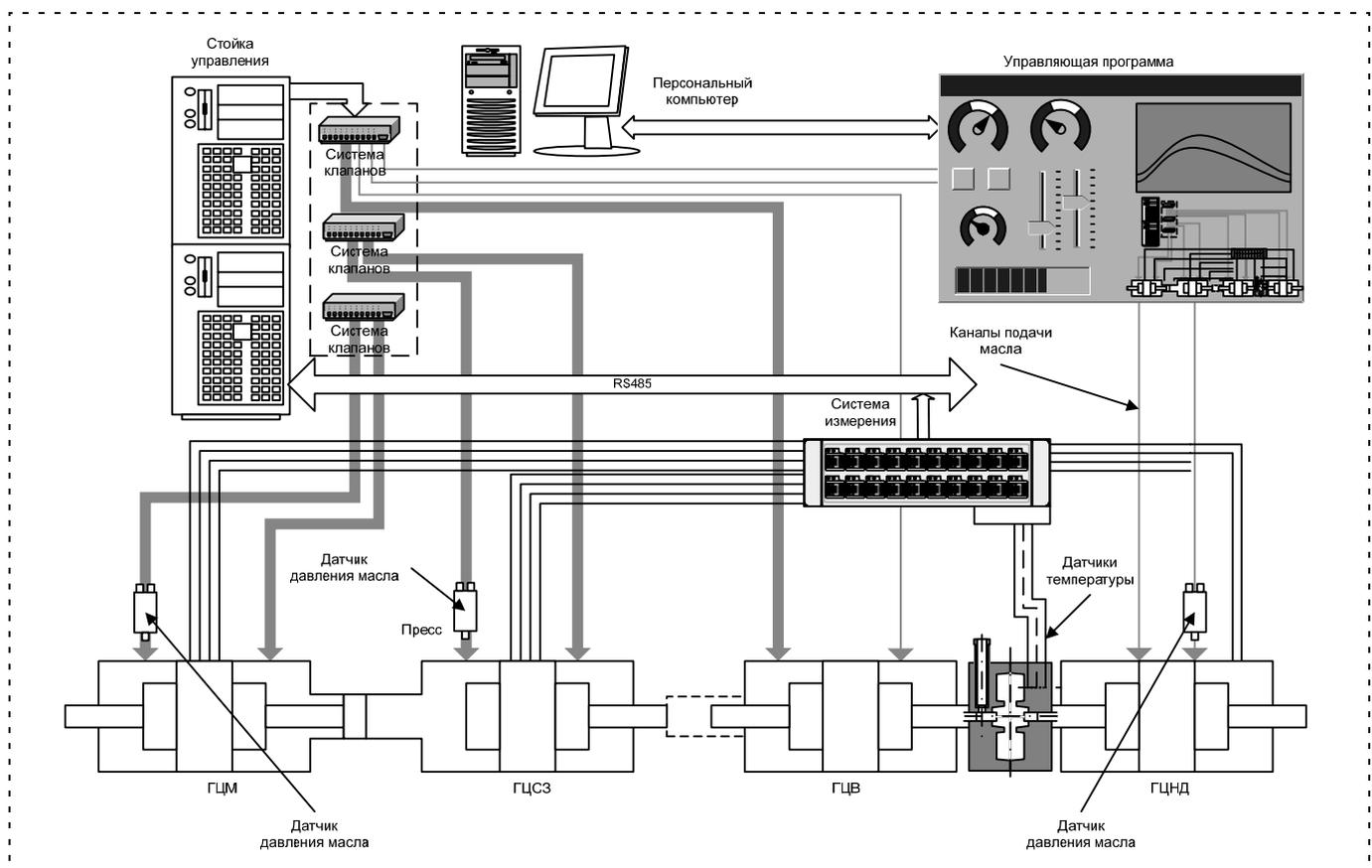


Рис. 2. Система управления процессом

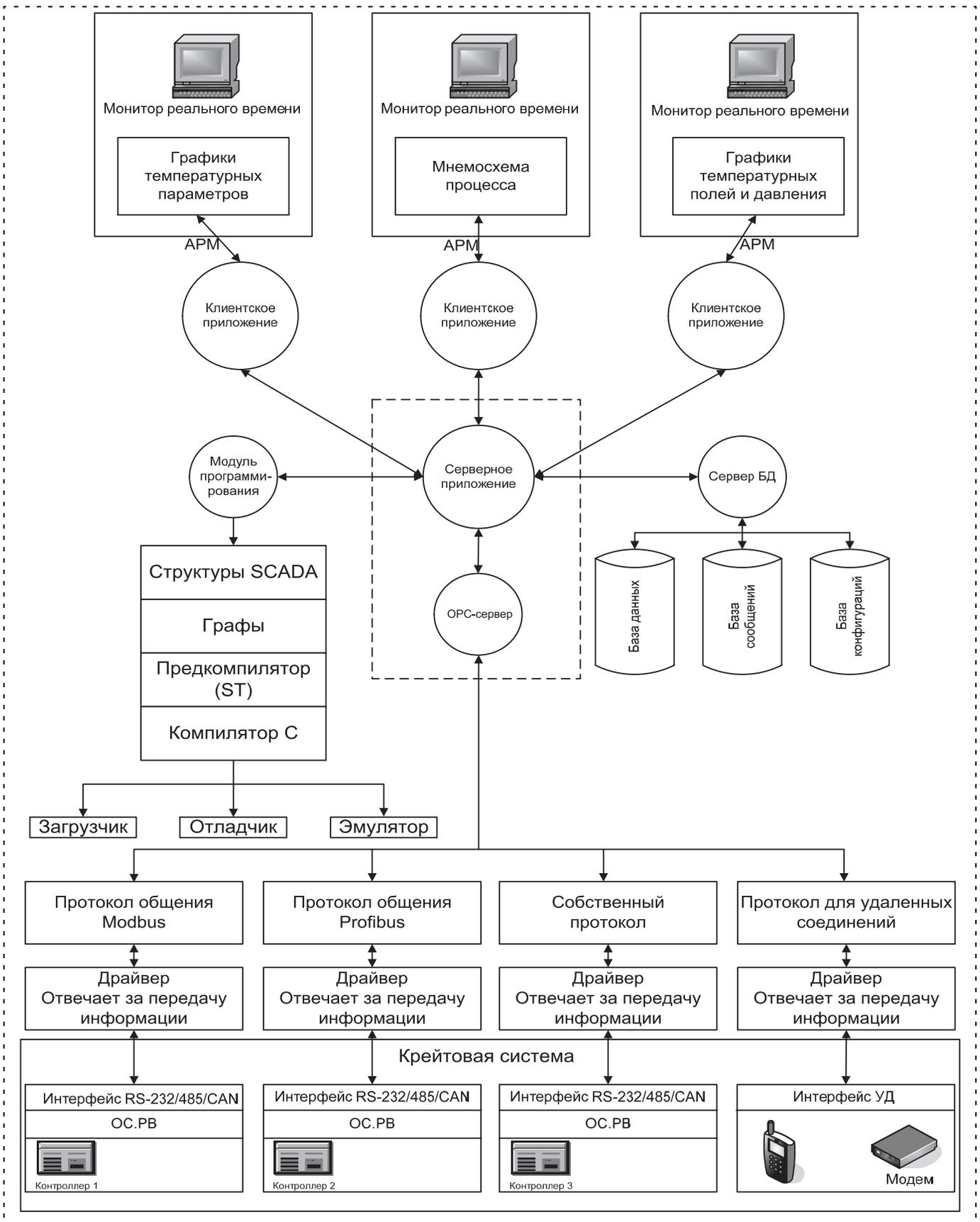


Рис. 3. Структура SCADA-системы

Программное обеспечение

Проект разрабатывается в визуальной среде, на выходе которой образуются так называемые файлы стратегии, реализующие алгоритм работы каждого конкретного объекта. В файлах в виде макрокоманд записаны номера каналов получения информации, типы переменных, скорость общения и др. После формирования файлов запускается так называемый монитор реального времени, который представляет собой модуль, непосредственно взаимодействующий с оборудованием и выполняющий макрокод, записанный в файлах стратегии. Написание приложения по подобной схеме можно реализовать средствами Borland C Builder на самом верхнем уровне для написания визуальных компонентов и средствами MS Visual Studio — для написания монитора реального времени. Потребуется реализация также разного рода скриптовых языковых форм. Система является открытой, если для нее определены и описаны используемые форматы данных и процедурный интерфейс, что позволяет подключить к ней "внешние" независимо разработанные компоненты. Одним из решений данной проблемы может быть использование для написания ПО верхнего уровня программного продукта от фирмы Borland C++ Builder/Delphi. Система строится на стандартных компиляторах, поставляемых производителями контроллеров, поэтому требуется предусмотреть возможность применения компиляторов различных производителей. Для этого необходимо строить систему с возможностью настройки параметров компиляции в соответствии с выбранным оборудованием. В качестве примера можно рассмотреть среду программирования Microsoft Visual Studio, в которой каждый новый проект предварительно настраивается на платформу, в которой предстоит работать программе. Вся система строится по принципу разделения верхнего и нижнего уровней программирования. На нижнем уровне система представлена пакетами компиляторов, отладчиков, загрузчиков и эмуляторов, специализированных для работы с каким-либо одним типом микроконтроллеров. Такие пакеты создаются под каждый тип процессора и устанавливаются в единую систему, в качестве которой выступает среда написания программы.

При таком подходе верхний уровень — среда написания программного кода — остается неизменным при смене платформы. В ней предусматриваются лишь функции выбора и настройки компилятора. Сама система на нижнем уровне представляется предкомпилятором с языка C, над которой настраиваются внутренние языки программирования, такие как IL, LD, FC, SFC, FBD, ST, описанные в стандарте IEC 1131-3.

Для начала возможна реализация ST — структурного языка программирования и FBD — языка блочных диаграмм. В перспективе возможна реализация других языков.

Применительно к поставленной задаче среда программирования строится по принципу применения блоков, отвечающих за конкретные функции, таких как всевозможные регуляторы, блоки логических и арифметических операций, а также специализированные блоки, реализующие так называемые технологические стратегии. Под термином "технологические стратегии" понимается набор определенных специфичных для обработки каждой конкретной детали действий, заранее написанных и сохраненных в базе данных SCADA-системы. Принцип программирования сводится к выбору из библиотеки общих стратегий программы, выполняющей требуемый набор действий, и редактированию ее с помощью редактора кода. В свою очередь, любая стратегия может состоять из других стратегий и блоков. Таким образом, программирование полного технологического процесса сводится

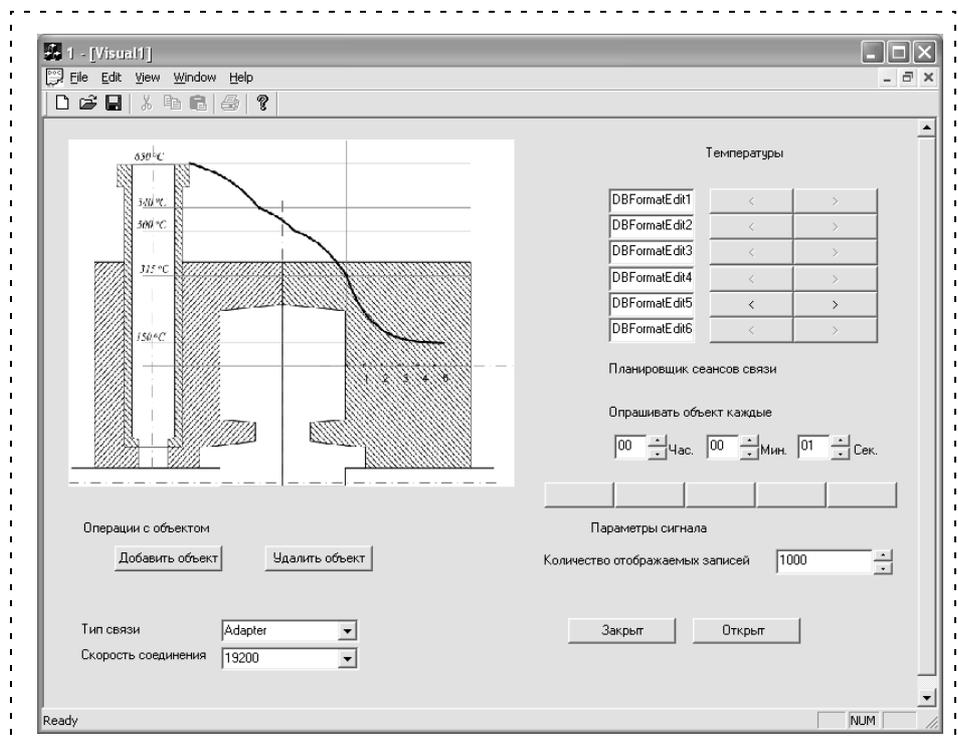


Рис. 5. Визуализация распределения температурных полей в отливке

к построению алгоритма управления по принципу "матрешки". Такой подход к построению системы позволяет быстро освоить ее основным пользователям, которыми, как правило, являются технологи предприятия, не владеющие знаниями по программированию, но представляющие общий технологический процесс производства детали.

Визуализация технологического процесса

Модуль визуализации — это средство разработки визуальной картины технологического процесса с представлением технологического оборудования в виде динамических объектов на экране монитора, которые позволяют схематически представлять протекающие во время работы оборудования процессы, наряду с отображением измеряемых технологических параметров и сигналов управления.

Отображение технологических параметров можно осуществлять в виде текущих (мгновенных данных) или в виде графиков зависимости их от времени. Сигналы управления представляются в виде соответствующих перемещений мнемосимволов реальных рабочих органов технологического оборудования. Модуль визуализации может включать блок визуализации как специализированную среду разработки, построенную по принципу и на основе Borland C++ Builder с возможностью создания и редактирования динамических объектов, реализующих основные функции представления графической информации, а также библиотеку основных компонентов, реализующих функции, обязательные для использования при представлении любого техпроцесса. Модуль визуализации приведен на рис. 4 (см. третью сторону обложки), а на рис. 5 показаны графики температурных полей на разных этапах формирования слитка.

Графический интерфейс АРМ

Разработка интерфейса АРМ представляет собой перемещение по принципу "drag and drop" компонентов управления из библиотеки динамических объектов. Такими компонентами обычно выступают графики, цифровые индикаторы, аварийные семафоры и элементы, реализующие функции ведения журналов и накопления информации. Все эти компоненты создаются динамически и настраиваются на взаимодействие друг с другом и с источником получения информации. В качестве источника выступает специализированный компонент, реализующий унифицированный интерфейс связи динамических

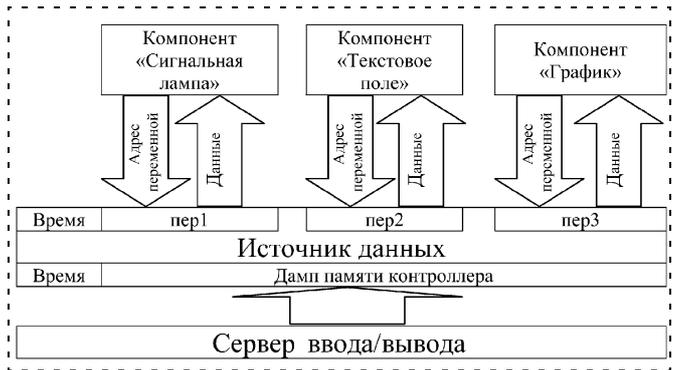


Рис. 6. Структура компонента "Источник данных"

объектов с сервером ввода/вывода. Структура компонента связи представляет собой набор функций, реализующих функции получения и модифицирования исходной информации с сервера ввода/вывода и представление ее в виде, удобном для отображения визуальным компонентом.

Для этого необходимо, чтобы визуальный компонент хранил в себе ссылку на источник данных и адрес переменной в дампе памяти (рис. 6) Кроме функций преобразования информации источник данных ответственен за информирование визуальных компонентов об обновлении данных на серверах ввода/вывода.

Крейтовая система

Вторым не менее важным требованием является скорость обработки информации, от которой зависит своевременность выработки параметров коррекции управляющего воздействия. С учетом об-

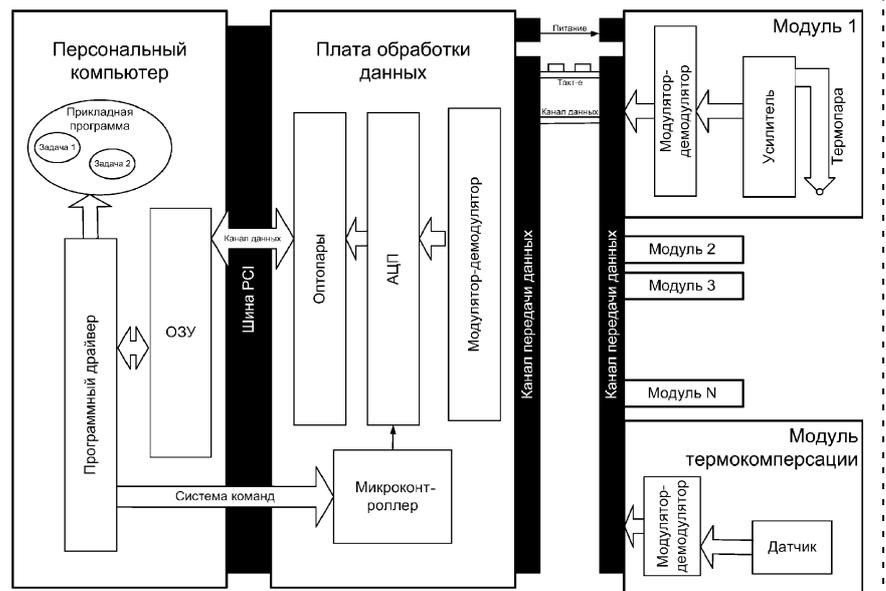


Рис. 7. Функциональная схема модульной измерительной системы

шей инерционности системы управления значения температуры должны поступать в обработку с наименьшими потерями по времени. Для этого предполагается создавать систему измерения с модульной архитектурой, в которой каждый канал был бы независим от других и мог проводить оцифровку температуры одновременно с другими каналами. Таким образом, к моменту считывания информации все каналы готовы предоставить управляющей программе необходимые для расчета данные. Структурная схема системы представлена на рис. 7.

Модуль хранения информации

Модуль хранения информации представляет собой клиентское предложение, выполненное по технологии OPC (OLE for Process Control), которое с помощью модуля конфигурации настраивается на получение и сохранение в ходе производственного процесса выбранных технологических параметров в базе данных с последующим представлением ее в виде графиков зависимостей параметров от времени.

Основной функцией данного модуля является создание базы данных и ее настройка на сохранение определенного числа технологических параметров.

Формат хранения информации может представлять собой при упрощенной схеме последовательные записи таблицы базы данных, где основным параметром каждой строки является поле с указанием даты/времени ее получения. Остальные поля могут хранить основные параметры в открытом или закодированном виде. Одной из возможностей хранения информации может выступать сохранение параметров в виде "дампа" памяти, состояния контроллера управления. Такой вариант может быть полезен при быстропротекающих технологических процессах, когда скорость записи архивной информации достаточно велика.

Интерфейс взаимодействия между модулями системы

Используя модульную структуру приложения с обеспечением связи между модулями посредством стандартных интерфейсов, таких как OLE/COM, DDE, OPC, можно достичь интеграции разрабатываемого программного продукта или отдельных его частей в продукты сторонних производителей. COM, DDE, OPC являются стандартными интерфейсами общения различных приложений друг с

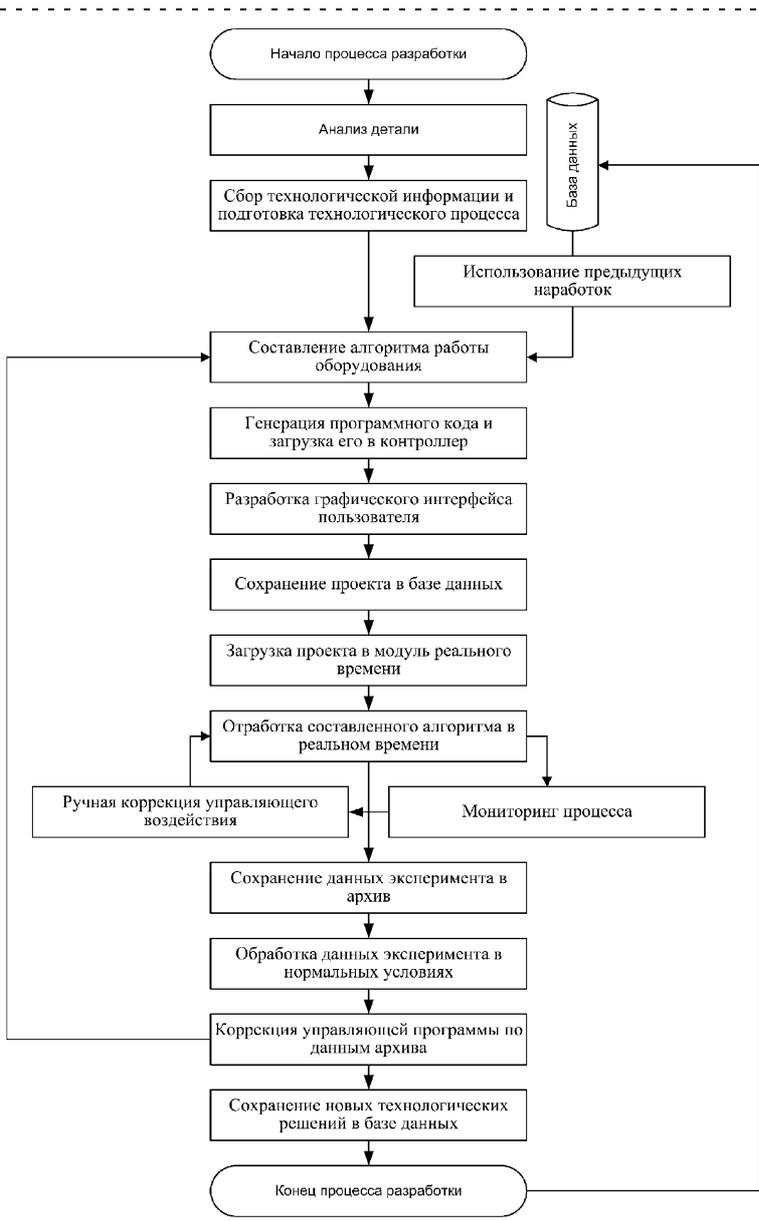


Рис. 8. Блок-схема алгоритма процесса подготовки управляющей программы для нового изделия с использованием SCADA-системы

другом. Каждый модуль реализует в себе две функции — клиента и сервера, предоставляя, таким образом, остальным свои возможности по обработке данных и заимствуя у других их специфические функции.

OPC (OLE for Process Control) — это стандарт взаимодействия между программными компонентами системы сбора данных и управления (SCADA), основанный на объектной модели COM/DCOM фирмы Microsoft. Через интерфейсы OPC одни приложения могут читать или записывать данные в другие приложения, обмениваться событиями, оповещать друг друга о нештатных ситуациях (тревогах), осуществлять доступ к данным,

зарегистрированным в архивах (так называемым "историческим" данным). Эти приложения могут как располагаться на одном компьютере, так и быть распределенными по сети, при этом независимо от фирмы-поставщика стандарт OLE for Process Control, признанный и поддерживаемый всеми ведущими фирмами производителями SCADA-систем и оборудования, обеспечит их совместное функционирование.

Алгоритм процесса разработки системы для нового изделия

Известно, что освоение новых технологических процессов, равно как и отладка систем автоматического управления, требуют значительных затрат времени, материальных и энергетических ресурсов. Использование SCADA-систем значительно расширяет возможности исследования сложных процессов, генерации знаний и архивирования найденных технических, технологических и управленческих решений. Один из возможных вариантов реализации указанного подхода при постановке на производство новых изделий в виде блок-схемы алгоритма процесса подготовки управляющей программы представлен на рис. 8.

Заключение

Анализируя существующие системы, необходимо ориентироваться на те, которые создаются по принципу разделения выполняемых задач по отдельным независимым друг от друга модулям и взаимодействуют между собой по общепринятым интерфейсам и протоколам. Такая структура позволит модернизировать составные части системы

независимо от других, не затрагивая функциональность системы в целом. Также это позволит наращивать номенклатуру производимых изделий с минимальными доработками. Первым шагом в создании подобной SCADA-системы должен стать интерфейс взаимодействия между модулями системы. Это позволит в дальнейшем распределить задачи программирования в соответствии с общепринятой концепцией, давая возможность разрабатывать каждый отдельный модуль, не отвлекаясь на функционирование всей системы в целом.

Немаловажной задачей здесь должна стать ориентация на популярные программные продукты сторонних производителей. Написание с нуля сложной системы может потребовать много времени, а соблюдение общепринятых стандартов интеграции с другими системами позволит использовать наработки других фирм для замены недостающих компонентов на начальной стадии разработки системы. Разработанная система используется в учебном процессе и в научных исследованиях на кафедре "Автоматизация технологических процессов" ВлГУ. В частности, при отработке технологии получения изделий из сплавов системы Al—Cu достигнуто измельчение структуры на уровне субзерен, на 30...40 % снижен расход исходных материалов, достигнута герметичность изделий пневмоарматуры под давлением более 60 МПа.

Список литературы

1. Коростелев В. Ф., Щелоков М. Е., Игошин А. В., Гришин Н. Н. Программно-корректируемое управление наложением давления при литье автомобильных дисков // Мехатроника, автоматизация, управление. 2003. № 10. С. 8—14.
2. Баладин Г. Ф. Основы теории формирования отливки: В 2 ч. Ч. 1. М.: Машиностроение, 1986. 328 с.

УДК 004.7

С. П. Саханский, канд. техн. наук, доц.,
Сибирский государственный
аэрокосмический университет
имени акад. М. Ф. Решетнева, Красноярск

Управление температурой нагревателя на установке выращивания монокристаллов германия

Предложена математическая модель формирования задания температуры на установке выращивания монокристаллов германия по способу Чохральского, которая позволяет автоматизировать процесс его ввода в микропроцессорную систему управления установкой.

Введение

При контактном методе измерения и управления выращиванием монокристаллов по способу Чохральского во вращающемся вокруг своей оси с частотой вращения ω_T тигле с внутренним диаметром D находится жидкий расплавленный металл (рис. 1). Кристалл диаметром d вытягивается из расплава со скоростью V_3 и частотой вращения ω_3 . Выращиваемый монокристалл помещен в закрытую тепловую оснастку для обеспечения необходимых температурных условий роста.

Процесс проводится в камере с инертным газом или в вакууме. Температура расплава формируется за счет управления мощностью нагревателя с использованием показаний датчика температуры T_3 боковой поверхности нагревателя. На поверхности расплава

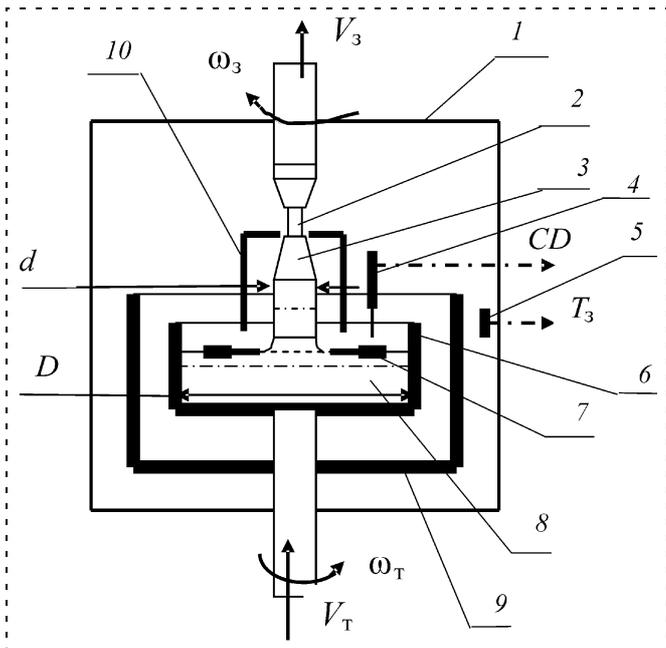


Рис. 1. Схема контактного метода:

1 — камера; 2 — затравка; 3 — кристалл; 4 — контактный датчик уровня; 5 — датчик температуры; 6 — тигель; 7 — электропроводный экран; 8 — расплав металла; 9 — нагреватель; 10 — тепловая оснастка

плавает электропроводный графитовый экран, который замыкает и размыкает контактный датчик уровня, подающий в систему управления сигнал об изменении уровня расплава в процессе выращивания кристалла, на основе которого формируется управление скоростью подъема тигля вверх V_T .

В основу контактного метода измерения и управления выращиванием монокристаллов [2—6] по способу Чохральского входит управление текущей площадью (или диаметром при круглой форме) растущего кристалла на основе вычисления сигнала управления Δu как функции отклонения текущей площади кристалла от заданной, на базе вычисленных перемещений кристалла $X_{3,Ц}$ и тигля $X_{T,Ц}$ за период оценки сигнала управления $T_{Ц}$.

Микропроцессорные системы управления выращиванием кристаллов германия, разработанные на базе патента [2], внедрены в 1998 г. на семи установках на ФГУП "Германий" (г. Красноярск), общий вид которых с выращенным монокристаллом германия показан на рис. 2 и 3.

Выражения, на которых основывается работа установок по выращиванию германия, приведены ниже.

Скорость убывания расплава в тигле V_p , а также скорости подъема тигля вверх $V_{T,М}$ после размыкания контактного датчика и замедленная скорость подъема тигля после замыкания контактного датчика $V_{T,М}/M$ определяются по следующим выражениям, в которых введены коэффициенты увеличения скорости ($C = 4$) и уменьшения скорости подъема тигля ($M = 4$):

$$V_p = V_3 \frac{\rho_T}{\rho_{ж}} \left[\frac{d}{D} \right]^2; \quad (1)$$

$$V_{T,М} = V_p \left[\frac{d_{\max}}{d} \right]^2 = V_3 \frac{\rho_T}{\rho_{ж}} \left[\frac{d_{\max}}{D} \right]^2; \quad (2)$$

$$d_{\max} = d_3 \frac{1}{\sqrt{1-1/C}}; \quad (3)$$

$$\frac{V_{T,М}}{M} = V_p \left[\frac{d_{\min}}{d} \right]^2 = V_3 \frac{\rho_T}{\rho_{ж}} \left[\frac{d_{\min}}{D} \right]^2; \quad (4)$$

$$d_{\min} = d_{\max} \frac{1}{\sqrt{M}}, \quad (5)$$

где V_p — скорость убывания расплава в тигле; V_3 — скорость вытягивания кристалла; d — текущий диаметр кристалла; D — внутренний диаметр тигля; ρ_T — удельная плотность твердого материала; $\rho_{ж}$ — удельная плотность жидкого материала; d_3 — заданный диаметр выращиваемого кристалла; d_{\max} — максимальный допустимый диаметр выращиваемого кристалла, с соблюдением которого выполняется условие, при котором датчик и экран сомкнутся после размыкания; d_{\min} — минимальное допустимое значение диаметра кристалла, при котором соблюдается условие отставания экрана от датчика после замкнутого состояния.

Данное управление обеспечивает периодическое замыкание и размыкание контактного датчика в процессе работы в заданном диапазоне изменения уровня расплава (порядка 2 мкм).

Для контактного метода сигнал управления Δu , перемещение затравки $X_{3,Ц}$ и тигля $X_{T,Ц}$ за время оценки $T_{Ц}$ могут быть представлены в виде



Рис. 2. Общий вид микропроцессорной установки вытягивания германия на основе контактного метода измерения диаметра



Рис. 3. Слиток германия диаметром 104 мм

$$\Delta y = X_{\text{ит.ц}} \frac{K_y}{AB} - \frac{X_{\text{из.ц}}}{A}; \quad (6)$$

$$K_y = B \frac{\Delta_T \rho_{\text{ж}}}{\Delta_3 \rho_T} \left[\frac{D}{d_3} \right]^2; \quad (7)$$

$$\Delta y = \frac{X_{\text{из.ц}}}{A} \left(\left[\frac{d}{d_3} \right]^2 - 1 \right); \quad (8)$$

$$X_{3,\text{ц}} = X_{\text{из.ц}} \Delta_3; \quad (9)$$

$$X_{T,\text{ц}} = X_{\text{ит.ц}} \Delta_T; \quad (10)$$

где A — коэффициент масштабирования; B — коэффициент умножения уставки; K_y — уставка заданного диаметра; $X_{\text{из.ц}}$ — перемещение затравки с дискретностью отсчета Δ_3 ; $X_{\text{ит.ц}}$ — перемещение тигля с дискретностью отсчета Δ_T ; Δ_3 — дискретность отсчета перемещения затравки; Δ_T — дискретность отсчета перемещения тигля.

Управление температурой боковой поверхности нагревателя $T_3(x)$ и скоростью вытягивания кристалла $V_3(x)$ осуществляется на основе выражений

$$V_3(x) = V_{3,\text{п}}(x) + ZK_V \Delta y; \quad (11)$$

$$T_3(x) = T_{3,\text{п}}(x) + ZK_T \Delta y + ZA_T \int \Delta y dx; \quad (12)$$

$$V_{3,\text{п}}(x) = V_{30}(x) + V_{3,\text{г}}(x); \quad (13)$$

$$T_{3,\text{п}}(x) = T_{30}(x) + T_{3,\text{г}}(x), \quad (14)$$

где K_V , K_T — коэффициенты пропорционального урегулирования; A_T — интегральный коэффициент регулирования по температуре; $V_{3,\text{п}}(x)$, $T_{3,\text{п}}(x)$ — программное задание закона изменения скорости и температуры; V_{30} , T_{30} — начальные значения скорости и температуры; $V_{3,\text{г}}(x)$, $T_{3,\text{г}}(x)$ — переменные составляющие программных заданий скорости и температуры; Z — признак управления по диаметру на цилиндрической части кристалла; x — координата по оси кристалла.

Программные задания изменения технологических параметров процесса выращивания кристалла

по скорости $V_{3,\text{п}}(x)$ и температуре $T_{3,\text{п}}(x)$ в микропроцессорных системах выращивания германия задаются технологом за счет ввода в программу управления 24-кадровой системы, где в каждом кадре задается со знаком скорость изменения параметров. После выращивания первых образцов заданной марки кристаллов введенные выше программные задания параметров корректируются на основе анализа их записи на ЭВМ. Самым трудоемким является процесс корректировки программного закона изменения температуры боковой поверхности нагревателя $T_{3,\text{п}}(x)$, от качества которого значительно зависит получение заданной формы кристалла. При производстве кристаллов германия удовлетворительным получается процесс корректировки программного закона изменения температуры $T_{3,\text{п}}(x)$ после выращивания от четырех до пяти кристаллов заданной марки.

Ниже приводятся математические выражения для формирования программного задания температуры нагревателя $T_{3,\text{п}}(x)$, которые позволяют автоматизировать данный процесс.

Высота столбика мениска расплава выращиваемого кристалла h может быть рассчитана, если приравнять силу тяжести столбика расплава, удерживаемого на площади фронта кристаллизации силами поверхностного натяжения, к силам, действующим по окружности [1]:

$$h \rho_{\text{ж}} \pi r^2 g = 2 \pi r \sigma. \quad (15)$$

Отсюда получаем диаметр кристалла

$$d = 4 \frac{\sigma}{\rho_{\text{ж}} h g}, \quad (16)$$

где g — ускорение свободного падения; r — радиус столба расплава; σ — поверхностное натяжение расплава.

Из уравнения теплового баланса на фронте кристаллизации [7] выражение высоты столбика расплава h , в свою очередь, будет иметь вид

$$h = \lambda_{\text{ж}} \frac{(T - T_{\text{к}})}{(\lambda_{\text{тв}} L - \rho_{\text{ж}} V_3 E)}, \quad (17)$$

где V_3 — скорость вытягивания кристалла; $T_{\text{к}}$ — температура кристаллизации материала; T — температура расплава в зоне фронта кристаллизации; L — линейный осевой градиент в твердом кристалле; E — удельная теплота плавления материала; $\lambda_{\text{ж}}$ — коэффициент теплопроводности расплава; $\lambda_{\text{тв}}$ — это коэффициент теплопроводности кристалла.

При объединении выражений (15)—(17) зависимость диаметра кристалла d от скорости его вытягивания V_3 и температуры расплава T примет вид

$$d = C_t \frac{[L - C_V V_3]}{[T - T_{\text{к}}]}, \quad (18)$$

$$\text{где } C_V = \rho_{\text{ж}} \frac{E}{\lambda_{\text{ТВ}}}, \quad C_T = 4 \frac{\sigma \lambda_{\text{ТВ}}}{\rho_{\text{ж}} \lambda_{\text{ж}} g}.$$

Для того чтобы в выражении (18) перейти к программируемой температуре $T_{3.п}(x)$, примем за основу (в установившемся режиме) линейную модель связи температуры расплава T с температурой боковой поверхности нагревателя $T_{3.п}(x)$. Отметим [8–10], что регулирование температуры расплава германия на основе датчика с сапфировым светопроводом, который проецирует часть излучения с боковой поверхности нагревателя на радиационный пирометр, выполняется не для абсолютной, а для относительной температуры, в качестве которой используется ЭДС радиационного пирометра.

Температура боковой поверхности нагревателя $T_{3.к}$ и коэффициент K_T определяются в процессе постепенного снижения температуры нагревателя в установке с заданным объемом расплава, в момент появления первых признаков кристаллизации расплава на поверхности тигля с плавающим графитовым экраном, при визуальном контроле процесса затвердевания расплава:

$$T_{3.п}(x) = T(x)K_T; \quad (19)$$

$$T_{3.к}(x) = T_{\text{к}}K_T, \quad (20)$$

$$K_T = \frac{T_{3.к}}{T_{\text{к}}}, \quad (21)$$

где K_T — линейный коэффициент преобразования регулятора температуры; $T_{3.п}(x)$ — программное задание закона изменения температуры нагревателя; $T_{3.к}$ — температура боковой поверхности нагревателя, соответствующая температуре кристаллизации германия.

Осевой градиент в кристалле L можно косвенно определить путем непрерывного измерения температуры над поверхностью расплава рядом термопар, расположенных вблизи выращиваемого кристалла, в процессе выращивания кристалла в закрытой тепловой установке.

Объединяя выражения (18)–(21), получим выражение для управления нагревателем в контактном методе:

$$T_{3.п}(x) = T_{\text{к}}K_T + C_T K_T \frac{[L - C_V V_{3.п}(x)]}{d_3(x)}. \quad (22)$$

Процесс управления основными параметрами выращивания кристаллов германия приведен на рис. 4.

Используя линейную аппроксимацию параметров на узловых участках выращивания кристалла (прямом конусе, цилиндрической части и обратном конусе), можно получить выражения для вычисления данных параметров микропроцессорной системой управления на всех участках выращивания.

Выражения для выращивания заданного диаметра $d_3(x)$ температуры $T_{3.п}(x)$ и скорости вытягивания $V_{3.п}(x)$ на конусной части кристалла примут вид

$$d_3(x) = d_0 + \frac{x[d_i - d_0]}{x_1};$$

$$T_{3.п}(x) = T_{\text{к}}K_T + C_T K_T \frac{[L_0 - C_V V_{3.п}(x)]}{\left[d_0 + \frac{x[d_i - d_0]}{x_1} \right]};$$

$$V_{3.п}(x) = V_0 - \frac{x[V_0 - V_1]}{x_1},$$

где V_0 — начальная скорость вытягивания кристалла; V_1 — скорость вытягивания кристалла при завершении формирования прямого конуса; x — координата перемещения кристалла; x_1 — координата завершения формирования прямого конуса кристалла; L_0 — осевой градиент в кристалле на конусной части; d_0 — диаметр вытягиваемой шейки кристалла; d_i — диаметр цилиндрической части кристалла.

Выражения по изменению задания выращивания диаметра $d_3(x)$ кристалла, температуры $T_{3.п}(x)$

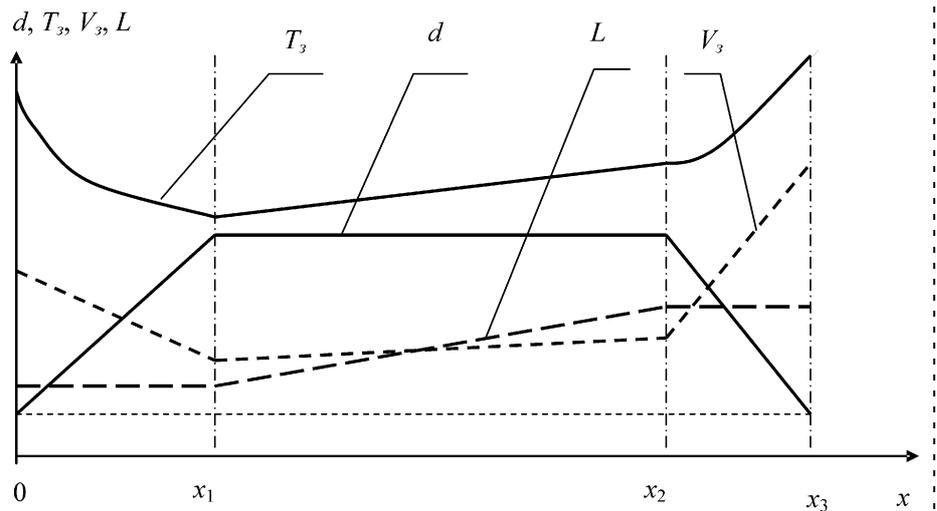


Рис. 4. Программное изменение параметров процесса выращивания монокристаллов: d — диаметр выращиваемого монокристалла; T_3 — температура; V_3 — скорость вытягивания; L — осевой градиент; x — перемещение кристалла; x_1 — координата завершения формирования прямого конуса кристалла; x_2 — координата завершения формирования цилиндрической части кристалла; x_3 — координата завершения формирования обратного конуса кристалла

Основные физические и производственные параметры материала германия

№	Наименование параметра	Обозначение	Единица измерения	Числовое значение
1	Удельная плотность твердого материала	ρ_T	кг/см ³	$5,35 \cdot 10^{-3}$
2	Удельная плотность жидкого материала	$\rho_{ж}$	кг/см ³	$5,57 \cdot 10^{-3}$
3	Поверхностное натяжение расплава	σ	Н/см	$6 \cdot 10^{-3}$
4	Коэффициент теплопроводности расплава	$\lambda_{ж}$	Вт/(см·°)	0,17
5	Коэффициент теплопроводности кристалла	$\lambda_{ТВ}$	Вт/(см·°)	0,20
6	Удельная теплота плавления материала	E	Дж/кг	465 000
7	Температура кристаллизации материала	T_K	°	936
8	Линейный осевой градиент в твердом кристалле	L	°/см	1...50
9	Скорость вытягивания кристалла	V_3	см/с	$0,3 \cdot 10^{-3} \dots 1,6 \cdot 10^{-3}$
10	$4\sigma\lambda_{ТВ}/(\rho_{ж}\lambda_{ж}g)$	C_I	см ²	0,55
11	$\rho_{ж}E/\lambda_{ТВ}$	C_D	с·°/см ²	12 183
12	Линейный коэффициент преобразования регулятора температуры	K_T	мкВ/°	50...500

и скорости вытягивания $V_{3.п}(x)$ на цилиндрической части кристалла примет вид

$$d_3(x) = d_i;$$

$$T_{3.п}(x) = T_K K_T + C_I K_T \frac{[L_0 + x - x_1] \frac{(L_1 - L_0)}{(x_2 - x_1)} - C_V V_{3.п}(x)}{d_i};$$

$$V_{3.п}(x) = V_1 - \frac{(x - x_1)[V_1 - V_2]}{(x_2 - x_1)},$$

где V_2 — скорость вытягивания кристалла при завершении формирования цилиндра; x_2 — координата завершения формирования цилиндрической части кристалла; L_1 — осевой градиент в кристалле в конце цилиндрической части.

Выражения по изменению задания выращивания диаметра $d_3(x)$ кристалла, температуры $T_{3.п}(x)$ и скорости вытягивания $V_{3.п}(x)$ на обратном конусе примет вид

$$d_3(x) = d_i - \frac{(x - x_2)[d_i - d_0]}{(x_3 - x_2)};$$

$$T_{3.п}(x) = T_K K_T + C_I K_T \frac{[L_1 - C_V V_{3.п}(x)]}{\left[d_i - \frac{(x - x_2)[d_i - d_0]}{(x_3 - x_2)} \right]};$$

$$V_{3.п}(x) = V_2 + \frac{(x + x_3)[V_3 - V_2]}{(x_3 - x_2)},$$

где V_3 — скорость вытягивания кристалла при завершении формирования обратного конуса; x_3 — координата завершения формирования обратного конуса кристалла.

Основные физические и производные параметры для полупроводникового материала германия приведены в таблице.

При автоматическом вводе расчетного задания температуры в микропроцессорную систему управления технологю остается функция корректировки трех коэффициентов процесса K_T , L_0 и L_1 по результатам вытягивания, что исключает процесс трудоемкой отработки и ввода задания температуры.

Моделирование программы задания температуры позволило без процесса предварительного вытягивания монокристалла в ручном режиме ввести программу в систему управления установкой, что значительно сократило цикл изготовления готовой продукции монокристаллов германия.

Разработана математическая модель формирования задания температуры на установке выращивания монокристаллов германия по способу Чохральского при контактном методе измерения и управления текущей площадью кристалла, которая позволяет автоматизировать процесс ввода программного задания температуры в микропроцессорную систему управления установкой.

Список литературы

1. **Нашельский А. Я.** Производство полупроводниковых материалов. М.: Металлургия, 1987.
2. **Патент 2128250 РФ**, МПК С30 В15/20, 15/22, 15/26. Способ управления процессом выращивания монокристаллов германия из расплава и устройство для его осуществления // С. П. Саханский, О. И. Подкопаев, В. Ф. Петрик, 1999, № 97101248/25.
3. **Патент 2184803, РФ**, МПК С30 В15/20, 15/22, 15/12 29/08. Способ управления процессом выращивания монокристаллов германия из расплава и устройство для его осуществления // С. П. Саханский, О. И. Подкопаев, В. Ф. Петрик, В. Д. Лаптенко, 2002, № 99123739/12.
4. **Саханский С. П., Подкопаев О. И., Лаптенко В. Д.** Способ управления процессом выращивания монокристаллов германия из расплава // Перспективные материалы, технологии, конструкции, экономика. Красноярск, 2000. Вып. 6. С. 391—393.
5. **Саханский С. П.** Основные математические соотношения контактного метода управления выращиванием монокристаллов по способу Чохральского // Вестник Сибирского государственного аэрокосмического университета имени академика М. Ф. Решетнева. Вып. 7. Красноярск: Изд. СибГАУ, 2005. С. 85—88.
6. **Саханский С. П.** Выращивание монокристаллов в закрытой тепловой оснастке по способу Чохральского на основе контактного метода управления диаметром кристалла // Автоматизация и современные технологии. 2007. № 1. С. 38—41.
7. **Маслов В. Н.** Выращивание профильных полупроводниковых кристаллов. М.: Металлургия, 1977.
8. **Разработка** прецизионного регулирования температуры с использованием светопровода // ГИРЕДМЕТ. Отчет по НИР. Тема № СКБМ-1, Москва, 1962.
9. **Прецизионный** контроль и выращивание монокристаллов германия // Electronics. 1956. October. P. 274—275.
10. **Vullmer J., G. Rein, J. Duke.** Радиационный пирометр со светопроводом // J. Opt. Soc., America. 1959. 49. № 1. P. 75—77.

УДК [681.5:658.5]:681.3

Р. Г. Валеева, д-р техн. наук, проф.,
С. В. Сильнова, канд. техн. наук, доц.,
Е. А. Пузырникова,

Уфимский государственный авиационный
технический университет

Интеллектуальная система управления производством и сбытом

Предлагается строить систему управления производством и сбытом как иерархическую систему поддержки принятия решений, основанную на нечетких алгоритмах обработки количественной и качественной информации об объекте управления, а также на маркетинговых данных. Разработанная система позволяет повысить эффективность управления производственно-сбытовой деятельностью предприятий в условиях изменчивости рыночной среды.

Введение. Предложенный подход к управлению производственной системой

Обеспечение эффективного управления производственными системами (ПС) в настоящее время является актуальной проблемой. Это связано с такими объективными предпосылками, как глобализация бизнеса, введение новых информационных, коммуникационных, производственных технологий, рост активности бизнеса и т. д. Одним из подходов к решению этой проблемы является моделирование динамических процессов производственно-сбытовой деятельности и разработка интеллектуальных алгоритмов поддержки решений, принимаемых человеком при управлении. Указанный подход к разработке системы управления (СУ) производством в условиях рынка основан на следующих предпосылках:

- производство и сбыт рассматриваются как единый управляемый процесс, что позволяет учесть взаимовлияние рынка и производства;
- описание производственной системы как динамического объекта управления выполняется в темпах, или интенсивностях изменения, всех производственно-экономических показателей, что позволяет определить цель управления как поддержание динамического равновесия при движении системы;

- система управления ПС строится как иерархическая система поддержки принятия решений (СППР), основанная на интеллектуальных алгоритмах.

Обоснование иерархической организации СППР

Иерархичность организации СППР обусловлена согласованием глобальной и локальных целей функционирования производственной системы. Глобальной целью ПС является выпуск высококачественной продукции в определенном объеме к заданным срокам, удовлетворяющей спросу потребителей, с получением максимальной прибыли при ее реализации. Эта глобальная цель должна быть разбита на ряд подцелей с выделением функциональных подсистем. Такими функциональными подсистемами являются подсистема многопродуктового производства и подсистема многорыночной реализации продукции нескольких видов. Первая имеет своей целью выпуск продукции нескольких видов с использованием общих ресурсов, в объемах и к срокам, определяемым потребностями рынка. Целью другой подсистемы является сбыт произведенной продукции потребителям на территориально-сегментированных рынках с получением максимальной прибыли. Необходимо различать деятельность производственной системы, связанную с организацией сбыта продукции, т. е. распределение продукции отдельного вида между территориальными сегментами рынка, и собственно сбыт, т. е. доведение продукции до потребителей в конкретных точках реализации. Эти процессы имеют свои цели, локальные по отношению к цели подсистемы многорыночной реализации.

Такая декомпозиция целей и функций объекта управления обуславливает выделение нескольких управляющих подсистем (рис. 1). Это подсистемы управления: распределением ресурсов многопродуктового производства (ПСУ I), продвижением продукции (ПСУ II) и сбытом продукции в точках реализации (ПСУ III).

Хотя глобальная цель ПС направлена на достижение наибольшей прибыли, этот показатель является комплексным по своей сути. Поэтому задачей управления производственной системой является поддержание множества желаемых состояний функциональных подсистем ПС, обеспечивающих целевое значение прибыли. Подсистема управления сбытом предназначена для поддержания благоприятных состояний отдельных территориаль-

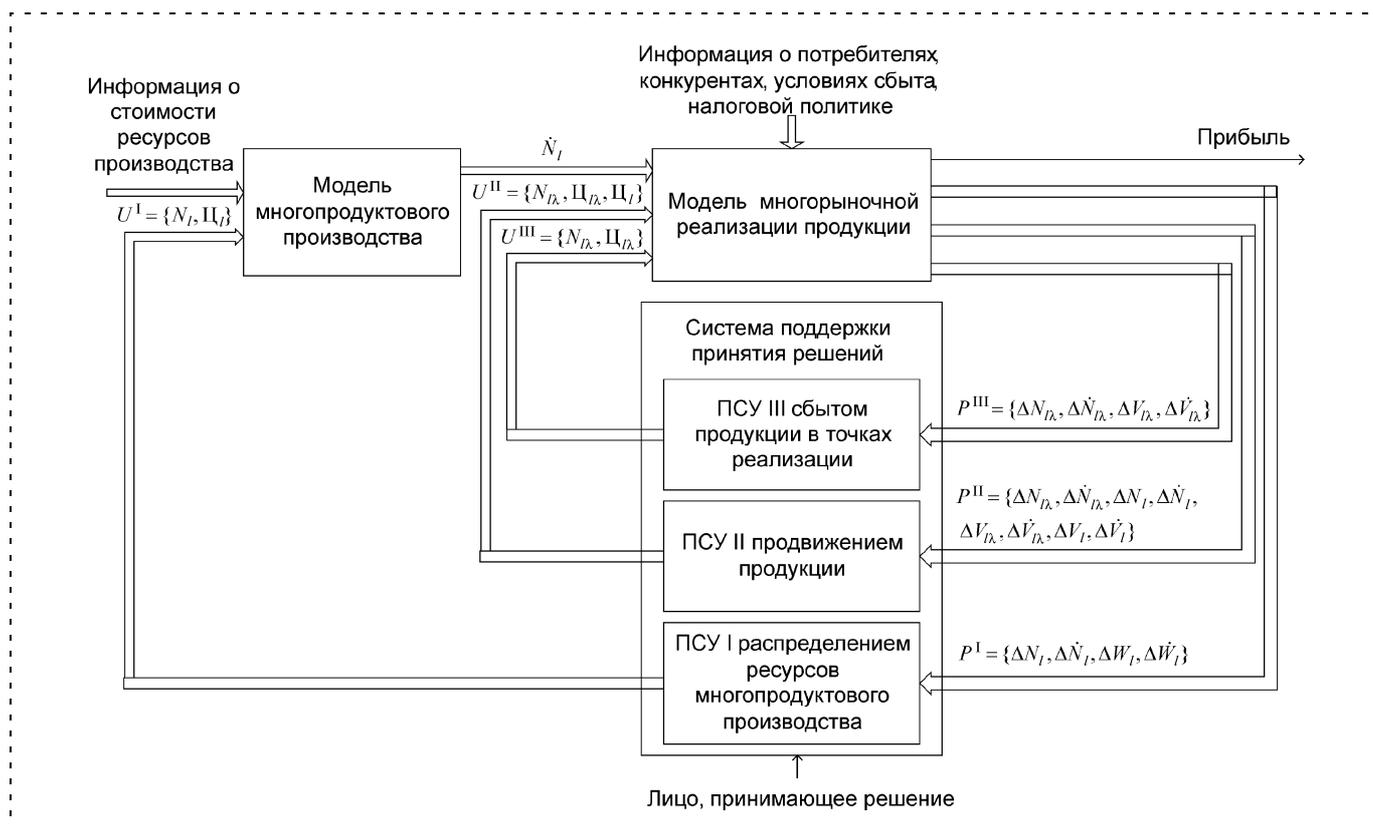


Рис. 1. Функциональная схема системы управления многопродуктовой ПС

ных рынков сбыта продукции. Выработываемые управленческие решения базируются на количественных и качественных оценках состояния рынка сбыта различных видов продукции в имеющихся точках ее реализации.

Для количественной оценки анализируется соотношение спроса и предложения продукции на соответствующем рынке $\Delta N_{l\lambda}$, l — вид продукции, выпускаемой ПС, $l = \overline{1, L}$, λ — территориальный рынок, $\lambda = \overline{1, \Lambda}$. Положительные значения показателя характеризуют дефицит, отрицательные — избыток продукции. Для качественной оценки состояния рынка проводится комплексный анализ рыночных факторов, на основе которого рассчитывается безразмерный показатель, характеризующий потенциальные возможности рынка. Значения показателя $\Delta V_{l\lambda} \geq 0$ соответствуют улучшению состояния рынка, а значения $\Delta V_{l\lambda} < 0$ — ухудшению состояния. Динамический характер процессов функционирования ПС обуславливает использование оценок скорости изменения соотношения спроса и предложения и скорости изменения комплексного показателя качественного состояния рынка.

Для подсистемы управления продвижением продукции объектом являются товарные рынки. Для анализа их текущего состояния подсистеме не-

обходима информация о состоянии всех территориальных рынков сбыта для каждого из видов продукции. В результате имеем агрегированную (суммированную) оценку соотношения спроса и предложения продукции ΔN_l и оценку скорости ее изменения — $\Delta \dot{N}_l$. При комплексном анализе качественного состояния рынка продукции вида l кроме информации о рыночных факторах используют маркетинговую информацию относительно типа и вида рынка, о стадии жизненного цикла товара, наличии производственной инфраструктуры, виде спроса.

Для подсистемы управления первого уровня объектом является многопродуктовое производство. Его текущее состояние определяется в значительной степени состоянием рынков сбыта продукции. Кроме того, здесь учитываются количественные оценки (ΔN_l и $\Delta \dot{N}_l$). Для качественной оценки состояния объекта управления помимо информации, указанной и используемой для ПСУ II, требуется информация о состоянии предприятия, качестве (характеристиках) выпускаемой продукции, поставщиках и рынках ресурсов, наличии и развитии инфраструктуры многопродуктового производства.

Помимо согласования глобальной и локальных целей ПС при организации иерархической систе-

мы управления следует учитывать динамические свойства ее отдельных функциональных подсистем. Наибольшей инерционностью обладают производственные процессы: решения, связанные с перераспределением ресурсов многопродуктового производства, означают перепланирование производственных мощностей, возможно дополнительное приобретение некоторых материалов, комплектов или перепрофилирование трудовых ресурсов. На это необходимо время, превышающее периоды между значительными изменениями, характерными для сбытовых процессов. Разделяя процессы продвижения продукции на рынки сбыта и непосредственно сбыт, можно отметить большую инерционность первых. Разнотемповость этих процессов обуславливает необходимость в разной частоте принятия решений. Управленческие решения, связанные с распределением продукции между территориальными рынками, требуют большего времени исполнения и принимаются реже, чем управленческие решения по сбыту. Для процессов сбыта характерна большая вероятность случайных возмущений со стороны окружающей среды, потребителей, конкурентов и др.

Формирование нечетких алгоритмов СППР

Необходимо отметить, что хотя глобальная цель производственной системы направлена на достижение наибольшей прибыли, задача управления ПС не может решаться как оптимизационная. Это связано со сложной, изменяемой структурой ПС, высокой степенью неопределенности процессов ее функционирования, обусловленной активным участием человека, большим числом возмущающих воздействий.

Принятие решений по управлению также представляется плохо формализуемой процедурой изменения управляющего воздействия, которое направлено на изменение значений показателей производственной системы. Поэтому предложено формировать систему управления ПС как СППР, основанную на интеллектуальных, а именно нечетких, алгоритмах. Применение нечеткой логики дает возможность решения задач, в которых данные, цели и ограничения являются сложными и плохо поддаются точному математическому описанию, что характерно для производственной системы как объекта управления.

Формируя иерархическую систему поддержки принятия решений, необходимо указать ее управляемые и управляющие переменные. На нижнем уровне иерархии управления вектор управляемых переменных принимает вид $P^{III} = \{\Delta N_{l\lambda}, \Delta \dot{N}_{l\lambda}, \Delta V_{l\lambda}, \Delta \dot{V}_{l\lambda}\}$. Комплексный анализ качественного состояния рынка представляет собой анализ сово-

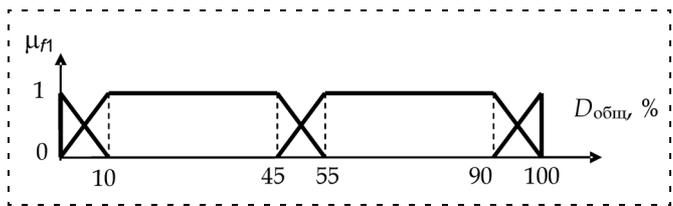


Рис. 2. Нечеткая шкала для фактора "предпочтение относительно данного товара"

купности рыночных факторов, каждому из которых ставится в соответствие некоторое нечеткое значение. Для рыночных факторов — неценовых детерминант спроса и предложения, детерминант ценовой эластичности спроса — сформированы нечеткие шкалы [1]. На рис. 2 приведен пример нечеткой шкалы для неценовой детерминанты спроса "предпочтение относительно данного товара", при этом используется статистическая оценка общего спроса покупателей $D_{общ.}$.

Показатель $\Delta V_{l\lambda}$ рассчитывается следующим образом:

$$\Delta V_{l\lambda} = \frac{(V_{l\lambda})_t - (V_{l\lambda})_{t-1}}{(V_{l\lambda})_{t-1}}, \quad (1)$$

а $\Delta \dot{V}_{l\lambda}$ есть скорость изменения показателя $\Delta V_{l\lambda}$.

На следующем уровне иерархии управления анализируется состояние товарного рынка как в целом, так и по отдельным точкам реализации. Поэтому вектор управляемых переменных имеет вид $P^{II} = \{\Delta N_{l\lambda}, \Delta \dot{N}_{l\lambda}, \Delta N_l, \Delta \dot{N}_l, \Delta V_{l\lambda}, \Delta \dot{V}_{l\lambda}, \Delta V_l, \Delta \dot{V}_l\}$. Наибольший интерес представляет определение ΔV_l (и $\Delta \dot{V}_l$). Этот показатель предназначен для того, чтобы учитывать качественные характеристики товарного рынка и товара. Для этого можно использовать ту же совокупность рыночных факторов, что и на третьем уровне управления, и те же нечеткие шкалы, только применительно к товарному рынку. Указанную совокупность рыночных факторов следует дополнить следующими характеристиками: тип рынка h_1 (чистая монополия, чистая и дифференцированная олигополия, чистая и монополистическая конкуренция), вид рынка h_2 (потребительский, организационный), наличие сегментирования рынка h_3 (дифференцированный и недифференцируемый охват), стадии жизненного цикла товара h_4 (разработка, выведение на рынок, рост, зрелость, спад), тенденция изменения спроса h_5 [2]. Для них также необходимо сформировать нечеткие шкалы, которые позволят экспертам назначать оценки нечетких значений. Далее в соответствии с алгоритмом определения комплексного показателя вычисляется его значение для товарного рынка и определяются показатели ΔV_l и $\Delta \dot{V}_l$.

Самый верхний уровень в иерархии управления связан с анализом состояния не столько рынка, сколько самого продукта с точки зрения возможности и выгодности его сбыта. Поэтому вектор управляемых переменных может быть сформирован следующим образом:

$$P^I = \{\Delta N_l, \Delta \dot{N}_l, \Delta W_l, \Delta \dot{W}_l\}.$$

Первые две переменные представляют собой оценки количественного соотношения спроса и предложения продукции. Переменные ΔW_l и $\Delta \dot{W}_l$ связаны с оценкой качественных характеристик ее производства и сбыта. К их числу относятся все рассмотренные факторы товарного рынка. Кроме них следует учитывать финансовое состояние предприятия h_6 , обеспеченность производства ресурсами h_7 , состояние рынков ресурсов h_8 .

Комплексный анализ, позволяющий установить значения ΔW_l и $\Delta \dot{W}_l$, проводится аналогично тому, как описано в [1].

Следующим этапом в построении СППР является формирование множества управляющих переменных.

Необходимо отметить, что множество решений в реальных производственных системах включает в себя, кроме количественных, и качественные решения, например: использовать новый тип ресурсов, улучшить качество продукции, изменить способ распределения продукции и т. д. Однако принятие подобных решений сказывается на количественных значениях показателей производственно-сбытовой деятельности. Поэтому предлагается выделить две основные группы показателей — объемные и ценовые, — которые будут выступать в качестве управляющих переменных. Таким образом, множество управляющих переменных имеет вид

$$U = \{N_l, C_l, N_{l\lambda}, C_{l\lambda}\},$$

где N_l — объем/темп производства и C_l — цена продукции с позиции потребностей товарного рынка; $N_{l\lambda}$ — объем/темп предложения и $C_{l\lambda}$ — цена продукции на территориальном рынке. Изменениями показателей N_l и C_l можно оказывать влияние на состояние рынка продукции l -го вида, изменениями показателей $N_{l\lambda}$ и $C_{l\lambda}$ — на состояние территориальных составляющих рынка продукции l -го вида.

Рассмотрим подробнее вектор управляющих переменных для выделенных подсистем управления СППР. Очевидно, что для подсистемы управления сбытом вектор имеет вид $U^{III} = \{N_{l\lambda}, C_{l\lambda}\}$. При этом каждый λ -й территориальный рынок реализации продукции l -го вида анализируется в отдельности, и управленческие решения относятся только к нему, но не к другим территориальным рынкам.

Для подсистемы управления второго уровня вектор управляющих переменных представлен в виде $U^{II} = \{N_{l\lambda}, C_{l\lambda}, C_l\}$. Здесь принятие решения по одному территориальному рынку невозможно без анализа остальных составляющих товарного рынка. Поэтому управленческие решения этого уровня связаны с изменениями объемных и ценовых показателей по всем рынкам сбыта l -й продукции. При этом они могут быть разнонаправленными, например, предложение продукции на одном территориальном рынке может быть увеличено за счет сокращения ее предложения на другом. Такое двойное решение представляет собой корректировку структуры поставок. Одновременно или в случае однонаправленных рекомендаций по изменению $N_{l\lambda}$ может оказаться, что управленческое решение не может быть выполнено только как перераспределение поставок продукции между территориальными рынками. Такое решение будет связано с изменением общего предложения продукции N_l . Но этот показатель является вторичным по отношению к показателям $N_{l\lambda}$, $N_l = \sum_{\lambda} N_{l\lambda}$. Поэтому, чтобы не усложнять алгоритмы принятия решений и избежать возможной противоречивости в них, показатель N_l не включен в вектор управляющих переменных.

Иной ход рассуждения можно провести в отношении ценовых показателей. Для разных территориальных составляющих товарного рынка также могут быть назначены разнонаправленные управленческие решения. Но количественные рекомендации по изменению $C_{l\lambda}$ нельзя просто агрегировать для определения значения ценового показателя C_l для всего товарного рынка. Поэтому этот показатель включен в вектор U^{II} как самостоятельная переменная. Управленческие решения относительно C_l принимаются на основе анализа товарного рынка в целом.

В случае, когда по всем территориальным составляющим товарного рынка рекомендованы однонаправленные решения по изменению $C_{l\lambda}$, можно провести обобщение. Так, если рекомендовано повысить цену по всем территориальным рынкам, можно меньшее из рекомендуемых значений установить для C_l , а для остальных $C_{l\lambda}$ выполнить дополнительное увеличение. Но в данном случае необходимо учитывать состояние всего товарного рынка и возможное влияние такого тотального изменения цен. Поэтому необходимо не только использовать показатель C_l как управляющую переменную, но и придавать большую значимость решениям, связанным с ним, по отношению к решениям, касающимся цен на отдельных территориальных рынках.

Для подсистемы управления первого уровня в качестве вектора управляющих переменных предлагается $U^I = \{N_l, C_l\}$. Объемный показатель N_l в данной подсистеме рассматривается как плановый показатель выпуска продукции. Решения по его изменению направлены на корректировку производства в соответствии с потребностями рынка сбыта и связаны с изменениями в расходе используемых ресурсов. Хотя многие виды ресурсов многопродуктового производства являются взаимозаменяемыми для производства продукции различных видов, не следует принимать решения относительно общего расхода ресурсов производственной системой. Такой вывод является следствием обобщения рекомендованных управленческих решений, связанных с N_l . Показатель C_l здесь рассматривается как некая стоимостная оценка единицы продукции l -го вида, которая учитывает затраты на ее изготовление и плановую рентабельность.

Связи между подсистемами управления различных уровней осуществляются опосредованно. Управленческие решения подсистемы второго уровня ПСУ II вырабатываются на основе анализа товарного рынка и всех его территориальных составляющих, которые в отдельности управляются подсистемой третьего уровня ПСУ III. В свою очередь, управленческие решения подсистемы первого уровня ПСУ I базируются на информации о состояниях товарных рынков и связаны с изменениями характеристик многопродуктового производства.

Для управляемых и управляющих переменных введены нечеткие шкалы [3]. Эти переменные связаны между собой посредством нечетких правил. База правил сформирована с использованием следующих положений.

Управляющее решение реализуется изменением только одной управляющей переменной.

В условной части правил помещаются только две управляемые переменные. Связывая правила с различными парами между собой, получают более сложные правила в базе правил.

В качестве анализируемых пар показателей в условной части правил приняты следующие:

- для ПСУ III: $(\Delta N_{l\lambda}, \Delta V_{l\lambda}), (\Delta N_{l\lambda}, \Delta \dot{N}_{l\lambda}), (\Delta V_{l\lambda}, \Delta \dot{V}_{l\lambda})$;
- для ПСУ II: $(\Delta N_{l\lambda}, \Delta \dot{N}_{l\lambda}), (\Delta N_l, \Delta N_{l\lambda}), (\Delta N_l, \Delta V_l), (\Delta V_l, \Delta \dot{V}_l)$;
- для ПСУ I: $(\Delta N_l, \Delta W_l), (\Delta N_l, \Delta \dot{N}_l), (\Delta W_l, \Delta \dot{W}_l)$.

Таким образом, в условной части правил присутствуют характеристики количественной и качественной оценок состояния ПС, а также учитывается динамика их изменений.

Один из показателей в приведенных парах выполняет при анализе главенствующую роль и поэтому помещается на первое место.

База правил формируется как совокупность таблиц решений, каждая из которых является отображением множества нечетких значений пары показателей вектора управляемых переменных на множество значений управляющих переменных.

В качестве метода дефаззификации предлагается использовать метод центра тяжести.

Выводы

Результатом исследований является иерархическая СППР по управлению производственной системой, основанная на нечетких алгоритмах. Предполагаются программная реализация разработанных алгоритмов и использование СППР как в виде самостоятельного продукта, так и в виде автономной части, интегрированной в более крупную систему. Использование спроектированной СППР позволяет повысить эффективность управления производственными системами, функционирующими в динамичных условиях рынка.

Список литературы

1. Ильясов Б. Г., Сильнова С. В., Полюдова Г. Р. Управление производственной системой с использованием нечеткой логики // Мехатроника, автоматизация, управление. 2005. № 11. С. 42–47.
2. Маслова Т. Д., Божук С. Г., Ковалик Л. Н. Маркетинг. СПб.: Питер, 2003. 400 с.
3. Ильясов Б. Г., Валеева Р. Г., Сильнова С. В., Полюдова Г. Р. Система поддержки принятия решений при управлении производством в условиях рынка // Мехатроника, автоматизация, управление, 2007. № 3. С. 40–45.

ПРОБЛЕМЫ МЕХАТРОНИКИ И АВТОМАТИЗАЦИИ В РАБОТАХ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА ЮЖНОГО ФЕДЕРАЛЬНОГО УНИВЕРСИТЕТА

УДК 519.7

Ю. И. Рогозов, д-р техн. наук, проф.,
С. А. Бутенков, канд. техн. наук, доц.,
А. С. Свиридов, канд. техн. наук, доц.,
Н. С. Горбань, **А. А. Дубровский**, **С. А. Друппов**,
Ю. А. Жибулис, **Н. В. Почечуев**, **Л. Н. Стукотий**,
Технологический институт
Южного федерального университета, г. Таганрог

Метод создания инструментальных средств разработки автоматизированных информационно-управляющих систем

Излагается метод проектирования инструментальных средств, предназначенных для разработки автоматизированных информационно-управляющих систем (АИУС). Предлагается модель процесса проектирования, формализующая его основные этапы и позволяющая сформулировать основные требования к процессу проектирования. На этой базе предлагается использование нового класса ER моделей, позволяющих, во-первых, расширить область их применения за счет включения дополнительных параметров (ER++ модели), а также автоматизировать основные процессы анализа и синтеза АИУС. В результате разработано специализированное программное средство "ПРИМИУС"

*Полный текст статьи опубликован
в Приложении к журналу*

УДК 621.376.57

П. П. Кравченко, д-р техн. наук, проф.,
Н. Ш. Хусаинов, канд. техн. наук, доц.,
Технологический институт
Южного федерального университета, г. Таганрог

Оптимизированные дельта-преобразования второго порядка и синтез алгоритмов цифрового управления для объектов с частичной структурной неопределенностью

Приводится краткое освещение новой методологии синтеза алгоритмов цифрового управления на основе оптимизированных дельта-преобразований второго порядка, единой для определенного класса линейных и нелинейных объектов. Развивается данная методология для синтеза алгоритмов цифрового управления в условиях недостаточной информированности об объекте, и рассматривается возможность эффективного решения вопросов при частичной структурной неопределенности путем использования применительно к рассматриваемым уравнениям движения достаточно больших по модулю квантов модуляции.

*Полный текст статьи опубликован
в Приложении к журналу*

УДК 681.5:681.3

В. И. Финаев, д-р техн. наук, проф., **А. Ю. Молчанов**, канд. техн. наук,
Технологический институт Южного федерального университета, г. Таганрог

Задача автоматической оптимизации при нечетком интервальном задании параметров экстремальной характеристики объекта

Обсуждается метод решения задачи автоматической оптимизации управляемого объекта с нечетко заданными интервальными параметрами. В основу метода положена поисковая стратегия с использованием разработанного проблемно-ориентированного программного комплекса имитационного моделирования.

Полный текст статьи опубликован в Приложении к журналу

М. Ю. Медведев, канд. техн. наук, доц.,
Технологический институт Южного федерального университета, г. Таганрог

Робастное управление системой с квадратичной нелинейностью

Рассматриваются алгоритмы робастного управления системой с параметрической неопределенной квадратичной нелинейностью. Показана асимптотическая устойчивость замкнутой системы и проведено численное моделирование, подтверждающее полученные результаты.

Полный текст статьи опубликован в Приложении к журналу

А. А. Кузьменко, канд. техн. наук, доц.,
Технологический институт Южного федерального университета, г. Таганрог

Синергетический синтез динамических регуляторов для энергосистем, функционирующих в условиях кусочно-постоянных возмущений*

На основе синергетического подхода к проблеме системного синтеза изложены принципы построения регуляторов для электроэнергетических систем (ЭЭС), обеспечивающих инвариантность ЭЭС к действующим кусочно-постоянным возмущениям. Рассмотрен пример синтеза динамического регулятора.

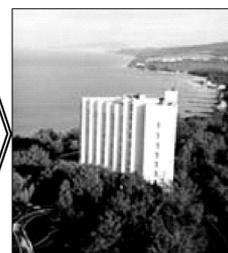
Полный текст статьи опубликован в Приложении к журналу

* Работа выполнена при поддержке Минобрнауки РФ, грант РНП. 2. 1. 2. 4137.

ХРОНИКА



Четвертая Международная
научная конференция
**МЕХАТРОНИКА,
АВТОМАТИЗАЦИЯ, УПРАВЛЕНИЕ**



С 26 по 29 сентября 2007 г. в пос. Дивноморское Краснодарского края в рамках Международной научно-технической мультikonференции «Проблемы информационно-компьютерных технологий и мехатроники» прошла **4-я Международная научно-техническая конференция «Мехатроника, автоматизация, управление» (МАУ-2007)**. Организаторами конференции выступили РАН, РФФИ, Южный НЦ РАН, Южная территориальная группа национального комитета IFAC, ЮФУ, НИИ МВС им. акад. А. В. Каляева ЮФУ, ИМАШ им. А. А. Бла-

гонравова РАН, журнал «Мехатроника, автоматизация, управление» и др.

Сопредседатели президиума мультikonференции — академики РАН **Н. А. Кузнецов** и **В. Г. Пешехонов**. Председатель международного программного комитета конференции «МАУ-2007» — член-корреспондент РАН **Е. Д. Теряев**.

В мировой практике сформировался ряд приоритетных направлений развития науки, технологий и техники, а также критических технологий, определяющих сохра-

нение за государством потенциальной независимости как с позиции обеспечения безопасности, так и с позиции конкурентоспособности наиболее наукоемких отраслей промышленности, энергетики и транспорта. К числу таких приоритетных направлений относится *мехатроника*, а к числу критических технологий — *мехатронные технологии*. При этом, по мнению ведущих отечественных и зарубежных ученых, дальнейший этап эволюции техносферы, наряду с информатизацией, связан с всеобщей мехатронизацией. В связи с этим все большую актуальность приобретают фундаментальные и прикладные исследования, направленные на разработку, создание, внедрение и эксплуатацию нового поколения систем автоматического и автоматизированного управления техническими объектами и технологическими процессами с использованием современных средств вычислительной техники и информационных технологий — *мехатронных систем*, наиболее ярким и представительным классом которых являются *робототехнические системы*.

Основная цель конференции состояла в обсуждении итогов и перспектив развития, анализе достигнутых результатов, а также определении ключевых научно-технических направлений дальнейших исследований в области мехатроники и робототехники.

Проблема развития теории и практики мехатронных систем, включая робототехнические системы, — это многоаспектная, многоуровневая проблема, охватывающая исследование, разработку и внедрение математических, программных, информационных и технических средств. Неслучайно в работе конференции, посвященной обсуждению состояния, тенденций и перспектив развития теории и практики мехатронных систем, приняли участие инженеры и математики, философы и лингвисты, психологи и нейрофизиологи, программисты и системотехники. На конференции были представлены доклады известных ученых и специалистов отечественных академических организаций, вузов, фирм и предприятий.

На конференции была представлена широкая «география» как разработчиков, так и пользователей мехатронных и робототехнических систем при создании техники нового поколения и развитии наукоемких высокотехнологичных производств. Доклады представили следующие *ведущие отечественные научные школы в области мехатроники и робототехники*:

— Московские научные школы под рук. акад. РАН **И.М. Макарова** и проф. **В.М. Лохина** (МИРЭА), чл.-корр. РАН **Е.Д. Теряева** (Имаш РАН), проф. **Ю.В. Подураева** (МГТУ «СТАНКИН»), проф. **В.В. Александрова** (МГУ им. М.В. Ломоносова), проф. **В.Е. Павловского** (ИПМ РАН), проф. **К.А. Пупкова** (МГТУ им. Н.Э. Баумана), проф. **М.Ю. Рачкова** (МГИУ), проф. **Г.Н. Лебедева** (МАИ), проф. **В.Н. Букова** (ВВИА им. Н.Е. Жуковского) и др.

— Санкт-Петербургские научные школы под рук. акад. РАН **В.Г. Пешехонова** (ЦНИИ «Электроприбор»), проф. **Е.И. Юревича** (ЦНИИ РТК), проф. **В.В. Путова** (СПбГЭТУ «ЛЭТИ»), проф. **А.В. Тимофеева** (СПИИ-РАН), проф. **О.С. Ипатова** (БГТУ «Военмех»), проф. **В.В. Григорьева** (СПбГУИТМО) и др.

— Таганрогская школа (чл.-корр. РАН **И.А. Каляев**), Саратовская школа (чл.-корр. РАН **А.Ф. Резчиков**), Дальневосточная школа (проф. **В.Ф. Филаретов**),

Уфимская школа (проф. **Б.Г. Ильясов**, **В.И. Васильев**), Самарская школа (проф. **Э.Я. Рапопорт**), Владимирская школа (проф. **В.Ф. Коростелев**), Новосибирская школа (проф. **А.С. Востриков**), Воронежская школа (проф. **В.С. Кудряшов**), Волгоградская школа (проф. **Е.С. Брискин**), Новочеркасская школа (проф. **В.И. Лачин**, **Н.А. Глебов**), Ивановская школа (проф. **С.В. Тарарыкин**), Ростовская школа (проф. **Д. Я. Паршин**), Екатеринбургская школа (проф. **Б.М. Готлиб**) и др.

Тематика конференции охватила широкий круг актуальных проблем теории и практики мехатронных и робототехнических систем.

На конференции работали следующие *три секции*:

- управление и информационное обеспечение мехатронных и робототехнических систем;
- проектирование и моделирование мехатронных модулей и систем;
- применение мехатронных и робототехнических систем.

На секциях были заслушаны доклады и выступления по следующим вопросам:

- общие вопросы мехатроники и робототехники: методология, концепции и принципы построения;
- идентификация, исследование кинематики, динамики и моделирование;
- коррекция, настройка, синтез и оптимизация;
- робастное, многорежимное, адаптивное и распределенное управление;
- интеллектуализация управления и обработки информации;
- сенсорные элементы и устройства;
- исполнительные элементы и устройства;
- контроль, диагностика и испытание;
- опыт создания и эксплуатации;
- отраслевые мехатронные и робототехнические системы;
- подготовка специалистов в области мехатроники и робототехники.

В *пленарных докладах и выступлениях* основное внимание было акцентировано на использовании достижений в области теории и практики автоматического управления, вычислительной техники и новых информационных технологий в создании и использовании мехатронных и робототехнических систем.

В докладе проф. **Э.Я. Рапопорта** (СамГТУ, Самара) дан обзор современного состояния прикладной теории оптимального управления. Основное внимание было уделено широкому и наиболее сложному классу моделей динамики мехатронных и робототехнических систем — нелинейным, нестационарным системам с распределенными параметрами. Докладчик акцентировал внимание на численных методах решения краевых задач для данного класса систем. Подробно рассмотрен новый класс методов оптимизации динамических систем — альтернативные методы синтеза минимаксных алгоритмов управления в условиях неопределенности.

Акад. РАН **Н.А. Кузнецов** (ИППИ РАН, Москва) в своем докладе очертил круг современных подходов к анализу и синтезу асинхронных систем управления и обработки информации, а также обсудил вопросы их применения в мехатронных и робототехнических системах.

В докладе чл.-корр. РАН **И.А. Каляева** (НИИ МВС ЮФУ, Таганрог) рассмотрен мультиагентный подход к проблемам распределения ресурсов в децентрализован-

ных мехатронных и робототехнических системах, а в докладе проф. **И.И. Левина** (НИИ МВС ЮФУ, Таганрог) представлено семейство многопроцессорных вычислительных систем с динамически перестраиваемой архитектурой, как основа построения перспективных мехатронных и робототехнических систем.

Чл.-корр. РАН **Е.А. Микрин** (РКК «Энергия» им. С.П. Королева, Королев) в докладе дал обзор современных технологий проектирования программного обеспечения бортовых управляющих комплексов космических аппаратов, а чл.-корр. РАН **Б. В. Крыжановский** (НИИСИ РАН, Москва) остановился на актуальных вопросах разработки нейросетевых оптимизационных алгоритмов.

Проф. **Е.И. Юревич** (ЦНИИ РТК, С.-Петербург) сделал доклад об основных принципах, на которых должна строиться мехатроника, а также проанализировал основные тенденции ее развития, включая миниатюризацию, интеллектуализацию и интеграцию.

Среди мехатронных систем все большее применение находят микромехатронные системы, комбинирующие электрические и механические компоненты, изготовленные по технологиям, совместимым с технологией интегральных схем и имеющие размеры от микрометров до миллиметров. В докладе акад. РАН **В.Г. Пешехонова** (ЦНИИ «Электроприбор», С.-Петербург) представлены особенности разработки, создания, а также перспективы применения микромеханических датчиков параметров движения.

В докладах и выступлениях первой секции основное внимание было акцентировано на актуальных проблемах управления в мехатронных и робототехнических системах на основе современных информационных технологий.

В докладе проф. **К.А. Пупкова** (МГТУ им. Н.Э. Баумана, Москва) дан обзор достижений в области мехатронных интеллектуальных систем, в основу которых положена известная концепция функциональной системы П.К. Анохина, которая определена как замкнутое физиологическое образование с наличием обратной информации о результатах действия. Иная концепция построения интеллектуальных мехатронных систем представлена в докладе проф. **Б.Г. Ильясова** и **В.И. Васильева**, где в основу положены экспертные и нейросетевые технологии, а также концепция триадных семиотических структур.

В секционных докладах затронут широкий спектр теоретических вопросов проектирования мехатронных систем: идентификация (**В.С. Кудряшов**, Воронеж), управление методом вложения (**А.З. Асанов**, Набережные Челны), робастное управление (**В.В. Тютиков**, Иваново), экстремальное регулирование (**Г.А. Французова**, Новосибирск), интеллектуальное управление и многоагентная навигация (**А.В. Тимофеев**, С.-Петербург), групповое управление (**С.Г. Капустян**, Таганрог), терминальное управление, комплексирование робастного и адаптивного управления, диагностика, распределение работ и др.

Ряд докладов были посвящены прикладным вопросам управления конкретными проблемно-ориентированными мехатронными системами: регулирование зазоров в газотурбинных двигателях, управление движением шагающей машины с цикловыми движителями, управление механическими и тепловыми процессами в мехатронных подвижных системах, процессами вибро-

ударного упрочения, управление мостовыми краном, электромеханическими приводами, коллективом роботов и группой летательных аппаратов, управление малыми космическими аппаратами.

В докладах и выступлениях второй секции основное внимание было акцентировано на актуальных вопросах проектирования и моделирования мехатронных модулей и систем.

В докладе проф. **С.Ф. Бурдакова** (ЦНИИ РТК, С.-Петербург) представлен обзор оригинальных отечественных и зарубежных работ в области реконфигурируемых мультимодульных систем. Здесь речь идет о создании многозвенных мехатронно-модульных роботов, в которых модульность построения является принципиальной особенностью, обеспечивающей адаптивность кинематической структуры, ее наращиваемость, реконфигурируемость и т. д. в соответствии со спецификой решаемых задач. Продемонстрированы варианты реализации подобных свойств в конкретных образцах автономных мехатронно-модульных роботов, представляющих в целом ряде практических приложений.

В секционных докладах затронуты вопросы построения информационно-управляющих модулей для мехатронных систем пространственного слежения (**А.А. Бобцов**, С.-Петербург), моделирования гусеничного мехатронного модуля движения проходческого комбайна (**Н.А. Глебов**, Новочеркасск), разработки и исследования технического зрения мобильного робота (**В.П. Носков**, Москва), комплексирования информации в измерительных модулях биомеханических систем (**П.А. Кручинин**, Москва), аналитического проектирования топологии интегральных вычислительных модулей (**В.А. Подчукаев**, Саратов), оптимизации модуля электронного модуля цифрового преобразователя угла и скорости и др.

В докладах и выступлениях третьей секции основное внимание было акцентировано на опыте создания и внедрения отраслевых мехатронных и робототехнических систем.

В докладе проф. **В.А. Веселова** (БГТУ «Военмех», С.-Петербург) дан обстоятельный анализ эволюции отечественных идей и разработок в области осязания роботов. Центральной проблемой представленного исторического обзора явились системы автовождения мобильных машин в условиях бездорожья. Показана роль научной кооперации в совершенствовании разработок, а также использование заделов по техническому зрению в космическом приборостроении.

В секционных докладах рассмотрен широкий класс промышленных, энергетических и транспортных мехатронных систем, включая системы: слежения за движущимися объектами, расфасовки жидкостей, управления группой шагающих роботов, наведения мостовых кранов, управления торможением колес летательного аппарата, управления гидрорастяжением бандажных колец, контроля микромеханических гироскопов, управления электромеханическим подвесом платформы, измерения головок тепловыделяющих сборок реактора, управления нефтегазодобычей, управления формированием монокристаллического строения слитков, управления лазерным термическим упрочением, мониторинга контроля сложных технических объектов, электромагнитных бортовых приводов автомобилей,

управления медицинским роботом для ортопедии, управления 1-метровым телескопом, разведки и нейтрализации опасных экологических происшествий.

В целом конференция прошла успешно и в полной мере способствовала обмену опытом специалистов по актуальным проблемам теории и практики мехатронных и робототехнических систем. Произошел обмен достижениями в областях современной теории и практики автоматического и автоматизированного управления, а также

информационных технологий в задачах разработки, создания и внедрения мехатронных и робототехнических систем. Работа конференции показала, что научный потенциал России в области мехатроники и робототехники находится на достаточно высоком уровне. Широкое использование накопленного опыта в области мехатроники и робототехники позволит совершенствовать существующие и создавать новые образцы мехатронных и робототехнических системы во всех областях науки и техники.

CONTENTS

Efanov V. N., Shevyakhov E. N. <i>Stabilization of Complex Technical Systems with Use of a Method of Polar Shift</i>	2
Akunov T. A., Slita O. V., Ushakov A. V. <i>Assignment of Eigenvector Structure, Ensuring Modal Robustness of a Dynamical System by Minimal Control Values</i>	6
Afonin S. M. <i>Investigation Absolute Stability Automatic Control System for Deformation Piezotransducer of Nano- and Microdisplacements</i>	10
Musatov V. Yu., Sysoev V. V., Maschenko A. A., Varegnikov A. S., Khrizostomov A. A. <i>On the Application of Neuroprocessor to Process the Response of Single-Crystal Gas-Recognition Multiscnsor Microsystem</i>	17
Kozyrev V. V. <i>The Mechatronic Modules for the Nanoindustries: Development, Creation and Introduction</i>	23
Kolokolov Yu. V., Monovskaia A. V., Melikhov A. Yu. <i>Hybrid Algorithm of Dynamic Simulation of Impulse Systems of Energy Transformation of Big Dimension. P. I. The Development of Hybrid Algorithm</i>	27
Korostelev V. F., Rasskazchikov A. N., Martynov I. E. <i>Algorithmic Support and Software of Control System by Process of Casting with Covering Pressure</i>	35
Sakhanski S. P. <i>Monitoring of Heater Temperature on Germanium Monocrystal Growing System</i>	42
Valeeva R. G., Silnova S. V., Puzyrnikova E. A. <i>Intelligent Control System of Production and Realization</i>	47
Rogozov Yu. I., Butenkov S. A., Sviridov A. S., Gorban N. S., Dubrovskiy A. A., Drupov S. A., Jibulis Yu. A., Pochechuev N. V., Stukotiy L. N. <i>Method of Creation Program Tools for Development of Automated Information Systems</i>	52
Kravchenko P. P., Khusainov N. Sh. <i>Optimizatin Delta-Transformation of the Second Order and Algorithms Design of Digital Control for the Objects with Partial Structural Indeterminacy</i>	52
Finaev V. I., Molchanov A. Yu. <i>The Problem of Automatic Optimization for the Task of Model Parameters in the Form of Fuzzy Intervals</i>	52
Medvedev M. Iu. <i>Robust Control by System with Square Nonlinearity</i>	53
Kuzmenko A. A. <i>Dynamics Regulators Synergetics Synthesis for Power Systems Operating Under Piecewise-Constant Disturbances</i>	53

Издательство «НОВЫЕ ТЕХНОЛОГИИ»

107076, Москва, Стромьинский пер., 4/1

Телефон редакции журнала: **(495) 269-5397**, тел./факс: **(495) 269-5510**

Дизайнер *Т.Н. Погорелова*. Художник *В.Н. Погорелов*.
Технический редактор *О.А. Ефремова*. Корректор *О.А. Шаповалова*

Сдано в набор 06.11.2007. Подписано в печать 17.12.2007. Формат 60×88 1/8. Бумага офсетная. Печать офсетная.
Усл. печ. л. 6,86. Уч.-изд. л. 7,91. Заказ 22. Цена договорная.

Журнал зарегистрирован в Комитете Российской Федерации по делам печати, телерадиовещания и средств массовых коммуникаций
Свидетельство о регистрации ПИ № 77-11648 от 21.01.02

Учредитель: Издательство "Новые технологии"

Отпечатано в ООО "Подольская Периодика". 142110, Московская обл., г. Подольск, ул. Кирова, 15