

МЕХАТРОНИКА, АВТОМАТИЗАЦИЯ, УПРАВЛЕНИЕ

№ 10 (151)

октябрь

2013

Редакционный совет:

АЛИЕВ Т. А., акад. НАНА, проф.
БОЛОТНИК Н. Н., чл.-корр. РАН, проф.
ВАСИЛЬЕВ С. Н., акад. РАН, проф.
КАЛЯЕВ И. А., чл.-корр. РАН, проф.
КРАСНЕВСКИЙ Л. Г., чл.-корр. НАНБ, проф.
КУЗНЕЦОВ Н. А., акад. РАН, проф.
ЛЕОНОВ Г. А., чл.-корр. РАН, проф.
МАТВЕЕНКО А. М., акад. РАН, проф.
МИКРИН Е. А., акад. РАН, проф.
ПЕШЕХОНОВ В. Г., акад. РАН, проф.
РЕЗЧИКОВ А. Ф., чл.-корр. РАН, проф.
СЕБРЯКОВ Г. Г., чл.-корр. РАН, проф.
СИГОВ А. С., акад. РАН, проф.
СИРОТКИН О. С., чл.-корр. РАН, проф.
СОЙФЕР В. А., чл.-корр. РАН, проф.
СОЛОВЬЕВ В. А., чл.-корр. РАН, проф.
СОЛОМЕНЦЕВ Ю. М., чл.-корр. РАН, проф.
ФЕДОРОВ И. Б., акад. РАН, проф.
ЧЕНЦОВ А. Г., чл.-корр. РАН, проф.
ШЕРБАТЮК А. Ф., чл.-корр. РАН, проф.
ЮСУПОВ Р. М., чл.-корр. РАН, проф.

Главный редактор:

ФИЛИМОНОВ Н. Б., д. т. н., с. н. с.

Заместители гл. редактора:

ПОДУРАЕВ Ю. В., д. т. н., проф.
ПУТОВ В. В., д. т. н., проф.
ЮЩЕНКО А. С., д. т. н., проф.

Ответственный секретарь:

БЕЗМЕНОВА М. Ю.

Редакционная коллегия:

АЛЕКСАНДРОВ В. В., д. ф.-м. н., проф.
АНТОНОВ Б. И.
АРШАНСКИЙ М. М., д. т. н., проф.
БУКОВ В. Н., д. т. н., проф.
ВИТТИХ В. А., д. т. н., проф.
ВОСТРИКОВ А. С., д. т. н., проф.
ГОЛУБЯТНИКОВ И. В., д. т. н., проф.
ГРАДКЦКИЙ В. Г., л. т. н., проф.
ИВЧЕНКО В. Д., д. т. н., проф.
ИЛЬЯСОВ Б. Г., д. т. н., проф.
КОЛОСОВ О. С., д. т. н., проф.
КОРОСТЕЛЁВ В. Ф., д. т. н., проф.
КУЗЬМИН Н. Н., к. т. н., доц.
ЛЕБЕДЕВ Г. Н., д. т. н., проф.
ЛОХИН В. М., д. т. н., проф.
ПАВЛОВСКИЙ В. Е., д. ф.-м. н., проф.
ПРОХОРОВ Н. Л., д. т. н., проф.
РАПОПОРТ Э. Я., д. т. н., проф.
СЕРГЕЕВ С. Ф., д. пс., с. н. с.
ТИМОФЕЕВ А. В., д. т. н., проф.
ФИЛАРЕТОВ В. Ф., д. т. н., проф.
ФРАДКОВ А. Л., д. т. н., проф.
ФУРСОВ В. А., д. т. н., проф.
ШАЛОБАЕВ Е. В., к. т. н., доц.
ЮРЕВИЧ Е. И., д. т. н., проф.

Редакция:

ГРИГОРИН-РЯБОВА Е. В.

СОДЕРЖАНИЕ

МЕТОДЫ ТЕОРИИ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ

- Цыкунов А. М.** Робастное управление сетью объектов с распределенными и дискретным запаздыванием в каналах взаимосвязи. 2
- Миркин Е. Л., Шаршеналиев Ж. Ш.** Разработка алгоритмов адаптивного управления SISO-системами со вспомогательной моделью и пропорционально-интегральными цепями настройки параметров 10

ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В ЗАДАЧАХ УПРАВЛЕНИЯ

- Лебедев В. А., Гулаков К. В., Лендел И. В.** Нейросетевая модель процесса механизированной сварки с управляемой импульсной подачей электродной проволоки 15
- Титов Ю. К., Филиппенков Р. Г., Хижняков Ю. Н.** Нейронечеткий регулятор частоты вращения силовой турбины ТВД на базе Anfis-сети 20

ИСПОЛНИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ МЕХАТРОННЫХ СИСТЕМ И ТЕХНОЛОГИЙ

- Горячев О. В., Минчук С. В.** Методика оценки и компенсации влияния тепловых переходных процессов в моментных исполнительных двигателях 24
- Костин А. В., Мягих А. С., Подураев Ю. В., Яковлев С. Ф.** Методика определения основных электромеханических параметров прямого линейного электропривода . 27
- Попов Б. Н.** Согласование коэффициентов передачи и статических характеристик в цифровых следящих приводах 31

ТЕХНИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ, КОНТРОЛЬ И ИСПЫТАНИЯ

- Боровик С. Ю., Кутейникова М. М., Райков Б. К., Секисов Ю. Н., Скобелев О. П.** Измерение радиальных зазоров между статором турбины и торцами лопаток сложной формы с помощью одновитковых вихретоковых датчиков 38
- Крылов Е. Г., Сердобинцев Ю. П., Козловцева Н. В.** Автоматизированная система контроля состояния режущего инструмента при резании труднообрабатываемых материалов 47
- Чекмарев А. Б., Грязин Д. Г.** Испытательный стенд для воспроизведения угловых вибрационных колебаний: разработка и исследование метрологических характеристик 51

Журнал в журнале

"УПРАВЛЕНИЕ И ИНФОРМАТИКА В АВИАКОСМИЧЕСКИХ И МОРСКИХ СИСТЕМАХ"

- Шалобаев Е. В.** Вопросы терминологии и миниатюризация аэрокосмических систем 60
- Сапунков Я. Г., Молоденков А. В.** Алгоритм оптимального по быстродействию разворота космического аппарата в классе конических движений. 66
- Contents** 71

Журнал входит в Перечень периодических изданий, рекомендованных ВАК РФ для публикации основных результатов диссертаций на соискание ученой степени доктора и кандидата наук; журнал включен в систему Российского индекса научного цитирования

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

УДК 519.7

А. М. Цыкунов, д-р техн. наук, проф.,
tsygunov_al@mail.ru,
Астраханский государственный
технический университет

Робастное управление сетью объектов с распределенным и дискретным запаздыванием в каналах взаимосвязи

Решена задача робастного управления сетью взаимосвязанных динамических объектов с распределенным и дискретным запаздыванием в каналах между локальными объектами, когда для каждого объекта задано уравнение эталонной модели. Предполагается, что параметры математической модели сети неизвестны, а измерению доступны только выходные переменные. Получены децентрализованные алгоритмы управления, позволяющие скомпенсировать априорную неопределенность и существенно уменьшить влияние неизмеряемых внешних ограниченных возмущений на выходные переменные. Приведен числовой пример и результаты моделирования.

Ключевые слова: распределенное запаздывание, робастное управление, функционал, эталонная модель

Введение. Проблема управления объектами в условиях априорной неопределенности параметров математической модели объекта является одной из основных в теории управления. Особое место при рассмотрении этой проблемы занимают объекты, динамические процессы в которых описываются дифференциальными уравнениями с последействием. В зависимости от типа последействия математические модели делятся на четыре основных класса: системы с запаздыванием по состоянию, по управлению, нейтрального типа и с распределенным запаздыванием различных видов, т. е. которое тоже может быть по состоянию, управлению и нейтрального типа. Каждый из этих типов объектов требует своих методов и подходов для построения систем управления в условиях неопределенности.

В настоящее время имеется много публикаций, посвященных применению различных методов для управления объектами с последействием в условиях априорной неопределенности. В работе [1] синтезируется наблюдатель для нелинейного объекта с запаздыванием, а в работе [2] с помощью теории H_∞ синтезируется алгоритм адаптивной синхронизации для объекта с нестационарным дискретным и распределенным запаздыванием по состоянию. В статьях [3, 4] задача синхронизации решается с

помощью адаптивного подхода, а в работе [5] — как обычная система с обратной связью. В статьях [6—8] решены задачи робастного управления для нелинейного объекта с запаздыванием по состоянию и для нейтрального типа соответственно. В работе [9] использование специальных фильтров позволило решить задачу робастной стабилизации для одного класса нелинейных объектов с запаздыванием. В работах [10, 11] решены задачи робастного управления для объектов с запаздыванием по состоянию и управлению.

В данной статье результаты, полученные в статье [10], используются для построения алгоритмов управления сетью динамических объектов с распределенным и дискретным запаздыванием. В результате получены алгоритмы, которые в отличие от описанных в работе [11] имеют лучшие показатели по точности.

Постановка задачи. Рассмотрим сеть, состоящую из r связанных объектов, математическая модель которой описывается следующей системой уравнений:

$$\begin{aligned} \dot{x}_i(t) &= A_i x_i(t) + D_i \int_{-h}^0 y_i(t + \theta) d\theta + \\ &+ \sum_{j=1, i \neq j}^r D_{ij} \int_{-h}^0 y_j(t + \theta) d\theta + B_i u_i(t) + \\ &+ \sum_{j=1, i \neq j}^r \Gamma_{ij} y_j(t - h) + \Gamma_i f_i(t), \\ y_i(t) &= L_i x_i(t), x_i(\theta) = \varphi_i(\theta), \theta \in [-h, 0], i = \overline{1, r}, \end{aligned} \quad (1)$$

где $x_i \in \mathbb{R}^{n_i}$, $u_i(t)$, $y_i(t)$ — вектор состояния, скалярные управляющие воздействия и выходные переменные локальных объектов; $f_i(t)$ — внешние возмущения; $\varphi_i(\theta)$ — непрерывные начальные векторные функции; h — время запаздывания, A_i , D_i , B_i , Γ_i , Γ_{ij} , L_i , D_{ij} — числовые матрицы соответствующих порядков.

Заданы уравнения эталонных моделей для каждой локальной подсистемы:

$$\begin{aligned} \dot{x}_{mi}(t) &= A_{0i} x_{mi}(t) + D_{0i} \int_{-h}^0 y_{mi}(t + \theta) d\theta + B_{0i} k_{mi} g_i(t); \\ y_{mi}(t) &= C x_{mi}(t); x_{mi}(\theta) = \varphi_{mi}(\theta), \theta \in [-h, 0], i = \overline{1, r}. \end{aligned} \quad (2)$$

Здесь $x_{mi} \in \mathbb{R}^{\gamma_i}$, $\gamma_i = n_i - m_i$ — относительная степень локальных передаточных функций по управлению; $g_i(t)$, $y_{mi}(t)$ — скалярные задающие воздействия и выходные переменные локальных эталон-

ных моделей; $\varphi_{mi}(\theta)$ — непрерывные начальные векторные функции;

$$C_i = [1, 0, \dots, 0], B_0^T = [0, \dots, 0, 1],$$

$$D_{0i}^T = [g_{i1}, \dots, g_{i\gamma_i}], A_{0i} = \begin{bmatrix} -q_{i1} & I_{\gamma_i-1} \\ \vdots & \\ -q_{i\gamma_i} & 0 \end{bmatrix},$$

$g_{i1}, \dots, g_{i\gamma_i}$ — коэффициенты полиномов $M_{0i_2}(s)$, $q_{i1}, \dots, q_{i\gamma_i}$ — коэффициенты многочленов $M_{0i_1}(s)$. Эти коэффициенты выбираются так, чтобы решением уравнений

$$H_i A_{0i} + A_{0i}^T H_i + h H_i D_{0i} C \Phi_i^{-1} C^T D_{0i}^T H_i = -h \Phi_i - \bar{\Lambda}_i \quad (3)$$

были положительно-определенные матрицы H_i , а положительно-определенные матрицы Φ_i и $\bar{\Lambda}_i$ подбираются в процессе решения, чтобы получить требуемый результат. В дальнейшем матрицы вида $[1, 0, \dots, 0], [0, \dots, 0, 1]^T$ будем обозначать символами C, B_0 , если их порядок будет очевидным из текста.

Требуется получить алгоритмы управления, обеспечивающие выполнение следующих целевых условий:

$$|y_i(t) - y_{mi}(t)| < \delta, i = \overline{1, r}, \text{ при } t \geq T_0, \quad (4)$$

где величина $\delta > 0$ характеризует точность управления; T_0 — время, по истечении которого с начала функционирования системы должны выполняться целевые неравенства.

Будем решать сформулированную задачу при следующих ограничениях.

Предположения.

1. Локальные подсистемы являются управляемыми.
2. Известны диапазоны возможных значений элементов матриц $A_i, D_i, B_i, \Gamma_i, \Gamma_{ij}, L_i, D_{ij}$.
3. Уравнения (1) являются минимально-фазовыми,

т. е. квазиполиномы $L_i \left(I_{n_i} s - A_i - D_i L_i \int_{-h}^0 e^{s\theta} d\theta \right)^+ B_i -$ гурвицевы, где s — комплексная переменная в преобразовании Лапласа, $\left(I_{n_i} s - A_i - D_i L_i \int_{-h}^0 e^{s\theta} d\theta \right)^+ -$ транспонированная матрица алгебраических дополнений матрицы $\left(I_{n_i} s - A_i - D_i L_i \int_{-h}^0 e^{s\theta} d\theta \right)$, I_{n_i} — единичная матрица порядка $n_i \times n_i$.

4. Внешние возмущения $f_i(t)$ являются гладкими ограниченными функциями, а задающие воздействия $g_i(t)$ — ограниченные функции.

5. Производные выходных переменных и управляющих воздействий не измеряются.

В соответствии с постановкой задачи требуется спроектировать алгоритмическое обеспечение сис-

темы управления, которая должна компенсировать априорную неопределенность параметров математической модели, перекрестные связи и подавить внешние ограниченные возмущения.

Метод решения. Преобразуем уравнения (1) и (2) в форму вход-выход и применим преобразование Лапласа:

$$Q_{i1}(s)y_i(s) = Q_{i2}(s)\sigma y_i(s) + (R_{i1}(s) + R_{i2}(s)\sigma)u_i(s) + \sum_{j=1, j \neq i}^r (G_{1ij}(s)\sigma + G_{2ij}(s)\sigma^2)y_j(s) + \sum_{j=1, j \neq i}^r (P_{1ij}(s) + P_{2ij}(s)\sigma)e^{-hs}y_j(s) + (S_{i1}(s) + S_{i2}(s)\sigma)f_i(s) + K_i(s); \quad (5)$$

$$M_{0i1}(s)y_{mi}(s) = M_{0i2}(s)\sigma y_{mi}(s) + k_{mi}g_i(s), i = \overline{1, r}, \quad (6)$$

где $\sigma = \int_{-h}^0 e^{s\theta} d\theta$, $K_i(s)$ — изображение Лапласа начальных условий;

$$Q_{i1}(s) - Q_{i2}(s)\sigma = \det \left(I_{n_i} s - A_i - D_i L_i \int_{-h}^0 e^{s\theta} d\theta \right);$$

$$R_{i1}(s) + R_{i2}(s)\sigma = L_i \left(I_{n_i} s - A_i - D_i L_i \int_{-h}^0 e^{s\theta} d\theta \right)^+ B_i;$$

$$G_{1ij}(s)\sigma - G_{2ij}(s)\sigma^2 = L_i \left(I_{n_i} s - A_i - D_i L_i \int_{-h}^0 e^{s\theta} d\theta \right)^+ D_{ij}\sigma;$$

$$P_{1ij}(s) + P_{2ij}(s)\sigma = L_i \left(I_{n_i} s - A_i - D_i L_i \int_{-h}^0 e^{s\theta} d\theta \right)^+ \Gamma_{ij};$$

$$S_{i1}(s) + S_{i2}(s)\sigma = L_i \left(I_{n_i} s - A_i - D_i L_i \int_{-h}^0 e^{s\theta} d\theta \right)^+ \Gamma_i;$$

$$M_{0i1}(s) - M_{0i2}(s)\sigma = \det \left(I_{\gamma_i} s - A_{0i} - D_{0i} C \int_{-h}^0 e^{s\theta} d\theta \right);$$

$$\deg Q_{i1}(s) = n_i, \deg Q_{i2}(s) = n_i - 1,$$

$$\deg R_{i1}(s) = m_i, \deg R_{i2}(s) = m_i - 1,$$

$$\deg G_{1ij}(s) = \deg G_{2ij}(s) = v_{ij}, \deg P_{1ij}(s) = \rho_{ij},$$

$$\deg P_{2ij}(s) = \rho_{ij} - 1, n_i > m_i,$$

$$\deg S_{i1}(s) = \pi_i, \deg S_{i2}(s) = \pi_i - 1,$$

$$n_i > v_{ij}, n_i > \pi_i, n_i > \rho_{ij}$$

Применим к полиномам $Q_{i1}(s)$ и $Q_{i2}(s)$ алгоритм деления Евклида:

$$Q_{i1}(s) = M_{i1}(s)R_{i1}(s) + N_{i1}(s),$$

$$Q_{i2}(s) = M_{i2}(s)R_{i1}(s) + N_{i2}(s),$$

где $\deg M_{i1}(s) = \gamma_i, \deg M_{i2}(s) = \gamma_i - 1, \deg N_{i1}(s) < m_i, \deg M_{i2}(s) < m_i$, и разложим многочлены $M_{i1}(s)$ и $M_{i2}(s)$

на сумму двух составляющих, принимая во внимание (6): $M_{i1}(s) = M_{0i1}(s) + \Lambda_{i1}(s)$, $M_{i2}(s) = M_{0i2}(s) + \Lambda_{i2}(s)$.

Подставим полученные разложения

$$Q_{i1}(s) = (M_{0i1}(s) + \Lambda_{i1}(s))R_{i1}(s) + N_{i1}(s),$$

$$Q_{i2}(s) = (M_{0i2}(s) + \Lambda_{i2}(s))R_{i1}(s) + N_{i2}(s)$$

в уравнения (4) и разделим левые и правые части на многочлен $\bar{R}_{i1}(s) = \frac{1}{r_i} R_{i1}(s)$, в результате чего получим

$$M_{0i1}(s)y_i(s) = M_{0i2}(s)\sigma y_i(s) + r_i u_i(s) + \bar{\psi}_i(s), \quad i = \overline{1, r}, \quad (7)$$

где r_i — коэффициенты при старших членах полиномов $R_{i1}(s)$;

$$\begin{aligned} \bar{\psi}_i(s) = & \frac{1}{\bar{R}_{i1}(s)} \left(\sum_{j=1, i \neq j}^r (G_{1ij}(s)\sigma + G_{2ij}(s)\sigma^2)y_j(s) + \right. \\ & + R_{i2}(s)\sigma u_i(s) + \sum_{j=1, i \neq j}^r (P_{1ij}(s) + P_{2ij}(s)\sigma)e^{-hs}y_j(s) + \\ & \left. + (S_{i1}(s) + S_{i2}(s)\sigma)f_i(s) + K_i(s) \right) + \\ & + \frac{\Lambda_{i1}(s)R_{i1}(s) + N_{i1}(s)}{\bar{R}_{i1}(s)}y_i(s) + \frac{\Lambda_{i2}(s)R_{i1}(s) + N_{i2}(s)}{\bar{R}_{i1}(s)}\sigma y_i(s). \end{aligned}$$

Составим уравнения для ошибок $e_i(s) = y_i(s) - y_{mi}(s)$, вычитая (6) из (7):

$$\begin{aligned} M_{0i1}(s)e_i(s) = & M_{0i2}(s)\sigma e_i(s) + \\ & + r_i u_i(s) - k_{mi}g_i(s) + \bar{\psi}_i(s), \quad i = \overline{1, r}. \quad (8) \end{aligned}$$

Применим обратное преобразование Лапласа к уравнениям (8) и преобразуем полученные уравнения в векторно-матричную форму:

$$\begin{aligned} \dot{e}_i(t) = & A_{0i}\varepsilon_i(t) + D_{0i} \int_{-h}^0 e_i(t+\theta)d\theta + \\ & + B_0(r_i u_i(t) - k_{mi}g_i(t)) + B_0 \bar{\psi}_i(t); \quad (9) \\ e_i(t) = & C\varepsilon_i(t), \quad i = \overline{1, r}, \end{aligned}$$

где $\varepsilon_i(t) \in \mathbb{R}^{\gamma_i}$.

Введем новые управляющие воздействия $\vartheta_i(t)$:

$$u_i(t) = \alpha_i \vartheta_i(t), \quad \alpha_i > 0, \quad (10)$$

и преобразуем уравнения (9):

$$\begin{aligned} \dot{e}_i(t) = & A_{0i}\varepsilon_i(t) + D_{0i} \int_{-h}^0 e_i(t+\theta)d\theta + \\ & + B_0(\beta_i \vartheta_i(t) - k_{mi}g_i(t)) + B_0 \psi_i(t); \quad (11) \\ e_i(t) = & C\varepsilon_i(t), \quad i = \overline{1, r}. \end{aligned}$$

Здесь $\psi_i(t) = \bar{\psi}_i(t) + (r_i \alpha_i - \beta_i) \vartheta_i(t)$.

Необходимо выделить сигналы, несущие информацию о функциях $\psi_i(t)$, так как в них сконцентрирована вся априорная неопределенность параметров математической модели и информация о внешних неконтролируемых возмущениях. Для этой цели введем вспомогательные контуры, динамические процессы в которых описываются уравнениями

$$\begin{aligned} \dot{\varepsilon}_{ib}(t) = & A_{0i}\varepsilon_{ib}(t) + D_{0i} \int_{-h}^0 e_i(t+\theta)d\theta + \\ & + B_0(\beta_i \vartheta_i(t) - k_{mi}g_i(t)); \quad (12) \\ e_{ib}(t) = & C\varepsilon_{ib}(t), \quad i = \overline{1, r}. \end{aligned}$$

Составим уравнение для векторов рассогласования $z_i(t) = \varepsilon_i(t) - \varepsilon_{ib}(t)$, вычитая (12) из (11):

$$\dot{z}_i(t) = A_{0i}z_i(t) + B_0\psi_i(t), \quad \zeta_i(t) = Cz_i(t), \quad i = \overline{1, r}. \quad (13)$$

Принимая во внимание структуры матриц в (13), получим

$$\psi_i(t) = \dot{z}_{\gamma_i}(t) + q_{i\gamma_i} \zeta_i(t), \quad (14)$$

где $z_{\gamma_i}(t)$ — последняя компонента вектора $z_i(t)$. Поэтому идеальные законы управления описываются уравнениями

$$\vartheta_{iu}(t) = -\frac{1}{\beta_i} (\dot{z}_{\gamma_i}(t) + q_{i\gamma_i} \zeta_i(t) - k_{mi}g_i(t)), \quad i = \overline{1, r}. \quad (15)$$

Для реализации данных алгоритмов требуется оценить переменные $\dot{z}_{\gamma_i}(t)$. Для удобства доказательства преобразуем уравнение (13), введя новые переменные $z_{\gamma_i+1}(t) = \psi_i(t) - q_{i\gamma_i} \zeta_i(t)$ и векторы

$$\bar{z}_i^T(t) = [z_i^T(t), z_{\gamma_i+1}(t)]:$$

$$\begin{aligned} \dot{\bar{z}}_i(t) = & \bar{A}_{0i} \bar{z}_i(t) + B_0(\dot{\psi}_i(t) - q_{i\gamma_i} \dot{\zeta}_i(t)), \\ \zeta_i(t) = & C\bar{z}_i(t), \quad i = \overline{1, r}. \quad (16) \end{aligned}$$

$$\text{Здесь } \bar{A}_{0i} = \begin{bmatrix} -q_{i1} & & & & \\ & \vdots & & I_{\gamma_i} & \\ & & -q_{i(\gamma_i-1)} & & \\ & & & 0 & \\ & & & & \dots & 0 \end{bmatrix}, \quad \bar{z}_i \in \mathbb{R}^{\gamma_i+1}. \text{ Для}$$

оценки вектора $\bar{z}_i(t)$ воспользуемся наблюдателями [12]

$$\begin{aligned} \dot{\xi}_i(t) = & F_{0i}\xi_i(t) + a_i \zeta_i(t) + B_i(\zeta_i(t) - \bar{\zeta}_i(t)), \\ \bar{\zeta}_i(t) = & C\xi_i(t), \quad i = \overline{1, r}, \quad (17) \end{aligned}$$

где $\xi_i \in \mathbb{R}^{\gamma_i+1}$; $F_{0i} = \begin{bmatrix} 0 & I_{\gamma_i} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$; $B_i^T = \begin{bmatrix} b_{1i} & b_{2i} & \dots & b_{(\gamma_i+1)i} \\ \mu & \mu^2 & \dots & \mu^{\gamma_i+1} \end{bmatrix}$.

Числа $b_{1i}, \dots, b_{\gamma_i+1}$ выбираются так, чтобы матрицы

$F_i = F_{0i} + B_i C$ были гурвицевыми; μ — малое положительное число; $a_i^T = [-q_{1i}, \dots, -q_{(\gamma_i-1)i}, 0, 0]$,

$B_i^T = [b_{1i}, \dots, b_{(\gamma_i+1)i}]$; $\bar{\zeta}_i(t)$ — оценка сигнала $\zeta_i(t)$.

Следует отметить, что порядок векторов $\xi_i(t)$ на единицу больше, чем это необходимо при технической реализации, что сделано для удобства аналитических преобразований. Подставив в формулу (15) вместо переменных $\dot{z}_{\gamma_i}(t)$ их оценки $\xi_{\gamma_i+1}(t)$, которые являются последними компонентами векторов $\xi_i(t)$, получим реализуемые алгоритмы управления

$$\vartheta_i(t) = -\frac{1}{\beta_i} (\xi_{\gamma_i+1}(t) + q_{i\gamma_i} \zeta(t) - k_{mi} g_i(t)), \quad i = \overline{1, r}. \quad (18)$$

Для анализа точности оценок введем векторы нормированных отклонений $\eta_i(t) = T_i^{-1} (\bar{z}_i(t) - \xi_i(t))$,

где $T_i = \text{diag}\{\mu^{\gamma_i}, \dots, \mu, 1\}$. Вычитая (17) из (16), получим уравнение для нормированных отклонений $\eta_i(t)$:

$$\dot{\eta}_i(t) = \frac{1}{\mu} F_i \eta_i(t) - B_0 (\dot{\psi}_i(t) - q_{i\gamma_i} \dot{\zeta}_i(t)); \quad (19)$$

$$\Delta_i(t) = z_{\gamma_i+1}(t) - \xi_{\gamma_i+1}(t) = L_{\gamma_i+1} \eta_i(t), \quad i = \overline{1, r},$$

где $\eta_i \in \mathbb{R}^{\gamma_i+1}$, $L_{\gamma_i+1} = [0 \dots 0 \ 1]$.

Введем составные векторы:

$$\varepsilon(t) = \text{col}(\varepsilon_1(t), \dots, \varepsilon_r(t));$$

$$\eta(t) = \text{col}(\eta_1(t), \dots, \eta_r(t));$$

$$\bar{z}(t) = \text{col}(\bar{z}_1(t), \dots, \bar{z}_r(t));$$

$$\varepsilon_b(t) = \text{col}(\varepsilon_{1b}(t), \dots, \varepsilon_{rb}(t));$$

$$e(t) = \text{col}(e_1(t), \dots, e_r(t));$$

$$\Delta(t) = \text{col}(\Delta_1(t), \dots, \Delta_r(t));$$

$$\zeta(t) = \text{col}(\zeta_1(t), \dots, \zeta_r(t));$$

$$\bar{\zeta}(t) = \text{col}(\bar{\zeta}_1(t), \dots, \bar{\zeta}_r(t));$$

$$\psi(t) = \text{col}(\psi_1(t), \dots, \psi_r(t));$$

$$u(t) = \text{col}(u_1(t), \dots, u_r(t));$$

$$\vartheta(t) = \text{col}(\vartheta_1(t), \dots, \vartheta_r(t));$$

$$e_b(t) = \text{col}(e_{1b}(t), \dots, e_{rb}(t));$$

$$\dot{\psi}(t) = \text{col}(\dot{\psi}_1(t), \dots, \dot{\psi}_r(t));$$

$$\Delta(t) = \text{col}(\Delta_1(t), \dots, \Delta_r(t));$$

$$\xi_{\gamma+1}(t) = \text{col}(\xi_{\gamma_1+1}(t), \dots, \xi_{\gamma_r+1}(t))$$

и блочно-диагональные матрицы

$$A_0 = \text{diag}\{A_{01}, \dots, A_{0r}\};$$

$$D_0 = \text{diag}\{D_{01}, \dots, D_{0r}\};$$

$$B = \text{diag}\{\underbrace{B_0, \dots, B_0}_r\};$$

$$\beta = \text{diag}\{\beta_1, \dots, \beta_r\};$$

$$C_0 = \text{diag}\{\underbrace{C, \dots, C}_r\};$$

$$\alpha = \text{diag}\{\alpha_1, \dots, \alpha_r\};$$

$$q_\gamma = \text{diag}\{q_{1\gamma_1}, \dots, q_{r\gamma_r}\};$$

$$F_0 = \text{diag}\{F_{01}, \dots, F_{0r}\};$$

$$a = \text{diag}\{a_1, \dots, a_r\};$$

$$F = \text{diag}\{F_1, \dots, F_r\};$$

$$\bar{B} = \text{diag}\{B_1, \dots, B_r\};$$

$$L_\gamma = \text{diag}\{L_{\gamma_1+1}, \dots, L_{\gamma_r+1}\}.$$

Преобразуем каждую систему уравнений (8)—(10), (14)—(17) в одно векторно-матричное уравнение

$$\begin{aligned} \dot{\varepsilon}(t) &= A_0 \varepsilon(t) + D_0 \int_{-h}^0 e(t+\theta) d\theta + B \vartheta(t) + B \psi(t); \\ e(t) &= C_0 \varepsilon(t); \end{aligned} \quad (20)$$

$$u(t) = \alpha \vartheta(t); \quad (21)$$

$$\begin{aligned} \dot{\varepsilon}_b(t) &= A_0 \varepsilon_b(t) + D_0 \int_{-h}^0 e(t+\theta) d\theta + B \vartheta(t); \\ e_b(t) &= C_0 \varepsilon_b(t); \end{aligned} \quad (22)$$

$$\dot{\bar{z}}(t) = \bar{A}_0 \bar{z}(t) + B (\dot{\psi}(t) - q_\gamma \dot{\zeta}(t)), \quad \zeta(t) = C_0 \bar{z}(t); \quad (23)$$

$$\begin{aligned} \dot{\xi}(t) &= F_0 \xi(t) + a \zeta(t) + \bar{B} (\zeta(t) - \bar{\zeta}(t)), \\ \bar{\zeta}(t) &= C_0 \xi(t); \end{aligned} \quad (24)$$

$$\begin{aligned} \dot{\eta}(t) &= \frac{1}{\mu} F \eta(t) - B (\dot{\psi}(t) - q_\gamma \dot{\zeta}(t)), \\ \Delta(t) &= L_\gamma \eta(t), \quad \Delta(t) = L_\gamma \eta(t); \end{aligned} \quad (25)$$

$$\vartheta_i(t) = -\frac{1}{\beta_i} (\xi_{\gamma_i+1}(t) + q_{i\gamma_i} \zeta_i(t) - k_{mi} g_i(t)). \quad (26)$$

Утверждение. Пусть выполнены условия предположений, и матрицы A_{0i} и D_{0i} выбраны так, что справедливы уравнения (3). Тогда существует число $\mu_0 > 0$ такое, что при выполнении неравенства $\mu_0 > \mu$ для системы (20)—(26) будут выполнены целевые условия (4).

Доказательство приведено в приложении.

Для иллюстрации работы алгоритма рассмотрим числовой пример.

Пример. Предположим, что имеем математическую модель сети, состоящую из трех динамических объектов

$$\dot{x}_1 = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} \end{bmatrix} x_1 + \begin{bmatrix} 2 \\ 3 \\ 2 \end{bmatrix} \begin{matrix} 0 \\ \int y_1(t + \theta)d\theta + \\ -3 \end{matrix} +$$

$$+ \begin{bmatrix} d_{11} \\ d_{12} \\ d_{13} \end{bmatrix} \left(\begin{matrix} 0 \\ \int y_2(t + \theta)d\theta + \\ -3 \end{matrix} \begin{matrix} 0 \\ \int y_3(t + \theta)d\theta + \\ -3 \end{matrix} + y_2(t - 3) + y_3(t - 3) \right) + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ b \end{bmatrix} u_1 + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} f_1;$$

$$y_1 = [1 \ 0 \ 0]x_1;$$

$$\dot{x}_2 = \begin{bmatrix} a_1 & 1 & 0 \\ a_2 & 0 & 1 \\ a_3 & 0 & 0 \end{bmatrix} x_2 + \begin{bmatrix} q_1 \\ q_2 \\ q_3 \end{bmatrix} \begin{matrix} 0 \\ \int y_2(t + \theta)d\theta + \\ -3 \end{matrix} +$$

$$+ \begin{bmatrix} d_{21} \\ d_{22} \\ d_{23} \end{bmatrix} (y_1(t - 3) + y_3(t - 3)) + \begin{bmatrix} 0 \\ b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} u_2 +$$

$$+ \begin{bmatrix} d_{21} \\ d_{22} \\ d_{23} \end{bmatrix} \left(\begin{matrix} 0 \\ \int y_1(t + \theta)d\theta + \\ -3 \end{matrix} \begin{matrix} 0 \\ \int y_3(t + \theta)d\theta + \\ -3 \end{matrix} \right) + \begin{bmatrix} 0 \\ 2 \\ -3 \end{bmatrix} f_2;$$

$$y_2 = [1 \ 0 \ 0]x_2;$$

$$\dot{x}_3 = \begin{bmatrix} c_{11} & c_{12} & c_{13} \\ c_{21} & c_{22} & c_{23} \\ c_{31} & c_{32} & c_{33} \end{bmatrix} x_3 + \begin{bmatrix} q_4 \\ q_5 \\ q_6 \end{bmatrix} \begin{matrix} 0 \\ \int y_3(t + \theta)d\theta + \\ -3 \end{matrix} +$$

$$+ \begin{bmatrix} d_{31} \\ d_{32} \\ d_{33} \end{bmatrix} (y_2(t - 3) + y_1(t - 3)) + \begin{bmatrix} d_{31} \\ d_{32} \\ d_{33} \end{bmatrix} \times$$

$$\times \left(\begin{matrix} 0 \\ \int y_1(t + \theta)d\theta + \\ -3 \end{matrix} \begin{matrix} 0 \\ \int y_2(t + \theta)d\theta + \\ -3 \end{matrix} \right) + \begin{bmatrix} 0 \\ b_3 \\ b_4 \end{bmatrix} u_3 + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} f_2;$$

$$y_3 = [1 \ 0 \ 0]x_3.$$

Начальные условия: $x_1(\theta) = [-1 \ -1 \ -1]^T$, $x_2(\theta) = [1 \ 1 \ 1]^T$, $x_3(\theta) = [1 \ 1 \ 1]^T$, $\theta \in [-3; 0]$.

Класс неопределенности задан неравенствами:

$$1 \leq a_{ij} \leq 3, 1 \leq c_{ij} \leq 3, i \neq j; -5 \leq a_{ii} \leq -3, -3 \leq c_{ii} \leq 1; -3 \leq d_{1i} \leq 3; 1 \leq b \leq 8; -5 \leq a_i \leq 5; -5 \leq q_i \leq 5;$$

$$-3 \leq d_{2i} \leq 3; i = \overline{1, 3}, j = \overline{1, 3}; 2 \leq b_k \leq 5;$$

$$1 \leq b_3 \leq 5; -4 \leq q_{11} \leq 4; -4 \leq q_{21} \leq 4; -1 \leq q_{22} \leq 2; -3 \leq d_{3k} \leq 3; -1 \leq q_4 \leq 3, -1 \leq q_5 \leq 3, -1 \leq q_6 \leq 3,$$

$$1 \leq b_3 \leq 5, 1 \leq b_4 \leq 5; k = \overline{1, 3}.$$

Относительная степень всех трех моделей равна двум ($\gamma_i = 2$). Возьмем одинаковые математические модели эталонных систем

$$\dot{x}_{mi} = \begin{bmatrix} -7 & 1 \\ -12 & 0 \end{bmatrix} x_{mi} + \begin{bmatrix} -2 \\ -1 \end{bmatrix} \int y_{mi}(t + \theta)d\theta + \begin{bmatrix} 0 \\ 12 \end{bmatrix} g_i,$$

$$y_{mi} = [1 \ 0]x_{mi}.$$

Выполнив преобразования, которые были проделаны при получении формулы (9) и введя новые управления $u_i(t) = \alpha_i \vartheta_i(t)$, получим

$$\dot{\varepsilon}_i = \begin{bmatrix} -7 & 1 \\ -12 & 0 \end{bmatrix} \varepsilon_i + \begin{bmatrix} -2 \\ -1 \end{bmatrix} \int e_i(t + \theta)d\theta +$$

$$+ \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} (\beta_i \vartheta_i - 12g_i + \psi_i), e_i = [1 \ 0]\varepsilon_i, i = \overline{1, 3}.$$

Проверяем справедливость уравнения (3). При

$$\Phi_i = \begin{bmatrix} 15 & 0 \\ 0 & 0,1 \end{bmatrix} \text{ и } \bar{\Lambda}_i = \begin{bmatrix} 10,502 & 0,644 \\ 0,644 & 0,268 \end{bmatrix} \text{ получаем } H_i =$$

$$= \begin{bmatrix} 8 & -0,3 \\ -0,3 & 1 \end{bmatrix}. \text{ Берем одинаковые вспомогательные}$$

контуры с математическими моделями:

$$\dot{\varepsilon}_{ib} = \begin{bmatrix} -7 & 1 \\ -12 & 0 \end{bmatrix} \varepsilon_{ib} + \begin{bmatrix} -2 \\ -1 \end{bmatrix} \int e_i(t + \theta)d\theta + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} (\beta_i \vartheta_i - 12g_i),$$

$$e_{ib} = [1 \ 0]\varepsilon_{ib}, i = \overline{1, 3}.$$

Уравнения (13) будут иметь вид

$$\dot{z}_i = \begin{bmatrix} -7 & 1 \\ -12 & 0 \end{bmatrix} \varepsilon_i + \begin{bmatrix} -2 \\ -1 \end{bmatrix} \int e_i(t + \theta)d\theta + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \psi_i;$$

$$\zeta_i = [1 \ 0]z_i, i = \overline{1, 3}.$$

Для оценки векторов z_i используем наблюдатели

$$\begin{cases} \dot{\xi}_{1i}(t) = \xi_{2i}(t) - 7\zeta_i(t) + \frac{3}{\mu} (\zeta_i(t) - \xi_{1i}(t)); \\ \dot{\xi}_{2i}(t) = -12\zeta_i(t) + \frac{3}{\mu^2} (\zeta_i(t) - \xi_{1i}(t)); \\ \zeta_i(t) = e_i(t) - e_{ib}(t), \end{cases}$$

а управляющие воздействия формируются в соответствии с формулами

$$\vartheta_i = -\frac{1}{\beta_i} (\phi(\xi_{2i}) + 12\zeta_i - 12g_i), i = \overline{1, 3}.$$

Здесь $\phi(\xi_{2i}(t))$ — нелинейная функция с насыщением, которая вводится для ограничения управляющего воздействия в момент включения системы в работу. Это, как отмечает автор работы [12],

которым был предложен такой наблюдатель, является его недостатком. В данном случае

$$\phi(\dot{\xi}_{2i}(t)) = \begin{cases} \dot{\xi}_{2i}(t), & \text{если } |\dot{\xi}_{2i}(t)| < 100; \\ 100, & \text{если } \dot{\xi}_{2i}(t) \geq 100; \\ -100, & \text{если } \dot{\xi}_{2i}(t) \leq -100. \end{cases}$$

На рисунке приведены результаты моделирования при следующих исходных данных:

$$\begin{aligned} a_{11} &= -3, a_{12} = 1, a_{13} = 1, \\ a_{21} &= 4, a_{22} = -3, a_{23} = 1, \\ a_{31} &= 3, a_{32} = 2, a_{33} = 1, \\ q_1 &= 5, q_2 = 4, q_3 = 2, \\ d_{11} &= 1, d_{12} = 2, d_{13} = -1, \\ b &= 2, a_1 = 2, a_2 = 3, a_3 = 3, \\ d_{21} &= 2, d_{22} = 2, d_{23} = 1, b_1 = 2, b_2 = 5, \\ g_{11} &= 3, b_3 = 2, g_{21} = 1, g_{22} = 2, \\ d_{31} &= 1, d_{32} = -3, d_{33} = 1, \\ c_{11} &= -1, c_{12} = 1, c_{13} = 1, c_{21} = 4, \\ c_{22} &= -1, c_{23} = 1, c_{31} = 3, c_{32} = 2, c_{33} = 1, \\ b_3 &= 1, b_4 = 2, \alpha_i = 20, \beta_i = 10, \mu = 0,01, \\ q_4 &= 4, q_5 = 4, q_6 = 1, f_1 = 2\sin 0,3t + 2\sin t, \\ f_2 &= 2\sin 0,2t + 2\sin 0,7t, f_3 = 2\sin 2t + 2\sin t. \end{aligned}$$

Заключение. Предложен принцип построения робастной системы управления для сети динамических объектов с распределенным и дискретным запаздыванием в каналах взаимосвязи в условиях параметрической неопределенности параметров математической модели и при наличии неизмеряемых ограниченных внешних возмущений. Полученные алгоритмы позволяют получить хорошую точность управления и существенно подавить внешние возмущения. При этом системы управления для локальных объектов получились децентрализованными. В отличие от результатов работ [10, 11], которые были использованы в данной статье, полученные алгоритмы требуют оценки всего одной переменной, что и приводит к увеличению точности.

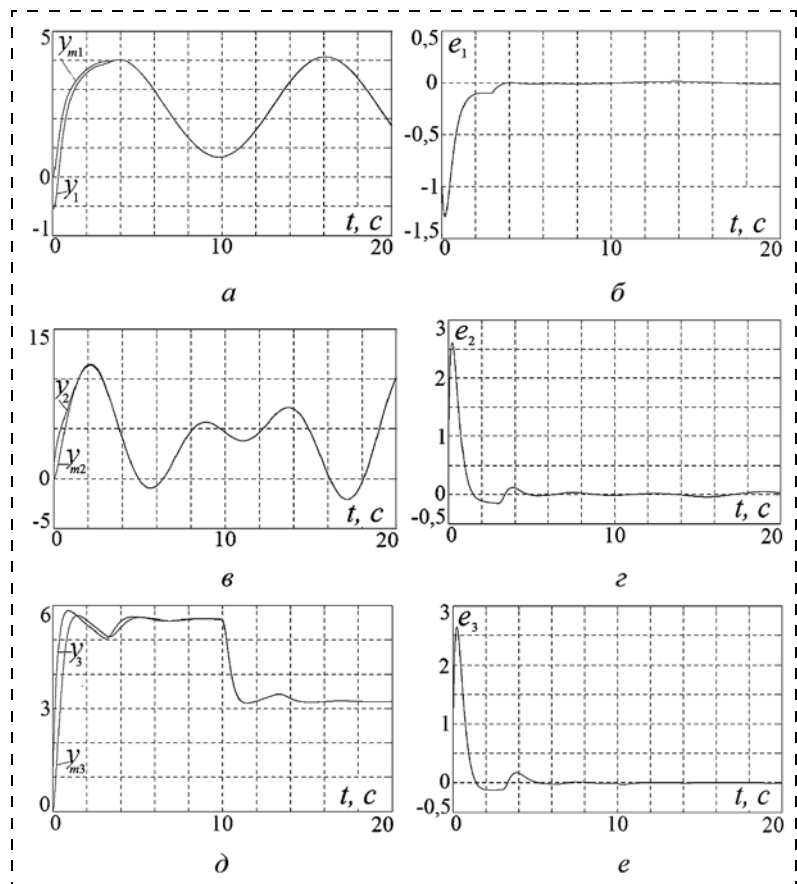
ПРИЛОЖЕНИЕ

Для доказательства утверждения потребуется лемма, которая является аналогом леммы [13] справедливой для систем без запаздывания.

Лемма. Пусть математическая модель системы имеет вид

$$\dot{x}(t) = f(x_t(\theta), \mu_1, \mu_2); x(s) = \varphi(\theta); \theta \in [-h, 0], \quad (\text{П.1})$$

где $x \in \mathbb{R}^n$, $\mu_1 \in \mathbb{R}^{n_1}$, $\mu_2 \in \mathbb{R}^{n_2}$, $x_t(\theta) = x(t + \theta)$, $x_t(\theta) \in C[-h, 0]$ — банахово пространство непрерывных функций на отрезке $[-h, 0]$; $\varphi(\theta)$ — непрерывная на-



Переходные процессы:

a, в, д — регулируемые переменные и выходы эталонных моделей; *б, г, е* — сигналы ошибок

чальная функция; $f(x_t(\theta), \mu_1, \mu_2)$ — непрерывное отображение из $\mathbb{R}^{n_1+n_2}[-h, 0]$ в \mathbb{R}^n , липшицево по $x_t(s)$. Пусть система (П. 1) имеет ограниченную область диссипативности

$$D = \{x_t(\theta) : \|V(x_t(\theta))\| \leq C\},$$

где $V(x_t(\theta)) = V_1(x(t)) + V_2(x_t(\theta))$ — непрерывный положительно-определенный функционал на $C[-h, 0]$; $\|V(x_t(\theta))\| = \sup_{-h \leq \theta \leq 0} V(x_t(\theta))$, $V_1(x(t))$ — непрерывная положительно определенная функция; $V_2(x_t(\theta))$ — функциональная часть функционала $V(x_t(\theta))$. Предположим, что для некоторых значений $\theta_1 > 0$, $\varepsilon > 0$ выполнено условие при $\mu_2 = 0$

$$\sup_{|\mu_1| < \theta_1} \left(\left(\frac{\partial V_1(x(t))}{\partial x} \right)^T f(x_t(\theta), \mu_1, 0) + \frac{dV_2(x_t(\theta))}{dt} \right) \leq -\varepsilon, \quad (\text{П.2})$$

когда $\|V(x_t(\theta))\| = C$. Тогда для достаточно малых значений $\theta > 0$ таких, что $|\mu_2| \leq \theta$, область диссипативности $D = \{x_t(\theta) : \|V(x_t(\theta))\| \leq C\}$ остается областью диссипативности системы (П.1).

Доказательство леммы. Введем обозначение

$$\Phi(\mu_2) = \sup_{|\mu_1| < \theta_1} \left(\left(\frac{\partial V_1(x(t))}{\partial x} \right)^T f(x_t(\theta), \mu_1, \mu_2) + \frac{dV_2(x_t(\theta))}{dt} \right)$$

при $V(x_t(\theta)) = C$. В силу того, что функционал $V(x_t(\theta))$ и отображение $f(x_t(\theta), \mu_1, \mu_2)$ непрерывны по μ_2 , функция $\Phi(\mu_2)$ будет непрерывной по μ_2 . Так как выполнено условие (П. 2), т. е. $\Phi(0) < -\varepsilon$, то будет существовать $\theta > 0$ такое, что при выполнении неравенства $|\mu_2| \leq \theta$ будет выполнено условие $\Phi(\mu_2) < 0$. Это означает, что область диссипативности остается прежней.

Доказательство утверждения. Доказательство состоит из двух этапов. Вначале покажем, что существует число $\mu_0 > 0$ такое, что при выполнении неравенства $\mu_0 > \mu$ в системе (20)–(26) все сигналы ограничены. Затем обоснуем справедливость целевых условий (4). Подставим значение $\vartheta(t)$ из (26) в формулу (20). В результате получим уравнение для ошибок управления замкнутой системы

$$\begin{aligned} \dot{\varepsilon}(t) &= A_0 \varepsilon(t) + D_0 \int_{-h}^0 e(t+\theta) d\theta + BL_\gamma \eta(t); \\ e(t) &= C_0 \varepsilon(t). \end{aligned} \quad (\text{П.3})$$

Уравнение (25) запишем в виде

$$\begin{aligned} \mu_1 \dot{\eta}(t) &= F\eta(t) - \mu_2 B(\dot{\psi}(t) - q_\gamma \zeta(t)), \\ \Delta(t) &= L_\gamma \eta(t), \end{aligned} \quad (\text{П.4})$$

где $\mu_1 = \mu_2 = \mu$.

Пусть все внешние воздействия равны нулю. В этом случае система автономна и к ней применима лемма. Пусть $\mu_2 = 0$. Возьмем функционал Ляпунова—Красовского

$$\begin{aligned} V(t) &= \varepsilon^T(t) H \varepsilon(t) + \eta^T(t) S \eta(t) + \\ &+ \int_{-h}^0 d\theta \int_{t+\theta}^t \varepsilon^T(\lambda) \Phi \varepsilon(\lambda) d\lambda, \end{aligned} \quad (\text{П.5})$$

где матрицы $H = \text{diag}\{H_1 \dots H_r\}$, $\Phi = \text{diag}\{\Phi_1 \dots \Phi_r\}$, $S = \text{diag}\{S_1 \dots S_r\}$. Здесь все матрицы положительно-определенные. Вычислим полную производную от функционала (П.5) на траекториях системы (П.3), (П.4):

$$\begin{aligned} \dot{V}(t) &= \varepsilon^T(t) (HA_0 + A_0^T H) \varepsilon(t) + 2\varepsilon^T(t) \times \\ &\times (HD_0 C_0 \int_{-h}^0 \varepsilon(t+\theta) d\theta + BL_\gamma \eta(t)) + \\ &+ \eta^T(t) \frac{1}{\mu_1} (SF + F^T S) \eta(t) + h\varepsilon^T(t) \Phi \varepsilon(t) - \\ &- \int_{-h}^0 \varepsilon^T(t+\theta) \Phi \varepsilon(t+\theta) d\theta. \end{aligned}$$

Воспользуемся равенством и оценкой

$$\begin{aligned} 2\varepsilon^T(t) HD_0 C_0 \int_{-h}^0 \varepsilon(t+\theta) d\theta - \int_{-h}^0 \varepsilon^T(t+\theta) \Phi \varepsilon(t+\theta) d\theta = \\ = h\varepsilon^T(t) HD_0 C_0 \Phi^{-1} C_0^T D_0^T H \varepsilon(t) - \int_{-h}^0 (\varepsilon^T(t) HD_0 C_0 \Phi^{-1} - \\ - \varepsilon^T(t+\theta)) \Phi (\Phi^{-1} C_0^T D_0^T H \varepsilon(t) - \varepsilon(t+\theta)) d\theta, \\ 2\varepsilon^T(t) HBL_\gamma \eta(t) \leq \mu_1 |\varepsilon(t)|^2 + \frac{|HB|^2}{\mu_1} |\eta(t)|^2. \end{aligned}$$

Определим матрицы H и S из матричных уравнений:

$$\begin{aligned} HA_0 + A_0^T H + hHD_0 C_0 \Phi^{-1} C_0^T D_0^T H = -h\Phi - \Lambda; \\ SF + F^T S = -\rho I, \rho > 0. \end{aligned} \quad (\text{П.6})$$

Здесь $\Lambda = \text{diag}\{\bar{\Lambda}_1 \dots \bar{\Lambda}_r\}$. Принимая во внимание блочную диагональность всех матриц в (П.6), получим следующую систему матричных уравнений:

$$H_i A_{0i} + A_{0i}^T H_i + hH_i D_{0i} C_{0i} \Phi_i^{-1} C_{0i}^T D_{0i}^T H_i = -h\Phi_i - \Lambda_i; \quad (\text{П.7})$$

$$S_i F_i + F_i^T S_i = -\rho I, \rho > 0, i = \overline{1, r}. \quad (\text{П.8})$$

Уравнения (П.7) являются уравнениями (3), решением которых по условию утверждения являются положительно-определенные матрицы H_i , а решениями (П.8) являются положительно-определенные матрицы S_i , так как матрицы F_i — гурвицевы.

Подставив оценки в формулу для производной от функционала и принимая во внимание (П.7) и (П.8), получим

$$\dot{V}(t) \leq -(\rho_1 - \mu_1) |\varepsilon(t)|^2 - \frac{\rho - |HB|^2}{\mu_1} |\eta(t)|^2.$$

Здесь $\rho_1 = s_{\min}(\Lambda)$, $s_{\min}(\Lambda)$ — минимальное собственное число матрицы Λ .

Если выбрать ρ , ρ_1 и μ_1 из условий: $\rho_1 - \mu_1 > 0$, $\rho - |HB|^2 > 0$, то получим, что система (П.3), (П.4) асимптотически устойчива по переменным $\varepsilon(t)$, $\eta(t)$. Тогда $x(t)$ и ее производные стремятся к нулю при $t \rightarrow \infty$. Тогда оригиналы изображений составляющих функций $\tilde{\psi}_i(s)$

$$\begin{aligned} \omega_i(s) &= \frac{1}{\bar{R}_{im}(p)} \left(\sum_{j=1, i \neq j}^r (G_{1ij}(s)\sigma + G_{2ij}(s)\sigma^2) y_j(s) + \right. \\ &+ \sum_{j=1, i \neq j}^r (P_{1ij}(s) + P_{2ij}(s)\sigma) e^{-hs} y_j(s) + K_i(s) \left. \right) + \\ &+ \frac{\Lambda_{i1}(s) R_{i1}(s) + N_{i1}(s)}{\bar{R}_{i1}(s)} y(s) + \\ &+ \frac{\Lambda_{i2}(s) R_{i1}(s) + N_{i2}(s)}{\bar{R}_{im}(s)} \sigma y(s) \end{aligned}$$

тоже стремятся к нулю при $t \rightarrow \infty$. Принимая во внимание равенство нулю всех внешних воздействий, из уравнений $\psi_i(t) = z_{\gamma_i+1}(t) + q_{i\gamma_i} \zeta_i(t)$,

$$\vartheta_i(t) = -\frac{1}{\beta_i} (\xi_{\gamma_i+1}(t) + q_{i\gamma_i} \zeta_i(t))$$

имеем:

$$\begin{aligned} \vartheta_i(s) &= -\frac{1}{\beta_i} (\psi_i(s) - L_{\gamma_i+1} \eta_i(s)) = \\ &= -\frac{1}{\beta_i} (\omega_i(s) + (r_i \alpha_i - \beta_i) \vartheta_i(s) - L_{\gamma_i+1} \eta_i(s) + \\ &\quad + \frac{1}{R_{im}(s)} R_{i2}(s) \sigma) u_i(s). \end{aligned}$$

Разрешим эти уравнения относительно переменных $\vartheta_i(s)$ и, принимая во внимание уравнение (10), получим

$$(R_{i1}(s) + R_{i2}(s)\sigma) u_i(s) = \omega_i(s) - L_{\gamma_i+1} \eta_i(s).$$

В соответствии с третьим предположением квази-полиномы $R_{i1}(s) + R_{i2}(s)\sigma$ являются гурвицевыми. Следовательно, $u_i(t) \rightarrow 0$ при $t \rightarrow \infty$. Тогда из (22) и (23) имеем $\varepsilon_b(t) \rightarrow 0$, $\bar{z}(t) \rightarrow 0$, $\xi(t) \rightarrow 0$ при $t \rightarrow \infty$.

Таким образом, имеем асимптотически устойчивую систему при $\mu_2 = 0$, когда все входные сигналы нулевые. В соответствии с леммой существует число μ_0 такое, что при выполнении неравенства $\mu \leq \mu_0$ система (20)–(26) будет иметь ту же область диссипативности. Следовательно, когда все входные сигналы нулевые, линейная система диссипативна, и все сигналы в ней ограничены. Тогда в соответствии со свойствами линейных систем при подаче на их вход сигналов, удовлетворяющих четвертому условию предположений, все сигналы в замкнутой системе останутся ограниченными.

Остается выяснить, существует ли $\mu_0 > 0$, обеспечивающая выполнение целевого условия, когда внешние воздействия удовлетворяют четвертому условию предположений.

Возьмем функционал (П.5) и вычислим производную на траекториях системы (П.3), (П.4), принимая во внимание равенство $\mu_1 = \mu_2 = \mu_0$:

$$\begin{aligned} \dot{V}(t) &= \varepsilon^T(t)(HA_0 + A_0^T H)\varepsilon(t) + \\ &\quad + 2\varepsilon^T(t)(HD_0 C_0 \int_{-h}^0 \varepsilon(t+\theta) d\theta + BL_\gamma \eta(t)) + \\ &\quad + \eta^T(t) \frac{1}{\mu_0} (SF + F^T S)\eta(t) + h\varepsilon^T(t)\Phi\varepsilon(t) - \\ &\quad - \int_{-h}^0 \varepsilon^T(t+\theta)\Phi\varepsilon(t+\theta) d\theta + 2\eta^T(t)SB(\dot{\psi}(t) - q_\gamma \dot{\zeta}(t)). \end{aligned}$$

Воспользуемся уже приведенными оценками и неравенством

$$2\eta^T(t)SB(\dot{\psi}(t) - q_\gamma \dot{\zeta}(t)) \leq \frac{1}{\mu_0} |\eta(t)|^2 + \mu_0 \delta_1,$$

$$\delta_1 = \sup_t |SB(\dot{\psi}(t) - q_\gamma \dot{\zeta}(t))|^2.$$

Тогда, принимая во внимание (П.6), получим

$$\dot{V}(t) \leq -(\rho_1 - \mu_0)|\varepsilon(t)|^2 - \frac{\rho - 1 - |SB|^2}{\mu_0} |\eta(t)|^2 + \mu_0 \delta_1.$$

Если выбрать ρ и μ_0 из условий: $\rho_1 - \mu_0 = -\chi_1$, $\chi_1 > 0$, $\rho - 1 - |SB|^2 = -\chi_2$, $\chi_2 > 0$, то получим

$$\dot{V}(t) \leq -\chi_1 |\varepsilon(t)|^2 - \chi_2 |\eta(t)|^2 + \mu_0 \delta_1,$$

откуда следует, что в области $\chi_1 |\varepsilon(t)|^2 + \chi_2 |\eta(t)|^2 > \mu_0 \delta_1$ система асимптотически устойчива. Следовательно, по прошествии некоторого промежутка времени T_0

будет справедливо неравенство $|\varepsilon(t)|^2 \leq \frac{\mu_0 \delta_1}{\chi_1}$, из ко-

торого следует факт существования числа μ_0 , обеспечивающего выполнение целевых условий (4).

Список литературы

1. Hassan L., Zemouche A., Boutayeb M. H_∞ Unknown input observers design for a class of nonlinear time-delay systems // Preprints of 18th IFAC Word Congress. 2011. P. 3879–3884.
2. Karimi H. R. Robust adaptive H_∞ synchronization of master-slave systems with discrete and distributed time-varying delays and nonlinear perturbations // Preprints of 18th IFAC Word Congress. 2011. P. 302–307.
3. Gao H., Lam J., Chen G. New criteria for synchronization stability of general complex dynamical networks with coupling delay // Physics letters. 2006. V. 360, N. 2. P. 263–273.
4. Ge S. S., Hong F., Lee T. H. Adaptive neural network control of nonlinear systems with unknown time delays // IEEE Trans. Automat. Contr. 2003. V. 48, N. 11. P. 2004–2010.
5. Gao H., Chen G., Lam J. A new delay systems approach to network-based control // Automatica. 2008. V. 44, N. 1. P. 39–52.
6. Nguang S. K. Robust stabilization of a class of time-delay nonlinear systems // IEEE Trans. Automat. Contr. 2000. V. 45, N. 4. P. 756–762.
7. Han Q. L. Robust stability of uncertain delay-differential systems of neutral type // Automatica. 2002. V. 38, N. 4. P. 719–723.
8. Ivanescu D., Niculescu S. I., Dugard L., Dion J. M., Verriest E. I. On delay dependent stability of neutral systems // Automatica. 2003. V. 39, N. 2. P. 255–261.
9. Бобцов А. А. Стабилизация нелинейных систем по выходу в условиях запаздывания // Изв. РАН. ТИСУ. 2005. № 3. С. 5–11.
10. Цыкунов А. М. Алгоритмы робастного управления с компенсацией ограниченных возмущений // А и Т. 2007. № 7. С. 103–115.
11. Цыкунов А. М. Робастное управление с компенсацией возмущений. М.: Физматлит, 2012.
12. Khalil H. K. Nonlinear systems. 2nd ed. N. Y.: Prentice-Hall, 1996.
13. Брусин В. А. Об одном классе сингулярно-возмущенных адаптивных систем // А и Т. 1995. № 4. С. 119–127.

Е. Л. Миркин, д-р техн. наук, зав. кафедрой,
eugene_mirkin@mail.ru,
Международный университет Кыргызстана
(Кыргызстан),

Ж. Ш. Шаршеналиев, д-р техн. наук, директор,
avtomatika_nankr@mail.ru,
Институт автоматизации и информационных
технологий НАН КР (Кыргызстан)

Разработка алгоритмов адаптивного управления SISO- системами со вспомогательной моделью и пропорционально- интегральными цепями настройки параметров

Предлагается модификация схемы адаптивного управления SISO-системами с эталонной моделью, предложенной в работе [8]. Полученные пропорционально-интегральные алгоритмы адаптации синтезированы на базе схемы со вспомогательной моделью и расширенной ошибкой. Синтезированные алгоритмы адаптации гарантируют устойчивость замкнутой системы управления. Приводится пример компьютерного моделирования разработанной системы, подтверждающий ее эффективность.

Ключевые слова: адаптивные алгоритмы управления, SISO-системы, пропорционально-интегральные цепи настройки параметров

Введение. Большой класс задач синтеза адаптивных систем управления решается в терминах управления с эталонной моделью, где желаемые требования к системе формализуются в заданных параметрах эталонной модели, а объекту предписывается лишь повторять эталонное качество. В задачах адаптивного управления системами с эталонной моделью точного соответствия передаточных функций объекта и модели можно добиться, используя различные схемы построения фильтров входных и выходных сигналов [1–4]. При этом соответствующий выбор структуры и параметров фильтров может обеспечить приемлемую динамику переходных процессов в замкнутой системе. Однако большинство предлагаемых структур фильтрации ведет к избыточному набору сигналов и, как следствие, к усложнению структуры управляющего устройства. Такие структуры оправданы в случае, если объект управления неустойчив (находится на границе устойчивости) или требования к динамике переходных процессов в замкнутой системе строго регламентированы. Однако для многих задач управления устойчивыми объектами, где не предъявляются повышенные требования к динамике переходных процессов в замкнутых системах, можно обойтись схемой фильтрации минимальной сложности, реализуя

стратегию адаптивного управления со вспомогательной моделью [1, 6–10].

В данной статье предлагается новая модификация схемы адаптивного управления со вспомогательной моделью, предложенной в работе [8], где за счет специального выбора структуры адаптивного регулятора удалось сократить число настраиваемых параметров до числа неизвестных коэффициентов в системе.

Постановка задачи. Рассмотрим класс систем, динамика которых описывается линейным дифференциальным уравнением вида

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= A_p x(t) + b_p u(t); \\ y(t) &= c_p^T x(t) + d_p u(t),\end{aligned}\quad (1)$$

где $x \in R^n$ — вектор состояния; $u \in R$ — управляющий вход; $y \in R$ — измеряемый выход объекта. Постоянная матрица A_p , векторы b_p , c_p соответствующих размеров и константа d_p неизвестны.

Обозначим передаточную функцию системы $W_0(s)$:

$$W_0(s) = c_p^T (sI - A_p)^{-1} b_p + d_p = k_p \frac{B_0(s)}{A_0(s)}; \quad (2)$$

$$\begin{aligned}A_0(s) &= s^n + a_{n-1}s^{n-1} + \dots + a_1s + a_0, \\ B_0(s) &= s^m + b_{m-1}s^{m-1} + \dots + b_1s + b_0,\end{aligned}\quad (3)$$

где a_i ($i = \overline{0, n-1}$), b_j ($j = \overline{0, m-1}$) — неизвестные величины; k_p — известный коэффициент усиления объекта на высоких частотах.

Зададим эталонную модель в виде

$$\begin{aligned}\dot{x}_m(t) &= A_m x_m(t) + b_m r(t); \\ y_m(t) &= c_m^T x_m(t) + d_m r(t),\end{aligned}\quad (4)$$

где $x_m \in R^{n_1}$ — вектор состояния модели; $r \in R$ — задающее воздействие; $y_m \in R$ — измеряемый выход модели. Постоянная устойчивая матрица A_m , векторы b_m , c_m соответствующих размерностей и константа d_m известны. Передаточную функцию эталонной модели обозначим $W_m(s)$:

$$W_m(s) = c_m^T (sI - A_m)^{-1} b_m + d_m = k_m \frac{Z(s)}{P(s)}, \quad (5)$$

где k_m — коэффициент усиления на высоких частотах эталонной модели; $Z(s)$ и $P(s)$ — известные полиномы, причем $\deg(P(s)) = n_1$.

Требуется найти такой закон управления $u(t)$, который обеспечивает асимптотическое стремление к нулю ошибки $e(t) = y(t) - y_m(t)$ для произвольных начальных условий и произвольных ограниченных

сигналов $r(t)$. Таким образом, целевое условие для системы управления приобретает следующий вид:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} [e(t) = y(t) - y_m(t)] = 0. \quad (6)$$

Об объекте (2) и модели (5) делаются следующие предположения:

A1) для получения управления $u(t)$ могут быть использованы только вход u и выход y объекта;

A2) передаточная функция объекта $W_0(s)$ — устойчивая и минимально фазовая, т. е. приведенные полиномы $A_0(s)$ и $B_0(s)$ — гурвицевы;

A3) эксцесс полюсов передаточной функции объекта $W_0(s)$ совпадает с эксцессом полюсов передаточной функции эталонной модели $W_m(s)$:

$$\begin{aligned} n^* &= \deg(A_0(s)) - \deg(B_0(s)) = \\ &= \deg(P(s)) - \deg(Z(s)). \end{aligned} \quad (7)$$

Выбор структуры фильтра. В соответствии с работой [8], для использования в разомкнутом адаптивном управлении введем следующую схему фильтрации для сигналов $\omega_{y_m}(t)$, $\omega_u(t)$ и $\omega_r(t)$:

$$\begin{aligned} \dot{\omega}_{y_m}(t) &= \Lambda_2 \omega_{y_m}(t) + h_2 y_m(t), \quad \omega_{y_m}(0) = 0; \\ \dot{\omega}_u(t) &= \Lambda_2 \omega_u(t) + h_2 u(t), \quad \omega_u(0) = 0; \\ \dot{\omega}_r(t) &= \Lambda_1 \omega_r(t) + h_1 u_{rf}(t), \quad \omega_r(0) = 0, \end{aligned} \quad (8)$$

где $\Lambda_1 \in R^{N \times N}$, $\Lambda_2 \in R^{m \times m}$ — диагональные матрицы постоянных коэффициентов вида

$$\Lambda_1 = \text{diag}(-\delta_i), \quad i = \overline{1, N}, \quad \Lambda_2 = \text{diag}(-\lambda_j), \quad j = \overline{1, m},$$

$\delta_i > 0$, $\lambda_j > 0$, $h_1 \in R^N$, $h_2 \in R^m$ — единичные векторы. Сигнал $u_{rf}(t)$ является выходом линейного фильтра вида

$$\dot{u}_{rf}(t) = -\frac{1}{T} u_{rf}(t) + k_l u_r(t), \quad u_{rf}(0) = 0, \quad (9)$$

где $T > 0$, k_l — заданные константы.

Тогда существует такой вектор $\theta^{*T} = [\alpha^T, -\beta^T, -\eta^T, -\eta_0]$ соответствующей размерности, что управление вида

$$u(t) = \frac{1}{k_p} [\theta^{*T} \omega_m(t) + u_r(t)], \quad (10)$$

где $\omega_m^T(t) = [\omega_{y_m}^T(t), \omega_u^T(t), \omega_r^T(t), u_{rf}(t)]$, обеспечивает полное совпадение передаточной функции объекта и эталонной модели [8].

Структура адаптивного контроллера (эксцесс полюсов $n^* > 1$)

В случае, если эксцесс полюсов объекта управления больше единицы, передаточная функция системы относительно ошибки [8] не является строго положительно действительной (SPR) и, как следствие, не работает лемма Калмана—Якубовича [11, 12].

Для синтеза алгоритма адаптивного управления в этом случае воспользуемся схемой Монополи [1, 6], предложенной им для замкнутой структуры контроллера. При этом осуществим модификацию схемы Монополи для разомкнутой структуры контроллера, оставив ее главные элементы: *вспомогательную модель* и *расширенную ошибку*.

Зададим сигнал *расширенной ошибки* в виде

$$e_a(t) = e(t) - y_a(t) = y(t) - y_m(t) - y_a(t). \quad (11)$$

Здесь y_a — выход *вспомогательной модели*, которую определим уравнением

$$y_a(s) = W_a(s) u_a(s), \quad (12)$$

где передаточная функция $W_a(s)$ имеет вид

$$W_a(s) = \frac{L(s)}{R(s)} = \frac{k_l T}{Ts + 1}, \quad (13)$$

а $u_a(s)$ — управляющий вход *вспомогательной модели*, который будет определен ниже.

Новую цель управления определим в виде

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e_a(t) = 0. \quad (14)$$

Очевидно, что если потребовать выполнение целевых условий (14) и

$$\lim_{t \rightarrow \infty} y_a(t) = 0, \quad (15)$$

то будет выполнена исходная цель управления (6). Структурная схема адаптивной системы с расширенной ошибкой приведена на рис. 1.

Для представления в пространстве состояний *вспомогательной модели* проведем эквивалентные преобразования с уравнением (12). С учетом (13) получим

$$y_a(s) = \frac{k_l T}{Ts + 1} [\tilde{\theta}^{*T} \omega_a(s) - \tilde{\theta}^{*T} \omega_a(s) + u_a(s)], \quad (16)$$

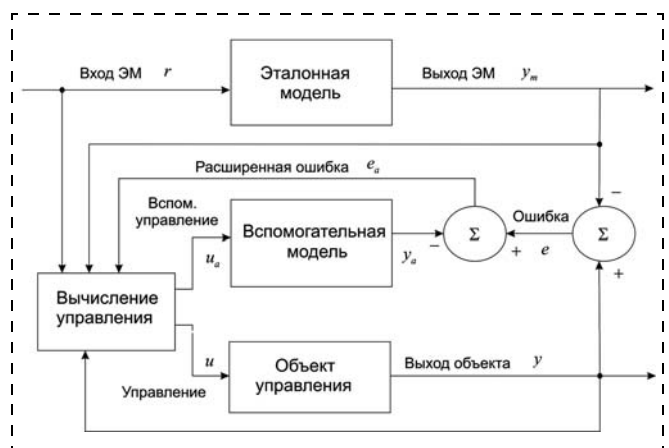


Рис. 1. Структурная схема адаптивной системы с расширенной ошибкой

где

$$\tilde{\theta}^{*T} = [-\alpha^T, \eta^T, \eta_0],$$

$$\omega_a^T(s) = \left[\frac{1}{L(s)} \omega_{\lambda y_a}^T(s), \omega_{\delta y_a}^T(s), y_a(s) \right], \quad (17)$$

$$\begin{aligned} \dot{\omega}_{\lambda y_a}(t) &= \Lambda_2 \omega_{\lambda y_a}(t) + h_2 y_a(t), \omega_{\lambda y_a}(0) = 0, \\ \dot{\omega}_{\delta y_a}(t) &= \Lambda_1 \omega_{\delta y_a}(t) + h_1 y_a(t), \omega_{\delta y_a}(0) = 0. \end{aligned} \quad (18)$$

Отсюда получим

$$\begin{aligned} y_a(s) &= \frac{R(s) - \Gamma(s)}{R(s)} y_a(s) - \frac{1}{R(s)} \sum_{i=1}^m \frac{\alpha_i}{s + \lambda_i} y_a(s) + \\ &+ \frac{L(s)}{R(s)} [u_a(s) - \tilde{\theta}^{*T} \omega_a(s)], \end{aligned} \quad (19)$$

где α_i ($i = \overline{1, m}$) — постоянные коэффициенты однозначно определяемые через исходные параметры объекта и заданные коэффициенты $\lambda_i > 0$ ($i = \overline{1, m}$) [8],

$$\Gamma(s) = s^{n^*} + \gamma_N s^N + \gamma_{N-1} s^{N-1} + \dots + \gamma_1 s^1 + \gamma_0, \quad (20)$$

$$\begin{aligned} L(s) &= k_l \prod_{i=1}^N (s + \delta_i) = \\ &= k_l (s^N + l_{N-1} s^{N-1} + \dots + l_1 s^1 + l_0), \end{aligned} \quad (21)$$

$$R(s) = s^{n^*} + \rho_N s^N + \rho_{N-1} s^{N-1} + \dots + \rho_1 s + \rho_0, \quad (22)$$

γ_j ($j = \overline{0, N}$) — постоянные коэффициенты, однозначно определяемые через исходные параметры объекта и заданные коэффициенты $\lambda_i > 0$ ($i = \overline{1, m}$); $k_l > 0$ — произвольное число; l_j ($j = \overline{0, (N-1)}$) — заданные коэффициенты, определяемые по известным коэффициентам $\delta_i > 0$ ($i = \overline{0, N}$); ρ_j ($j = \overline{0, N}$) — заданные коэффициенты, определяющие гурвицев полином $R(s)$.

Для простоты дальнейшего изложения зададим полином $R(s)$ в виде

$$R(s) = \frac{1}{k_l T} (Ts + 1)L(s), \quad T > 0. \quad (23)$$

Таким образом, уравнение для вспомогательной модели y_a в терминах передаточных функций принимает вид

$$y_a(s) = k_p \frac{F(s)L(s)}{A_0(s)} [\rho u_a(s) - \tilde{\theta}^{*T} \omega_a(s)], \quad (24)$$

$$\begin{aligned} F(s) &= \prod_{i=1}^m (s + \lambda_i) = \\ &= s^m + f_{m-1} s^{m-1} + \dots + f_1 s^1 + f_0. \end{aligned} \quad (25)$$

Теперь неминимальная реализация в пространстве состояний для вспомогательной модели y_a может быть представлена уравнением

$$\begin{aligned} \dot{Y}_a(t) &= A_{11} Y_a(t) + B_{pr} [\rho u_a(t) - \tilde{\theta}^{*T} \omega_a(t)], \\ y_a(t) &= C_{pr}^T Y_a(t), \end{aligned} \quad (26)$$

где $Y_a \in R^{(n+m)}$ — расширенный вектор вспомогательной модели; A_{11} , B_{pr} , C_{pr} — постоянные матрицы соответствующих размеров, имеющие такую структуру [8], что передаточная функция системы (26) имеет вид

$$W_{y_a}(s) = C_{pr}^T (sI - A_{11})^{-1} B_{pr} = k_p \frac{F(s)L(s)}{A_0(s)}. \quad (27)$$

Представим уравнение для ошибки $e(t)$ в эквивалентном виде:

$$\dot{E}_{f1}(t) = A_{11} E_{f1}(t) + B_{pr} [u_L(t) - \rho [\theta^{*T} \omega_{Lm}(t) + u_{Lr}(t)]],$$

$$e(t) = C_{pr}^T E_{f1}(t), \quad (28)$$

где сигналы u_L , ω_{Lm} , u_{Lr} в преобразованиях Лапласа имеют вид

$$\begin{aligned} u_L(s) &= \frac{1}{L(s)} u(s), \quad \omega_{Lm}(s) = \frac{1}{L(s)} \omega_m(s), \\ u_{Lr}(s) &= \frac{1}{L(s)} u_r(s). \end{aligned} \quad (29)$$

Заметим, что передаточная функция системы (28) совпадает с (27).

Тогда уравнение возмущенного движения для расширенной ошибки

$$E_a(t) = E_{f1}(t) - Y_a(t)$$

с учетом (26) и (28) примет следующий вид:

$$\begin{aligned} \dot{E}_a(t) &= A_{11} E_a(t) + B_{pr} [u_L(t) - \rho [\theta^{*T} \omega_{Lm}(t) + u_{Lr}(t)] - \\ &- \rho u_a(t) + \rho \tilde{\theta}^{*T} \omega_a(t)], \end{aligned}$$

$$e_a(t) = C_{pr}^T E_a(t). \quad (30)$$

Главный и вспомогательный законы управления $u(s)$ и $u_a(s)$ зададим в виде

$$\begin{aligned} u(s) &= \rho [\theta^T(s) \omega_m(s) + u_r(s)], \\ u_a(s) &= \frac{1}{L(s)} \theta^T(s) \omega_m(s) - \theta^T(s) \omega_{Lma}(s), \end{aligned} \quad (31)$$

где $\theta \in R^n$ — вектор настраиваемых коэффициентов;

$$\omega_{Lma}(s) = \frac{1}{L(s)} \omega_m(s) + \left[\frac{1}{L(s)} \omega_{\lambda y_a}(s) \ 0 \ \omega_{\delta y_a}(s) \ y_a(s) \right]^T.$$

Тогда с учетом (31) уравнение для ошибки $E_a(t)$ имеет вид

$$\begin{aligned} \dot{E}_a(t) &= A_{11}E_a(t) + B_{pr}\rho(\theta^T(t) - \theta^{*\top})\omega_{Lma}(t), \\ e_a(t) &= C_{pr}^T E_a(t). \end{aligned} \quad (32)$$

Очевидно, что передаточная функция системы (32) приобретает вид (27) и для нашего случая ($n^* > 1$) является **строго положительно действительной** и, следовательно, при дальнейшем синтезе адаптивной системы можно воспользоваться леммой Калмана—Якубовича [11, 12].

Далее для синтеза алгоритма настройки параметра θ воспользуемся прямым методом Ляпунова. Зададим функцию Ляпунова $V(t)$ в виде

$$2V(t) = E_a^T P E_a + (\theta(t) - \theta^* + k_p \Lambda(t))^T \Phi^{-1} (\theta(t) - \theta^* + k_p \Lambda(t)), \quad (33)$$

где $P = P^T > 0$, $\Phi = \Phi^T > 0$ — положительно-определенные симметричные матрицы соответствующих размеров, переменный вектор $\Lambda(t)$ определяется выражением

$$\Lambda(t) = \Phi e_a(t) \omega_{Lma}(t). \quad (34)$$

Поскольку передаточная функция системы (32) является **строго положительно действительной**, то в соответствии с леммой Калмана—Якубовича [11, 12] существуют такие $P = P^T > 0$, $Q = Q^T > 0$, что

$$\begin{aligned} A_{11}^T P + P A_{11} &= -2Q, \\ P B_{pr} \rho &= C_{pr}. \end{aligned} \quad (35)$$

Если пропорционально-интегральный алгоритм настройки вектора $\theta(t)$ определить выражением

$$\dot{\theta}(t) = -\Lambda(t) - k_p \dot{\Lambda}(t), \quad (36)$$

где $k_p > 0$ — произвольная константа, то полная производная по времени от функции Ляпунова с учетом (34), (36) примет вид

$$\dot{V}(t) \leq -E_a^T Q E_a < 0, \quad (37)$$

что означает выполнение следующей цели функционирования системы:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} [e_a(t) = e(t) - y_a(t)] = 0. \quad (38)$$

Так как сигналы $e_a(t)$ и $y(t)$ ограничены, то будет ограниченным и сигнал $y_a(t)$, что означает выполнение основной цели функционирования (6) в случае наличия богатого спектра в замкнутой системе и диссипативности — в противном случае.

Пример численного моделирования. Для иллюстрации эффективности предложенной схемы адаптивного управления со вспомогательной моделью

рассмотрим управление устойчивым минимально-фазовым объектом вида

$$y(s) = \frac{s+2}{s^3 + 4,5s^2 + 5s + 1,5} u(s). \quad (39)$$

Эталонную модель, формирующую цель управления, зададим соотношением

$$y_m(s) = \frac{2}{s^2 + 1,1s + 0,24} r(s), \quad (40)$$

где сигнал $r(t)$ зададим в виде

$$r(t) = \sin(0,05t) + \sin(0,02t) + \sin(0,01t).$$

Далее в соответствии с методикой, изложенной в предыдущем разделе, зададим следующие параметры фильтров ($\lambda_1 = 5$; $\delta_1 = 4$; $k_l = 1$; $T = 0,6$):

$$F(s) = s + 5; L(s) = s + 5;$$

$$R(s) = \frac{1}{0,6} (0,6s + 1)L(s) = \left(s + \frac{10}{6}\right) (s + 4). \quad (41)$$

Пропорциональный коэффициент $k_p = 0,1$, а матрица весовых коэффициентов $\Phi_{4 \times 4}$ была задана в следующем виде:

$$\Phi_{4 \times 4} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

Моделирование замкнутой системы адаптивного управления проводили в системе компьютерного моделирования MATLAB. На рис. 2—5 представлены результаты моделирования адаптивной системы.

Динамика слежения объекта за эталонной моделью приведена на рис. 2, из которого видно, что пе-

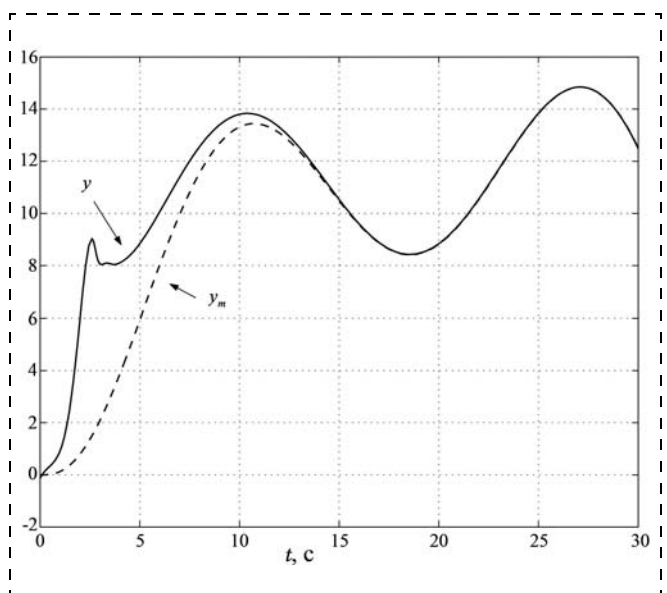


Рис. 2. Динамика слежения объекта за эталонной моделью

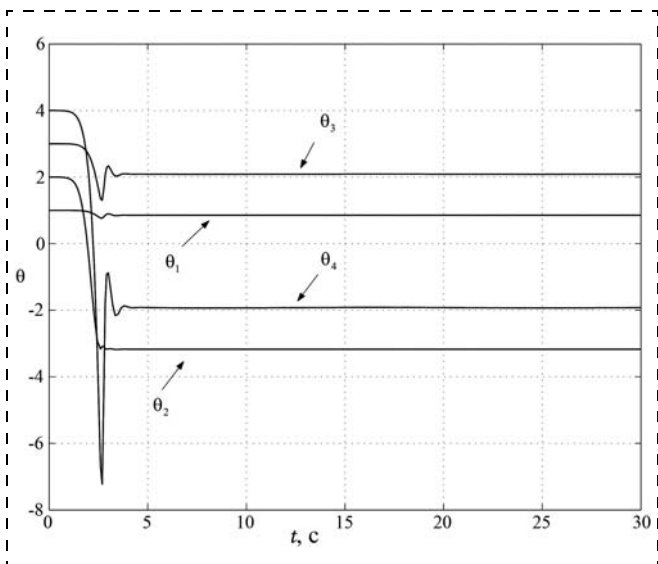


Рис. 3. Настройка адаптивного вектора

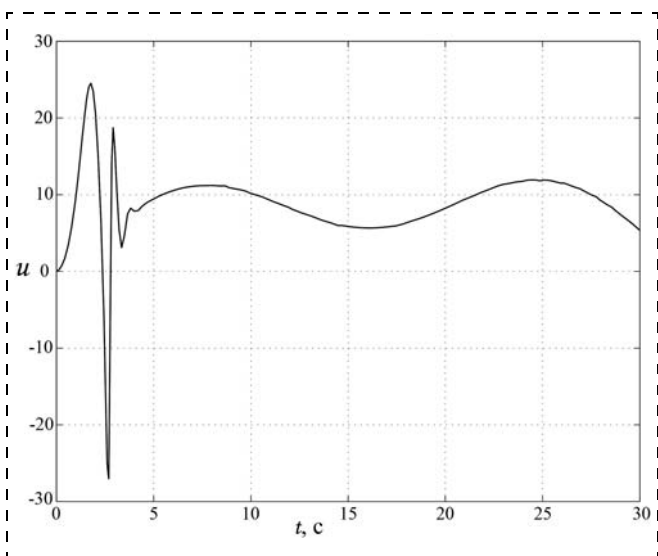


Рис. 4. Управляющее воздействие

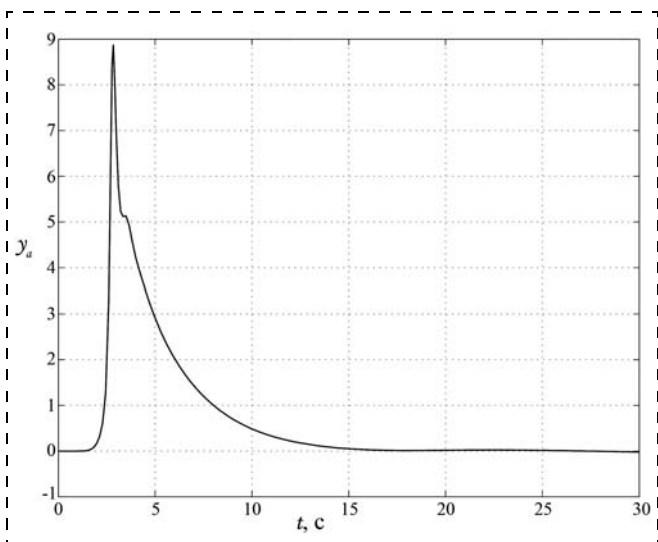


Рис. 5. Выход вспомогательной модели

реходные процессы в адаптивной системе завершились приблизительно через 15 с. На рис. 3 показана настройка во времени адаптивного вектора $\theta(t)$. На рис. 4 и 5 приведены графики адаптивного управления, поступающего на объект, и реакция вспомогательной модели $y_a(t)$ в процессе настройки системы.

Заключение. В статье предложена новая модификация схемы адаптивного управления со вспомогательной моделью [8], позволяющая сократить число настраиваемых параметров в адаптивном регуляторе до числа неизвестных коэффициентов в системе. Рассмотренная схема может быть полезна для управления устойчивыми неопределенными динамическими системами, в которых для управления используются только вход и измеряемый выход объекта. Приведенный пример численного моделирования подтверждает эффективность данного подхода.

Список литературы

1. **Монопольи R. V.** Model reference adaptive control with an augmented error signal // IEEE Trans. Aut. Contr. AC—19. 1974. P. 474—484.
2. **Narendra K. S., Annaswamy A. M.** Robast adaptive control in the presence of bounded disturbances // IEEE Trans. Aut. Contr. AC—31. 1986. P. 306—315.
3. **Миркин Е. Л.** Синтез адаптивно робастного регулятора, функционирующего в скользящем режиме // Проблемы автоматки и процессов управления. Бишкек: Илим, 1994. С. 68—77.
4. **Ortega R., Lozano R.** Globally stable adaptive controller for systems with delay // Int. J. Control. 1988. V. 47, N 1. P.17—23.
5. **Narendra K. S., Annaswamy A. M.** Stable Adaptive Systems. New-York: Prentice-Hall, 1989.
6. **Mirkin E. L.** Combination of sliding mode and reference model prediction methods for adaptive control of input delay systems // Proceeding of the 7th International Workshop on Variable Structure Systems. Sarajevo, 17—19 July 2002. P. 153—162.
7. **Миркин Е. Л., Шаршеналиев Ж. Ш.** Адаптивные системы управления сложными объектами. Saarbrucken, Germany: LAP LAMBERT Academic Publshing. 2012.
8. **Миркин Е. Л., Шаршеналиев Ж. Ш.** Синтез адаптивных систем управления с вспомогательной моделью для объектов с запаздыванием по управлению // Автоматика и телемеханика. 2010. № 11. С. 159—171.
9. **Шаршеналиев Ж. Ш., Миркин Е. Л.** Синтез модифицированных алгоритмов адаптивного управления процессом роста монокристаллов кремния // Мехатроника, автоматизация, управление. 2012. № 3. С. 37—44.
10. **Mirkin B. M., Mirkin E. L., Gutman P.-O.** State-feedback adaptive tracking of linear systems with input and state delays // International journal of adaptive control and signal processing. 2009. V. 23. N. 6. P. 567—580.
11. **Kalman R. E.** Liapunov functions for the problem of Lure in automatic control // Proc. of Nat'l Acad. Sci. V. 49. February 1963. P. 201—205.
12. **Монопольи R. V.** The Kalman — Yacobovich lemma in adaptive control system design // IEEE Trans. Aut. Contr. AC—18. 1973. P. 527—529.

УДК 621.791.856.3

В. А. Лебедев¹, д-р техн. наук,
valpaton@ukr.net,

К. В. Гулаков², инженер,

И. В. Лендел¹, инженер,

¹Институт электросварки им. Е. О. Патона
НАН Украины, г. Киев

²Государственный технический университет,
г. Брянск

Нейросетевая модель процесса механизированной сварки с управляемой импульсной подачей электродной проволоки

Рассматривается методика оценки влияния управляемых параметров импульсной подачи электродной проволоки при дуговой механизированной и автоматизированной сварке в среде защитных газов на формирование наплавленного валика, глубину проплавления, зону термического влияния при использовании нейросетевых моделей. Показана целесообразность и эффективность применения такой оценки на реальных процессах. Отмечена наглядность полученной графической информации и возможность ее использования на практике при выборе параметров импульсной подачи для получения сварных соединений с заданными параметрами.

Ключевые слова: механизированная сварка, наплавка, шов, характеристики, подача электродной проволоки, импульсы, параметры, нейросетевая модель

Актуальность процесса сварки с импульсной подачей электродной проволоки

Как известно [1], автоматическая и полуавтоматическая (механизированная) сварка с импульсной подачей электродной проволоки (ИПЭП) в углекислом газе связана с рядом недостатков. Нестабильность процесса сварки, повышенное разбрызгивание электродного металла, не всегда качественное формирование шва с повышенным усилением и резкими переходами к основному металлу, относительно глубокое проплавление свариваемого металла сдерживают более широкое применение данного способа сварки [2, 3]. Недостатки побуждают исследователей и производителей сварочного оборудования постоянно совершенствовать его.

Совершенствование направлено на возможности получения швов с оптимальной геометрией валиков, регулирования глубины проплавления, минимизации потерь электродного металла, снижения затрат электроэнергии [4].

Особенности механизированной сварки с ИПЭП

Источники с импульсными алгоритмами работы, которые позволяют контролировать перенос электродного металла, широко распространились и достаточно хорошо описаны в технической литературе [5—8]. Применение возможностей механического движения, таких как подача электродной проволоки, горелки, перемещение изделия, до сих пор должным образом не представлены в технической литературе, хотя, безусловно, оказывают существенное влияние на дугу, процесс формирования сварного шва и наплавленного металла, экономия энергии и материальных ресурсов, эксплуатационные характеристики свариваемых конструкций.

Одним из эффективных и развивающихся направлений решения задач совершенствования процесса сварки является применение импульсной подачи электродной проволоки [9—14]. Последние достижения в конструкциях механизмов подачи связаны с компьютеризованными, безредукторными, быстродействующими, вентильными электроприводами [15—16]. Такие механизмы подачи позволяют в широком диапазоне регулировать параметры импульсной подачи, которые, в свою очередь, формируют сварные швы с заданными характеристиками, а оборудование с этими механизмами в полной мере можно отнести к мехатронной системе [17]. Высокие показатели динамических характеристик (полоса воспроизводимых частот без существенного искажения формы импульса — не менее 60 Гц) получены как за счет конструктивных особенностей новых разработок электропривода, так и благодаря отсутствию промежуточных механических звеньев (подающий ролик установлен

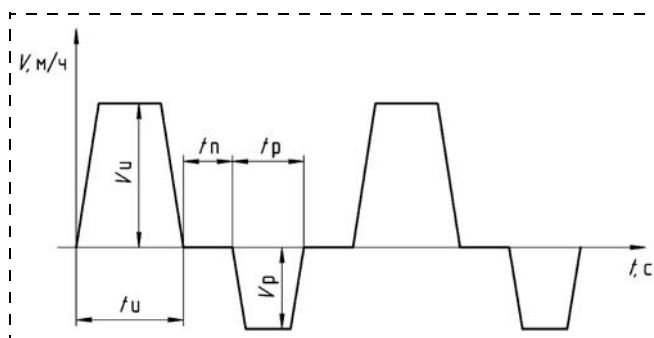


Рис. 2. Циклограмма импульсной подачи электродной проволоки: t_u — длительность импульса; t_n — длительность паузы; t_p — длительность реверса; V_u — скорость в импульсе; V_p — скорость в реверсе

непосредственно на валу электродвигателя). Вариант такого механизма подачи показан на рис. 1 (см. вторую сторону обложки). Механизм обеспечивает следующие алгоритмы движения ролика и проволоки:

- 1) конвенциональное движение;
- 2) импульсное движение в форме, идеализированной представленной на рис. 2, с возможностью реализовывать этот алгоритм полностью или фрагментарно, например, исключить реверс, а также регулировать любой из параметров, обозначенных на рис. 2;
- 3) импульсное движение с постоянной заданной интегральной скоростью подачи, обеспечивающее выбранный по требованиям технологии ток сварочного процесса.

Применение нейросетевого моделирования при сварке с ИПЭП

Каждый из параметров, как отмечено в работе [18], определенным образом влияет на геометрические размеры шва, глубину проплавления, внешний вид соединения. Оценка этого влияния возможна на основе использования экспериментальных данных, получение которых уже само по себе является достаточно сложной задачей, учитывая число вариаций параметров. Эта задача еще более усложняется при выборе способа представления полученных результатов и их практического использования. Сложностью также является оценка влияния одновременно нескольких параметров импульсной подачи на характеристики сварного соединения. Существуют несколько способов получения результирующих параметров процесса, который подвержен ряду воздействий. Из таких способов целесообразно упомянуть широко используемый при анализе сварочных процессов метод математического планирования экспериментов с получением регрессионных моделей процесса, технологии и др. Недостатком такого метода является необходимость получения достаточно большого числа экспериментальных (исходных) данных, а также невозможность определения исходных данных при желаемом (заданном) конечном результате, т. е. невозможность решения инверсной задачи.

Одним из наиболее действенных современных способов моделирования, который достаточно эффективно используется в случае ограниченного объема данных, является нейросетевое моделирование [19].

Целью настоящей работы является рассмотрение возможностей применения нейросетевого моделирования применительно к конструированию сварного шва и валика наплавленного металла при сварке тонкими электродными проволоками в среде углекислого газа с использованием импульсных технологий, в частности, импульсной подачи электродной проволоки с регулируемыми параметрами (частотой импульсов и скважностью).

Опираясь на литературу [19, 20], следует отметить, что нейросеть моделирует функциональную

зависимость между входным вектором параметров (зависимых переменных) и выходным вектором (независимых переменных). Эту задачу можно рассматривать как нелинейное отображение типа "вход-выход" (MIMO-система¹) [19], заданное следующим соотношением:

$$d = f(x), \quad (1)$$

где вектор x — вход, а вектор d — выход.

Векторная функция $f(\bullet)$ считается неизвестной. Чтобы восполнить пробел в знаниях о функции $f(\bullet)$, нам предоставляется множество T маркированных примеров:

$$T = \{(x_i, d_i)\}_{i=1}^N, \quad (2)$$

где N — число элементов обучающего множества.

К структуре нейронной сети, аппроксимирующей неизвестную функцию $f(\bullet)$, предъявляется следующее требование: функция $F(\bullet)$, описывающая отображение входного сигнала в выходной, должна быть достаточно близка к функции $f(\bullet)$ в смысле евклидовой нормы на множестве всех входных векторов x , т. е.

$$\|F(x) - f(x)\| < \varepsilon \quad \forall x, \quad (3)$$

где ε — некоторое малое положительное число. Если число N элементов обучающего множества достаточно велико и в сети имеется достаточное число свободных параметров, то ошибку аппроксимации ε можно сделать относительно малой.

Описанная задача аппроксимации является примером задачи для обучения с учителем. Здесь x играет роль входного вектора, а d — роль желаемого отклика. Исходя из этого задачу обучения с учителем можно свести к задаче аппроксимации.

Способность нейронной сети аппроксимировать неизвестное отображение входного пространства в выходное можно использовать в том числе для решения задачи инверсной системы (*inverse system*).

Предположим, что существует некая MIMO-система без памяти, для которой преобразование входного пространства в выходное описывается соотношением (1). Требуется построить инверсную систему, которая в ответ на вектор d генерирует отклик в виде вектора x . Инверсную систему можно описать следующим образом:

$$x = f^{-1}(d), \quad (4)$$

где вектор-функция $f^{-1}(\bullet)$ является инверсной к функции $f(\bullet)$. Обратим внимание, что функция $f^{-1}(\bullet)$ не является обратной к функции $f(\bullet)$. Здесь верхний индекс $^{-1}$ используется только как индикатор инверсии. Во многих ситуациях на практике функция $f(\bullet)$ может быть достаточно сложной, что делает практически невозможным формальный вывод обратной функции $f^{-1}(\bullet)$. Однако на основе множества маркированных примеров (2) можно построить

¹ Multi Input Multi Output — множество входов — множество выходов.

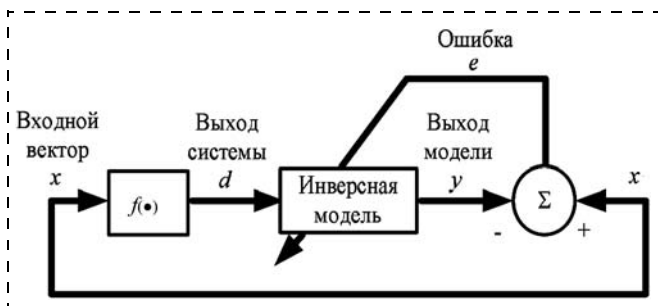


Рис. 3. Блочная диаграмма моделирования инверсной системы

нейронную сеть, аппроксимирующую обратную функцию $f^{-1}(\bullet)$ с помощью схемы, изображенной на рис. 3. В данной ситуации роли векторов x и d меняются: вектор d используется как входной сигнал, а вектор x — как желаемый отклик. Пусть вектор сигнала ошибки определяется как разность между вектором x и выходом нейронной сети y , полученным в ответ на возмущение d . Здесь вектор сигнала ошибки используется для корректировки свободных параметров нейронной сети с целью минимизировать сумму квадратов разностей между выходами неизвестной инверсной системы и нейронной сети в статистическом смысле (т. е. вычисляемую на всем множестве примеров обучения) [19].

Результаты обучения нейросети

Для построения нейросетевой модели на первом этапе необходимо определить множество входов и выходов нейросети. Здесь можно решать прямую или обратную (инверсную) задачи. Прямой задачей является поиск геометрических (или других) характеристик шва в зависимости от заданных параметров, определяющих процесс сварки (скважности и частоты импульсов, скорости подачи и др.). Обратной задачей является определение технологических параметров процесса для заданных характеристик шва.

Выделим множество входов и выходов нейросетевой модели. На рис. 4 (см. вторую сторону обложки) показаны осциллограммы импульсов подачи электродной проволоки: $S = T_{ц}/t_{и}$ — скважность импульса; $T_{ц}$, $t_{и}$ — период импульса подачи и длительность импульса; $f_{и}$ — частота импульсов; $V_{и}$ — скорость подачи в импульсе.

Геометрические характеристики наплавленных валиков показаны на рис. 5. Площадь поперечного сечения вычисляли по специально разработанной программе точного расчета: a — высота усиления шва, мм; b — ширина шва, мм; h — глубина проплавления, мм.

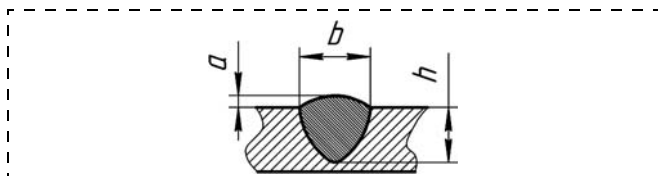


Рис. 5. Геометрические характеристики наплавленных валиков

Для оценки качества получаемого шва целесообразно к параметрам модели добавить показатель разбрызгивания металла. В данном исследовании предлагается ввести лингвистическую переменную "разбрызгивание" — R , значение которой для каждого из опытов определяется экспертом. Можно ввести пять значений: "очень сильное", "сильное", "удовлетворительное", "незначительное", "отсутствует". При необходимости градацию можно расширить или сузить.

Построим таблицу (табл. 1) примеров для обучения нейросети ($S_{зТВ}$ — площадь зоны термического влияния, мм²; $S_{В}$ — площадь поперечного сечения, мм²).

Далее следует определить диапазоны изменения параметров и шаг сетки координатного пространства. Учитывая, что в имеющихся экспериментальных данных координатная сетка лучше заполнена для прямой задачи, на первом этапе будем решать ее. Это значит, что входами нейросети являются параметры процесса, а выходом — характеристики шва или валика.

В экспериментальных данных, полученных при наплавке механизированным способом в CO_2 с использованием электродной проволоки типа Св08Г2С диаметром 1,2 мм валиков с регулируемой импульсной подачей, параметр скважности импульса

Таблица 1

Данные для обучения нейросети

| | Входы | | | Выходы | | | | | № опыта |
|-----|-------|---------|---------|--------|-----|------|-----------|--------------------|---------|
| | S | $f_{и}$ | $V_{и}$ | a | b | h | $S_{зТВ}$ | $S_{В}$ | |
| 1 | 1 | 180 | 2,3 | 7,7 | 1,5 | 15,8 | 16,1 | Сильное | 1 |
| 3 | 20 | 540 | 1,4 | 5,7 | 0,9 | 7,4 | 8,1 | Удовлетворительное | 2 |
| 3 | 30 | 540 | 1,5 | 6,1 | 0,8 | 7,4 | 8,9 | Удовлетворительное | 3 |
| 3 | 40 | 540 | 1,4 | 6,1 | 0,8 | 7,5 | 8,5 | Удовлетворительное | 4 |
| 3 | 50 | 540 | 1,4 | 6,2 | 0,9 | 7,5 | 8,4 | Удовлетворительное | 5 |
| 3 | 60 | 540 | 1,5 | 6,4 | 1,1 | 7,7 | 8,4 | Незначительное | 6 |
| 2 | 20 | 360 | 2,2 | 7,9 | 1,2 | 9,3 | 14,8 | Удовлетворительное | 7 |
| 2 | 30 | 360 | 2,2 | 8,1 | 1,3 | 10,6 | 15,9 | Удовлетворительное | 8 |
| 2 | 40 | 360 | 2,1 | 8,1 | 1,6 | 11,3 | 17,6 | Удовлетворительное | 9 |
| 2 | 50 | 360 | 2 | 7,7 | 1,5 | 12,6 | 16,6 | Удовлетворительное | 10 |
| 2 | 60 | 360 | 2 | 7,5 | 1,1 | 13,6 | 15,1 | Незначительное | 11 |
| 1,5 | 20 | 270 | 2,3 | 9 | 2,4 | 24,4 | 22,8 | Удовлетворительное | 12 |
| 1,5 | 30 | 270 | 2,4 | 9,2 | 2,6 | 24,9 | 23,2 | Удовлетворительное | 13 |
| 1,5 | 40 | 270 | 2,6 | 9,5 | 2,6 | 26,4 | 24,7 | Удовлетворительное | 14 |
| 1,5 | 50 | 270 | 2,7 | 9,7 | 2,4 | 28,8 | 26,4 | Удовлетворительное | 15 |
| 1,5 | 60 | 370 | 2,7 | 9,4 | 2,3 | 29,1 | 25,2 | Незначительное | 16 |

Результаты на обучающей выборке

| Входы | | | Выходы | | | | | |
|-------|-----|---------|--------|------|------|-----------|---------|--------------------|
| S | f | $V_{и}$ | a | b | h | $S_{ЗТВ}$ | $S_{В}$ | R |
| 1 | 1 | 180 | 2,16 | 7,74 | 1,62 | 14,97 | 16,32 | Сильное |
| 3 | 20 | 540 | 1,51 | 6,15 | 0,87 | 6,72 | 8,43 | Удовлетворительное |
| 3 | 30 | 540 | 1,43 | 5,99 | 0,85 | 6,81 | 7,86 | Удовлетворительное |
| 3 | 40 | 540 | 1,40 | 5,98 | 0,86 | 7,26 | 7,92 | Удовлетворительное |
| 3 | 50 | 540 | 1,41 | 6,09 | 0,90 | 8,04 | 8,53 | Удовлетворительное |
| 3 | 60 | 540 | 1,46 | 6,29 | 0,97 | 9,09 | 9,56 | Незначительное |
| 2 | 20 | 360 | 2,17 | 7,89 | 1,31 | 10,46 | 15,83 | Удовлетворительное |
| 2 | 30 | 360 | 2,17 | 7,93 | 1,34 | 11,00 | 16,12 | Удовлетворительное |
| 2 | 40 | 360 | 2,14 | 7,92 | 1,35 | 11,50 | 16,20 | Удовлетворительное |
| 2 | 50 | 360 | 2,08 | 7,84 | 1,35 | 11,95 | 16,01 | Удовлетворительное |
| 2 | 60 | 360 | 1,99 | 7,71 | 1,34 | 12,40 | 15,64 | Незначительное |
| 1,5 | 20 | 270 | 2,48 | 9,02 | 2,34 | 25,29 | 23,08 | Удовлетворительное |
| 1,5 | 30 | 270 | 2,52 | 9,19 | 2,39 | 26,03 | 23,76 | Удовлетворительное |
| 1,5 | 40 | 270 | 2,56 | 9,36 | 2,45 | 26,79 | 24,46 | Удовлетворительное |
| 1,5 | 50 | 270 | 2,60 | 9,53 | 2,51 | 27,56 | 25,13 | Удовлетворительное |
| 1,5 | 60 | 270 | 2,62 | 9,67 | 2,56 | 28,30 | 25,70 | Незначительное |

меняется в диапазоне от 1 до 3 с шагом 0,5. Параметр частоты импульсов изменяется в диапазоне от 20 до 60 Гц с шагом 10 Гц. Скорость подачи неизменна для опытов со скважностью, отличной от единицы. Таким образом, основное влияние на результат оказывают изменяющиеся параметры: скважность и частота. Можно говорить, что имеющиеся экспериментальные данные для параметров S и $f_{и}$ достаточно хорошо заполняют координатную сетку, однако параметр "скорость подачи в импульсе" не варьируется, и, как следствие, отсутствуют примеры его влияния на результат. Имеются пропущенные значения координатной сетки — нет данных для скважности 2,5. Однако нейросетевая модель не требует полностью заполненной координатной сетки и способна качественно обучиться на данных, имеющих большое число пропусков узлов сетки. При этом с помощью обученной нейросети можно заполнить пробелы в данных внутри диапазона их изменения (выполнить аппроксимацию). Существует также возможность спрогнозировать значения функции (выходов) вне диапазона изменения независимых параметров (входов), т. е. выполнить экстраполяцию. Решение задачи экстраполяции снижает точность модели, так как расширение диапазона изменения параметров приведет к более редкой заполненности координатной сетки обучающей выборки. Однако это даст более широкие возможности применения модели. Определим диапазон изменения параметра S — от 1 до 5, параметра $f_{и}$ — от 10 до 100 Гц. Расширение диапазона изменения $V_{и}$ не даст приемлемых результатов, поскольку для этого или недостаточно данных, или они не совсем точны. Следует отметить, что наличие обучающих примеров на краях нового диапазона (для $S = 1$, $f_{и} = 10$ Гц; $S = 5$, $f_{и} = 100$ Гц) значительно увеличило бы точность модели.

В результате использования экспериментальных данных построена нейросеть, которая для любого вектора независимых переменных из соответствующего диапазона изменения определяет значения независимых переменных. Для построения модели использовали искусственную нейронную сеть типа "многослойный перцептрон", так как она обладает способностью экстраполяции. Сеть состояла из трех нейронов на входе, шести нейронов на выходе и одного скрытого слоя с тремя нейронами. Все нейроны имели передаточную функцию гиперболического тангенса, которая в действительности является не более чем логистической функцией, только масштабированной и смещенной. Значения входов и выходов нормировали в диапазон [0...1]. В результате построена нейросеть, которая для обучающего множества дает результаты, представленные в табл. 2. Нейросетевая модель реализует приближенную модель процесса и, как следствие, описывает экспериментальные данные с некоторой погрешностью. При этом нейросетевая модель позволяет определить значения параметров шва для пропущенных узлов сетки ($S = 2,5$), а также про-

гнозировать значения моделируемой зависимости вне диапазона экспериментальных данных.

Результаты можно представить в виде функции каждого из параметров шва как зависимости от двух параметров (скважности и частоты импульса), при этом третий параметр (скорость подачи) фиксирован. Виды поверхностей отклика соответствующих функций приведены на рис. 6—10 (см. вторую сторону обложки) (a — высота усиления шва, мм; b — ширина шва, мм; h — глубина проплавления, мм; $S_{ЗТВ}$ — площадь зоны термического влияния, мм²; $S_{В}$ — площадь поперечного сечения, мм²; S — скважность и f — частота, Гц).

После проведения наплавки можно сказать, что незначительная осевая асимметричность наблюдается только у первого валика, выполненного при постоянной подаче электродной проволоки, его поверхность имеет неплывное очертание, неравномерную ширину, а также "провалы". Увеличение частоты при импульсной подаче не только благотворно сказывается на уменьшении разбрызгивания металла, но, кроме того, валики, выполненные таким способом, практически лишены наплывов и утяжек. Важно отметить, что во всех случаях сварки с импульсной подачей электродной проволоки отношение величины выпуклости шва к его ширине составляет $a/b < 0,3$, что превосходит требования стандартов.

Швы, полученные с использованием стационарной подачи электродной проволоки, не всегда

соответствуют по показателю a/b требованиям стандартов. Это, в частности, можно объяснить характером горения дуги при импульсной подаче электродной проволоки. В случае стационарной подачи дуга горит непрерывно, ее давление сосредоточено на кратере, при этом происходит интенсивное оттеснение жидкого металла в хвостовую часть ванны. При импульсной подаче электродной проволоки давление дуги изменяется в широком диапазоне — от максимального в период действия импульса подачи до нулевого или близкого к нему значения при паузе. Соответственно, происходят и колебания длины дуги от нулевого значения при коротком замыкании электродной проволоки на ванну жидкого металла до максимального при паузе и зависящего от дугового напряжения. Эти колебания и оказывают определяющее влияние на характеристики формирования сварного шва или валика наплавленного металла. По наплавленным, в результате исследований, валикам видно, что импульсная подача проволоки обеспечивает равномерное формирование шва с мелкочешуйчатой поверхностью. При этом формирование сварного шва происходит в режиме управления тепловложением энергии дугового процесса в основной металл и управления формой проплавления швов, оптимизации условий начала и окончания процесса сварки, обеспечения доброкачественных швов при выполнении соединений с переменным зазором и т. д.

Выводы

1. Программирование скорости импульсной подачи электродной проволоки существенно расширяет технологические возможности процесса сварки в углекислом газе — повышается стабильность горения дуги, увеличивается диапазон рабочих режимов, появляется возможность сваривать металл меньшей толщины.

2. Установлено, что частота импульсов, скважность и их совместное воздействие оказывают влияние на сварной шов. Одним из основных эффектов, выявленных при сварке с регулируемой импульсной подачей электродной проволоки, является существенное расширение диапазона устойчивых режимов процесса, что можно объяснить дозированием капель электродного металла, переходящего в ванну при каждом импульсе, и регулированием шага подачи.

3. Нейросетевое моделирование может быть предложено как эффективный метод достоверной оценки параметров сварного соединения и наплавленного валика в зависимости от комплекса специально вводимых воздействий, в том числе и импульсной подачи электродной проволоки с управляемыми параметрами.

4. При интерполяции некоторые параметры импульсной подачи намеренно выбраны из числа тех, которые на практике достаточно сложно реализо-

вать, но весьма интересен возможный конечный результат. Эту возможность предоставляет метод нейросетевого программирования.

Список литературы

1. **Потапьевский А. Г.** Сварка в защитных газах плавящимся электродом. М.: Машиностроение, 1974. 240 с.
2. **Федько В. Т.** Теория, технология и средства снижения набрызгивания и трудоемкости при сварке в углекислом газе. Томск: Изд-во Томск. ун-та, 1998. 432 с.
3. **Бадьянов Б. Н.** Некоторые проблемы технологии сварки на рубеже веков // Сварочное производство. 2000. № 1. С. 8—11.
4. **Лебедев В. А., Гедрович А. Н.** Техника и технология дуговой сварки и наплавки (нестационарные процессы и режимы работы). Луганск: Изд-во Ноулидж, 2010. 255 с.
5. **Сараев Ю. Н.** Разработка и исследование методов и устройств стабилизации процесса автоматической сварки в углекислом газе короткой дугой: Автореф. дисс. канд. тех. наук. Томск, 2002. 19 с.
6. **Бассет Дж.** Импульсные источники питания: Тенденции развития // Электроника. 1988. Т. 61. № 1. С. 72—77.
7. **Лебедев В. А.** Тенденции развития механизированной сварки с управляемым переносом электродного металла (Обзор) // Автоматическая сварка. 2010. № 10. С. 45—53.
8. **Шейко П. П., Павшук В. М.** Источник питания для импульсно-дуговой сварки плавящимся электродом с плавным регулированием параметров // Новые сварочные источники питания. Сб. научных трудов. Киев, 1992. С. 40—48.
9. **Патон Б. Е., Лебедев В. А., Пичак В. Г., Полосков С. Ю.** Эволюция систем импульсной подачи проволоки для сварки и наплавки // Сварка и диагностика. 2009. № 3. С. 46—51.
10. **Воролай Н. М.** Параметры режимов и технологические возможности дуговой сварки с импульсной подачей электродной и присадочной проволоки // Автоматическая сварка. 1996. № 10. С. 3—9.
11. **Дубовецкий С. В., Сергацкий Г. И., Касаткин О. Г.** Оптимизация режима сварки в CO_2 // Автоматическая сварка. 1980. № 12. С. 30—34.
12. **Павлов Н. В., Крюков А. В., Зернин Е. А.** Сварка с импульсной подачей проволоки в смеси газов // Сварочное производство. 2010. № 4. С. 27—28.
13. **Брунов О. Г., Федько В. Т., Слестин А. П.** Механизмы импульсной подачи сварочной проволоки // Технология металлов. 1999. № 11. С. 7—9.
14. **Лебедев В. А.** Особенности сварки сталей с импульсной подачей электродной проволоки // Сварочное производство. 2007. № 8. С. 30—35.
15. **Лебедев В. А., Максимов С. Ю., Пичак В. Г., Рымша В. В., Радимов И. Н., Гулый М. В.** Новые механизмы подачи электродной и присадочной проволоки // Сварочное производство. 2011. № 5. С. 35—39.
16. **Лебедев В. А., Рымша В. В., Радимов И. Н.** Современные вентильные электроприводы в системах механизированного сварочного оборудования // Электромашинообудовання та Електрообладнання. Випуск 74. Київ: Техніка, 2009. С. 22—24.
17. **Лебедев В. А.** Современное дуговое автоматизированное и механизированное сварочное оборудование как мехатронная система // Мехатроника, автоматизация, управление. 2009. № 9. С. 13—19.
18. **Лебедев В. А., Пичак В. Г.** Механизированная дуговая сварка в CO_2 с регулируемой импульсной подачей электродной проволоки // Сварочное производство. 1998. № 5. С. 30—33.
19. **Хайкин С.** Нейронные сети: полный курс. М.: Вильямс, 2006. 1104 с.
20. **Галушкин А. И.** Нейронные сети. Основы теории. М.: Горячая Линия-Телеком, 2009. 480 с.
21. **Lebedev V. A., Maksimov S. Yu.** Reduction in power consumption and weld quality control in welding using a controllable pulsed feed of electrode wire // International Congress on Advances in Welding Science and Technology for Construction, Energy and Transportation Systems (AWST — 2011) 24—25 October 2011, Antalya, Turkey. P. 371—373.

Ю. К. Титов, нач. сектора,
titov-uk@ao-star.ru,

Р. Г. Филиппенков, инж.-конструктор,
filippenkov-rg@ao-star.ru,
ОАО "СТАР", г. Пермь,

Ю. Н. Хижняков, д-р техн. наук, проф.,
Пермский национальный исследовательский
политехнический университет

Нейронечеткий регулятор частоты вращения силовой турбины ТВД на базе ANFIS-сети

Рассмотрена оптимизация параметров нейронечеткого регулятора частоты вращения силовой турбины турбовального двигателя на базе ANFIS-сети в среде MATLAB-Simulink. Проведен сравнительный анализ работы классического и нейронечеткого регуляторов.

Ключевые слова: силовая турбина, несущий винт, турбовальный двигатель, нейронный регулятор частоты, ANFIS-сеть, нечеткий вывод Такаги-Сугено, среда MATLAB-Simulink

Введение

Контур частоты вращения силовой турбины предназначен для поддержания на установившихся и переходных режимах постоянной частоты вращения силовой турбины турбовального двигателя (ТВД). Контур частоты вращения силовой турбины характеризуется нелинейными зависимостями, наличием значительных возмущающих воздействий, вызванных изменением угла установки лопастей несущего винта (НВ) вертолета, которые препятствуют реализации традиционных методов управления, поскольку эти методы в значительной степени базируются на идее линеаризации систем.

Как показали результаты математического моделирования, применение линейных законов при управлении частотой вращения силовой турбины не позволяет достигать заданной точности управления.

В качестве перспективного направления при проектировании систем управления авиационными двигателями в последние годы рассматривается использование искусственных нейронных сетей и нечеткой логики, обеспечивающих робастность, адаптивность, возможность реализации нелинейных законов при управлении авиационным двигателем.

В целях достижения заданной точности управления частотой вращения силовой турбины предлагается использовать интеллектуальный подход, в частности, применение нейронечеткого регулятора.

Особенности управления частотой вращения силовой турбины

Математическая модель ТВД с НВ описывается системой нелинейных дифференциальных уравнений с переменными коэффициентами. Силовая тур-

бина через трансмиссию связана с НВ, для которого регулирующим фактором является угол установки лопасти. Потребная мощность НВ определяется выражением

$$N_{НВ} = f(\varphi_{НВ}, n_{СТ}, T_H, P_H),$$

где $N_{НВ}$ — мощность НВ; $\varphi_{НВ}$ — угол поворота рабочих лопастей НВ; $n_{СТ}$ — частота вращения силовой турбины; T_H и P_H — соответственно температура и давление воздуха на высоте полета H ; f — некоторая нелинейная функция.

Взаимодействие силовой турбины и НВ выражается следующим уравнением динамики:

$$J n_{СТ} \frac{dn_{СТ}}{dt} = N_e - N_{НВ},$$

где J — момент инерции силовой турбины с учетом приведения к ее ротору вращающихся масс редуктора и винта; N_e — мощность силовой турбины.

В существующей системе автоматического управления (САУ) контур регулирования частоты вращения силовой турбины реализован на базе одноконтурной системы автоматического регулирования с отрицательной обратной связью и устройством ввода воздействия (УВВ). УВВ парирует влияние возмущений на частоту вращения силовой турбины, вызванных изменением угла лопасти НВ.

Контур частоты вращения силовой турбины с классическим регулятором представлен на рис. 1.

Коэффициенты регулятора контура частоты вращения силовой турбины рассчитаны исходя из ли-

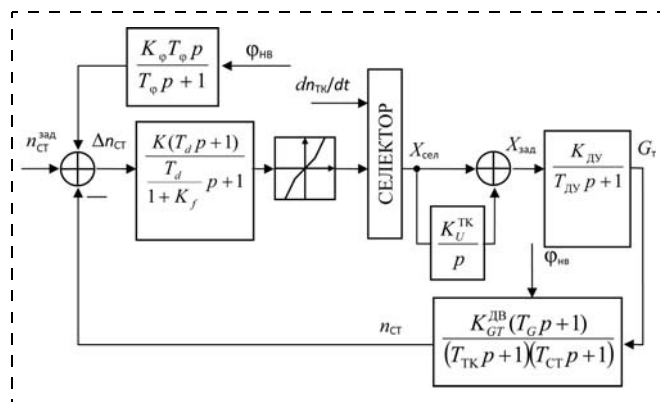


Рис. 1. Линеаризованная структурная схема контура частоты вращения силовой турбины с классическим регулятором:

$n_{СТ}^{зад}$ — программное задание частоты вращения силовой турбины; $\varphi_{НВ}$ — угол поворота несущего винта; K — коэффициент усиления пропорциональной части регулятора; $T_{СТ}$ — постоянная времени силовой турбины; $K_U^{ТК}$ — коэффициент усиления интегральной части регулятора; $K_{ДУ}$ — коэффициент усиления дозирующего устройства; $T_{ДУ}$ — постоянная времени дозирующего устройства; $K_{GT}^{ДВ}$ — коэффициент усиления двигателя по контуру частоты вращения; $T_{ТК}$ — постоянная времени турбокомпрессора; T_G — форсирующая постоянная времени; T_d — постоянная времени; T_φ — постоянная времени УВВ; K_φ — коэффициент усиления УВВ; K_f — коэффициент усиления; G_T — расход топлива; $X_{зад}$ — заданное значение дозирующего устройства

неаризованной модели объекта управления и являются функцией двух переменных: приведенной частоты вращения ротора турбокомпрессора и частоты вращения силовой турбины.

Для достижения заданной динамической точности во всех высотно-климатических условиях предусмотрено приведение коэффициентов усиления и постоянных времени регулятора по параметрам воздуха на входе ТВД. Для уменьшения забросов и провалов частоты вращения силовой турбины при изменении режима работы двигателя в структуру регулятора введена коррекция по углу лопасти НВ (коррекция по возмущению).

Особенностью системы автоматического управления является наличие нескольких контуров управления, выбираемых селектором, и общего пропорционально-интегрального регулятора (ПИ регулятора). Параметром dn_{TK}/dt на рис. 1 обозначена точка подключения контура ускорения частоты вращения турбокомпрессора на селектор.

При возмущениях, вызванных изменением угла установки лопастей НВ, переходные процессы в существующем контуре имеют забросы и провалы частоты вращения свободной турбины порядка 5 % с апериодическим длительным затуханием порядка 10 с.

Синтез нейронечеткого регулятора частоты вращения силовой турбины ТВД

Известно, что нелинейные законы управления, реализуемые с помощью нейронных сетей и нечеткой логики, во многих случаях обеспечивают лучшее качество регулирования [1, 2].

На рис. 2 показана схема включения нейронечеткого регулятора в контур управления частотой вращения силовой турбины.

В качестве нейронечеткого регулятора частоты вращения силовой турбины ТВД использована структура типа ANFIS (Adaptive Network-based Fuzzy Inference System), показанная на рис. 3, реализующая алгоритм нечеткого вывода Такаги-Сугено. Данная структура входит в состав пакета Fuzzy Logic Toolbox среды MATLAB-Simulink [3]. Причинами, по которым применена нейронечеткая модель типа Такаги-Сугено вместо нечеткой модели типа Мамдани, являются следующие:

- возможность обучения с применением метода обратного распространения ошибки (ОРО) в качестве алгоритма настройки;
 - погрешность аппроксимации с применением модели Такаги-Сугено меньше, чем с применением модели Мамдани;
 - модель Такаги-Сугено с вычислительной точки зрения значительно проще, а время вычислений для нее меньше, чем для модели Мамдани [4, 5].
- База знаний такой системы содержит два нечетких правила *ЕСЛИ-ТО*:

П1: если x_1 есть A_{11} И x_2 есть A_{12} ТО $y_1 = c_1$;

П2: если x_1 есть A_{21} И x_2 есть A_{22} ТО $y_2 = c_2$.

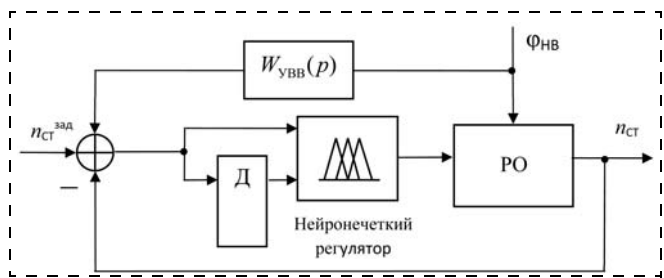


Рис. 2. Структурная схема системы регулирования с нейронечетким регулятором:

$W_{увв}(p)$ — передаточная функция устройства ввода воздействия; РО — регулируемый объект; Д — дифференциатор

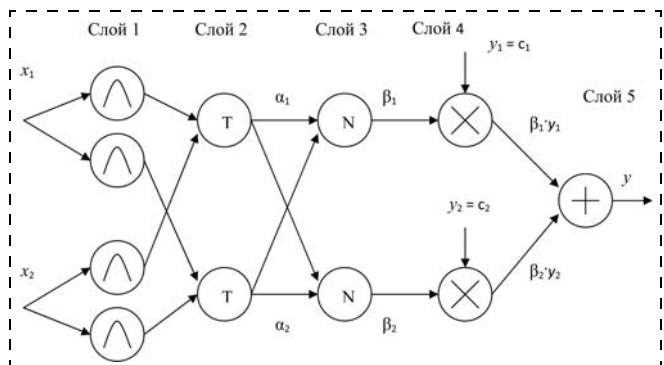


Рис. 3. Структура ANFIS-сети, реализующая алгоритм нечеткого вывода Такаги-Сугено нулевого порядка

1-й слой: каждый узел данного слоя является настраиваемым узлом с функцией принадлежности

$$\mu_{A_{ij}}(x_j) = \exp\left(-\left(\frac{x_j - a_{ij}}{b_{ij}}\right)^2\right),$$

где x_j — входы сети; a_{ij}, b_{ij} — настраиваемые параметры функции принадлежности.

2-й слой: каждый узел данного слоя является фиксированным узлом, перемножающим входные сигналы, причем выходное значение узла представляет собой вес некоторого правила:

$$\alpha_1 = A_{11}(x_1)A_{12}(x_2);$$

$$\alpha_2 = A_{21}(x_1)A_{22}(x_2).$$

3-й слой: элементы данного слоя вычисляют β_i — нормализованные значения α_i :

$$\beta_1 = \frac{\alpha_1}{\alpha_1 + \alpha_2}; \beta_2 = \frac{\alpha_2}{\alpha_1 + \alpha_2}.$$

4-й слой: узлы данного слоя являются настраиваемыми и определяются линейными (в данном случае константы) функциями принадлежности выходной переменной:

$$y_1 = c_1, y_2 = c_2.$$

5-й слой: элементы этого слоя позволяют сформировать на выходе сети дефазифицированное значение:

$$y = \frac{\alpha_1 y_1 + \alpha_2 y_2}{\alpha_1 + \alpha_2} = \beta_1 y_1 + \beta_2 y_2.$$

Синтез нейронечеткого регулятора частоты вращения силовой турбины ТВД заключается в определении структуры и настройке параметров ANFIS-сети.

Синтез нейронечеткого регулятора осуществляется в два этапа.

На первом этапе определение структуры и настройка параметров ANFIS-сети осуществляется по имеющимся экспериментальным данным работы классического регулятора и заключается в определении числа правил алгоритмом структурной идентификации, коэффициентов линейных уравнений методом наименьших квадратов, параметров функций принадлежности методом ОРО с помощью ANFIS-редактора среды MATLAB-Simulink.

На втором этапе настройка параметров ANFIS-сети происходит в замкнутой системе регулирования, которая представлена на рис. 4.

Настройка параметров регулятора в замкнутой системе регулирования, близкая к оптимальной, несмотря на большое число исследований, до сих пор остается трудной и до конца не решенной задачей. Для этого могут использоваться обучающие алгоритмы, а также различные методы оптимизации и генетические алгоритмы. В данной работе для оптимизации нейронечеткого регулятора использован инструментальный пакет Nonlinear Control Design Blockset (NCD-Blockset) среды MATLAB-Simulink, который предоставляет в распоряжение пользователя графический интерфейс для настройки параметров динамических объектов, обеспечивающих желаемое качество переходных процессов [6]. В качестве средства для достижения указанной цели принимается оптимизационный подход, обеспечивающий минимизацию функции штрафа за нарушение динамических ограничений. С помощью данного инструмента можно настраивать параметры нелинейной Simulink-модели, в качестве которых может быть задано любое число переменных. Задание динамических ограничений осуществляется в визуальном режиме. На базе этих ограничений NCD-Blockset автоматически генерирует задачу конечномерной оптимизации так, чтобы точка экстремума в пространстве настраиваемых параметров соответствовала выполнению всех требований,

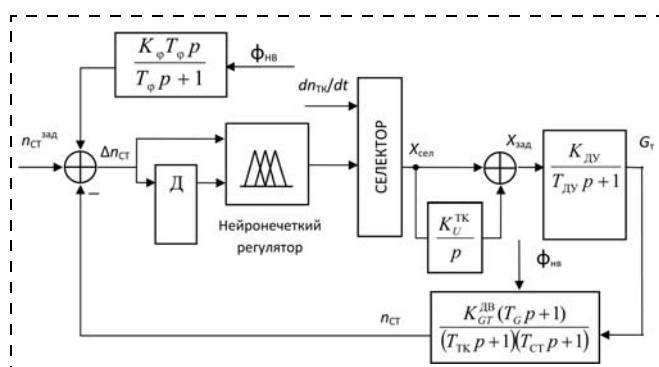


Рис. 4. Структурная схема контура частоты вращения силовой турбины с нейронечетким регулятором

предъявляемых к качеству процесса. Эта задача решается с привлечением специализированной процедуры квадратичного программирования из пакета Optimization Toolbox. Ход оптимизации отображается на экране в виде графика контролируемого процесса и текущих значений минимизируемой функции. По завершении процесса его результат фиксируется в рабочем пространстве.

Компьютерная апробация нейронечеткого регулятора

Для проверки работоспособности нейронечеткого регулятора и сравнения результатов моделирования с классическим регулятором составлена Simulink-модель исследуемой системы автоматического регулирования. Simulink-модель включает нелинейную модель ТВД, нелинейную модель гидромеханической части, модель электронного регулятора двигателя, которая включает регулятор ускорения частоты вращения турбокомпрессора и регулятор частоты вращения силовой турбины. Модели двигателя и гидромеханической части рассчитываются с шагом интегрирования 0,004 с, модель электронного регулятора рассчитывается с шагом 0,02 с.

Для получения информативного множества экспериментальных данных работы классического регулятора, для первого этапа настройки ANFIS-сети, на вход Simulink-модели подаются входные тестирующие сигналы. Входной сигнал "изменение угла несущего винта" представляет собой периодический прямоугольный сигнал со случайной амплитудой в диапазоне 0...20°. Время нарастания фронта 3 с, время спада фронта 2 с. Входные сигналы "температура и давление воздуха на входе в двигатель" соответствуют изменению высоты полета от 0 до 4 км. Используются 9000 точек экспериментальных данных. Экспериментальные данные разделяются на обучающую и тестовую выборки. В обучающую выборку входит первая половина данных, а в тестовую — вторая. Перед обучением входные и выходные данные нейронечеткой сети нормируются в единичный интервал.

В результате работы ANFIS-редактора была получена сеть, реализующая алгоритм нечеткого вывода Такаги-Сугено нулевого порядка. Сеть имеет две входные переменные: ошибка, представляющая собой рассогласование между требуемой и фактической частотами вращения силовой турбины; скорость изменения ошибки. Терм-множество лингвистических входных переменных содержит по два термина с гауссовыми функциями принадлежности. База знаний содержит четыре правила.

Оптимизацию выполняли для земных условий при $T_H = 288$ К, $P_H = 1,033$ кгс/см² при возмущении по углу лопасти НВ:

- на приемистости, $\phi_{НВ}$: с 0° на 16° за 3 с;
- на сбросе, $\phi_{НВ}$: с 16° на 0° за 2 с.

Моменты подачи возмущений по углу лопасти НВ, изменяющих требуемую мощность НВ, — 15 и 40 с.

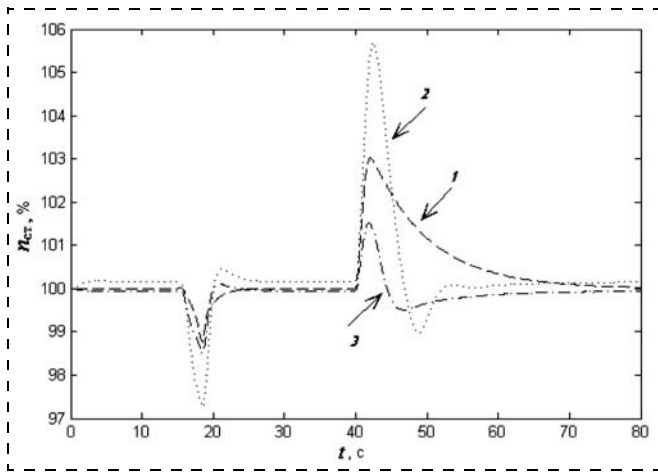


Рис. 6. Переходные процессы в системе регулирования с классическим регулятором (1) и с ненастроенным (2) и настроенным (3) нейронечеткими регуляторами

С помощью пакета NCD-Blockset полученная сеть была оптимизирована в замкнутой системе регулирования. Всего в процессе оптимизации настраивались двенадцать переменных: восемь параметров функций принадлежности входных переменных (по два параметра на каждую из четырех функций) и четыре константы в функциях принадлежности выходной переменной. На рис. 5 (см. третью сторону обложки) представлены переходные процессы в начале и в конце процесса оптимизации.

На рис. 6 представлены переходные процессы в системе регулирования с классическим регулятором (1), с ненастроенным (2) и настроенным (3) нейронечеткими регуляторами, где видно, что время регулирования для нейронечеткого регулятора, синтезированного по данным работы классического регулятора, оказалось меньше, а забросы и провалы частоты вращения силовой турбины больше, чем у классического регулятора. После оптимизации нейронечеткого регулятора в NCD-Blockset время регулирования, а также забросы и провалы частоты вращения силовой турбины удовлетворяют заданным в NCD-Blockset динамическим ограничениям.

Также была исследована работа нейронечеткого регулятора в системе регулирования без учета измерителя угла НВ. В качестве нейронечеткого регулятора использовали сеть, полученную в результате работы ANFIS-редактора при синтезе регулятора с УВВ. В процессе оптимизации настраивались также двенадцать переменных. На рис. 7 (см. третью сторону обложки) представлены переходные процессы в начале и в конце процесса оптимизации.

На рис. 8 представлены переходные процессы в системе регулирования с классическим регулятором без УВВ (1) и с настроенным нейронечетким регулятором без УВВ (2). После оптимизации нейронечеткого регулятора в NCD-Blockset время регулирования, а также забросы и провалы частоты вращения силовой турбины удовлетворяют заданным в NCD-Blockset ограничениям. Таким обра-

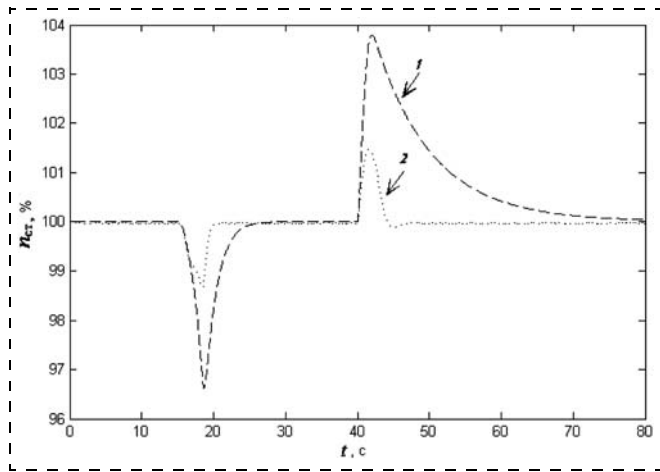


Рис. 8. Переходные процессы в системе регулирования с классическим регулятором без УВВ (1) и с настроенным нейронечетким регулятором без УВВ (2)

зом, применение ANFIS-сети в качестве регулятора в системе регулирования без УВВ позволяет получить сравнимые с системой регулирования с УВВ по показателям качества переходные процессы.

Результаты моделирования показали, что разработанный нейронечеткий регулятор обеспечивает заданное качество переходных процессов при возмущениях по углу лопасти НВ, отличных от заданных при выполнении оптимизации.

Заключение

Анализируя результаты разработки нейронечеткого регулятора управления частотой вращения силовой турбины ТВД, можно сделать вывод о том, что нейронечеткий регулятор может работать в системе управления ТВД. Нейронечеткий регулятор обеспечивает качество управления на установившихся и переходных режимах при взаимодействии с другими контурами управления.

Результаты моделирования подтверждают правомочность применения нейронечеткого регулятора для стабилизации частоты вращения силовой турбины, обеспечивающего лучшие показатели качества переходного процесса по сравнению с классическим регулятором.

Список литературы

1. Васильев С. Н. От классических задач регулирования к интеллектуальному управлению // Изв. РАН, Теория и системы управления. 2001. № 2.
2. Дудкин Ю. П., Титов Ю. К., Филиппенков Р. Г., Хижняков Ю. Н. Нечеткое управление частотой вращения свободной турбины газотурбинного двигателя // Вестник Московского авиационного института (Государственный технический университет). 2010. Т. 17. № 6. С. 55–60.
3. Штовба С. Д. Проектирование нечетких систем средствами MATLAB. М.: Горячая линия — Телеком, 2007. 288 с.
4. Рутковская Д., Пилинский М., Рутковский Л. Нейронные сети, генетические алгоритмы и нечеткие системы: Пер. с польск. И. Д. Рудинского. М.: Горячая линия — Телеком, 2006. 452 с.
5. Борисов В. В., Круглов В. В., Федулов А. С. Нечеткие модели и сети. М.: Горячая линия — Телеком, 2007. 284 с.
6. Nonlinear Control Design Blockset. User's Guide, Version 5. The MathWorks, Inc., 1997.

УДК 681.51, 621.313.84

О. В. Горячев, д-р техн. наук, проф.,

info@sau.tsu.tula.ru,

С. В. Минчук, аспирант,

minchuk@programist.ru,

Тульский государственный университет

Методика оценки и компенсации влияния тепловых переходных процессов в моментных исполнительных двигателях

Рассмотрена методика формирования тепловой модели моментного электрического двигателя, основанная на решении задачи нестационарной теплопередачи методом конечных элементов с последующей идентификацией параметров эквивалентной линейной тепловой модели. Рассмотрена методика компенсации изменения параметров исполнительных двигателей как объектов управления, обусловленного нагревом обмоток статора.

Ключевые слова: вентильный двигатель, метод конечных элементов, тепловая модель, нестационарная теплопередача, самонастройка

Введение

Для бортовых систем большой практический интерес представляет реализация форсированного режима работы исполнительного двигателя (ИД) электропривода. Такой подход позволяет выполнить требования к энергетическим характеристикам при ограничениях, предъявляемых к массогабаритным характеристикам привода. Однако форсирование ИД может привести к насыщению магнитной системы и перегреву элементов конструкции двигателя, что, с одной стороны, обуславливает нелинейность характеристик и нестационарность ИД как объекта управления (ОУ), а с другой — накладывает ограничения на выбор степени форсирования и длительности эксплуатации изделия. Кроме того, необходимо учитывать внешние термические нагрузки, возникающие в процессе эксплуатации электропривода.

Таким образом, актуальной является задача оценки и компенсации влияния тепловых переходных процессов в форсированных ИД при различных условиях теплопередачи. Ее решение основано на анализе тепловой модели для определения требований к охлаждению ИД и на совместном анализе моделей электромеханических процессов и процессов теплопередачи для определения характера и способов компенсации влияния нагрева ИД.

Оценка тепловых переходных процессов

Наиболее эффективное решение задачи теплопередачи с учетом влияния всего многообразия факторов, таких как нелинейность и нестационарность свойств материалов, особенности конструкции машины и т. д., может быть получено на основе расчета теплового поля исследуемой электрической машины методом конечных элементов (МКЭ). При этом необходимо учитывать, что решение стационарной задачи теплообмена МКЭ вследствие большого объема вычислений возможно только на этапе анализа электрической машины и не может быть непосредственно применено для моделирования динамических процессов. В связи с этим, для решения задач синтеза алгоритмов управления и анализа динамических характеристик электропривода с форсированным ИД представляется целесообразной разработка эквивалентной линеаризованной модели тепловых процессов.

Так как обмотки статора являются основным источником тепловыделения и одновременно их работоспособность критична к температуре, то выходным параметром тепловой модели целесообразно выбирать именно температуру обмоток.

В работах [1, 2, 4] рассмотрен подход к идентификации параметров упрощенной линейной тепловой модели по переходным процессам нагрева и охлаждения обмоток электрической машины, полученным экспериментально. Такой подход позволяет получить достаточно точную тепловую модель обмоток статора, однако его применение ограничено необходимостью доработки конструкции ИД, выполнения большого числа испытаний и наличия специальной регистрирующей аппаратуры. Решение задачи нестационарной теплопередачи МКЭ позволяет существенно упростить определение переходных процессов нагрева и охлаждения обмоток исследуемого двигателя по сравнению с экспериментом и, следовательно, упростить и ускорить формирование эквивалентной линеаризованной модели тепловых процессов в ИД.

Распределение температуры во внутреннем пространстве двигателя определяется тепловым полем в продольной и поперечной плоскостях. При формировании модели, основанной на решении задачи нестационарной теплопередачи плоскопараллельного температурного поля МКЭ, были приняты следующие допущения:

1) тепловыми процессами в лобовых частях обмоток пренебрегаем;

2) теплопередача во внешнюю среду осуществляется через внешнюю поверхность корпуса и в воздушный зазор через поверхность расточки статора;

3) в поперечном сечении двигателей отсутствует перетекание теплоты, что позволяет решать плоскую задачу в продольном сечении;

4) в поперечном сечении обмотки температуры отдельных проводников равны средней температуре в рассматриваемом сечении;

5) тепловыми потоками через вал пренебрегаем;

6) условия охлаждения стационарны;

7) материалы исследуемого двигателя и воздух имеют линейные (не зависящие от температуры) и изотропные в плоскости решения свойства теплопроводности и теплоемкости для рабочих температур частей двигателя;

8) скорость протекания электромеханических процессов много больше скорости протекания тепловых процессов.

Формирование тепловой модели обмоток статора целесообразно проводить посредством идентификации параметров упрощенной линейной тепловой модели по переходным процессам нагрева и охлаждения обмоток электрической машины, полученным в результате решения серии задач нестационарной теплопередачи МКЭ для различных токов обмоток, условий теплоотдачи и т. д.

Тепловую модель обмоток можно представить в виде апериодического звена, входным сигналом которого является квадрат тока статора (i_s^2), пропорциональный объемной плотности тепловыделения, а выходным — температура обмоток ($t_{обм}$) [2]:

$$t_{обм}(p) = \frac{k_t}{T_t p + 1} i_s^2(p) + t_{oc},$$

где t_{oc} — температура окружающей среды; T_t — постоянная времени нагрева обмоток статора; k_t — коэффициент усиления модели по квадрату тока статора i_s .

Рассмотрим методику определения параметров линейной модели k_t и T_t для ИД ДБМ70-0.16-1.5-2 с помощью численного расчета нестационарного теплового поля МКЭ.

Предлагаемая методика включает следующие основные этапы:

1) формирование расчетной геометрической модели;

2) задание параметров блоков геометрической модели;

3) задание источников нагрева и граничных условий;

4) серийный расчет нестационарного теплового поля МКЭ;

5) идентификацию параметров линейной модели.

Первым этапом является создание геометрической модели (структуры поперечного сечения ИД). При этом каждому ее блоку присваиваются те или иные свойства, определяемые характеристиками материалов ИД. Для решения поставленной задачи

необходимо задать следующие свойства геометрической модели: теплопроводность λ , теплоемкость C , плотность материала ρ и объемная плотность тепловыделения Q .

Особенности задания свойств теплопроводности наиболее часто встречающихся блоков электрических машин (шихтованных сердечников, насыпных обмоток и замкнутых газовых полостей) рассмотрены в работе [3]

Определившись со свойствами и геометрией блоков, входящих в состав геометрической модели, рассмотрим источники нагрева ИД, характеризующиеся объемной плотностью тепловыделения. Наибольшее тепловыделение характерно для обмоток. Основным источником нагрева являются Джоулевы потери, которые определяются известной зависимостью

$$Q_w(i_s) = \frac{P_w}{V_w} = \frac{i_s^2 R_\Phi}{V_w},$$

где Q_w — объемная плотность тепловыделения обмоток (так как скорость протекания электромеханических процессов много больше скорости протекания тепловых процессов, то можно считать, что во всех обмотках протекает средний ток i_s); V_w — объем обмоток; P_w — мощность Джоулевых потерь; R_Φ — сопротивление обмотки статора.

Также объемную плотность тепловыделения будут иметь материалы статора и ротора вследствие магнитных потерь в них. Их можно определить, решив связанную магнитостатическую задачу.

Для полного определения задачи необходимо сформировать граничные условия на корпусе ИД. Условия теплопередачи корпуса ИД можно определить как конвекцию с заданными коэффициентом теплоотдачи α и температурой окружающей среды, определяемыми конструктивными параметрами изделия, в которое встроено ИД.

На рис. 1 представлен результат расчета установившегося теплового поля ИД МКЭ (стрелками показано направление теплового потока).

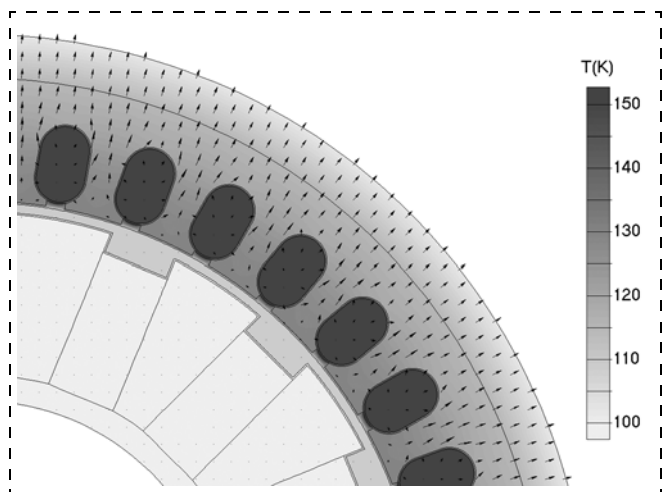


Рис. 1. Результат расчета установившегося теплового поля в поперечном сечении ИД

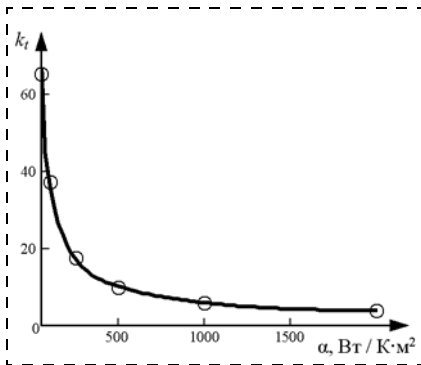


Рис. 2. Коэффициент усиления эквивалентной линейной модели как функция теплопередачи с поверхности ИД

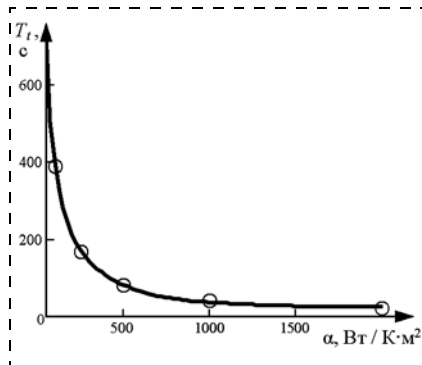


Рис. 3. Постоянная времени эквивалентной линейной модели как функция теплопередачи с поверхности ИД

Далее для определения параметров тепловой модели (коэффициента усиления k_t и постоянной времени T_t) необходимо провести серию числовых расчетов нестационарного теплового поля МКЭ при различных токах статора и условиях теплоотдачи с корпуса ИД (коэффициентах теплоотдачи α). Полученные переходные процессы по температуре обмоток необходимо проанализировать в целях идентификации параметров модели. Идентификация заключается в расчете коэффициента усиления k_t как отношения установившейся температуры к квадрату тока статора и постоянной времени T_t как времени достижения температурой обмоток 0,632 от установившейся величины. Были получены значения k_t (рис. 2) и T_t (рис. 3) для рассматриваемого ИД ДБМ70-0.16-1.5-2.

Компенсации влияния тепловых переходных процессов

Анализ переходных процессов свидетельствует об инвариантности параметров линейной тепловой модели к мощности тепловыделения обмоток статора при использовании рассмотренных допущений и расчетной схемы.

На рис. 4 представлена структурная схема комплексной модели электрической машины, основанная на совместном расчете электромеханических процессов и процессов теплопередачи. Взаимовлияние моделей в простейшем случае основывается на изменении сопротивления обмоток статора вследствие нагрева как от потерь энергии внутри машины, так и от сторонних источников нагрева.

Применяя механизм компенсации проекции тока статора на продольную ось во вращающейся

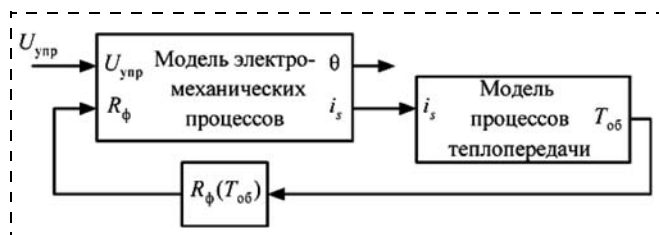


Рис. 4. Взаимосвязь моделей электромеханических процессов и процессов теплопередачи

системе координат и делая ряд допущений, математическую модель электромеханических процессов исследуемой вентиляльной машины можно описать аналогично модели двигателя постоянного тока:

$$W_{дв}(p) = \frac{\theta_{дв}(p)}{u(p)} = \frac{k_{дв}}{T_{дв} T_e p^2 + T_{дв} p + 1},$$

где $\theta_{дв}$ — мгновенное значение угла поворота ротора; u — управляющее напряжение; $k_{дв}$ — электромагнитный коэффициент; $T_{дв}$ — электромеханическая постоянная времени; T_e — электромагнитная постоянная времени.

Следует отметить, что постоянные времени модели электромеханических процессов будут являться функциями сопротивления R_ϕ и, в свою очередь, функциями температуры обмоток статора.

Приведенная на рис. 4 структура обуславливает нестационарность ИД как ОУ. Для компенсации влияния нагрева система управления (СУ) должна основываться на аналитическом самонастраиваемом регуляторе, так как он способен автоматически проводить свой собственный синтез при заданной структуре в реальных условиях работы. Самонастройка выполняется за счет изменения параметров корректирующего фильтра (КФ) как функции температуры обмоток статора. Для рассматриваемого ИД в соответствии с методикой, приведенной в работе [5], определены параметры линейной модели как функции тока и температуры обмоток статора (рис. 5, 6, см. третью сторону обложки), определяющие коэффициенты КФ. Их анализ для конкретного случая позволяет сделать заключение о возможности проведения синтеза СУ на базе линейной модели.

При синтезе методом желаемых частотных характеристик последовательный КФ будет являться функцией параметров модели ОУ:

$$W_{кф}(p) = f(T_{дв}, T_e).$$

Параметры КФ можно представить как функции температуры обмоток статора и определить, основываясь на зависимостях параметров модели ОУ, представленных на рис. 5, 6 (см. третью сторону обложки). Самонастройка по такому алгоритму позволит обеспечить желаемую частотную характеристику линейной системы при изменении температуры обмоток статора. Однако с учетом ограничений по напряжению питания быстродействие и максимальный момент привода будут уменьшаться с нагревом при сохранении устойчивости системы.

Для определения температуры обмоток статора целесообразно применить датчик температуры обмоток статора (ДТОС), это обусловлено широким разбросом температур окружающей среды и плохо прогнозируемым нагревом ИД от внешних источников. На рис. 7 представлена структурная схема

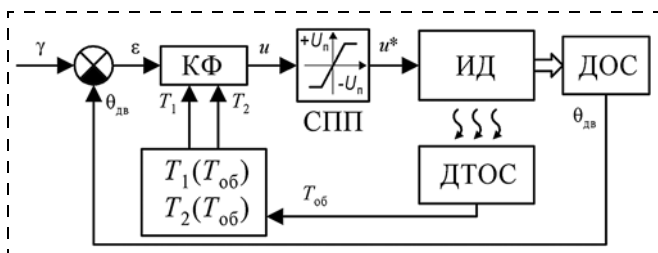


Рис. 7. Структурная схема электропривода с компенсацией нагрева обмоток статора:
 ДОС — датчик обратной связи по углу поворота вала ИД; СПП — силовой полупроводниковый преобразователь; γ — задающий угол; ε — ошибка по углу поворота ротора

электрического привода с самонастраивающейся системой управления, предназначенной для компенсации влияния нагрева обмоток статора.

Заключение

Сравнительный анализ расчетных и экспериментальных характеристик, полученных на макетном образце электропривода, показал адекватность рассмотренной методики оценки и компенсации влияния тепловых переходных процессов. Сформированная тепловая модель позволяет оценить

температуру обмоток и определить требования к охлаждению ИД. Рассмотренная методика формирования тепловой модели электрического двигателя, основанная на решении задачи нестационарной теплопередачи МКЭ, может быть успешно применена для широкого спектра электрических машин. Применение самонастраивающейся СУ способно обеспечить устойчивость и требования по точности и характеру переходного процесса электропривода.

Список литературы

1. **Wallerand Faivre d'Arcier, Laurent Serillon.** Thermal Modelling of Permanent Magnet Motor for Traction. Royal Institute of Technology (KTH). Stockholm, 2007. 47 p.
2. **Zocholl S. E., Benmouyal G.** Using thermal limit curves to define thermal models of induction motors // Proc. of the 28th Annual Western Protective Relay Conference, Spokane, WA, October 23–25, 2001.
3. **Гандшу В. М.** Особенности расчета нагревания электромагнитных устройств с помощью пакета программ ELCUT. URL: <http://elcut.ru/articles/>
4. **Гуревич Э. И., Рыбин Ю. Л.** Переходные тепловые процессы в электрических машинах. Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1983. 216 с.
5. **Минчук С. В., Горячев О. В.** Система математических моделей вентиляльного двигателя, основанная на численном расчете магнитостатического поля // Мехатроника, автоматизация, управление. 2011. № 10. С. 16–20.

УДК 621.313.323.821, 621.3.01

А. В. Костин¹, инженер,

a.kostin@stankin.ru,

А. С. Мягких¹, инженер,

ISarxl@yandex.ru,

Ю. В. Подураев², д-р техн. наук, зав.каф.,

poduraev@stankin.ru,

С. Ф. Яковлев¹, канд. техн. наук, директор,

yakovlev@stankin.ru,

¹ ЦРПС ГИЦ МГТУ "Станкин",

² МГТУ "Станкин"

Методика определения основных электромеханических параметров прямого линейного электропривода

Предложена методика определения основных электромеханических параметров прямого линейного электропривода (ПЛЭ), таких как продолжительная сила, скорость якоря, сила тока обмоток якоря и др., исходя из его выбранных геометрических параметров (воздушного зазора, числа пазов якоря, параметров обмоток ПЛЭ, полюсного деления и др.). Сформирована структурная схема математической модели ПЛЭ. Показаны примеры машин, созданных в результате выполнения НИОКР "Линия" (заказчик Министерство промышленности и торговли Российской Федерации) в ГИЦ МГТУ "СТАНКИН" на основе данной методики, и приведены их основные характеристики и результаты моделирования.

Ключевые слова: прямой линейный электропривод, методика расчета, электромеханические параметры, математическая модель линейного электропривода

Введение

Современные технологии машиностроительных производств предполагают увеличение предельных требований по ускорению, скорости и точности позиционирования исполняемого объекта [1–5]. Одним из путей решения этих проблем может являться применение прямого (безредукторного) линейного электропривода (ПЛЭ) [6]. Высокие характеристики ПЛЭ достижимы только при том условии, что он рационально спроектирован. Проектирование включает в себя выбор таких характеристик и параметров ПЛЭ, которые определяют требованиями к показателям машины. Высокое качество движения линейного электропривода достигается сочетанием современных микропроцессорных и силовых электронных устройств и рационально спроектированной электрической машины [7].

На стадии выбора конструкции ПЛЭ необходимо учитывать диапазоны рабочих сил, скоростей и ускорений, возможный состав внутренних возмущений, требуемую точность ПЛЭ и т. д. [8].

Стоит отметить, что важными показателями ПЛЭ являются их динамические характеристики, которые зависят от ряда факторов: силы инерции, индуктивности и сопротивления обмоток управления, силы нагрузки и др.

Расчет динамических характеристик с учетом всех факторов представляет сложную задачу, так как переходные процессы, протекающие при включе-

нии ПЛЭ на постоянное напряжение, описываются системой нелинейных дифференциальных уравнений, получить строгое аналитическое решение которой не представляется возможным. Решение подобной задачи в общем виде принципиально возможно только при вводе ряда упрощающих допущений. Не учитываются, например, потоки рассеяния и выпучивания, вихревые токи и гистерезис, противодействующие силы и насыщение магнитной системы [9].

Основные положения определения основных электромеханических параметров ПЛЭ

Определение основных электромеханических параметров ПЛЭ включает в себя:

- 1) выбор основных геометрических параметров ПЛЭ;
- 2) построение математической модели ПЛЭ;
- 3) решение системы дифференциальных уравнений, описывающих электромеханические процессы в ПЛЭ.

Расчет динамических характеристик проводится при следующих допущениях:

- вихревые токи отсутствуют;
- нагрузка двигателя носит инерционный характер;
- началом системы координат принимается торец якоря.

В ПЛЭ на динамические характеристики заметно влияют конфигурация и размеры тех участков магнитной системы (геометрические характеристики), от которых существенно зависит проводимость магнитной цепи. К геометрическим параметрам относятся: воздушный зазор, форма скошенной части якоря и полюсных наконечников статора, угол скоса и структура якоря, число пазов якоря, параметры обмотки ПЛЭ, полюсное деление, ширина магнитопровода якоря и др.

Динамические характеристики можно рассчитать, решив систему уравнений, описывающую электромеханические процессы, протекающие в ПЛЭ:

$$\begin{cases} U = \frac{d\psi}{dt} + RI + E; \\ F_{\text{ЭМ}} = M_{\text{пр}} \frac{\tau_p}{\pi} \frac{d^2x}{dt^2} + F_{\text{в}} + F_{\text{пр}}, \end{cases} \quad (1)$$

где U — напряжение в обмотках фаз ПЛЭ, В; ψ — потокосцепление ПЛЭ, Вб; I — сила тока, протекающего в обмотках фаз ПЛЭ, А; R — сопротивление фаз ПЛЭ, Ом; E — противоЭДС ПЛЭ, В; $F_{\text{ЭМ}}$ — электромагнитная сила ПЛЭ, Н; $M_{\text{пр}}$ — масса подвижной части привода, кг; $F_{\text{в}}$ — сила вязкого трения, Н; $F_{\text{пр}}$ — сила внешней нагрузки, приложенной к ПЛЭ, Н; x — перемещение ротора ПЛЭ, м; t — время, с; τ_p — полюсное деление машины, соответствующее расстоянию между осями соседних северного и южного полюсов магнитов, мм.

Часть системы (1), отвечающую за электромагнитные процессы в ПЛЭ, разобьем на два уравнения [10]:

$$\begin{cases} U_d = \frac{d\psi_d}{dt} + I_d R - E_d; \\ U_q = L_q \frac{d\psi_q}{dt} + I_q R + E_q, \end{cases} \quad (2)$$

где U_d и U_q — напряжения в обмотках ПЛЭ фаз d и q соответственно; I_d и I_q — токи, протекающие в фазах d и q соответственно; ψ_d и ψ_q — потокосцепление ПЛЭ фаз d и q соответственно.

Для потокосцепления можно записать:

$$\psi_d = L_d I_d + \psi_{M1}, \quad (3)$$

где ψ_{M1} — амплитуда первой гармоники потокосцепления магнитов с фазой d , Вб. Амплитуда первой гармоники потокосцепления магнитов зависит от изменения потока магнитной индукции B_m и геометрических параметров магнитов; L_d — индуктивность фазы d :

$$\psi_d = L_q I_q, \quad (4)$$

где L_q — индуктивность фазы d .

Индуктивности фаз рассчитываются по формулам:

$$L_d = K_d w G_d; \quad (5)$$

$$L_q = K_d w G_q, \quad (6)$$

где G_d — проводимость фазы d ; G_q — проводимость фазы q (проводимости фаз d и q зависят от геометрических параметров ПЛЭ и значения воздушного зазора); K_d — коэффициент Картера, показывающий, во сколько раз увеличивается магнитное сопротивление воздушного зазора в пределах зубцового деления; w — число витков в обмотке; R — активное сопротивление фазы.

Для R справедлива формула

$$R = w l_{\text{ср}} R_{1\text{м}}, \quad (7)$$

где $l_{\text{ср}}$ — средняя длина витка обмотки; $R_{1\text{м}}$ — сопротивление 1 м провода при температуре 20 °С; E_d и E_q — противоЭДС фаз d и q соответственно, причем

$$E_d = \frac{dx}{dt} \psi_q; \quad (8)$$

$$E_q = \frac{dx}{dt} \psi_d. \quad (9)$$

Подставив (3) и (4) в (8) и (9), получим

$$E_d = \frac{dx}{dt} (L_q I_q); \quad (10)$$

$$E_q = \frac{dx}{dt} (L_d I_d + \psi_{M1}). \quad (11)$$

Рассмотрим часть системы (1), отвечающую за механические процессы. Очевидно, что сила вязкого трения пропорциональна скорости движения ротора ПЛЭ и рассчитывается по формуле

$$F_B = \eta \frac{S}{\delta} \frac{dx}{dt}, \quad (12)$$

где S — площадь слоя, по которому происходит сдвиг; δ — воздушный зазор между ротором и статором; η — коэффициент динамической вязкости.

Электромагнитная сила $F_{ЭМ}$, входящая в систему уравнений (1), определяется по формуле

$$F_{ЭМ} = \frac{m}{2} \frac{\pi}{\tau_p} (\psi_d I_d - \psi_q I_q), \quad (13)$$

где m — число фаз ПЛЭ.

Расчет магнитной системы электромагнитного ядра сводится к расчету ее трех характерных участков:

- ферромагнитных элементов;
- воздушного зазора фазы d ;
- воздушного зазора фазы q .

При расчете магнитной характеристики намагничивания силу ферромагнитных участков определяли для материала магнитной системы электромагнитного ядра, а намагничивающую силу воздушных зазоров — через их проводимости.

Таким образом, определив электромеханические характеристики ПЛЭ на основе имеющихся геометрических характеристик, можно составить структурную схему ПЛЭ, соответствующую ее математической модели.

Практическая реализация методики

В ходе выполнения НИОКР "Линия" в ГИЦ МГТУ "СТАНКИН" совместно с НИУ МЭИ были разработаны опытные образцы ПЛЭ мощностью 1, 4 и 8 кВт. Кроме того, были спроектированы, изготовлены и испытаны стенды исследования механических характеристик (далее — СМХ) на основе ПЛЭ мощностью 4 кВт (СМХ1) и на основе линейного электродвигателя "Siemens" (СМХ2) [11].

Внешний вид стендов СМХ1 и СМХ2 представлен на рис. 1. В состав стенда СМХ1 входят: ПЛЭ

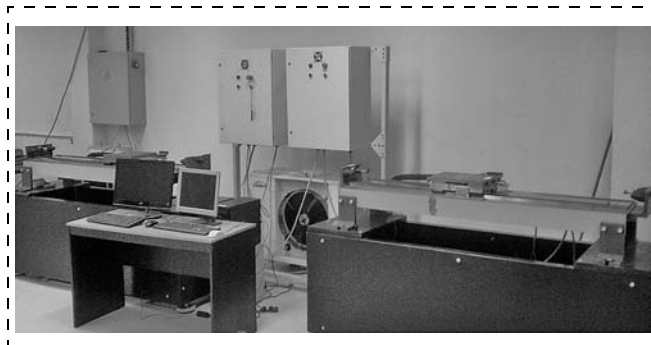


Рис. 1. Внешний вид стендов СМХ1 и СМХ2

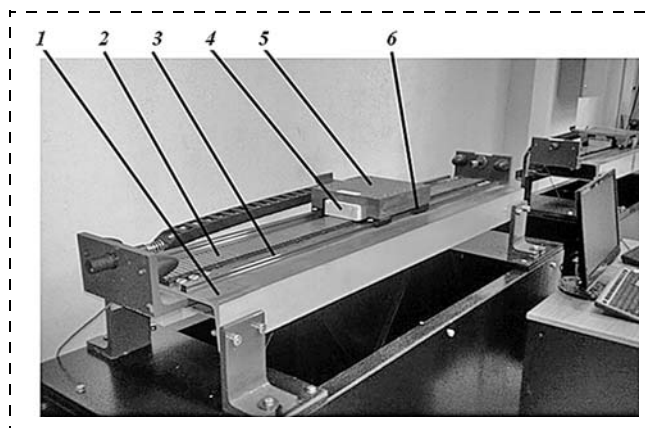


Рис. 2. Внешний вид ПЛЭ мощностью 4 кВт

мощностью 4 кВт, пульт управления стендом СМХ1 с установленным программным обеспечением "Серводрайв", шкаф управления с цифровым сервоусилителем модели "ЦСУ-380-12" и система охлаждения. В состав стенда СМХ2 входят: линейный электродвигатель "Siemens", пульт управления стендом СМХ2, шкаф управления и система охлаждения.

ПЛЭ мощностью 4 кВт стенда СМХ1, представленный на рис. 2, состоит из неподвижного основания 1 с установленными на нем магнитным путем 2 и линейными направляющими 3, подвижной платформы 4 с якорем 5 и каретками линейных направляющих 6.

В качестве датчика обратной связи по положению используется оптический линейный энкодер аналогового типа с периодом 40 мкм, масштабная лента которого и считывающая головка установлены соответственно на основании ПЛЭ стенда СМХ1 и платформе. В состав стенда СМХ1 входит также цифровой сервоусилитель модели "ЦСУ-380-12" с комплектом программного обеспечения "Серводрайв". Сигналы энкодера интерполируются в сервоусилителе с разрешением 0,3 мкм/инкремент.

Исходными параметрами разработанных ПЛЭ 1, 4 и 8 кВт были заданы:

- сила в продолжительном режиме;
 - скорость в продолжительном режиме.
- Была выбрана базовая конструкция ПЛЭ мощностью 1, 4 и 8 кВт с пазовым "коротким" якорем. Основные принципы выбора базовой конструкции заключались в:
- модульности ПЛЭ (унифицированная конструкция элементарной линейной машины, из которой "набираются" машины необходимой мощности);
 - выборе концентрических обмоток элементарных машин, упрощающих технологию изготовления;
 - применении жидкостного охлаждения в связи с высокой энергоемкостью разрабатываемого ПЛЭ.

Геометрические параметры разработанных ПЛЭ мощностью 1, 4 и 8 кВт (число пазов якоря; параметры обмотки ПЛЭ; полюсное деление; ширина магнитопровода якоря) выбирали с учетом перечисленных в предложенной методике допущений

Основные параметры разработанных ПЛЭ мощностью 1, 4 и 8 кВт

| Модель электродвигателя | ПЛЭ 1 кВт (К) | ПЛЭ 4 кВт (В) | ПЛЭ 8 кВт (В) |
|--|------------------|------------------|------------------|
| Число элементарных машин | 3 | 3 | 4 |
| Сила продолжительная, Н | 600 | 1500 | 2000 |
| Ток фазы продолжительный, А | 6 | 14,1 | 28,2 |
| Полюсное деление, мм | 15 | 15 | 15 |
| Сопротивление фазы, Ом | 2,75 | 2,75 | 0,92 |
| Индуктивность фазы, мГн | 16 | 16 | 5,33 |
| Напряжение питания, В DC | 300 | 528 | 528 |
| Механическая мощность, кВт | 1 | 4 | 8 |
| Длина якоря, мм | 400 | 408 | 543 |
| Ширина якоря, мм | | 145 | |
| Высота якоря с магнитным путем, мм | | 62 | |
| Габаритные размеры постоянного магнита (В × Ш × Д), мм | | 6 × 12 × 80 | |

Примечание. К — конвекционное охлаждение; В — водяное охлаждение.

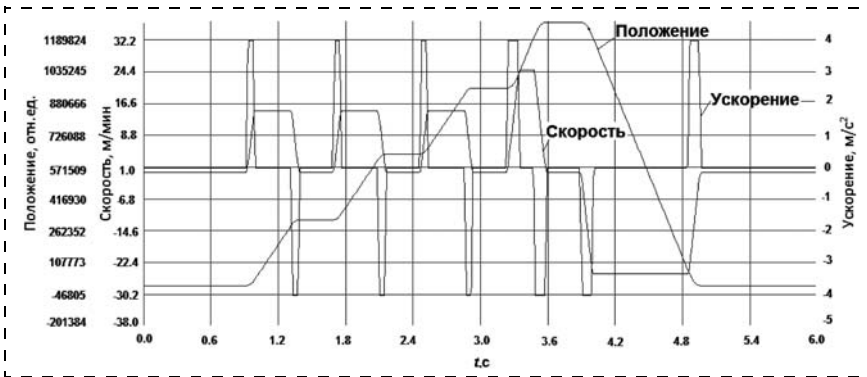


Рис. 3. Оциллограмма изменения скорости, перемещения и ускорения ПЛЭ, замкнутого по положению

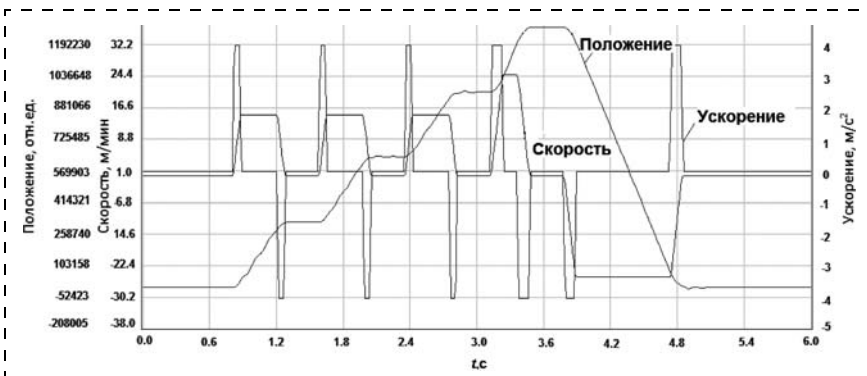


Рис. 4. Оциллограмма изменения положения и токов q и d ПЛЭ, замкнутого по положению

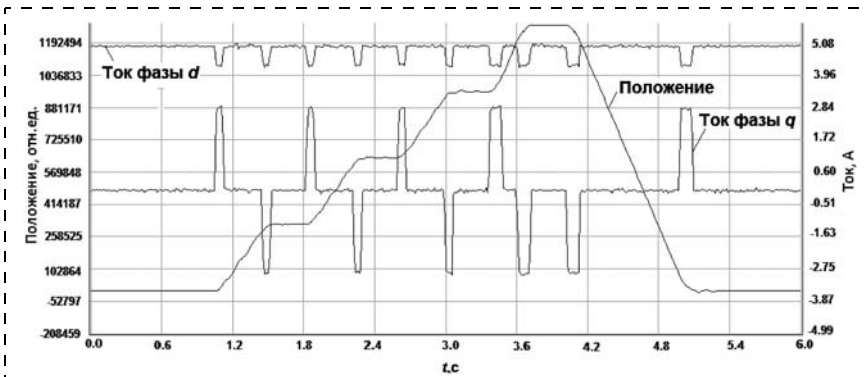


Рис. 5. Оциллограмма изменения скорости, перемещения и ускорения ПЛЭ, замкнутого по току

исходя из необходимых продолжительной и пиковой сил, а также продолжительной и максимальной скоростей при жидкостном охлаждении.

Кроме того, в качестве основных исходных параметров разработанных ПЛЭ были приняты амплитуда основной гармоники потока магнитной индукции и эффективная плотность тока в продолжительном режиме.

В результате расчета с использованием предложенной методики получены параметры опытных образцов ПЛЭ мощностью 1, 4 и 8 кВт, приведенные в таблице.

Результаты моделирования, полученные при работе стенда СМХ1

Была задана следующая программа движения стенда СМХ1:

- перемещение на 100 мм вперед со скоростью 20 м/мин;
- остановка на 0,3 с;
- перемещение на 100 мм вперед со скоростью 20 м/мин;
- остановка на 0,3 с;
- перемещение на 100 мм вперед со скоростью 20 м/мин;
- остановка на 0,3 с;
- перемещение на 100 мм вперед со скоростью 25 м/мин;
- остановка на 0,3 с;
- перемещение на 400 мм назад со скоростью 25 м/мин.

Моделирование проводили с помощью программного обеспечения "Серводрайв", разработанного НИУ МЭИ в рамках НИОКР "Линия".

На рис. 3, 4 показаны графики изменения положения, скорости, ускорения и токов фаз q и d ПЛЭ, замкнутого по положению.

На рис. 5, 6 показаны графики изменения положения, скорости, ускорения и токов фаз q и d ПЛЭ, замкнутого по току.

Из рис. 3—6 видно, что графики переходных процессов экспериментально подтверждают методику расчета основных электро-механических параметров ПЛЭ (в частности, при замыкании

ПЛЭ по току переходные процессы ускорения токов фаз q и d подтверждают уравнения (15) и (16) методики).

Выводы

Предложенная методика определения основных электромеханических параметров позволяет:

- проектировать различные ПЛЭ для машиностроительного оборудования с требуемыми динамическими характеристиками;
- решить задачу определения основных геометрических характеристик ПЛЭ при заданных электромеханических параметрах.

Предложенная методика практически подтверждена в ГИЦ МГТУ "СТАНКИН" в ходе проектирования опытных образцов ПЛЭ мощностью 1, 4 и 8 кВт, а также изготовления и испытаний стенда СМХ1.

Список литературы

1. Григорьев С. Н. Решение задач технологического перевооружения машиностроения // Вестник МГТУ Станкин. 2011. № 4. С. 5–9.
2. Григорьев С. Н., Власов В. И. Электроэрозионная и электрохимическая обработка. М.: ИТО, 2010. 108 с.
3. Черпаков Б. И., Григорьев С. Н. Тенденции развития технологического оборудования в начале XXI века // Ремонт, восстановление, модернизация. 2003. № 10. С. 2–7.
4. Грибков А. А., Григорьев С. Н., Захарченко Д. В. Развитие зарубежного и российского станкостроения // Вестник МГТУ Станкин. 2012. № 1. С. 8–11.

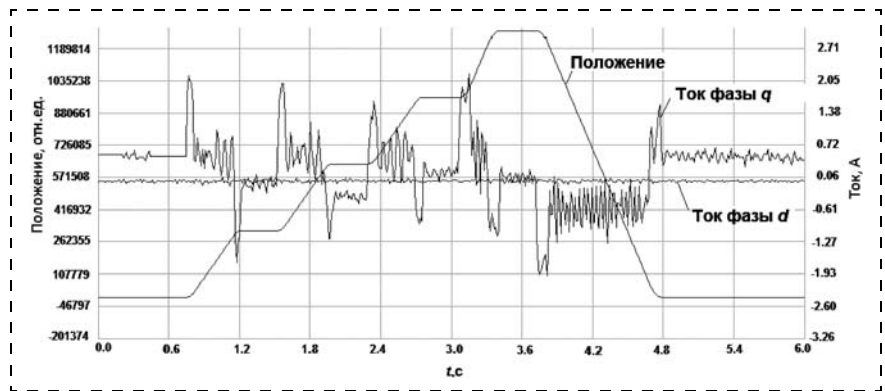


Рис. 6. Осциллограмма изменения положения и токов q и d ПЛЭ, замкнутого по току

5. Григорьев С. Н. Тенденции и проблемы модернизации машиностроительного производства на базе отечественного станкостроения // Вестник МГТУ Станкин. 2010. № 3. С. 7–13.
6. Балковой А. П., Сливинская Г. А. Прямые прецизионные электроприводы — опыт разработки и применения // Приводная техника. 2006. № 3. С. 46–53.
7. Подураев Ю. В. Анализ и проектирование мехатронных систем на основе критерия функционально-структурной интеграции // Мехатроника, автоматизация, управление. 2007. № 4. С. 50–53.
8. Балковой А. П., Цаценкин В. К. Прецизионный электропривод с вентильными двигателями. М.: Изд-во МЭИ, 2010. 328 с.
9. Афонин А. А., Билозор Р. Р., Гребеников В. В., Дыхненко Ю. И., Мельничук Л. П. Электромагнитный привод робототехнических систем. Киев: Наук. Думка, 1986. 272 с.
10. Балковой А. П. Теория и практика разработки прямого сервопривода // Сервопривод. Докл. науч.-метод. семинара. М.: Изд-во МЭИ, 2013. С. 23–45.
11. Балковой А. П., Цаценкин В. К., Яковлев С. Ф., Костин А. В. Актуальные вопросы создания отечественных линейных электроприводов на современной элементной базе // Мехатроника, автоматизация, управление. 2011. № 11. С. 7–10.

УДК 62-50

Б. Н. Попов, д-р техн. наук, проф.,
popov@mokb-mars.ru,
ФГУП "Московское опытно-конструкторское бюро
"Марс"

Согласование коэффициентов передачи и статических характеристик в цифровых следящих приводах

Рассматриваются вопросы влияния числа разрядов аналого-цифрового и цифроаналогового преобразователей на коэффициенты передачи цифрового следящего привода при наличии обратных связей как в аналоговой, так и в цифровой частях привода.

Ключевые слова: коэффициенты передачи, разрядность, цифроаналоговый преобразователь, аналого-цифровой преобразователь, обратные связи

Введение

Свойства цифровых следящих приводов (ЦСП) существенно зависят от числа разрядов аналого-цифрового, цифроаналогового преобразователей и вычислителя, а также организации связей между этими устройствами. В работе [1] показано, что в общий коэффициент передачи ЦСП наряду с коэффициентами передачи непрерывной части входят коэффициенты передачи цифрового вычислителя (или ЦВМ) и преобразователей информации. Там же при рассмотрении статических характеристик и коэффициентов передачи ЦСП обоснована замена цифровой системы на эквивалентную непрерывную с учетом присоединенных преобразователей. В. А. Сердюк [2] показал связь между числом разрядов преобразователей и добротностью (коэффициентом передачи) ЦСП, а также предложил алгоритм согласования разрядных сеток вычислителя и

цифроаналогового преобразователя. Однако полученные соотношения имеют частный характер. В работе [3] проведена детализация выражений, полученных в работе [2], выведены зависимости, позволяющие определить число разрядов цифроаналогового преобразователя в функции желаемого коэффициента передачи ЦСП и показано, что последний обеспечивается за счет рационального выбора числа разрядов преобразователей. Однако во всех трех работах была рассмотрена лишь одноконтурная структура следящего привода. Опыт разработки и эксплуатации различных ЦСП [4, 5] между тем показывает, что при наличии внутренних обратных связей выражения, полученные в работах [1—3], могут использоваться лишь в качестве первого приближения.

В связи с вышеизложенным актуальным является вывод соотношений, связывающий желаемый коэффициент передачи ЦСП с коэффициентами передачи непрерывной части (включая обратные связи) и числом разрядов преобразователей информации.

Передаточные функции ЦСП

Рассмотрим автономный ЦСП с аналоговыми и цифровыми обратными связями (рис. 1).

На рис. 1 приняты следующие обозначения:

ЦУМ — цифровая управляющая машина; СМВ — специализированный микропроцессорный вычислитель; ЦАП — цифроаналоговый преобразователь; АЦП — аналого-цифровой преобразователь; ИУ — исполнительное устройство; ОС1, ОС2 — обратные связи.

ЦУМ реализует требуемый закон движения выходного звена привода и передает его в виде двоичного n -разрядного кода K_B на вход привода.

СМВ получает n -разрядные коды K_B и K_C и вычисляет код ошибки $K_0 = K_B - K_C$ и далее — код управления K_y .

СМВ обеспечивает реализацию требуемых динамических свойств привода, т. е. реализует цифровую коррекцию, экстраполяцию, пересчет координат, обработку информации с первичных датчиков, алгоритмы встроенного контроля.

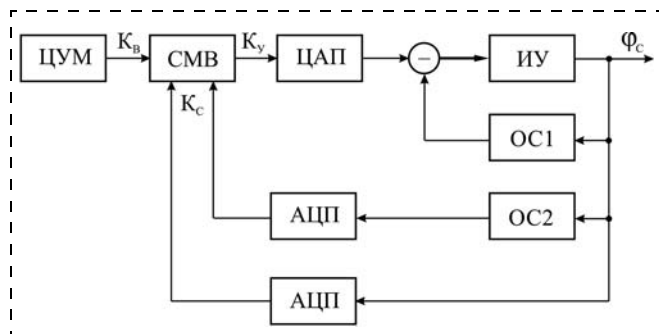


Рис. 1. Структурная схема многоконтурного ЦСП

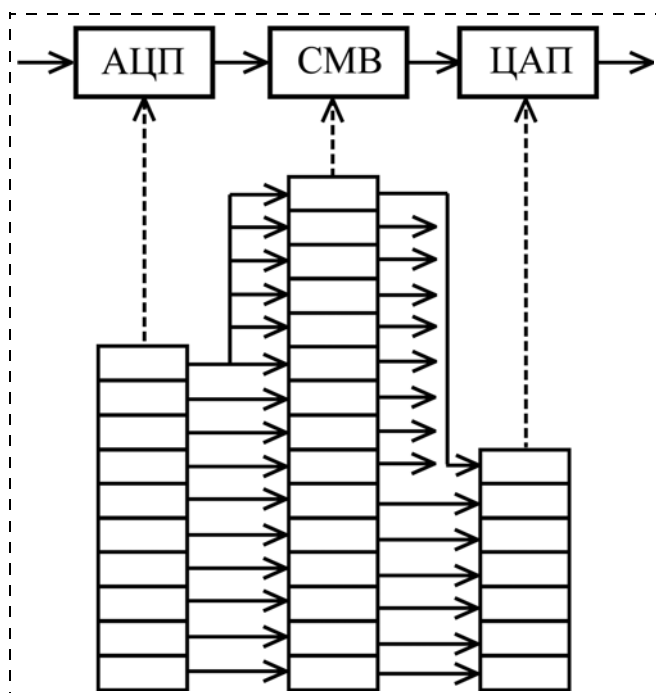


Рис. 2. Согласование разрядных сеток АЦП, СМВ и ЦАП

ЦАП преобразует код управления K_y в мало-мощный электрический аналоговый сигнал.

ИУ — это электро- (пнеumo-, гидро-) механический преобразователь, который преобразует мало-мощный электрический сигнал в перемещение (угловое либо линейное).

АЦП преобразует механическое перемещение в n -разрядный двоичный код K_C .

Будем полагать, что рассматриваются форматы слов с фиксированной точкой, что является общепринятым при проектировании ЦСП [1]. Наиболее общий случай согласования разрядных сеток АЦП, СМВ и ЦАП со стороны младших разрядов показан на рис. 2, для которого выполняются условия:

$$n_{СМВ} > n_{АЦП} > n_{ЦАП}, \quad (1)$$

где $n_{СМВ}$, $n_{АЦП}$, $n_{ЦАП}$ — число разрядов СМВ, АЦП и ЦАП соответственно.

При этом, так как $n_{СМВ} > n_{АЦП}$, в старшие разряды СМВ заносится знаковый разряд АЦП. Обычно данные от АЦП поступают в обратном коде. Поэтому для положительных кодов происходит доопределение "незначимым" нулем, а для отрицательных — "незначимой" единицей:

$$n_{СМВ i} = \begin{cases} n_{АЦП i}, & \text{если } i \leq n_{АЦП} - 1; \\ n_{АЦП \text{ зн}}, & \text{если } i > n_{АЦП} - 1, \end{cases} \quad (2)$$

где $n_{СМВ i}$ — номер разряда СМВ; $n_{АЦП i}$ — номер разряда АЦП; $n_{АЦП \text{ зн}}$ — знаковый разряд АЦП, $i = 0, \dots, n_{СМВ} - 1$.

Только в этом случае точность ЦСП, определяемая числом разрядов АЦП, не изменяется.

Различное число разрядов СМВ и ЦАП также приводит к необходимости согласования разрядных сеток этих устройств. При этом, однако, так как старшие разряды СМВ физически не соединяются с ЦАП, возможно появление так называемых ложных нулей (рис. 3, а). Действительно, коды, равные $2^{n_{\text{ЦАП}}}$, $2^{n_{\text{ЦАП}}+1}$, $2^{n_{\text{ЦАП}}+2}$, ..., $2^{n_{\text{СМВ}}+n_{\text{ЦАП}}}$ ЦАП воспринимает, как нуль, а коды $2^{n_{\text{ЦАП}}+1}$, $2^{n_{\text{ЦАП}}+1}+1$, $2^{n_{\text{ЦАП}}+2}+1$, ..., $2^{n_{\text{СМВ}}+n_{\text{ЦАП}}+1}$ — как единицу и т. д.

Естественная характеристика пары СМВ — ЦАП показана на рис. 3, а. Для исключения ложных нулей вводится специальный алгоритм:

$$K_y := \begin{cases} K_y, & \text{если } K_y < |2^{n_{\text{ЦАП}}} - 1|; \\ (2^{n_{\text{ЦАП}}} - 1) \text{sign} K_y, & \\ \text{если } K_y \geq |2^{n_{\text{ЦАП}}} - 1|. \end{cases} \quad (3)$$

Графическая интерпретация алгоритма (3) показана на рис. 4, где БР —

буферный регистр ЦАП, а $K_{y \max} = 2^{n_{\text{ЦАП}}} - 1$.

Искусственная характеристика пары СМВ — ЦАП с учетом алгоритма (3) показана на рис. 3, б. Алгоритм (3) является очень важным, обеспечивает однозначность нуля, и без него ЦСП (см. рис. 1) является неработоспособным.

Если принять $k_{\text{СМВ}} = 1$ (это справедливо, если пропорциональная составляющая кода управления $K_0 = K_B - K_C$ не умножается на какой-либо коэффициент и разрядные сетки АЦП, СМВ и ЦАП согласованы в соответствии с рис. 2), то такая система может рассматриваться как линеаризованная цифровая система [1], и ее структурную схему можно привести к виду, показанному на рис. 5.

На рис. 5 приняты следующие обозначения:

$$W_0(s) = k_0 s^{-n_0} \frac{A_0(s)}{B_0(s)} \text{ — передаточная функция}$$

(ПФ) прямой цепи;

$$W_{\text{OC1}}(s) = k_{\text{OC1}} s^{n_1} \frac{A_1(s)}{B_1(s)} \text{ — ПФ цепи внутренней}$$

обратной связи;

$$W_{\text{OC2}}(s) = k_{\text{OC2}} s^{n_2} \frac{A_2(s)}{B_2(s)} \text{ — ПФ цепи внешней}$$

обратной связи;

$k_0, k_{\text{OC1}}, k_{\text{OC2}}$ — коэффициенты передачи непрерывной части прямой цепи и цепей обратных связей;

n_0, n_1, n_2 — показатели степени при операторе Лапласа (s) в прямой цепи и цепях обратных связей;

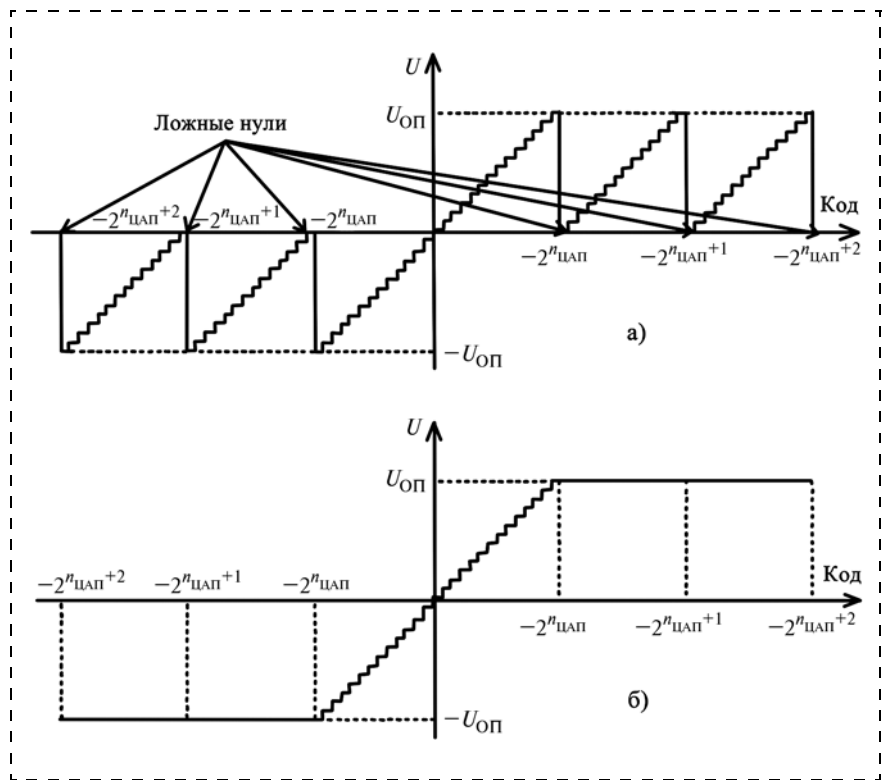


Рис. 3. Естественная (а) и искусственная (б) статические характеристики пары СМВ—ЦАП

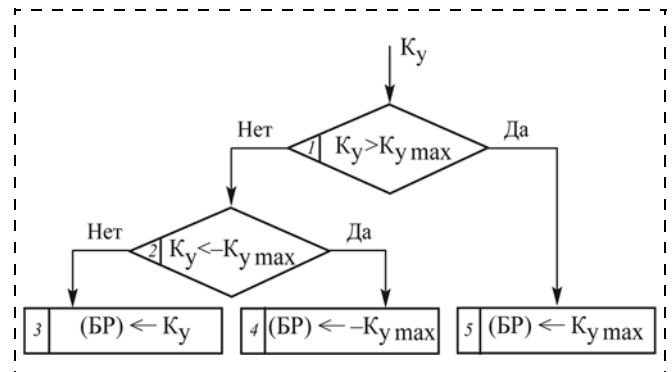


Рис. 4. Алгоритм реализации искусственной статической характеристики пары СМВ—ЦАП

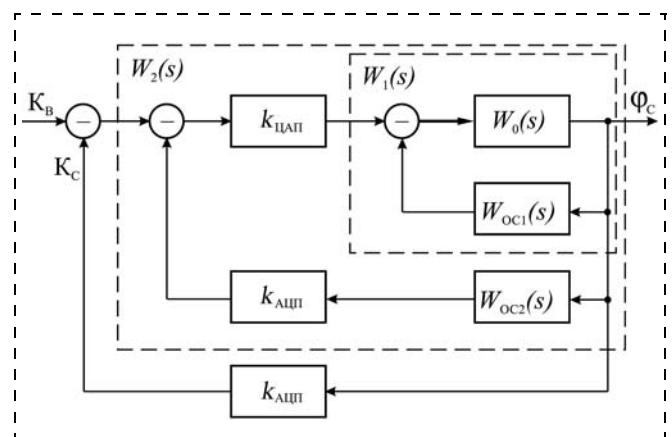


Рис. 5. Структурная схема многоконтурного ЦСП

$$k_{\text{ЦАП}} = \frac{U_{\text{ОП}}}{2^{n_{\text{ЦАП}}} - 1} \text{ — коэффициент передачи ЦАП;}$$

$U_{\text{ОП}}$ — максимальное напряжение на выходе ЦАП;
 $n_{\text{ЦАП}}$ — число разрядов ЦАП;

$$k_{\text{АЦП}} = \frac{2^{n_{\text{АЦП}}} - 1}{\varphi_{\text{с max}}} \text{ — коэффициент передачи АЦП;}$$

$\varphi_{\text{с max}}$ — максимальный угол поворота выходного вала;

$n_{\text{АЦП}}$ — число разрядов АЦП;

$A_0(s), A_1(s), A_2(s)$ — полиномы числителей ПФ $W_0(s), W_{\text{ОС1}}(s), W_{\text{ОС2}}(s)$;

$B_0(s), B_1(s), B_2(s)$ — полиномы знаменателей ПФ $W_0(s), W_{\text{ОС1}}(s), W_{\text{ОС2}}(s)$.

Приведем структуру к одноконтурному виду (рис. 6), тогда:

$$W_1(s) = \frac{W_0(s)}{1 + W_0(s)W_{\text{ОС1}}(s)};$$

$$W_2(s) = \frac{k_{\text{ЦАП}}W_1(s)}{1 + k_{\text{ЦАП}}W_1(s)k_{\text{АЦП}}W_{\text{ОС2}}(s)} =$$

$$= \frac{k_{\text{ЦАП}}W_0(s)}{1 + W_0(s)[W_{\text{ОС1}}(s) + k_{\text{ЦАП}}k_{\text{АЦП}}W_{\text{ОС2}}(s)]}.$$

ПФ разомкнутой системы имеет вид

$$W(s) = k_{\text{АЦП}}W_2(s) =$$

$$= \frac{k_{\text{ЦАП}}k_{\text{АЦП}}W_0(s)}{1 + W_0(s)[W_{\text{ОС1}}(s) + k_{\text{ЦАП}}k_{\text{АЦП}}W_{\text{ОС2}}(s)]}. \quad (4)$$

Обозначив $a = k_{\text{ЦАП}}k_{\text{АЦП}}$ и подставляя в (4) $W_0(s), W_{\text{ОС1}}(s), W_{\text{ОС2}}(s)$, получаем

$$W(s) = \frac{ak_0s^{-n_0} \frac{A_0(s)}{B_0(s)}}{1 + k_0s^{-n_0} \frac{A_0(s)}{B_0(s)} \left[k_{\text{ОС1}}s^{n_1} \frac{A_1(s)}{B_1(s)} + ak_{\text{ОС2}}s^{n_2} \frac{A_2(s)}{B_2(s)} \right]}$$

или после несложных преобразований

$$W(s) = \frac{ak_0s^{-n_0} \times}{B_0(s)B_1(s)B_2(s) + k_0s^{-n_0}A_0(s) \times} \rightarrow$$

$$\rightarrow \frac{\times A_0(s)B_1(s)B_2(s)}{\times [k_{\text{ОС1}}s^{n_1}A_1(s)B_2(s) + ak_{\text{ОС2}}s^{n_2}A_2(s)B_1(s)]}. \quad (5)$$

Выражение (5) является базовым для анализа коэффициента передачи различных вариантов структур ЦСП.

В зависимости от значения коэффициентов $k_0, k_{\text{ОС1}}, k_{\text{ОС2}}$ и соотношения параметров n_0, n_1, n_2 структура ЦСП видоизменяется, а коэффициент передачи ЦСП принимает различные значения. При этом можно выделить семь различных случаев.

Коэффициент передачи ЦСП и его связь с числом разрядов цифроаналогового преобразователя при различных вариантах структур

Обозначим ν — порядок астатизма ЦСП, k — его коэффициент передачи. Проведем анализ выражения (5) в зависимости от значения коэффициентов $k_0, k_{\text{ОС1}}, k_{\text{ОС2}}$ и соотношения параметров n_0, n_1, n_2 . 1. Если в (5) положить $n_1 > n_0, n_2 > n_0$, то $\nu = n_0$ и

$$k = ak_0. \quad (6)$$

Отметим, что аналогичный результат имеет место при $k_{\text{ОС1}} = k_{\text{ОС2}} = 0$, т. е. рассматриваемая система сводится к одноконтурной (рис. 7).

Для определения связи коэффициента передачи ЦСП с числом разрядов ЦАП можно пользоваться методикой из работы [3]. Схема разомкнутого ЦСП, а также статические характеристики и коэффициенты передачи каждого из блоков представлены на рис. 8.

Коэффициент передачи такой системы определяется коэффициентами передачи цифровой и аналоговой частей [1]:

$$k = k_{\text{Ц}}k_{\text{а}}. \quad (7)$$

Выражение для коэффициента передачи цифровой части имеет вид

$$k_{\text{Ц}} = k_{\text{АЦП}}k_{\text{СМВ}}k_{\text{ЦАП}}. \quad (8)$$

Подставляя в (8) значения $k_{\text{ЦАП}}$ и $k_{\text{АЦП}}$ и полагая, что $k_{\text{СМВ}} = 1, 2^{n_{\text{АЦП}}} \gg 1, 2^{n_{\text{ЦАП}}} > 1$ (неравенство $2^{n_{\text{АЦП}}} \gg 1$ для современных ЦСП с числом разрядов $n_{\text{АЦП}} = 12$ и более выполняется всегда; неравенство $2^{n_{\text{ЦАП}}} > 1$ можно считать справедливым при числе разрядов $n_{\text{ЦАП}} \geq 6$), получим

$$k_{\text{Ц}} = \frac{U_{\text{ОП}}}{\varphi_{\text{с max}}} 2^{n_{\text{АЦП}} - n_{\text{ЦАП}}}. \quad (9)$$

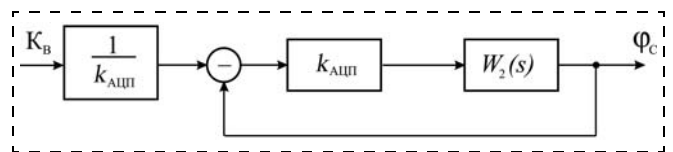


Рис. 6. Преобразованная структурная схема многоконтурного ЦСП

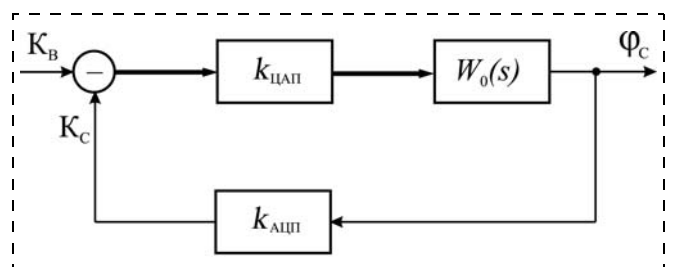


Рис. 7. Структурная схема одноконтурного ЦСП

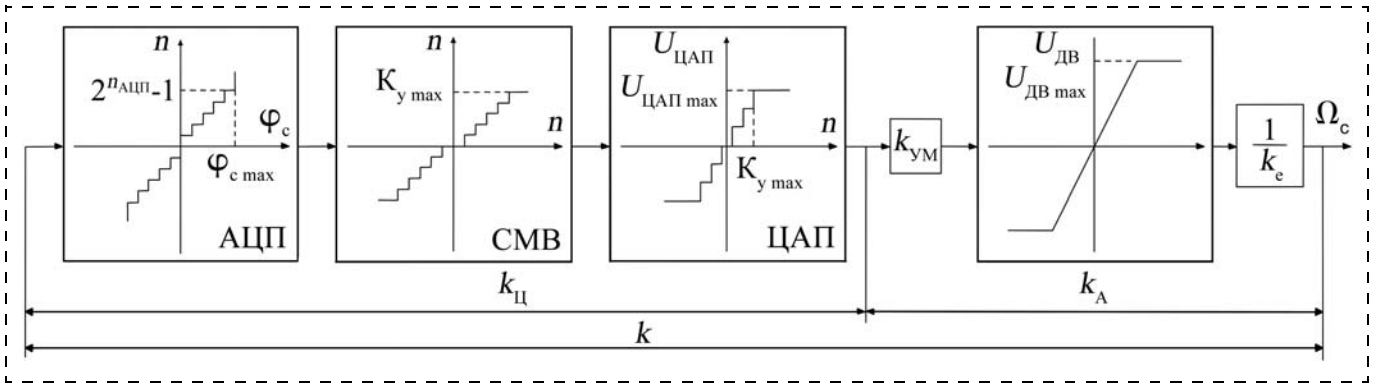


Рис. 8. Схема разомкнутого контура привода

Для ЦСП с исполнительным устройством, состоящим из усилителя мощности (УМ), исполнительного двигателя (ИД) постоянного тока и редуктора, статический коэффициент передачи аналоговой части имеет вид

$$k_a = \frac{k_{\text{УМ}}}{k_e}, \quad (10)$$

где $k_{\text{УМ}}$ — коэффициент передачи УМ; k_e — коэффициент противоЭДС, приведенный к выходному валу.

Подставив значения $k_{\text{Ц}}$ из (9), k_a из (10) в (8), получим выражение для коэффициента передачи ЦСП данной структуры:

$$k_{\text{Ц}} = \frac{U_{\text{ОП}} k_{\text{УМ}}}{\varphi_{c \max} k_e} 2^{n_{\text{АЦП}} - n_{\text{ЦАП}}}. \quad (11)$$

Минимальное значение $k_{\text{УМ}}$ следует выбирать из условия согласования статических характеристик ЦАП и ИД (рис. 8), т. е. максимальному напряжению с выхода ЦАП $U_{\text{ОП}}$ должно соответствовать максимальное напряжение на обмотке якоря ИД — $U_{\text{ДВ max}}$:

$$U_{\text{ОП}} k_{\text{УМ}} = U_{\text{ДВ max}}. \quad (12)$$

Очевидно, что при $k_{\text{УМ}} < U_{\text{ДВ max}}/U_{\text{ОП}}$ динамические возможности ИД будут недоиспользованы.

Обозначив $\frac{U_{\text{ДВ max}}}{k_e} = \Omega_{c \max}$, представим (11) в виде

$$k = \frac{\Omega_{c \max}}{\varphi_{c \max}} 2^{n_{\text{АЦП}} - n_{\text{ЦАП}}}. \quad (13)$$

Очевидно, что изменение параметра $n_{\text{ЦАП}}$ на единицу приводит к изменению значения k вдвое, поэтому значение желаемого коэффициента передачи $k_{\text{жел}}$ может быть только кратно двум, что является достаточно грубым способом обеспечения $k = k_{\text{жел}}$.

Введем параметр $K_{y \max}$. Диапазон значений параметра $K_{y \max}$ составляет:

$$2^{n_{\text{ЦАП}} - 1} - 1 < K_{y \max} \leq 2^{n_{\text{ЦАП}}} - 1. \quad (14)$$

Возможность выбора $K_{y \max}$ в таком диапазоне обеспечивает более точную реализацию $k_{\text{жел}}$. Однако выбор $K_{y \max}$ в соответствии с (14) приводит к тому, что шкала ЦАП используется от 50 до 100 % и, как следствие, ведет к несоблюдению условия (12). Выражение (11), а следовательно, и (12) справедливо, таким образом, для предельного случая

$K_{y \max} = 2^{n_{\text{ЦАП}}} - 1$. Этому значению $K_{y \max}$ соответствует напряжение $U_{\text{ОП}}$ на выходе ЦАП. При всех других значениях $K_{y \max}$ в соответствии с (14) напряжение на выходе ЦАП лежит в диапазоне $U_{\text{ОП}}/2 < U_{\text{ЦАП}} < U_{\text{ОП}}$.

Условие (11) для любого значения $K_{y \max}$ согласно (14) можно записать следующим образом:

$$U'_{\text{ОП}} k'_{\text{УМ}} = U_{\text{ДВ max}}, \quad (15)$$

$$\text{где } k'_{\text{УМ}} = k_{\text{УМ}} \frac{2^{n_{\text{ЦАП}}} - 1}{K_{y \max}}, \quad U'_{\text{ОП}} = U_{\text{ОП}} \frac{K_{y \max}}{2^{n_{\text{ЦАП}}} - 1}.$$

Так как значение $\frac{2^{n_{\text{ЦАП}}} - 1}{K_{y \max}} \leq 2$, то максимальное значение $k'_{\text{УМ}}$ в ЦСП не должно превышать более чем в два раза $U_{\text{ДВ max}}/U_{\text{ОП}}$.

В противном случае значение $n_{\text{ЦАП}}$ выбрано неправильно, и его нужно уменьшить. В предельном случае при

$K_{y \max} = 2^{n_{\text{ЦАП}}} - 1$ имеем $k'_{\text{УМ}} = k_{\text{УМ}}$, $U'_{\text{ОП}} = U_{\text{ОП}}$, а выражение (15) должно быть заменено на (11). При условии (14) эквивалентный коэффициент передачи ЦАП будет иметь вид

$$k_{\text{ЦАП}} = \frac{U_{\text{ОП}}}{K_{y \max}}. \quad (16)$$

С учетом (16) выражение для коэффициента передачи ЦСП с ИД постоянного тока примет вид

$$k = \frac{\Omega_{c \max} 2^{n_{\text{АЦП}}}}{\varphi_{c \max} K_{y \max}}. \quad (17)$$

Полученное выражение (17) справедливо для любого ЦСП с астатизмом первого порядка.

При известном значении желаемого коэффициента передачи $k_{\text{жел}}$ значение $K_{y \text{ max}}$ определяется по следующей формуле:

$$K_{y \text{ max}} = E \left[\frac{\Omega_c \text{ max} 2^{n_{\text{АЦП}}}}{\Phi_c \text{ max} k_{\text{жел}}} + 0,5 \right], \quad (18)$$

где $E[\cdot]$ — целая часть числа, заключенного в квадратные скобки.

Точность реализации $k_{\text{жел}}$ при условии согласования разрядных сеток АЦП, СМВ и ЦАП в соответствии с рис. 2 определяется единицей младшего разряда АЦП.

В случае системы с астатизмом произвольного порядка максимальному коду управления $K_{y \text{ max}}$ соответствует максимальное значение некоторой координаты непрерывной части ЦСП (например, максимальная скорость, ускорение или другая координата исходя из порядка астатизма ν).

Тогда с учетом коэффициентов передачи преобразователей вместо (17) можно записать:

$$k = \frac{\Phi_c \text{ max}^\nu 2^{n_{\text{АЦП}}}}{\Phi_c \text{ max} K_{y \text{ max}}}, \quad (19)$$

где $\Phi_c \text{ max}^\nu$ — производная от выходной координаты порядка ν .

При заданном значении желаемого коэффициента передачи $k_{\text{жел}}$, выбираем исходя из требуемых показателей качества ЦСП, известных значениях $n_{\text{АЦП}}$, $\Phi_c \text{ max}^\nu$, $\Phi_c \text{ max}$, получим:

$$n_{\text{ЦАП}} = E \left[3,3 \lg \frac{\Phi_c \text{ max}^\nu 2^{n_{\text{АЦП}}}}{\Phi_c \text{ max} k_{\text{жел}}} + 1 \right], \quad (20)$$

где $E[\cdot]$ — целая часть числа, заключенного в скобки.

2. Если в (5) положить $n_1 = n_0$, $n_2 > n_0$, то $\nu = n_0$ и

$$k = \frac{ak_0}{1 + k_0 k_{\text{ОС1}}}. \quad (21)$$

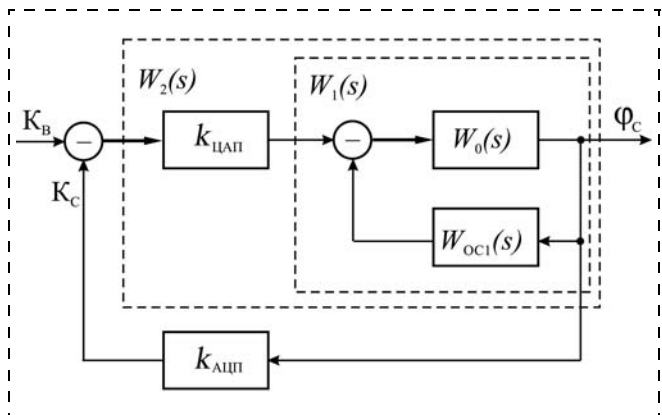


Рис. 9. Структурная схема первого варианта двухконтурного ЦСП

Так как числитель (21) совпадает с (6), а знаменатель при любом сочетании коэффициентов больше единицы, выражение для $n_{\text{ЦАП}}$ при заданной $k_{\text{жел}}$ примет вид

$$n_{\text{ЦАП}} = E \left[3,3 \lg \left(\frac{\Phi_c \text{ max}^\nu 2^{n_{\text{АЦП}}}}{\Phi_c \text{ max} k_{\text{жел}} (1 + k_0 k_{\text{ОС1}})} \right) + 1 \right]. \quad (22)$$

Рассматриваемая система сводится к двухконтурной (рис. 9).

При этом, в зависимости от соотношения коэффициентов, возможны два случая:

- а) если в (21) $k_0 k_{\text{ОС1}} \ll 1$, то выражение для коэффициента передачи сводится к (6), а (22) — к (20);
- б) если в (21) $k_0 k_{\text{ОС1}} \gg 1$, то

$$k = \frac{a}{k_{\text{ОС1}}}. \quad (23)$$

Выражение для $n_{\text{ЦАП}}$ в этом случае примет вид

$$n_{\text{ЦАП}} = E \left[3,3 \lg \left(\frac{\Phi_c \text{ max}^\nu 2^{n_{\text{АЦП}}}}{\Phi_c \text{ max} k_{\text{жел}} k_{\text{ОС1}}} \right) + 1 \right]. \quad (24)$$

3. Если в (5) положить $n_1 > n_0$, $n_2 = n_0$, то $\nu = n_0$ и

$$k = \frac{ak_0}{1 + ak_0 k_{\text{ОС2}}}. \quad (25)$$

Выражение для $n_{\text{ЦАП}}$ в этом случае имеет вид

$$n_{\text{ЦАП}} = E \left[3,3 \lg \left(\frac{U_{\text{ОП}} 2^{n_{\text{АЦП}}} (1 - k_{\text{жел}} k_{\text{ОС2}})}{\Phi_c \text{ max} k_{\text{жел}}} \right) + 1 \right]. \quad (26)$$

Рассматриваемая система сводится к двухконтурной (рис. 10).

При этом, в зависимости от соотношения коэффициентов в (25), возможны два случая:

- а) если $ak_0 k_{\text{ОС2}} \ll 1$, то выражение для коэффициента передачи сводится к (6), а (26) — к (20);
- б) если, $ak_0 k_{\text{ОС2}} \gg 1$, то

$$k = \frac{1}{k_{\text{ОС2}}}. \quad (27)$$

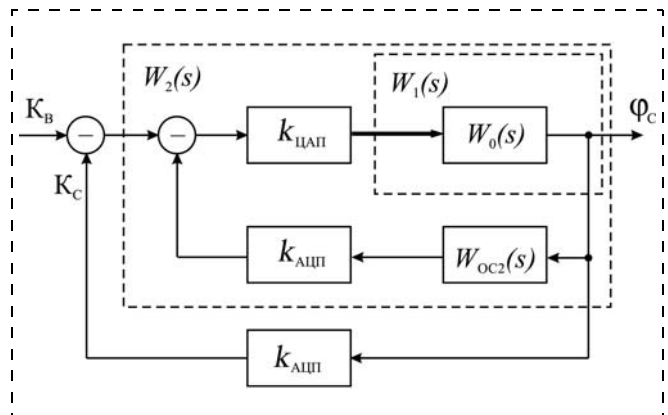


Рис. 10. Структурная схема второго варианта двухконтурного ЦСП

В этом случае, как следует из (27), параметры цифровой части не влияют на коэффициент передачи ЦСП.

4. Если в (5) положить $n_1 = n_0, n_2 = n_0$, то $\nu = n_0$ и

$$k = \frac{ak_0}{1 + k_0(k_{OC1} + ak_{OC2})}. \quad (28)$$

Выражение для $n_{ЦАП}$ при заданной $k_{жел}$ примет вид

$$n_{ЦАП} = E \left[3,3 \lg \left(\frac{\varphi_{с\max}^{\nu} 2^{n_{АЦП}} (1 - k_{жел} k_{OC2})}{\varphi_{с\max} k_{жел} (1 + k_0 k_{OC1})} \right) + 1 \right]. \quad (29)$$

При этом, в зависимости от соотношения коэффициентов, возможны два случая:

а) если $k_0(k_{OC1} + k_{OC2}) \ll 1$, то выражение для коэффициента передачи сводится к (19), а для $n_{ЦАП}$ — к (20);

б) если $k_0(k_{OC1} + ak_{OC2}) \gg 1$, то

$$k = \frac{a}{k_{OC1} + ak_{OC2}}. \quad (30)$$

В зависимости от коэффициентов передачи цепей ОС здесь также возможны два варианта:

1) если $k_{OC1} \ll ak_{OC2}$, то выражение для коэффициента передачи сводится к (27);

2) если $k_{OC1} \gg ak_{OC2}$, то выражение для коэффициента передачи сводится к (23), а для $n_{ЦАП}$ — к (24).

5. Если в (5) положить $n_1 < n_0, n_2 > n_1$, то $\nu = n_1$ и выражение для коэффициента передачи сводится к (23), а для $n_{ЦАП}$ — к (24).

6. Если в (5) положить $n_1 > n_2, n_2 < n_0$, то $\nu = n_2$ и выражение для коэффициента передачи сводится к (27).

7. Если в (5) положить $n_1 < n_0, n_2 = n_1$, либо $n_1 < n_0, n_2 = n_0$, либо $n_2 < n_0, n_1 = n_0$, то $\nu = n_1$ и выражение для коэффициента передачи сводится к (28) и, как следствие, имеют место рассмотренные выше для этого варианта частные случаи.

Заключение

Таким образом, в зависимости от значения коэффициентов k_0, k_{OC1}, k_{OC2} и соотношения параметров n_0, n_1, n_2 имеют место семь уникальных вариантов для коэффициента передачи ЦСП и семь соответствующих выражений для определения числа разрядов ЦАП.

Анализ полученных выражений для коэффициента передачи различных структур ЦСП показывает, что реализация желаемого коэффициента передачи наиболее рациональна за счет выбора $n_{ЦАП}$. Это справедливо, так как $\varphi_{с\max}$ определяется конструкцией энергоприводной системы, $\varphi_{с\max}^{\nu}$ определяется динамическими возможностями исполнительного устройства, а $n_{АЦП}$ — требуемой точностью ЦСП и выбирается максимально возможным при стоимостном ограничении.

Вариация каждого из перечисленных трех параметров для изменения коэффициента передачи представляется маловероятной, поскольку затрагивает существенные свойства и характеристики системы.

При применении в ЦСП широтно-импульсного преобразователя все полученные в статье выражения справедливы при условии, что в качестве $n_{ЦАП}$ используется $n_{СП}$ — число разрядов счетчика периода, а в качестве $K_{y\max}$ принимается $k_{СП}$ — коэффициент счета счетчика периода.

Список литературы

1. **Бесекиерский В. А.** Цифровые автоматические системы. М.: Наука, 1976. 576 с.
2. **Управление** исполнительными элементами следящих электроприводов летательных аппаратов / Под ред. Б. И. Петрова. М.: Машиностроение, 1981.
3. **Электропривод** летательных аппаратов: учебник для авиационных вузов / В. А. Полковников, Б. И. Петров, Б. Н. Попов, А. В. Сергеев, А. Н. Сперанский. Под общей ред. В. А. Полковникова. 2-е изд., перераб. и доп. М.: Машиностроение, 1990. 240 с.
4. **Попов Б. Н., Милачич В. Р.** Обеспечение статических характеристик и коэффициента передачи в цифровом следящем приводе робота // Petnaesta JUPITER — konferencija (zbornik radova), Cavtat, 1989, Jugoslavia.
5. **Попов Б. Н.** Обеспечение добротности цифрового следящего привода // Сб. тез. докладов Всеросс. конф. "Проблемы совершенствования робототехнических и интеллектуальных систем летательных аппаратов", Москва, 28—30 мая 1996 г.
6. **Попов Б. Н.** Цифровые устройства систем приводов летательных аппаратов: учеб. пособие. М.: Изд-во МАИ-ПРИНТ, 2008.

УДК 681.518

С. Ю. Боровик, д-р техн. наук, вед. науч. сотр.,
borovik@iccs.ru,

М. М. Кутейникова, мл. науч. сотр.,
m.kuteynikova@mail.ru,

Б. К. Райков, ст. науч. сотр.,
raykov@iccs.ru,

Ю. Н. Секисов, д-р техн. наук, зав. лаб.,
sekisov@iccs.ru,

О. П. Скобелев, д-р техн. наук, гл. науч. сотр.,
iccs@iccs.ru,

Институт проблем управления
сложными системами РАН, г. Самара

Измерение радиальных зазоров между статором турбины и торцами лопаток сложной формы с помощью одновитковых вихретоковых датчиков

Анализируется ряд мешающих факторов, сопровождающих применение существующих методов измерения радиальных зазоров между статором турбины и торцами лопаток сложной формы с помощью одновитковых вихретоковых датчиков. Обсуждается новый кластерный метод измерения радиальных зазоров и конструктивные разновидности таких датчиков, позволяющие устранить или уменьшить влияние некоторых мешающих факторов. Описывается преобразователь индуктивностей датчиков с улучшенными характеристиками. Рассматриваются принципы построения системы, реализующей кластерный метод. Приводятся описание прототипа системы и результаты его экспериментальных исследований, призванных подтвердить работоспособность и метрологическую состоятельность кластерного метода и принципов построения реализующей его системы.

Ключевые слова: одновитковый вихретоковый датчик, радиальные зазоры, турбина, лопатки сложной формы, метод измерения, технические средства, прототип системы

Введение

Известны системы измерения радиальных зазоров (РЗ) между торцами лопаток и статором в авиационных газотурбинных двигателях (ГТД), предназначенные для экспериментальных исследований ГТД в стендовых условиях [1]¹. В таких системах

¹ РЗ является одним из наиболее значимых параметров, определяющих экономичность и надежность ГТД [2].

используются одновитковые вихретоковые датчики (ОВТД) с чувствительными элементами (ЧЭ) в виде отрезка проводника, способные функционировать в тяжелых и даже экстремальных условиях газовоздушного тракта не только в компрессорах, но и турбинах (температура более 1000 °С, высокие линейные скорости перемещения торцов лопаток, близкие к звуковым, повышенный уровень вибраций и загрязненности).

Вместе с тем, необходимо отметить, что в существующих системах измерения РЗ [1] был принят ряд серьезных допущений. В частности, предполагалось, что изменения РЗ вызывают упругие и температурные деформации лопаточного колеса (ЛК) только в одном (радиальном) направлении, а изгибные и угловые деформации пера лопаток, а также осевые смещения ЛК отсутствуют.

Однако в реальных условиях торцы лопаток совершают сложное многомерное движение, и смещение в радиальном направлении, от которого зависит РЗ, является лишь одной из его составляющих, а для получения достоверной информации о РЗ с помощью ОВТД необходима информация об остальных составляющих. Иначе говоря, при решении задачи измерения РЗ смещения торцов лопаток в направлении вращения и в осевом направлении, а также их угловые смещения можно рассматривать как мешающие факторы (МФ).

Представляется очевидным наиболее радикальный путь уменьшения влияния такого рода МФ (первая группа — МФ₁) — это измерение всех возможных координат смещения торцов лопаток в системе отсчета *OXYZ*, тесно связанной со статором, где начало отсчета — точка *O*, ось *X* направлена вдоль оси статора, ось *Y* — по его радиусу, а ось *Z* соответствует направлению вращения ЛК. Такие измерения обеспечивают применение кластерных методов, которые предусматривают применение группы (кластера) ОВТД с определенной ориентацией и различной топологией размещения ЧЭ относительно торцов лопаток, причем число ОВТД в кластере должно быть равным числу искомым координат смещений [3].

Разумеется, применение кластерных методов в экспериментальных исследованиях ГТД и других разновидностей лопаточных энергосиловых установок обеспечивает их разработчиков не только информацией о РЗ (координате *y*), но и дополнительной и значимой информацией о поведении *x*, *z*-координат смещений торцов лопаток как в рабочих, так и экстремальных режимах. При этом необходимо отметить, что существующие кластерные методы ориентированы в основном на применение

в компрессорах с лопатками, кривизна поверхности пера которых в торцевой части сравнительно невелика и не оказывает существенного влияния на полученные результаты.

В то же время в существующих и перспективных разработках турбин применяются лопатки, кривизна поверхности пера которых в ее торцевой части может быть значительно выше. Например, сечение плоскостью, перпендикулярной оси одного из возможных конструктивных вариантов турбинной лопатки, имеет резко выраженную "серповидную" форму, а сечение плоскостью, параллельной ее оси, в торцевой части — "U-образную" форму. Такая кривизна и форма сечения являются дополнительным МФ (МФ₂), воздействие которого не только затрудняет получение достоверных данных, но и может поставить под сомнение работоспособность ранее разработанных методов.

Известно также, что непременным условием получения измерительной информации в существующих кластерных методах являются высокоточные данные о так называемой "мгновенной скорости" вращения ЛК (т. е. периода вращения), с помощью которых после измерения каждого периода вычисляются моменты прохождения замками всех лопаток геометрического центра (ГЦ) или виртуального ГЦ (ВГЦ) сосредоточенного или распределенного кластера ОВТД². При этом моменты фиксации индуктивностей ОВТД и соответствующей цифровой информации для последующего определения искомым координат смещений должны быть строго синхронизированы с "меткой" на валу ЛК. Между тем, ряд факторов и ограничений препятствует получению требуемой точности. Действительно, выбор технических средств, как правило, ограничен датчиками частоты вращения (ДЧВ) промышленного изготовления, ориентированными на измерение "средней" частоты вращения в температурных условиях, близких к нормальным. Серьезным МФ для высокоточной синхронизации являются изменения амплитуды выходного сигнала таких датчиков в зависимости от частоты вращения вала. Кроме того, существуют трудности в организации механической связи ДЧВ с валом (и тем более в дублировании таких связей при необходимости параллельных измерений частоты вращения и синхронизации на нескольких валах). Поэтому представляется весьма заманчивой идея отказа от использования ДЧВ и от измерения "мгновенной" скорости вращения ЛК, вычисления моментов прохождения ГЦ и ВГЦ замками лопаток и синхронизации в получении информации с датчиков, что позволяет избавиться от указанной группы МФ (МФ₃).

И, наконец, применение кластеров ОВТД в турбинах связано с дополнительным МФ (МФ₄) — повышенной температурой не только в газовоздушном тракте, где размещены ЧЭ датчиков, но и

с внешней стороны статорной оболочки, где находится та часть ОВТД, в которой размещен согласующий трансформатор (СТ) с ферритовым магнитопроводом [1, 3]. Заметим, что температура в зоне размещения СТ может быть выше точки Кюри феррита, когда характеристики СТ и ОВТД резко ухудшаются. Применение принудительного охлаждения представляется возможным, но приводит к увеличению габаритных размеров, трудностям в размещении ОВТД и в эксплуатации.

Кластерному методу измерения РЗ и средствам его реализации, в которых уменьшается или устраняется влияние выше перечисленных МФ (МФ₁, ..., МФ₄), посвящена серия докладов, прочитанных на секциях "Управление и измерения в сложных технических системах", "Информационно-измерительные и управляющие системы", "Измерения в экстремальных условиях", материалы которых опубликованы в сборниках трудов XIII—XV международных конференций "Проблемы управления и моделирования в сложных системах", изданных в период с 2011 по 2013 г. В каждой из публикаций раскрываются материалы сравнительно узкой направленности. В частности, в работе [4] приводится описание предложенного метода, в работах [5—10] рассматриваются новые разновидности ОВТД и измерительных цепей (ИЦ), а также модели электромагнитного взаимодействия ЧЭ с лопаткой сложной формы и модели ИЦ. Работы [11—15] посвящены техническим средствам (ТС) системы измерения, алгоритмам и программному обеспечению (ПО), реализующим предложенный метод, а также результатам экспериментальных исследований прототипа системы.

Вместе с тем, внушительный объем и большое число публикаций, значительная часть которых составляют теоретические исследования, являются серьезным основанием к систематизированному и обобщенному изложению тех же материалов в сжатом виде в рамках одной журнальной статьи. Такая статья представляется авторам как дайджест на ту же тему, но с более выраженным практическим акцентом, и рассчитана на читательский интерес специалистов в области системотехники и пользователей, занимающихся экспериментальными исследованиями лопаточных энергосиловых установок (в том числе ГТД).

Предлагаемый метод

На рис. 1 изображена торцевая часть турбинной лопатки (вид со стороны статорной оболочки) (а) и ее сечения А—А и Б—Б (б). Из-за выступов в торцевой части сечения имеют "U-образную" форму, причем расстояние между выступами определяется толщиной лопатки и уменьшается от головной ее части к хвостовой. Размещение лопаток на ЛК иллюстрирует рис. 2, а, где показан угловой шаг лопаток $\psi_{\text{л}}$ и лопатки под номерами 1, 2, ..., $n_{\text{л}} - 1$, $n_{\text{л}}$. Предполагается (и это соответствует действитель-

² Термины ГЦ и ВГЦ для РК ОВТД введены в работе [3].

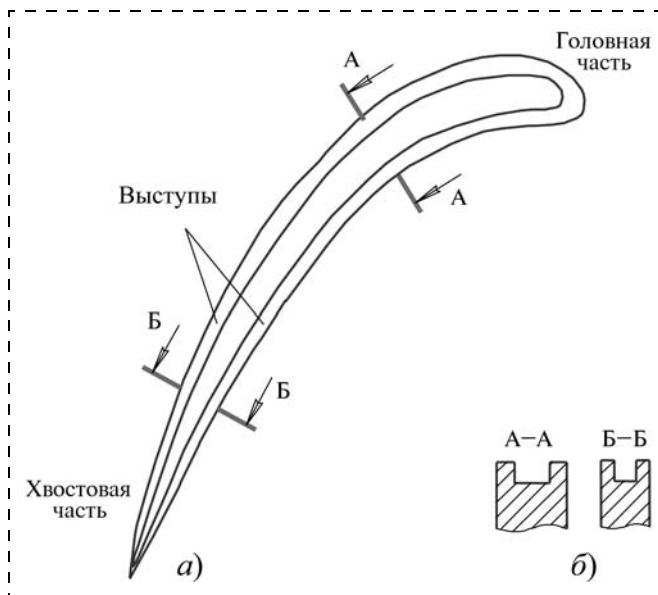


Рис. 1. Вид турбинной лопатки со стороны статорной оболочки (а) и ее сечения (б)

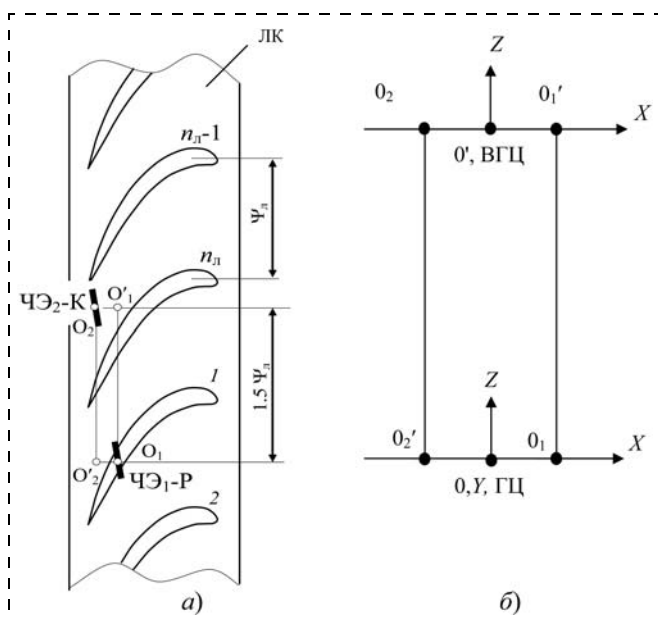


Рис. 2. Размещение лопаток на ЛК, ЧЭ в составе РК (а), ГЦ и ВГЦ, а также системы отсчета (б)

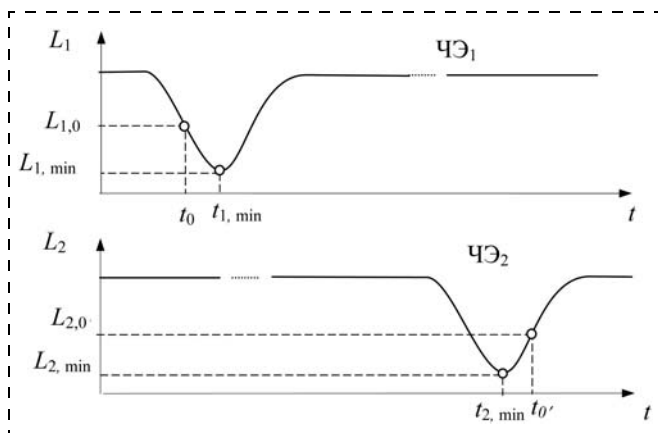


Рис. 3. Изменения индуктивностей L_1 и L_2 во времени

ности), что помимо смещений торцов лопаток в радиальном направлении, определяющих искомые РЗ, происходят осевые смещения ЛК и соответствующие смещения торцов лопаток в осевом направлении, которые являются доминирующим МФ (МФ₁). Это означает, что для устранения МФ₁ наряду с измерением радиальных необходимо измерение осевых смещений.

В предлагаемом методе для измерений радиальных и осевых смещений предусмотрено использование распределенного кластера (РК) из двух ОВТД, причем центры ЧЭ (ЧЭ₁ и ЧЭ₂) в точках O_1 и O_2 находятся на угловом расстоянии друг от друга $1,5\psi_{л}$, а в представленном на рис. 2, а положении ЛК ЧЭ₁ выполняет рабочую функцию (ЧЭ₁-Р), ЧЭ₂ — компенсационную (ЧЭ₂-К) [3]. Системы отсчета изображены на рис. 2, б: начала отсчетов (точки O и O') расположены в ГЦ и ВГЦ, причем ВГЦ, как и центр ЧЭ₂ (точка O_2), смещен на угловое расстояние $1,5\psi_{л}$.

Предлагаемый метод предусматривает также фиксацию минимальных значений индуктивностей рабочих ЧЭ (L_{1min} и L_{2min}) в моменты времени t_{1min} и t_{2min} , когда торцы лопаток проходят окрестности центров ЧЭ₁ и ЧЭ₂ в точках O_1 и O_2 , но не точки O и O' — ГЦ и ВГЦ РК соответственно, как это осуществляется в существующих кластерных методах (рис. 3). Кроме того, обязательным условием работоспособности метода является разворот ЧЭ₁ и ЧЭ₂ относительно оси Z на угол $30...60^\circ$ против часовой стрелки, что связано со специфическими особенностями турбинной лопатки и, в первую очередь, с наличием выступов в торцевой части (см. рис. 1). Если бы ЧЭ₁ и ЧЭ₂ размещались относительно турбинной лопатки так же, как они размещаются относительно лопатки в компрессоре (в соответствии с существующими методами [3]), т. е. с углом разворота в $30...60^\circ$ по часовой стрелке, то прохождение ЧЭ выступами контролируемой лопатки сопровождалось бы "двоением" минимальных значений индуктивностей L_{1min} и L_{2min} вместо одиночных минимумов, изображенных на рис. 3.

Вместе с тем, чтобы дополнительно уменьшить влияние кривизны поверхности, а также формы сечения торцевой части турбинной лопатки (МФ₂) ЧЭ₁ и ЧЭ₂ смещены в сторону хвостовой части лопатки (см. рис. 2, а). Смещение и угол разворота ЧЭ уточняются с помощью моделирования или экспериментально и зависят от конструктивных особенностей лопаток.

Следует также подчеркнуть, что идея использования минимальных значений индуктивностей L_{1min} и L_{2min} в моменты времени t_{1min} и t_{2min} позволяет отказаться как от синхронизации, так и от измерений периода вращения ЛК, а следовательно, избавиться от МФ₃.

Разумеется, перепады минимальных значений индуктивностей при выбранных углах разворота ЧЭ₁ и ЧЭ₂ (см. рис. 2), равно как и экстремальных значений кодов C_1 и C_2 в канале преобразования

индуктивностей ОВТД системы измерения уменьшаются, но они могут компенсироваться повышением чувствительности ИЦ.

Семейство функций преобразований (ФП) ЧЭ в составе РК из двух ОВТД представляются в виде зависимости индуктивностей $ЧЭ_1$ и $ЧЭ_2$ от координат смещений торцов лопаток x и y ($L_{ЧЭ_1}(x, y)$, $L_{ЧЭ_2}(x, y)$)³. Семейство ФП (как система из двух уравнений) по найденным значениям L_{1min} и L_{2min} позволяет найти искомые координаты y и x (радиальные и осевые смещения)⁴.

Одновитковые вихретоковые датчики для турбины

Существующие на сегодняшний день конструкции ОВТД включают три основных функциональных элемента: ЧЭ в виде отрезка проводника, СТ и тоководы (ТВ) [1, 3], которые соединяют ЧЭ с вторичной обмоткой СТ, выполненной в виде объемного витка (ОВ), тесно связанного с первичной обмоткой (рис. 4). Первичная обмотка СТ включается в ИЦ и осуществляет последующее преобразование индуктивности ЧЭ. Обмотки СТ размещаются на сердечнике из высокочастотного феррита с большой магнитной проницаемостью, что способствует минимизации размеров датчика.

При установке ОВТД на статоре турбины в зоне наиболее тяжелых температурных условий рабочей среды в газоздушном тракте находятся ЧЭ и ТВ, с помощью которых СТ выносятся из этой зоны. При этом наиболее зависимым от температуры поведением отличается ферритовый сердечник СТ, относительная магнитная проницаемость которого после точки Кюри резко снижается и становится равной единице. Такие условия работы СТ (при повышенной температуре) возможны вне статорной оболочки турбины, где СТ приходится размещать не на открытом воздухе, а под кожухом, в замкнутом пространстве (МФ₄).

Если температура в зоне СТ существующих конструкций ОВТД выше точки Кюри материала сердечника, то они теряют работоспособность. В настоящее время разработаны новые разновидности ОВТД, которые сохраняют преимущество в отношении конструкции существующих датчиков, но отличаются материалом сердечника СТ.

В первом варианте используется ферритовый сердечник с высоким значением точки Кюри (до 450 °С), но при этом происходит потеря чувствительности ОВТД из-за сниженной более, чем на порядок магнитной проницаемости (μ), характерной

³ Вместо семейства ФП ($L_{ЧЭ_1}(x, y)$) и ($L_{ЧЭ_2}(x, y)$) в системе измерения, реализующей предлагаемый метод, для вычисления координат x , y обычно используются градуировочные характеристики (ГХ) $C_1(x, y)$ и $C_2(x, y)$, которые определяются экспериментально [1, 3].

⁴ В системе измерения аналогичным образом используется семейство ГХ и найденные экстремальные значения кодов C_1 и C_2 , соответствующие L_{1min} и L_{2min} .

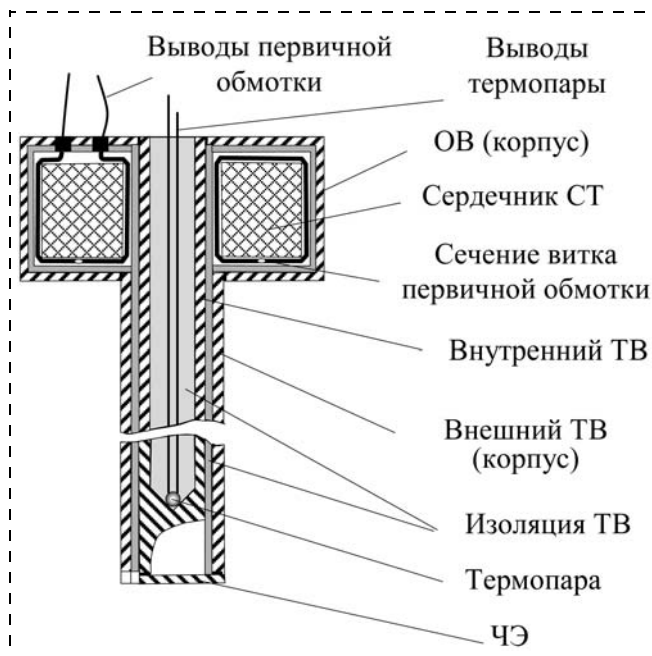


Рис. 4. ОВТД с ЧЭ в виде отрезка проводника

для таких ферритов. Компенсация потерь связана с увеличением габаритных размеров СТ и датчика [5].

Дальнейшего повышения допустимой температуры в зоне размещения СТ можно добиться во втором варианте, отказавшись от использования ферритового сердечника в СТ (т. е. используя воздушный трансформатор). При этом каркас под первичную обмотку СТ выполняется из жаропрочного диэлектрического материала, например, керамики (рис. 4) [3]. Первичная обмотка СТ в обоих вариантах конструкции выполняется проводом с высокотемпературной изоляцией, а ОВ — из металла в виде пустотелого тора с нанесенным на внутреннюю поверхность слоем жаропрочного изоляционного материала. ОВ плотно охватывает катушку первичной обмотки.

Оба варианта конструкции ОВТД были реализованы в виде действующих макетов с СТ на ферритовых сердечниках (ФС), а также с СТ с бесферритовым сердечником (БС), причем оба варианта практически идентичны по основным габаритным размерам между собой и с существующими ОВТД. Вместе с тем, макет первого варианта (ФС) изготовлен в производственных условиях из жаропрочной нержавеющей стали с применением современных технологий и способен функционировать в тяжелых температурных условиях газоздушного тракта турбины (до 1200 °С) и вне статора (до 450 °С).

Однако, если чувствительность существующих ОВТД (ФС, $\mu = 700$) к изменениям РЗ (координаты y) составляет около 1,5...2,5 %/мм, то в первом варианте ОВТД (ФС, μ не менее 50) чувствительность к РЗ уменьшается до 0,6...0,7 %/мм, а во втором варианте (БС) — еще на порядок [5], что предъявляет повышенные требования к последующему преобразованию.

Преобразование индуктивностей одновитковых вихрековых датчиков в цифровой код

Известно, что наиболее эффективное преобразование индуктивности ОВТД обеспечивает так называемый метод первой производной (МПП), что связано с возможностями получения наибольшей чувствительности к перемещениям торцевой части лопатки, малой длительности преобразования (до сотых долей микросекунды) и уменьшения влияния омического сопротивления (например, от изменений температуры в широких пределах). При этом предполагается, что первая производная силы тока (или напряжения) в ИЦ фиксируется в начале переходного процесса, возбуждаемого импульсом питания [1, 3].

На сегодняшний день существуют несколько разновидностей ИЦ, в которых использован МПП [6]. Однако наилучшие результаты обеспечивает последняя разработка — "ИЦ с приближенным дифференцированием" [7] и преобразователь (ПР) индуктивностей ОВТД в составе РК, построенный на основе такой ИЦ (рис. 5) [8].

В ИЦ входят два датчика РК — ОВТД₁ и ОВТД₂, каждый из которых представлен ЧЭ (ЧЭ₁ и ЧЭ₂), а также СТ (СТ₁ и СТ₂). Кроме того, в ИЦ включена линия связи (ЛС) (длиной до 0,5 м в зависимости от условий применения), преобразователи "ток — напряжение" (ПТН₁ и ПТН₂) и масштабирующий усилитель (МУС). В дополнение к перечисленным элементам ИЦ в состав ПР входит микросхема АЦП, два ключа на униполярных транзисторах (К₁ и К₂) с резисторами (R_{PC1} и R_{PC2}) для рассеивания энергии в разомкнутом состоянии ключей, формирователь (Φ), а также блок питания (БП).

Формирователь Φ по сигналам тактовой частоты f_T , получаемым от системы измерения, вырабатывает на первом выходе импульсы строго постоянной длительности (Δt) и необходимого уровня, управляющие ключами К₁ и К₂.

На другом его выходе формируются импульсы логического уровня для управления запуском АЦП. В результате на оба ОВТД РК подается стабилизированное напряжение питания E от БП только на время Δt , т. е. формируется импульсное питание

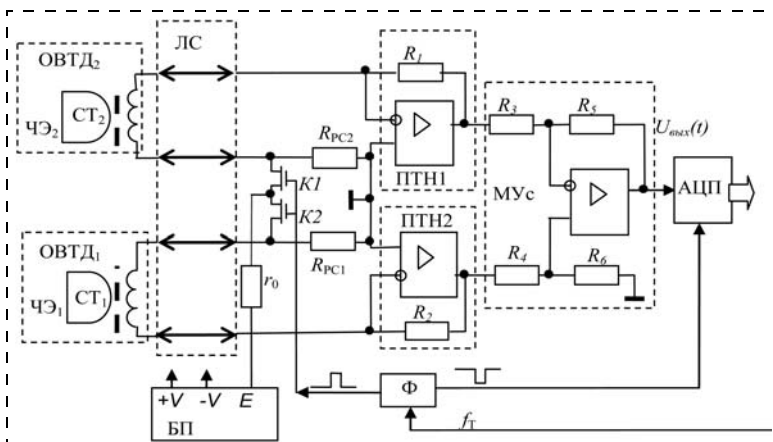


Рис. 5. Преобразователь индуктивностей ОВТД в цифровой код

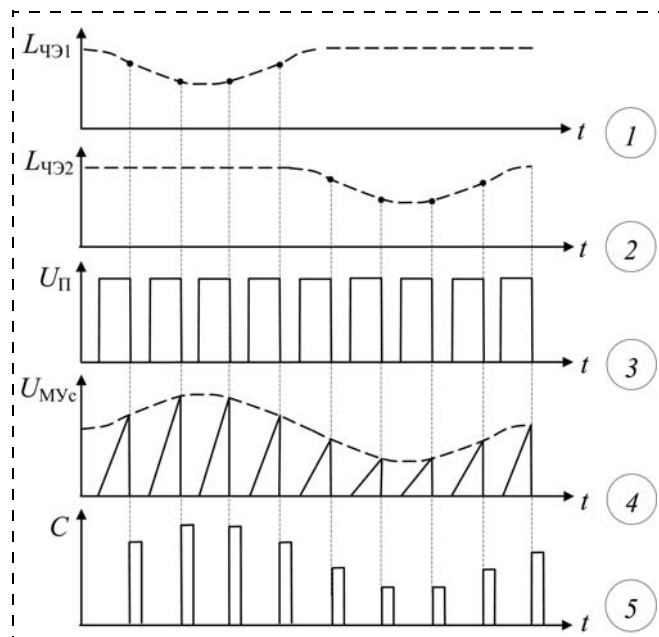


Рис. 6. Временные диаграммы

ИЦ. БП также обеспечивает напряжения питания $+V$ и $-V$ для остальных элементов ПР.

Как уже отмечалось, в процессе вращения ЛК при прохождении выбранной лопаткой ЧЭ₁ и ЧЭ₂ будут наблюдаться уменьшения индуктивностей обоих ЧЭ — $L_{чэ1}$ и $L_{чэ2}$ (эпюры 1 и 2, рис. 6). При этом функцию рабочего сначала выполняет ЧЭ₁ (ОВТД₁), а компенсационного — ЧЭ₂ (ОВТД₂), и затем их функции меняются на противоположные.

При импульсном питании с постоянной частотой (до 1 МГц) и длительностью импульса $\Delta t = 0,2$ мкс (эпюра 3, рис. 6) токи в ЧЭ и первичных обмотках СТ ОВТД изменяются практически по линейному закону (начало аperiodического переходного процесса). Также изменяется напряжение на выходах ПТН (входах МУС). Поэтому усиленное напряжение на выходе МУС имеет пилообразную форму, а его амплитудные значения модулируют изменения индуктивностей ЧЭ₁ и ЧЭ₂ (эпюра 4). Выходное напряжение МУС, соответствующее приближенному значению производной силы тока в рабочем датчике в начале переходного процесса, зависит от изменений индуктивностей ЧЭ₁ и ЧЭ₂ (эпюра 4).

Выходное напряжение МУС ($U_{МУС}$) поступает на вход конвейерного АЦП, на выходе которого формируются соответствующие цифровые коды C (эпюра 5).

Принципы построения системы, реализующей предлагаемый метод

Принципы построения системы измерения радиальных и осевых смещений (координат y и x) торцов лопаток сложной формы поясняет обобщенная структурно-функциональная схема (рис. 7) и краткое описание основных алгоритмов ее функционирования.



Рис. 7. Обобщенная структурно-функциональная схема

Первичное преобразование смещений осуществляется в РК ОВТД (ОВТД₁ и ОВТД₂), а индуктивности датчиков преобразуются в импульсное напряжение на выходе ИЦ ПР и далее в цифровой код (см. рис. 5, 6). При этом встроенные в ОВТД термопары (ТП) отслеживают изменения температуры в зоне размещения ЧЭ ОВТД. Сигналы ТП нормализуются, преобразуются в цифровой код, а затем используются для термокоррекции искомым смещений.

Цифровые коды, соответствующие изменениям индуктивностей ОВТД и связанные со смещением торцов лопаток, после предварительной обработки используются для вычисления координат смещений y (P_3) и x (с учетом изменений температуры ЧЭ ОВТД).

Предполагается, что предварительная обработка цифровых кодов и вычисление координат (включая термокоррекцию) проводится в старт-стопном режиме. При этом алгоритм предварительной обработки предусматривает сжатие цифровой информации с датчиков ОВТД₁ и ОВТД₂ (с выхода ПР) и ее передачу для последующих операций в ограниченном объеме (только тех данных, которые расположены в непосредственной близости от экстремальных кодов, соответствующих минимальным значениям индуктивностей ЧЭ₁ и ЧЭ₂ при прохождении лопаткой обоих ЧЭ РК ОВТД [11]). Предполагается также, что управление получением первичной цифровой информации, а также ее предварительная обработка выполняется на нижнем уровне системы (микроконтроллерном), а все остальные операции — на верхнем (ПЭВМ). В частности, на верхнем уровне реализуются алгоритмы полиномиальной аппроксимации и поиска экстремумов в найденных таким образом функциях [12].

Вычисление координат y (P_3) и x проводится с помощью семейства ГХ ($C_1(x, y)$ и $C_2(x, y)$), полученных экспериментально, и экстремальных значений кодов (C_1 и C_2) на выходе ПР для текущих значений координат x и y в диапазонах их изменений. Если в этих диапазонах функции $C_1(x, y)$ и $C_2(x, y)$ монотонны, то алгоритм вычисления искомым координат сводится к решению системы уравнений методом секущих Ньютона. Этот алгоритм с учетом термокоррекции подробно рассмотрен в работе [3]⁵.

⁵ Пример монотонных ГХ ($C_1(x, y)$ и $C_2(x, y)$) в диапазонах изменений координат y от 0,5 до 1,7 мм, а также координат x от -1,0 до +1,0 мм представлен ниже в разделе, посвященном результатам экспериментальных исследований прототипа системы.

Прототип системы измерения радиальных и осевых смещений (координат y (P_3) и x)

Прототип системы содержит набор стандартных и нестандартных технических средств [14].

В качестве устройств предварительной обработки цифровых данных выбран стандартный встраиваемый модуль STM32VL Discovery на базе микроконтроллера STM32F100RBT6B [16]. Его отличительные особенности: 32-битное ядро Cortex-M3, 128 кВ Flash памяти программ, 8 кВ ОЗУ, 16-канальный 12-разрядный АЦП, 12-разрядный ЦАП, набор таймеров общего назначения с расширенными функциями, последовательные коммуникационные интерфейсы UART, достаточное число дискретных портов ввода-вывода. Все сигналы доступны на внешних разъемах модулей. Размеры модуля 84 × 42 мм. На рис. 8 этот модуль обозначен STM32. Для связи с ПЭВМ верхнего уровня по каналу USB модуль дооснащен преобразователями интерфейсов UART ↔ USB (на рис. 8 — блок USB).

Помимо модуля STM32 в состав прототипа системы входит РК из двух нестандартных ОВТД (ОВТД₁, ОВТД₂, вариант с ФС, см. рис. 4) со встроенными термопарами (ТП₁, ТП₂) для температурной коррекции и преобразователь (ПР) индуктивностей ОВТД (L) в цифровой код (C). Имеющийся в составе ПР 10-разрядный АЦП формирует на выходе параллельный код. Соответствующие разряды подключены к портам дискретного ввода-вывода модуля STM32.

Для нормализации сигналов от термопар ТП₁, ТП₂ использовано стандартное многоканальное устройство нормализации (УН) 848Т фирмы Rosemount, с выхода которого аналоговые напряжения поступают на входы АЦП модуля STM32 [17].

Конструктивно модуль STM32 и преобразователь UART ↔ USB смонтированы на кросс-плате (на рис. 8 — "Плата микроконтроллера"). Плата имеет размеры 103 × 75 мм, рекомендуемые стандартом DIN 43880 для размещения в типовых корпусах размера 6М, закрепляемых на DIN-рейку [18].

Преобразователь ПР размещен в непосредственной близости от датчиков ОВТД₁ и ОВТД₂ и выполнен как отдельное устройство.

ПО прототипа системы имеет также двухуровневую структуру. На нижнем уровне реализованы алгоритмы предварительной обработки цифровых кодов на выходе ПР, на верхнем уровне реализу-

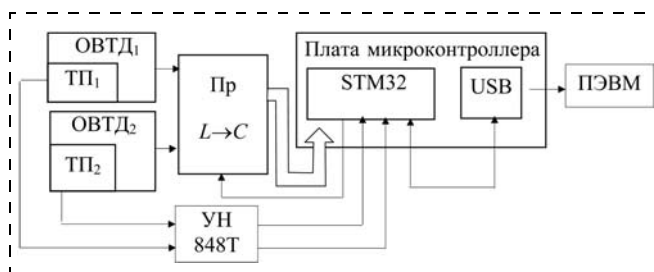


Рис. 8. Технические средства системы

ются алгоритмы управления системой, аппроксимации цифровых кодов и поиска экстремальных значений, вычисления искоемых координат x и y , а также осуществляется конфигурирование системы, оперативное отображение и архивирование измерительной информации [14].

Результаты экспериментальных исследований прототипа системы

Для проведения экспериментальных исследований был разработан и изготовлен имитатор объекта, который содержит имитатор ЛК и имитатор статора. Имитатор ЛК приводится во вращение от электропривода через редуктор и трансмиссии, что обеспечивает ступенчатое регулирование скорости вращения от 50 до 1000 мин⁻¹.

В диаметрально противоположных точках ЛК закреплены две турбинные лопатки с высокой кривизной поверхности и "U-образным" профилем сечения.

Имитатор статора состоит из станины с двумя элементами конструкции (ЭК₁ и ЭК₂). Оба ЭК содержат механизмы перемещения — ЭК₁ в направлении оси X , ЭК₂ в направлении оси Y , причем оба перемещения контролируются индикаторами с разрешающей способностью 0,01 мм (x -индикатор, y -индикатор).

К ЭК₂ жестко крепится пластина, на которой размещены два ОВТД, образующие РК (ОВТД₁ и ОВТД₂). Топология размещения ОВТД и их ЧЭ соответствует предлагаемому методу и рис. 2.

Экспериментальные исследования прототипа системы призваны подтвердить работоспособность предлагаемого метода, принципов построения системы и ее метрологическую состоятельность (в процессе метрологических экспериментов были получены оценки случайной составляющей погрешностей ПР, вычислений экстремальных значений кодов, а также радиальных и осевых смещений торцов лопаток (координат y (РЗ) и x) [15]).

Оценки случайной составляющей погрешности преобразователя индуктивностей ОВТД₁ и ОВТД₂ в составе РК. Эксперимент по оценке случайной составляющей погрешности проводили в статическом состоянии имитатора ЛК при фиксированных позициях одной из лопаток (под номером l) относительно датчиков, соответствующих экстре-

мальным значениям кодов АЦП на выходе ПР. Объем выборки определялся объемом буферной памяти микроконтроллера (2048) (рис. 8). Коды АЦП регистрировали в режиме непрерывного импульсного питания ИЦ ПР и оценивали их разброс (отклонение кодов от средних значений).

Анализ полученных результатов показал, что большая часть кодов не вышла за пределы разброса в $\pm(4...5)$ единиц. Среднеквадратическое отклонение (СКО) составило 1,69 единиц. Его относительное значение, приведенное к диапазону изменений выходных кодов в рабочих диапазонах изменений координат x и y , составляет менее 0,5 %.

Оценка погрешности вычислений экстремальных значений кодов. Исходные данные для оценки искомой погрешности получены экспериментально в динамике, т. е. в процессе вращения имитатора ЛК в течение одного периода. При этом радиальные и осевые смещения были установлены с помощью соответствующих индикаторов равными 0,5 мм (y) и 1,0 мм (x) и оставались неизменными в течение эксперимента при постоянной скорости вращения (780 мин⁻¹).

На рис. 9, *a* представлены исходные данные в виде цифровых кодов (после предварительной обработки) в зависимости от номера отсчета (N), а также указаны экстремальные значения кодов — минимум C_1 , который соответствует прохождению лопатки под номером l ЧЭ ОВТД₁, и максимум C_2 , соответствующий прохождению той же лопатки ЧЭ ОВТД₂. Функции, аппроксимирующие исходные данные в окрестности минимума кода C_1 и максимума C_2 , приведены на рис. 9, *b* и 9, *в* соответственно. Разность между экстремальными значениями кодов, найденных экспериментально и расчетным путем с помощью аппроксимирующей функции, определяет искомую погрешность.

Расчеты показали, что искомые погрешности не превышают 1,8 % и 2,4 % (это разность между экстремальными значениями кодов, приведенная к диапазону изменений кодов в рабочих диапазонах изменений координат x и y).

Представляется очевидным, что указанная погрешность может быть существенно уменьшена, если использовать предусмотренное в прототипе системы усреднение исходных данных за несколько оборотов имитатора ЛК.

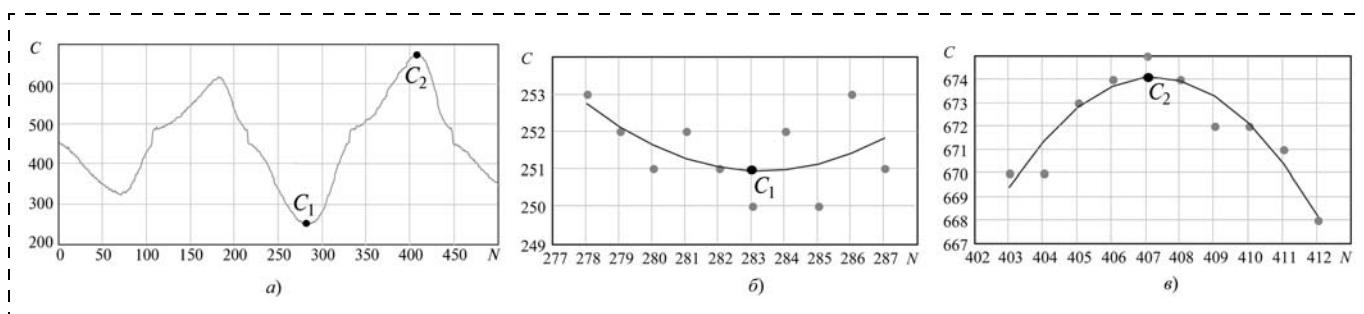


Рис. 9. Исходные данные (а) и аппроксимирующие функции в окрестности минимального значения кода (б) и его максимума (в)

Оценка погрешностей вычислений радиальных и осевых смещений торцов лопаток (y , x -координат). Для оценки погрешностей необходимо семейство ГХ, представленное функциями $C_1(x, y)$ и $C_2(x, y)$. Для получения семейства ГХ использовали имитатор объекта: с помощью индикаторов осуществляли установку заданных значений координат x в диапазоне от -1 мм до $+1$ мм и y в диапазоне от $0,5$ мм до $1,7$ мм с шагом $0,4$ мм (по обеим координатам). Для каждой пары из возможных сочетаний координат x и y в указанных диапазонах в динамике, т. е. в процессе вращения имитатора ЛК, для лопатки под номером 1 определяли экстремальные значения кодов — минимум C_1 в канале ОВТД₁ и максимум C_2 в канале ОВТД₂ (при использовании программ предварительной обработки цифровых кодов преобразователя ПР, аппроксимации и поиска экстремумов). Полученные результаты представлены на рис. 10. Все графики имеют монотонный характер, чувствительность кодов C_1 и C_2 к изменениям координаты y существенно больше, чем к изменениям координаты x .

Методика оценки погрешностей вычисления координат x и y также предусматривает использование имитатора объекта. С помощью индикаторов устанавливается пара значений x и y , которые являются промежуточными между значениями, использованными при получении семейства ГХ. Пусть

это будут значения координат $x = 0,8$ мм и $y = 0,7$ мм. Далее имитатор ЛК приводится во вращение, и с помощью программ предварительной обработки, аппроксимации и поиска экстремумов, а также программы вычисления координат определяются расчетные значения координат x и y .

Разность значений заданных и расчетных координат определяет искомую погрешность, а ее отношение к диапазону изменений — приведенную погрешность (δ_y и δ_x). С помощью рассмотренной методики были определены погрешности для всех остальных возможных сочетаний пар координат x и y , выбранных в промежутках между значениями x и y , используемыми при получении семейства ГХ.

Полученные результаты в виде функций $\delta_x(x, y)$ и $\delta_y(x, y)$ показали, что максимальные значения погрешностей δ_x и δ_y не превышают $8,1\%$ и $2,4\%$ соответственно.

При этом погрешности δ_x менее $5,0\%$ и δ_y менее $2,0\%$ составляют очевидное большинство от общего числа найденных погрешностей $\delta_x(x, y)$ и $\delta_y(x, y)$.

Следует также подчеркнуть, что наиболее значимые погрешности δ_y (как погрешности измерения РЗ) существенно (не менее чем в $2,5$ раза) меньше погрешностей измерения осевых смещений, и это связано с более высокой чувствительностью кодов C_1 и C_2 к измерениям координаты y (рис. 10).

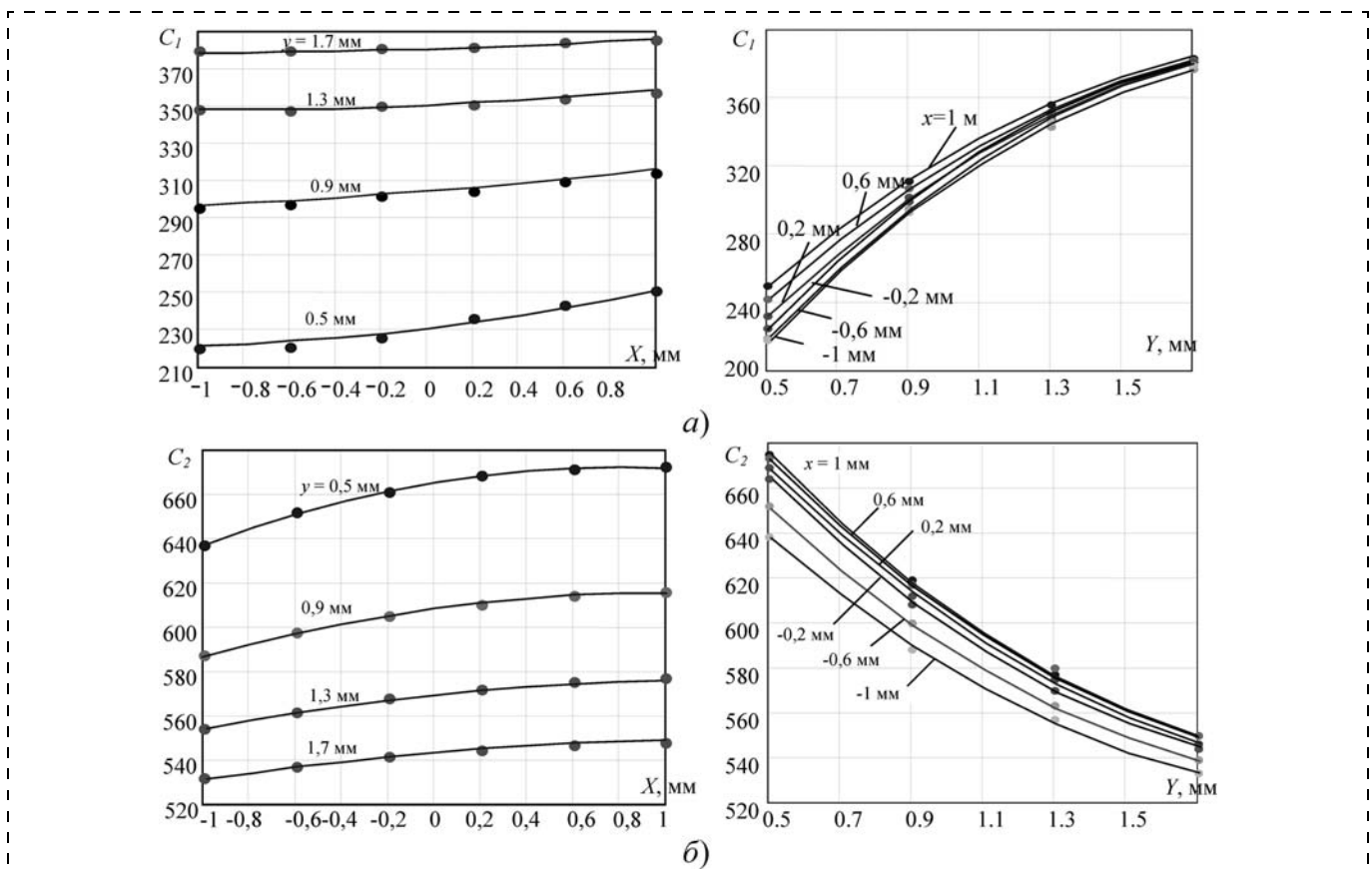


Рис. 10. Семейство ГХ: зависимости $C_1(x)$ при $y = \text{const}$ и $C_1(y)$ при $x = \text{const}$ (а), зависимости $C_2(x)$ при $y = \text{const}$ и $C_2(y)$ при $x = \text{const}$ (б)

Необходимо также отметить, что найденные погрешности включают и те составляющие, которые рассматривались ранее. Поэтому с учетом их вклада погрешность, связанная только с вычислением координат, окажется меньше.

Кроме того, найденные погрешности позволяют оценить точность прототипа системы в целом.

Заключение

Проведен анализ ряда МФ, действующих в условиях применения существующих методов и средств измерения РЗ между статором турбины и торцами лопаток сложной формы с помощью ОТВД.

Предложен новый кластерный метод измерения РЗ и разработаны оригинальные конструктивные разновидности ОТВД, позволяющие устранить или уменьшить влияние некоторых МФ, а также ПР индуктивностей таких ОТВД в составе РК с улучшенными характеристиками преобразования.

Разработаны принципы построения системы измерения, реализующей предложенный метод (обобщенная структурно-функциональная схема и алгоритмы функционирования), а также ее прототип.

С помощью имитатора объекта проведены экспериментальные исследования прототипа системы, подтвердившие работоспособность и метрологическую состоятельность предложенного метода и разработанных принципов построения системы измерения РЗ между статором турбины и торцами лопаток сложной формы.

Список литературы

1. **Методы** и средства измерения многомерных перемещений элементов конструкций силовых установок / Под ред. Секисова Ю. Н., Скобелева О. П. Самара: Изд-во СамНЦ РАН, 2001. 188 с.
2. **Кузнецов Н. Д., Данильченко В. П., Резник В. Е.** Управление радиальными зазорами в турбокомпрессорах авиационных ГТД. Самара: Самар. авиац. и-т., 1991. 109 с.
3. **Кластерные** методы и средства измерения деформаций статора и координат смещений торцов лопаток и лопастей в газотурбинных двигателях / Под общ. ред. О. П. Скобелева. М.: Машиностроение, 2011. 298 с.
4. **Беленький Л. Б., Кутейникова М. М., Райков Б. К., Секисов Ю. Н., Скобелев О. П.** Кластерный метод измерения радиальных и осевых смещений торцов лопаток с уменьшением влияния некоторых мешающих факторов // Проблемы управления и моделирования в сложных системах. Труды XIII Международной конференции. Самара: Изд-во СамНЦ РАН, 2011. С. 294—299.
5. **Кутейникова М. М., Райков Б. К., Скобелев О. П.** Конструктивные разновидности высокотемпературных одновитковых вихретоковых датчиков // Проблемы управления и моде-

лирования в сложных системах. Тр. XIV Международной конференции. Самара: Изд-во СамНЦ РАН, 2012. С. 595—601.

6. **Беленький Л. Б., Скобелев О. П.** Электронный аналог измерительной цепи в виде моста Блумлейна с одновитковыми вихретоковыми датчиками // Проблемы управления и моделирования в сложных системах. Тр. XIII Междунар. конф. Самара: Изд-во СамНЦ РАН, 2011. С. 300—304.

7. **Беленький Л. Б., Скобелев О. П.** Измерительная цепь с одновитковыми вихретоковыми датчиками и приближенным дифференцированием // Проблемы управления и моделирования в сложных системах. Тр. XIV Междунар. конф. Самара: Изд-во СамНЦ РАН, 2012. С. 602—606.

8. **Беленький Л. Б., Логвинов А. В., Скобелев О. П.** Преобразователь индуктивностей одновитковых вихретоковых датчиков в цифровой код // Проблемы управления и моделирования в сложных системах. Тр. XV Междунар. конф. Самара: Изд-во СамНЦ РАН, 2013.

9. **Кутейникова М. М., Секисов Ю. Н., Скобелев О. П.** Модель электромагнитного взаимодействия чувствительного элемента одновиткового вихретокового датчика с торцом лопатки сложной формы // Проблемы управления и моделирования в сложных системах. Тр. XV Междунар. конф. Самара: Изд-во СамНЦ РАН, 2013.

10. **Кутейникова М. М., Секисов Ю. Н., Скобелев О. П.** Результаты моделирования электромагнитного взаимодействия чувствительных элементов одновитковых вихретоковых датчиков в составе кластера с торцом лопатки сложной формы // Проблемы управления и моделирования в сложных системах. Тр. XV Междунар. конф. Самара: Изд-во СамНЦ РАН, 2013.

11. **Белопухов В. Н., Боровик С. Ю.** Алгоритм предварительной обработки данных кодов в системе измерения радиальных и осевых смещений торцов лопаток сложной формы // Проблемы управления и моделирования в сложных системах. Тр. XV Междунар. конф. Самара: Изд-во СамНЦ РАН, 2013.

12. **Белопухов В. Н., Боровик С. Ю.** Алгоритм поиска экстремальных значений кодов в системе измерения радиальных и осевых смещений лопаток сложной формы // Проблемы управления и моделирования в сложных системах. Тр. XV Междунар. конф. Самара: Изд-во СамНЦ РАН, 2013.

13. **Кутейникова М. М., Секисов Ю. Н.** Алгоритм вычисления радиальных и осевых смещений торцов лопаток // Проблемы управления и моделирования в сложных системах. Тр. XII Междунар. конф. Самара: Изд-во СамНЦ РАН, 2010. С. 323—327.

14. **Беленький Л. Б., Белопухов В. Н., Боровик С. Ю., Кутейникова М. М., Райков Б. К., Секисов Ю. Н., Скобелев О. П.** Технические средства и программное обеспечение системы измерения радиальных и осевых смещений торцов лопаток сложной формы и скорости вращения лопаточного колеса // Проблемы управления и моделирования в сложных системах. Тр. XV Междунар. конф. Самара: Изд-во СамНЦ РАН, 2013.

15. **Беленький Л. Б., Белопухов В. Н., Боровик С. Ю., Кутейникова М. М., Райков Б. К., Секисов Ю. Н., Скобелев О. П.** Экспериментальные исследования работоспособности и метрологической состоятельности действующего макета системы измерения радиальных и осевых смещений торцов лопаток сложной формы и скорости вращения лопаточного колеса // Проблемы управления и моделирования в сложных системах. Тр. XV Междунар. конф. Самара: Изд-во СамНЦ РАН, 2013.

16. **STMicroelectronics.** URL: www.st.com, свободный.

17. **Семейство** многоканальных преобразователей температуры Rosemount 848T URL:http://www.metran.ru/netcat_files/884/851/Rosemount_848T_PDS_00813_0107_4697_Rev_HA_Rus_M.pdf, свободный.

18. **Корпуса** для РЭА. URL: www.gainta.ru, свободный.

Е. Г. Крылов, канд. техн. наук, доц.,
milly14@rambler.ru,

Ю. П. Сердобинцев, д-р техн. наук, проф.,
зав. кафедрой,
app@vstu.ru,

Н. В. Козловцева, студент,
Волгоградский государственный
технический университет

Автоматизированная система контроля состояния режущего инструмента при резании труднообрабатываемых материалов

Приводится описание автоматизированной системы контроля состояния твердосплавного режущего инструмента и оповещения персонала в целях повышения эффективности обработки сложнорежущих сталей и сплавов на металлорежущих станках.

Ключевые слова: многолезвийный инструмент, оповещение, термоЭДС, крутящий момент

Для изготовления ответственных деталей механизмов и машин, работающих в условиях значительных давлений, скоростей и температур, используют, как правило, конструкционные стали и сплавы с высокими показателями прочности, жаропрочности, жаростойкости и стойкости против коррозии. Номенклатура изделий из указанных материалов постоянно расширяется, поэтому поиск способов и средств увеличения производительности и качества их обработки на металлорежущих станках является актуальной технологической задачей.

Анализ исследований, выполненных в работах В. К. Старкова [1], С. Н. Григорьева [2], показал, что низкая обрабатываемость жаропрочных и нержавеющей сталей и сплавов связана, во-первых, с их структурой, представляющей собой твердый раствор аустенитного класса с гранцентрированной кубической решеткой, во-вторых, с их физико-механическими характеристиками, определяющими свойства не только в исходном, но и в упрочненном состоянии, в третьих, с теплофизическими показателями (температуропроводностью, теплопроводностью), определяющими свойства материала при высоких температурах. Улучшение физико-механических свойств материалов приводит к существенному снижению скоростей обработки и ускоренному износу режущего инструмента. Основные причины, затрудняющие механическую обработку жаропрочных и нержавеющей сталей и сплавов, перечислены ниже.

1. Высокое упрочнение материала в процессе резания.

Вследствие повышенной способности к упрочнению при пластической деформации значение

предела прочности материалов может возрастать до 1200 МПа, значение предела текучести — до 1000 МПа, при этом относительное удлинение уменьшается до 5...10 %.

2. Низкая теплопроводность обрабатываемого материала.

Низкие значения теплофизических характеристик сталей приводят к возникновению температур в зоне резания порядка 900...1100 °С, при этом усиливаются адгезия и диффузия, наблюдается интенсивное схватывание контактных поверхностей и разрушение режущей части инструмента.

3. Способность материалов сохранять исходную прочность и твердость при высоких температурах.

Это приводит к высоким удельным нагрузкам на инструмент в процессе резания. Усиливает действие этого фактора низкая теплопроводность труднообрабатываемых материалов, вследствие чего высокая температура на контактных поверхностях инструмента не приводит к заметному снижению механических свойств по сечению срезаемого слоя.

4. Большая истирающая способность обрабатываемых материалов.

Наличие в жаропрочных и нержавеющей сталях и сплавах, кроме основной фазы твердого раствора, дополнительной фазы, образующей интерметаллидные или карбидные включения, вызывает структурные превращения, происходящие в этих материалах в процессе пластической деформации, сопровождающиеся выпадением карбидов, которые подобно абразиву действуют на рабочие поверхности инструмента, истирая его.

5. Пониженная виброустойчивость процесса резания.

Возникновение вибраций обусловлено высокой упрочняемостью жаропрочных и нержавеющей материалов при нестационарности процесса их пластического деформирования, которое приводит к переменным силовым и тепловым воздействиям на рабочие поверхности инструмента, а следовательно, к микро- и макроразрушениям режущих кромок.

В итоге все описанные выше причины приводят к интенсивному и неравномерному износу режущих кромок инструмента, обусловленному взаимным действием абразивного истирания поверхностей, адгезии и диффузионного переноса. В этом случае использование "классических" инструментальных материалов, таких как быстрорежущие стали и твердые сплавы, в сочетании с традиционными методами назначения режимов резания не приводит к повышению производительности и качества обработки.

Сложность построения эффективных математических моделей для расчета режимов обработки обусловлена, прежде всего, отсутствием простых зависимостей, связывающих один из выходных параметров процесса резания — стойкость инструмента T — со скоростью резания V , подачей S и глубиной резания t . Это связано, с одной стороны, с тем, что каждая функция $T = f_1(V)$, $T = f_2(S)$, $T = f_3(t)$ ха-

рактируется немонотонностью при изменении аргумента в широком диапазоне значений. С другой стороны, влияние каждого из приведенных параметров на стойкость инструмента зависит от влияния двух других.

По обобщенным данным различных исследователей в автоматизированном производстве при обработке сложнолегированных жаропрочных и коррозионно-стойких сталей, титановых и никелевых сплавов время непрерывной работы инструмента составляет не более 15...20 мин. Основной причиной останова технологического процесса являются отказы (поломки, сколы, выкрашивания) режущей кромки инструмента. В случае непрерывного резания конструкционных сталей твердосплавные пластины чаще всего разрушаются по толщине; при прерывистом резании увеличивается число случаев разрушения пластины по ширине. Достаточно распространенными видами отказа пластин являются сколы относительно узких слоев твердого сплава вдоль задней, передней или опорной поверхностей. При резании труднообрабатываемых материалов и прерывистом резании, например торцовом фрезеровании, возрастают отказы в связи с выкрашиванием как работающих, так и неработающих участков режущей части пластины. При черновой обработке, когда используются твердые сплавы повышенной прочности и пластичности, имеет место пластическое деформирование режущей части пластины, а также пластическое деформирование опоры в тех случаях, когда опорная пластина изготовлена не из твердого сплава. Разрушение режущей пластины в основном происходит при больших подачах, а выкрашивание — при высоких скоростях резания. В общем случае при рационально назначенных режимах резания у режущей пластины сначала проявляются следы износа, потом выкрашивания малых и средних размеров, и в итоге износ и выкрашивание достигают критических значений и наступает отказ. При нерационально назначенных режимах резания в случае черновой обработки наиболее часто наступает разрушение пластины, при чистовой обработке — сколы.

В системах программного управления современными автоматизированными станками для выбора режимов обработки используются, как правило, классические математические модели расчета допустимой скорости резания и силы резания, основанные на обобщении ряда статистических данных и применении постоянных поправочных коэффициентов. Для управления процессом резания труднообрабатываемых сталей и сплавов эти модели не являются достаточно эффективными по причинам, указанным выше.

В результате исследований, выполненных на кафедре "Автоматизация производственных процессов" ВолгГТУ и описанных в работе [3], была установлена практическая возможность использования сигнала термоэлектродвижущей силы (термоЭДС), возникающей в зоне контакта естест-

венной термопары инструмент—заготовка. Информационная ценность сигнала термоЭДС состоит в том, что он как неотъемлемый фактор процесса резания позволяет оценивать физико-механические свойства каждой контактируемой пары. Этот электрический сигнал можно измерить, запомнить, преобразовать, использовать для сравнения и вычисления, применяя при этом вычислительные средства системы программного управления класса PC-NC.

Для решения задачи повышения надежности лезвийной обработки труднообрабатываемых материалов разработана автоматизированная система контроля состояния режущего инструмента и оповещения обслуживающего персонала применительно к станкам с программным управлением [6], структурная схема которой представлена на рис. 1. Система состоит из датчика термоЭДС 1, датчика крутящего момента 2, RC-фильтра 3, аналого-цифрового преобразователя 4, рабочей станции 5, модуля цикла сканирования переменных 6, блока сравнения 7, блока поддержки управления запуском и останом системы на мнемосхеме 8, речевого извещателя 9.

Высокая эффективность работы такой системы достигается за счет совместного использования двух оригинальных датчиков контроля состояния режущего инструмента.

Датчик термоЭДС выполнен в виде изолированной естественной термопары инструмент—деталь и предназначен для контроля внезапных отказов инструмента, таких как поломки и сколы (рис. 2). Особенности генерирования сигнала термоЭДС, оценка погрешностей при измерениях и положительный результат при использовании данного физического эффекта для контроля состояния твердосплавного режущего инструмента изложены в работах [4, 5].

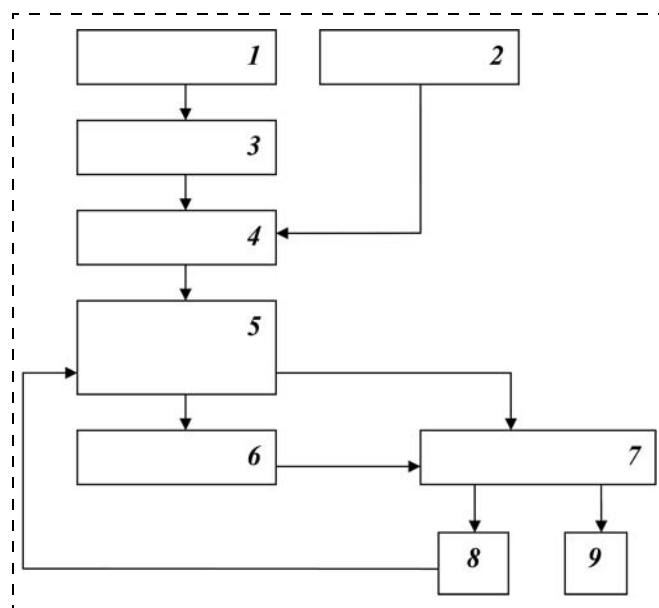


Рис. 1. Структурная схема автоматизированной системы контроля и оповещения

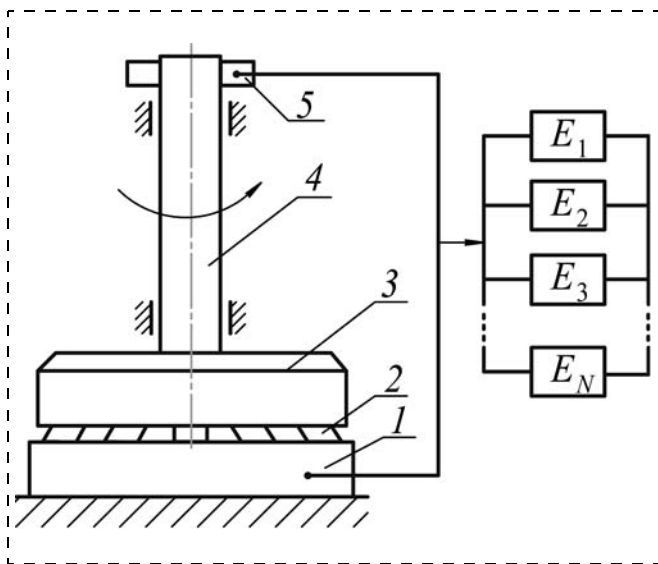


Рис. 2. Схема датчика термоЭДС:
 1 — заготовка; 2 — режущая пластина; 3 — корпус фрезы; 4 — шпиндель станка; 5 — токосъемник; E_1, E_2, \dots, E_N — значения сигналов термоЭДС, мВ

Датчик крутящего момента является бесконтактным датчиком для контроля постепенных отказов, связанных с увеличением износа режущей кромки.

Принцип работы датчика заключается в том, что в процессе резания материалов происходит изнашивание режущих кромок инструмента, что приводит к увеличению силы резания и, как следствие, к увеличению крутящего момента на шпинделе станка. Датчик крутящего момента позволит контролировать изменение износа режущих кромок в соответствии с общим уравнением

$$M = A_0 F^\alpha R^\beta, \quad (1)$$

где M — измеряемый крутящий момент, развиваемый на шпинделе станка; F — мгновенная скорость подачи режущего инструмента относительно заготовки; A_0, α и β — коэффициенты, характеризующие влияние комбинации материалов режущего инструмента и заготовки на механическую обработку, определяемые эмпирически на основании анализа механической обработки с определенными сочетаниями материалов инструмента и заготовки; R — коэффициент, свидетельствующий об износе режущего инструмента.

Конструктивно датчик крутящего момента (рис. 3) состоит из:

- ротора 10 с размещенными на нем тензомостом 11, преобразователем 12 напряжения в частоту, выпрямителем-стабилизатором 13, который позволяет получить пульсирующее напряжение одной полярности и уменьшает колебания напряжения на нагрузке;
- вращающейся обмотки 14 трансформатора 15;
- вращающейся пластины 16 конденсатора 17;
- статора 18 с неподвижной пластиной 19 конденсатора 17, блоком линейаризации 20, подключен-

ным через конденсатор 17 к преобразователю 12 напряжения в частоту, что позволяет повысить линейность выпрямления сигнала до необходимого уровня, неподвижной обмоткой 21 трансформатора 15, причем конденсатор 17 имеет переменную емкость, неподвижная пластина 19 конденсатора 17 подключена к входу блока линейаризации 20, а выход блока линейаризации 20 соединен со вторым входом аналого-цифрового преобразователя.

Данный датчик применим при сложных условиях окружающей среды, таких как стружка, высокие температуры и вибрации. Бесконтактный перенос энергии и данных по принципу ротор/статор не требует применения батарей, что позволяет подавать питание без помех и повышает надежность и информативность системы.

RC-фильтр 3 (см. рис. 1) выполнен в виде электрической схемы с одним входом, на который поступает сигнал термоЭДС, содержащий постоянную и переменную составляющие, и одним выходом, на котором формируется постоянное значение сигнала термоЭДС. Аналого-цифровой преобразователь 4 предназначен для преобразования сигналов с датчика термоЭДС 1 и датчика крутящего момента 2 в восьмиразрядный цифровой код с частотой дискретизации не менее 1 кГц. Выход АЦП 4 двупольным последовательным интерфейсом RS-232 стандарта ISO/IEC 2110 соединен с рабочей станцией 5. Рабочая станция 5 представляет собой устройство числового программного управления класса PCNC, например SIEMENS SINUMERIK 840Di, которое содержит устройство визуализации в виде монитора и программное обеспечение для отображения состояния технологического процесса на мнемосхеме и ввода коррекции технологиче-

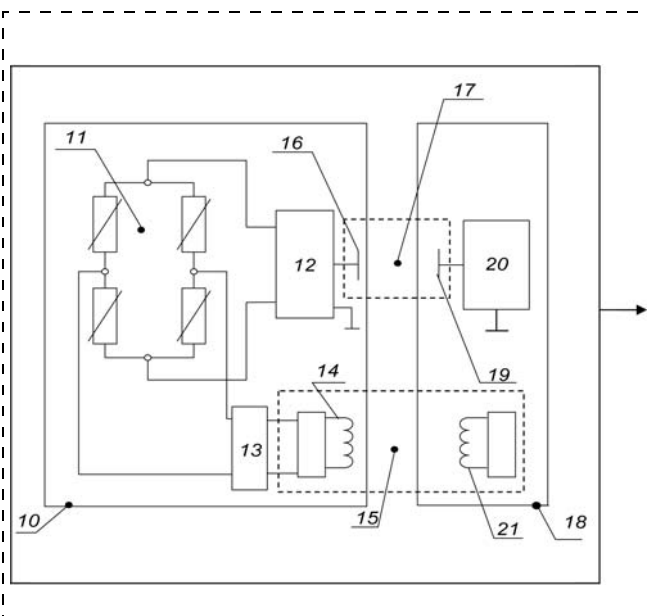


Рис. 3. Структурная схема бесконтактного датчика крутящего момента

ских режимов. Модуль цикла сканирования переменных 6, блок сравнения 7, блок поддержки управления запуском и остановом системы на мнемосхеме 8, речевой извещатель 9 выполнены в виде электронных контроллеров CAREL Pro compact и служат для останова или коррекции параметров технологического процесса и оповещения персонала в предаварийной и аварийной ситуациях.

Модуль цикла сканирования переменных 6 выполняет опрос соответствующих ячеек в памяти рабочей станции 5, передает полученные значения в блок сравнения 7, на выходе которого формируется сигнал, соответствующий одному из двух вариантов. В первом случае — при возникновении аварийной ситуации — выполняется останов технологического процесса, текстовое сообщение первого типа "Внимание! Аварийная ситуация! Останов технологического процесса!" выводится на монитор рабочей станции 5 и воспроизводится с помощью речевого извещателя 9; во втором случае — при возникновении предаварийной ситуации — выводится и воспроизводится текстовое сообщение второго типа "Внимание! Предаварийная ситуация! Требуется коррекция технологических режимов!".

Блок поддержки управления запуском и остановом системы на мнемосхеме 8 выполнен в виде устройства с одним входом и одним выходом, на котором вырабатывается сигнал для передачи в рабочую станцию 5 информации о прекращении выполнения технологического процесса, вывода одного из двух указанных выше типов сообщений на монитор рабочей станции 5 и отображения состояния технологического процесса на мнемосхеме рабочей станции 5. Речевой извещатель 9 представляет собой устройство с встроенной памятью для хранения двух типов сообщений.

Система работает следующим образом. В начальный момент времени сигнал термоЭДС регистрируется на эталонных технологических режимах по известному способу (см. патент RU № 2312750, В23Q17/19, 20.12.07), в последующие моменты времени регистрация сигнала термоЭДС происходит непрерывно на текущем технологическом режиме, что позволяет получать оперативную информацию о ходе технологического процесса на выходе датчика термоЭДС 1.

Полученный сигнал термоЭДС поступает на вход RC-фильтра 3, в котором для улучшения качества проходит фильтрацию от переменной составляющей. Постоянная составляющая сигнала термоЭДС поступает на вход аналого-цифрового преобразователя 4, в котором преобразуется в восьмиразрядный цифровой код с частотой дискретизации не менее 1 кГц. Одновременно на неподвижную катушку 21 трансформатора 15 бесконтактного датчика крутящего момента (см. рис. 2) подаются переменное напряжение. При этом переменное напряжение появляется на вращающейся обмотке 14 трансформатора 15. Это напряжение поступает на вход выпрямителя-стабилизатора 13,

на выходе которого появляется постоянное напряжение, поступающее на вход тензомоста 11. При возникновении на валу крутящего момента на выходе тензомоста 11, размещенного на роторе 10, появляется электрическое напряжение, значение которого пропорционально значению крутящего момента. Это напряжение поступает на вход преобразователя 12 напряжения в частоту. Преобразователь 12 осуществляет преобразование напряжения в частоту, пропорциональную крутящему моменту. Это напряжение переменной частоты через конденсатор 17 поступает на вход блока линейризации 20 (рис. 3), где для повышения линейности выпрямления сигнала проходит через диодный детектор 22 и усилитель 23.

Сигнал с выхода блока линейризации 20 поступает на другой вход аналого-цифрового преобразователя 4, в котором преобразуется в восьмиразрядный цифровой код с частотой дискретизации не менее 1 кГц. С помощью интерфейса RS-232 сигнал с выхода аналого-цифрового передается на первый вход рабочей станции 5. В постоянной памяти рабочей станции 5 хранится информация о текущем технологическом режиме и предельно допустимом числе отказов, не влияющем на нормальное состояние технологического процесса. В памяти рабочей станции 5 также хранится начальное значение сигнала термоЭДС, полученное на эталонных режимах обработки, и предельное значение крутящего момента, и текущие значения сигнала термоЭДС и крутящего момента, считанные с периодичностью не менее пяти секунд с помощью модуля цикла сканирования переменных 6. Каждое текущее значение сигнала термоЭДС и крутящего момента передается в блок сравнения 7, который сопоставляет его с предыдущим значением. Если текущее значение сигнала термоЭДС по абсолютной величине составляет меньше 2 мВ или превышает начальное значение более чем на 5 мВ, или же значение крутящего момента равно предельно-допустимому, то констатируется факт наличия предаварийной ситуации. В этом случае на вход блока поддержки управления запуском и остановом системы на мнемосхеме 8 подается сигнал для вывода сообщения второго типа на монитор рабочей станции 5. На вход речевого извещателя 9 подается сигнал сообщения второго типа, что обеспечивает привлечение дополнительного внимания эксплуатационного и обслуживающего персонала, который имеет возможность выполнить коррекцию технологического процесса с помощью рабочей станции 5.

В случае, если в произвольный момент времени до окончания технологического процесса число отказов равно или превышает их предельное допустимое число, или же значение крутящего момента больше предельного, то система констатирует факт наличия аварийной ситуации. В этом случае на вход блока поддержки управления запуском и остановом системы на мнемосхеме 8 подается сигнал для вывода сообщения первого типа на мони-

тор рабочей станции 5 и отображения состояния технологического процесса на мнемосхеме рабочей станции 5, на вход речевого извещателя 9 подается сигнал для передачи сообщения первого типа, что обеспечивает автоматический останов технологического процесса и привлечение дополнительного внимания обслуживающего персонала.

Предлагаемая система позволяет повысить эффективность лезвийной обработки за счет непрерывного контроля состояния режущего инструмента, введения на основе результатов контроля коррекции в параметры технологического процесса и оповещения обслуживающего персонала в предаварийной ситуации, что в совокупности обеспечивает снижение экономических затрат на изготовление изделий.

Список литературы

1. Старков В. К. Физика и оптимизация резания материалов. М.: Машиностроение, 2009. 640 с.
2. Григорьев С. Н., Маслов А. Р., Шхиртладзе А. Г. Обеспечение качества деталей при обработке резанием в автоматизированных производствах. Старый Оскол: ТНТ, 2012. 411 с.
3. Плотников А. Л. Управление параметрами процесса лезвийной обработки на станках с ЧПУ. ВолгГТУ-Тольятти: ОНИКС, 2012. 231 с.
4. Сергеев А. С., Плотников А. Л., Крылов Е. Г. Мониторинг предельного состояния сборного многолезвийного инструмента на фрезерных станках с ЧПУ // Справочник. Инженерный журнал. 2012. № 6. С. 37–41.
5. Плотников А. Л., Сергеев А. С., Крылов Е. Г., Кристаль М. Г., Заярный В. П. Автоматический контроль состояния сборного многолезвийного инструмента // Сборка в машиностроении, приборостроении. 2011. № 3. С. 25–28.
6. П. м. 123991 РФ, МПК G05B15/00. Система контроля и оповещения для принятия решений в автоматизированных системах управления технологическими процессами / Крылов Е. Г., Горелова А. Ю., Козловцева Н. В.; ВолгГТУ. 2013.

УДК 658.512.2-52;

А. Б. Чекмарев, инженер,
chekmarev-ab@yandex.ru,

Д. Г. Грязин, д-р техн. наук, нач. отдела,
gdg@mt.ifmo.ru,

ОАО "Концерн "ЦНИИ "Электроприбор"

Испытательный стенд для воспроизведения угловых вибрационных колебаний: разработка и исследование метрологических характеристик

Обсуждается разработка стенда угловых вибраций на основе линейного электромагнитного привода, предназначенного для оценки частотных характеристик микромеханических гироскопов. Рассмотрены вопросы априорной оценки предела погрешности угловой скорости стенда, разработки модели его электромеханической системы, системы управления, аттестации характеристик и апробирования стенда путем проведения динамической калибровки образца микромеханического гироскопа.

Ключевые слова: стенд, испытания, угловая скорость, микромеханический датчик, частотные характеристики, калибровка, электромагнитный привод, кинематическая схема, погрешность

Введение

В последнее десятилетие в различных областях науки и техники активно используются микроэлектромеханические датчики и устройства, характеризующиеся малыми массой, габаритными размерами, а также низкой стоимостью. Среди таких устройств выделяется класс микромеханических инерциальных датчиков, включающий микромеханические гироскопы (ММГ) и акселерометры

(ММА), широко применяемые в гражданской и военной технике [1, 2].

Вследствие групповой технологии изготовления значение масштабного коэффициента ММГ нормируется производителями в достаточно широком диапазоне. Без проведения индивидуальной калибровки погрешность показаний ММГ может достигать 20 %, что неприемлемо для большинства применений.

Динамическая калибровка ММГ может проводиться только на прецизионных специализированных стендах, воспроизводящих угловые скорости в заданном диапазоне. В настоящее время хорошо проработаны методы и средства оценки частотных характеристик акселерометров [3], однако не решена задача создания стендов для оценки частотных характеристик микрогироскопов в полосе частот более 100 Гц [4]. Диапазон воспроизводимых амплитуд и частот большинства представленных на рынке стендов угловых колебаний недостаточен для испытания современных ММГ, а стенды, характеристики которых позволяют испытывать датчики военного применения, попадают под юрисдикцию ИТАР (International Traffic in Arms Regulations), регулирующей продажу оружия за рубеж. Отсутствие рабочих средств задания угловой скорости приводит к нарушению прослеживаемости от эталона угловой скорости до выпускаемых промышленностью датчиков, что делает актуальной задачу разработки испытательного оборудования для оценки частотных характеристик ММГ.

Проектирование конструкции стенда

Очевидно, что подобный стенд может быть построен по различным кинематическим схемам. Для воспроизведения угловых вибраций может быть применен двигатель постоянного или переменного тока с

соответствующей системой управления, электродинамический привод, резонансная схема с применением пружин и торсионов, пьезодвигатели и т. п.

В целях оценки возможности применения в качестве привода такого стенда моментного электродвигателя были проведены исследования стенда AC1120S фирмы Acutronic. В ходе исследований с помощью штатной системы управления задавали угловую скорость движения платформы стенда фиксированной амплитуды в диапазоне частот до 120 Гц. На рис. 1 приведена реализация угловой скорости платформы стенда при колебаниях на частоте 10 Гц.

Из графика видно, что гармонические колебания платформы имеют нелинейные искажения, вызванные пульсациями момента на валу привода вследствие

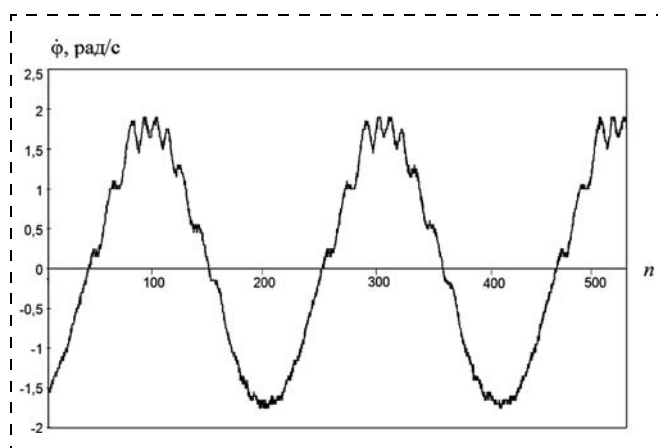


Рис. 1. Реализация колебаний платформы стенда AC1120S на частоте 10 Гц

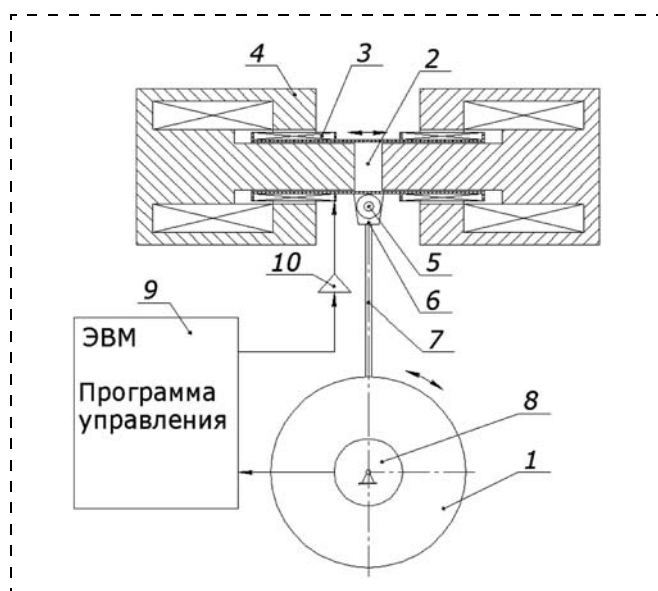


Рис. 2. Схема испытательного стенда:
1 — поворотная платформа; 2 — якорь; 3 — катушка управления; 4 — электромагнитный привод; 5 — цилиндрический шарнир; 6 — ползун; 7 — кулиса; 8 — датчик угла поворота платформы; 9 — ЭВМ; 10 — усилитель мощности

наличия конечного числа полюсов двигателя и резонансных частот в низкочастотной области. Кроме того, при попытках воспроизведения колебаний с частотой свыше 120 Гц через несколько секунд работы стенд выполнял аварийную остановку в целях предотвращения перегрева обмоток.

Таким образом, для решения поставленной задачи представляется целесообразным построение стенда по схеме на основе линейного электродинамического привода, приведенной на рис. 2 [5]. Электромагнитный привод стенда состоит из электромагнита, создающего постоянное магнитное поле в рабочем воздушном зазоре, и помещенной в него подвижной катушки управления (КУ). Возвратно-поступательное перемещение якоря, жестко скрепленного с КУ, преобразуется в угловое колебательное движение платформы посредством кулисы и ползуна, соединенного с якорем цилиндрическим шарниром. К основным элементам блока электроники относятся датчик угла поворота платформы, ЭВМ с установленной программой управления и усилитель мощности КУ. Таким образом, реализуется управление по угловому положению и угловой скорости платформы стенда.

По сравнению со схемой, применяющей электродвигатель в качестве датчика момента, в предлагаемой схеме нелинейность колебаний исполнительного элемента существенно снижена в связи с отсутствием конечного числа пар полюсов у силового элемента. Отметим, что синусоидальные колебания платформы обеспечиваются близким к синусоидальному закону изменением тока управления в КУ, что упрощает работу системы управления. Отметим также, что в данной схеме применен гибкий токоподвод вместо щеточного, что в значительной степени повышает надежность стенда.

При проектировании подобного оборудования приходится решать вопросы выбора и оптимизации параметров подвижной части стенда, расчета и проектирования электромагнитного привода, а также вопросы, связанные с управлением исполнительным механизмом.

Исследования, проведенные с помощью трехмерной модели подвижной части стенда, показали, что при разработке его механической системы целесообразно уменьшить межосевое расстояние между якорем электромагнитного привода и платформой стенда, так как при этом момент привода растет интенсивнее динамического момента. Динамический момент определяется как произведение момента инерции подвижной части стенда на угловое ускорение ее движения. Конструктивные особенности стенда обусловлены его кинематической схемой и приводят к зависимости момента на валу платформы от угла ее поворота, а также нелинейному преобразованию движения якоря. Проведенные расчеты показали, что предел погрешности, обусловленной схемой построения механической системы стенда, не превышает $\delta_M \leq 1\%$.

При проектировании электромагнитного привода одной из задач является достижение требуемой силы при условии минимизации массы и габаритных размеров электромагнита, а также индукции поля рассеяния. Для оценки влияния параметров электромагнитного привода на амплитудно-частотную характеристику стенда и качество управления движением якоря была создана модель привода в программном комплексе Elcut. С помощью модели была исследована зависимость силы привода от конструктивных особенностей его магнитопровода. Результаты моделирования показали, что основное влияние оказывают диаметр сердечника, а также ширина и длина воздушного зазора [6].

Исследования показали, что увеличение диаметра сердечника приводит к увеличению среднего значения индукции в воздушном зазоре электромагнита, что является наиболее эффективным способом увеличения силы привода. Увеличение ширины и длины воздушного зазора магнитопровода при тех же массогабаритных характеристиках привода позволяет увеличить длину провода КУ. При этом, несмотря на спад среднего значения индукции в воздушном зазоре, сила, создаваемая приводом, увеличивается. Однако увеличение длины обмоточного провода КУ приводит к увеличению момента инерции подвижной части стенда. Исследования, проведенные с помощью трехмерной модели подвижной части стенда, показали, что при увеличении высоты катушки КУ момент, создаваемый приводом, увеличивается интенсивнее, чем динамический момент (рис. 3). Анализ рис. 3 показывает, что увеличение длины и ширины зазора с соответствующим увеличением длины обмоточного провода КУ при сохранении массогабаритных характеристик приводит к улучшению амплитудно-частотной характеристики стенда.

Анализ тяговой характеристики привода показал, что предел относительной погрешности, обусловленной нелинейностью зависимости силы от перемещения якоря, составляет $\delta_{эм} \leq 2\%$.

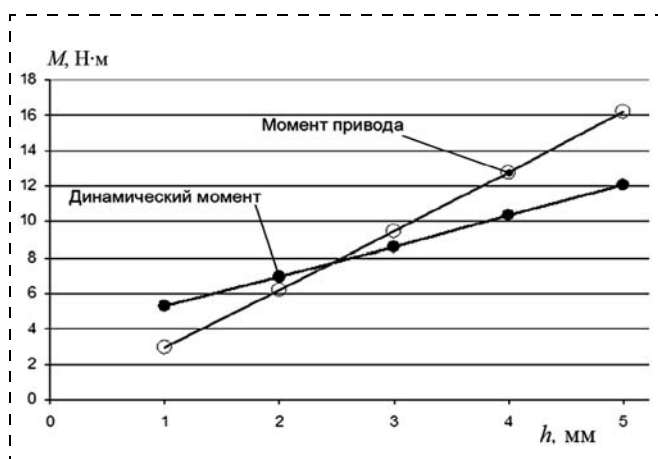


Рис. 3. Зависимости момента привода и динамического момента от высоты катушки КУ

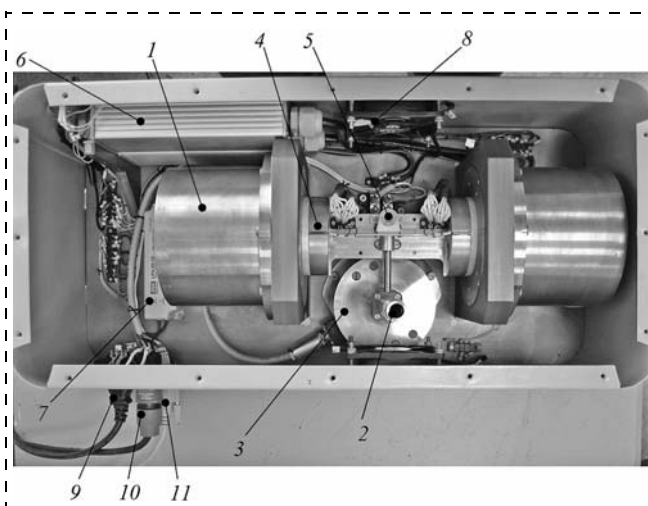


Рис. 4. Общий вид стенда:

1 — электромагнит; 2 — вал поворотной платформы; 3 — узел датчика угла; 4 — якорь с КУ на линейной направляющей; 5 — цилиндрический шарнир; 6 — источник питания катушек намагничивания; 7 — источник питания вентиляторов; 8 — вентилятор; 9 — разъем подключения питания; 10 — разъем подключения выхода усилителя; 11 — разъем подключения датчика угла

На основании проведенных расчетов и аналитических исследований была разработана и изготовлена электромеханическая часть стенда, общий вид которой приведен на рис. 4.

Разработка системы управления стенда

Для определения структуры и состава элементов системы управления стенда необходима разработка математической модели объекта управления, которым является электромеханическая система стенда. Ее функционирование описывается следующим уравнением:

$$J\ddot{\phi} + M_c = \frac{U_{п} - K_e\phi}{\sqrt{R^2 + (2\pi fL)^2}} K_M, \quad (1)$$

где L — индуктивность КУ, Гн; R — активное сопротивление КУ, Ом; K_M — коэффициент привода по моменту, $\frac{\text{кг} \cdot \text{м}^2}{\text{с}^2 \text{А}}$; K_e — коэффициент привода по ЭДС, $\frac{\text{кг} \cdot \text{м}^2}{\text{с}^2 \text{А}}$; J — приведенный момент инерции

подвижной части, $\text{кг} \cdot \text{м}^2$; M_c — приведенный момент сопротивления подвижной части, Н·м.

В левой части уравнения приведены слагаемые, определяющие момент сил инерции и момент сопротивления подвижной части стенда. В связи с отсутствием в механической системе упругих элементов слагаемое, характеризующее жесткость системы, отсутствует. Правая часть уравнения описывает момент электромагнитной силы привода.

В целях разработки системы управления стендом на основании уравнения (1) в пакете Simulink

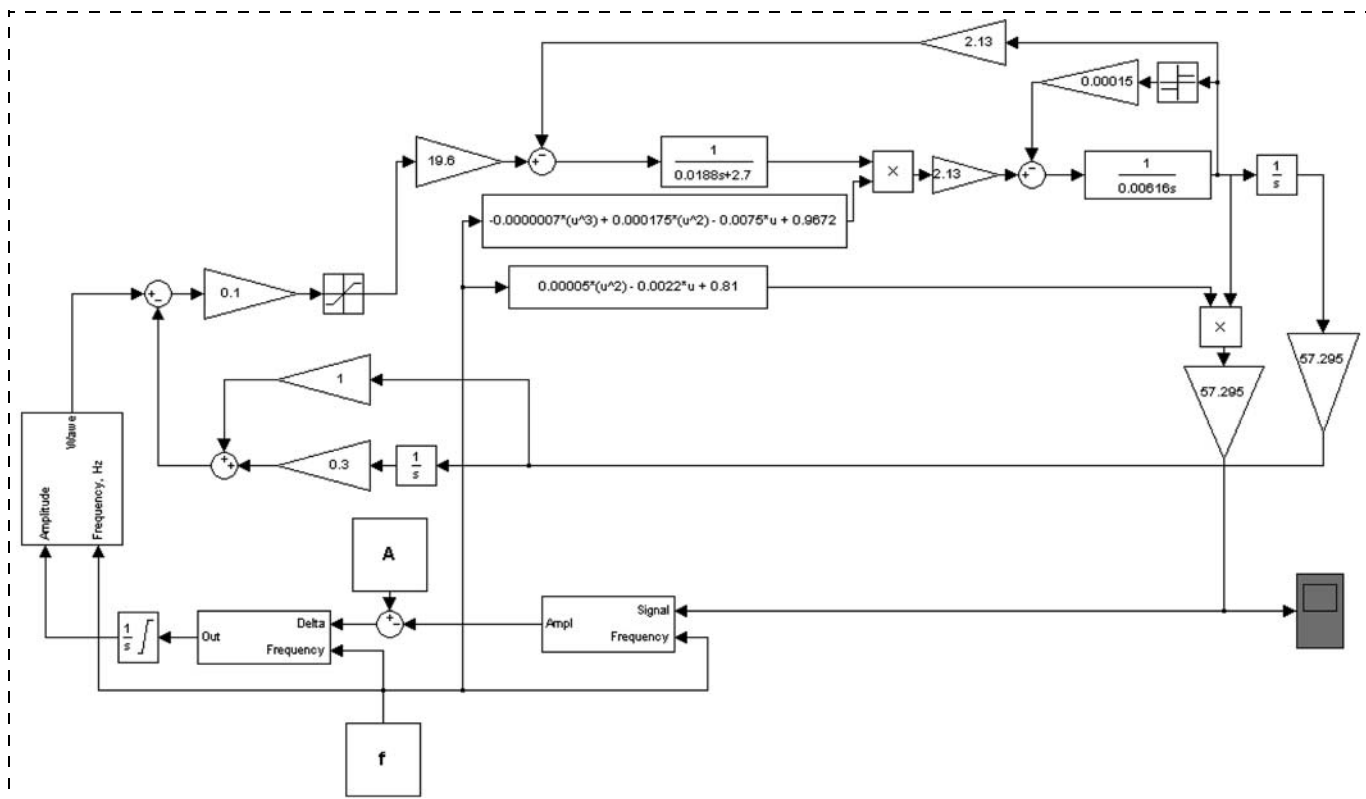


Рис. 5. Модель системы управления стэнда

была создана модель электромеханической системы стэнда [7]. На рис. 5 приведена модель стэнда совместно с системой управления. Уравнение (1) и соответствующая Simulink-модель являются идеализированными и описывают функционирование электромеханической системы стэнда приближенно. Это связано с тем, что индуктивность КУ зависит от степени насыщения сердечника, и ее значение находится в нелинейной зависимости от частоты колебаний платформы. Кроме того, коэффициенты привода по моменту и ЭДС оценены приближенно вследствие наличия полей рассеяния, а момент сопротивления является нелинейной функцией и зависит от ряда факторов.

Для уточнения модели в нее были введены корректирующие функции, полученные путем сравнения характеристик разомкнутой электромеханической системы стэнда с характеристиками аналогичной нескорректированной модели.

Функции введены в модель в виде полиномов, полученных путем аппроксимации расчетных корректирующих функций. Для оценки адекватности модели в нее были введены расчетные значения параметров привода и подвижной части стэнда и сняты зависимости тока в КУ от частоты и угловой скорости платформы от частоты. На рис. 6, 7 приведены расчетные характеристики в сравнении с экспериментальными.

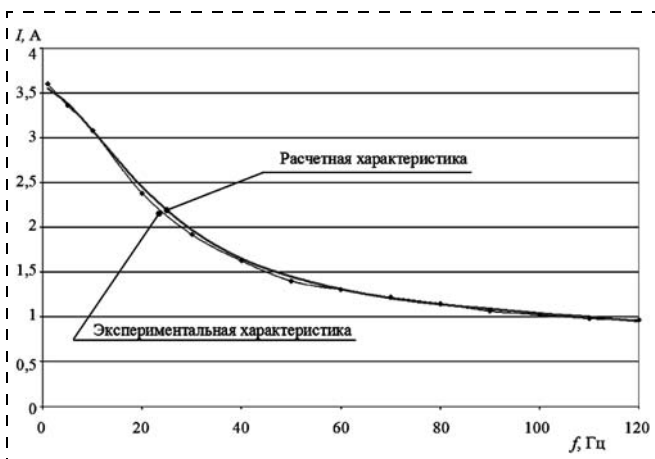


Рис. 6. Зависимости силы тока в КУ от частоты

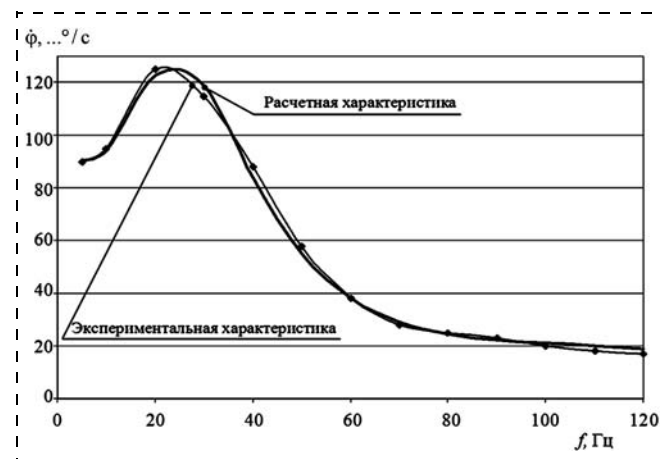


Рис. 7. Зависимости угловой скорости платформы от частоты

На основании приведенных графиков можно сделать вывод о том, что уточненная модель имеет сходимость с разомкнутой электромеханической системой стенда не хуже 3 %, что позволило использовать ее для разработки и настройки системы управления стенда.

Внутренний контур системы управления содержит параллельный ПИ регулятор, обеспечивающий стабильность угловых колебаний платформы относительно нулевого положения. Внешний контур системы управления на основании сигнала рассогласования амплитуд задаваемой и воспроизводимой угловой скорости формирует управляющий сигнал, обеспечивающий воспроизведение гармонических угловых скоростей заданной амплитуды и формы в требуемом диапазоне частот. На уточненной модели электромеханической системы стенда был осуществлен синтез регуляторов и настройка параметров системы управления стенда.

Аттестация стенда

На рис. 8 приведена схема, отражающая распределение погрешностей стенда. При задании уставки угловой скорости $\dot{\phi}_0$ системой управления формируется управляющее воздействие, подаваемое в КУ, после чего платформа начинает движение с некоторой угловой скоростью $\dot{\phi}_\phi$. Измеренное значение угловой скорости $\dot{\phi}_{\text{изм}}$ отличается от фактического вследствие наличия погрешности датчика угла $\xi_{\text{ДУ}}$ и погрешности дискретизации $\xi_{\text{Д}}$. Управляющее воздействие формируется с погрешностью, обусловленной алгоритмами управления $\xi_{\text{У}}$ и разрядностью ЦАП $\xi_{\text{Ц}}$. Вследствие управления по углу и угловой скорости платформы погрешности механической $\xi_{\text{М}}$ и электромагнитной систем $\xi_{\text{ЭМ}}$ в значительной степени компенсируются. При аттестации стенда внешним средством измерений измеряется фактическая угловая скорость платформы.

Согласно ГОСТ 8.207—76 определение границ интервала δ (%), в котором с заданной вероятностью P находится случайная погрешность воспроизведения амплитуды угловой скорости стенда, выполняется по формуле

$$\delta = k \sqrt{\sum_{i=1}^n \delta_i^2}, \quad (2)$$

где δ_i — предел погрешности, %; n — число суммируемых составляющих; k — коэффициент, выбираемый из учета доверительной вероятности.

В расчетах доверительная вероятность P обычно принимается равной 0,95, чему соответствует коэффициент $k = 1,1$. Учитывая, что значения составляющих погрешностей примерно одинаковы, можно записать выражение для определения границ интервала суммарной случайной погрешности:

$$\delta = 1,1 \sqrt{\delta_{\text{М}}^2 + \delta_{\text{ЭМ}}^2 + \delta_{\text{У}}^2 + \delta_{\text{ДУ}}^2 + \delta_{\text{Ц}}^2 + \delta_{\text{Д}}^2}, \quad (3)$$

где $\delta_{\text{М}}$ — предел погрешности, обусловленной механической системой; $\delta_{\text{ЭМ}}$ — предел погрешности, обусловленной электромагнитной системой; $\delta_{\text{У}}$ — предел погрешности, обусловленной алгоритмами управления; $\delta_{\text{ДУ}}$ — предел погрешности датчика угла; $\delta_{\text{Ц}}$ — предел погрешности цифроаналогового преобразователя; $\delta_{\text{Д}}$ — предел погрешности, обусловленной частотой дискретизации сигнала управления.

Таким образом, на основании полученных расчетных значений составляющих погрешностей стенда в соответствии с (3) предел суммарной погрешности стенда составит 4 %.

Экспериментальная оценка метрологических характеристик стенда проведена с помощью доплеровского лазерного виброметра Ometron VQ-500-D-V. Выходной сигнал виброметра представляет собой напряжение, пропорциональное линейной скорости V . Аттестация стенда заключалась в оценке амплитудного и частотного диапазонов, а также погрешности амплитуд воспроизводимых угловых скоростей. Схема установки при аттестации стенда приведена на рис. 9.

Из рис. 9 видно, что методическая погрешность измерений при аттестации обусловлена радиальным, а не линейным движением контрольной точки. К числу инструментальных погрешностей отно-

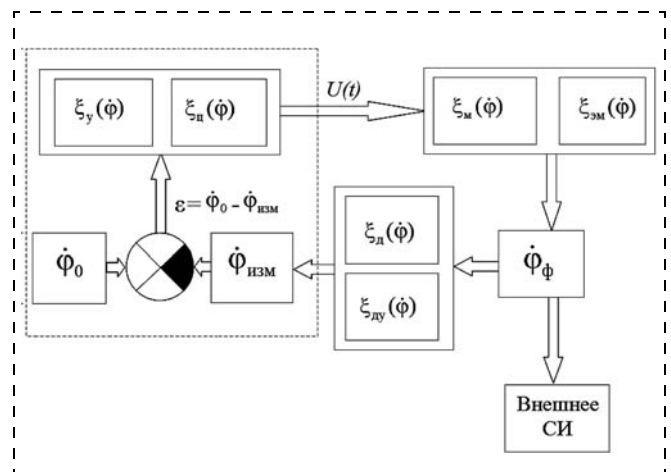


Рис. 8. Схема распределения погрешностей стенда

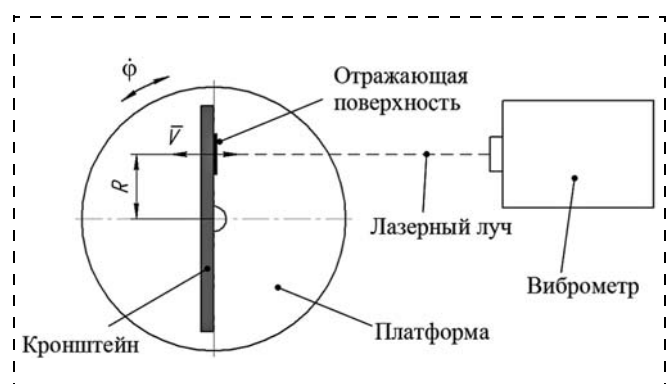


Рис. 9. Схема установки при аттестации стенда

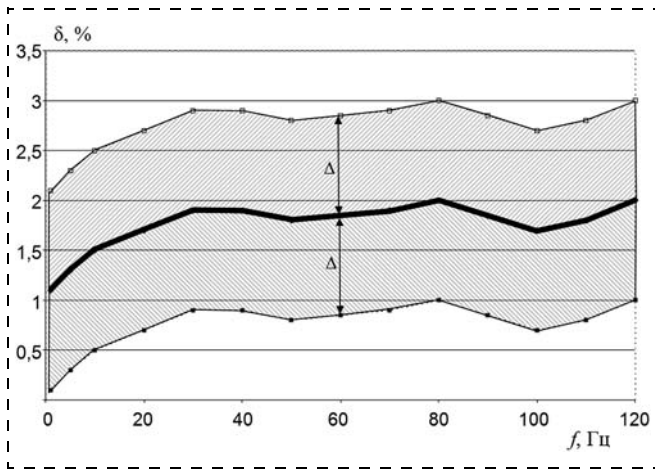


Рис. 10. Зависимость относительной погрешности угловой скорости стэнда от частоты

сится погрешность измерения радиуса движения контрольной точки. Ввиду малых значений угла поворота платформы и возможности проведения линейных измерений с достаточной точностью указанные погрешности пренебрежимо малы.

На рис. 10 приведен график зависимости относительной погрешности воспроизведения амплитуды угловой скорости стэнда. На графике построена также область погрешности виброметра $\Delta = \pm 1\%$.

Из рис. 10 видно, что предельное значение относительной погрешности стэнда с учетом погрешности виброметра составляет 3%, что не превышает расчетного значения, определенного по формуле (3).

На рис. 11 приведены результаты спектрального анализа колебаний платформы на частоте 40 Гц в линейном и логарифмическом масштабах. Проведенные исследования показали, что спектральная плотность основной воспроизводимой стэндом гармоники превышает на три порядка иные спектральные составляющие, что позволяет говорить о хорошем качестве воспроизводимого с помощью стэнда синусоидального сигнала.

Нелинейные искажения формы колебаний платформы оценены путем измерения коэффициента гармоник K_r измерителем нелинейных искажений. Исследования показали, что коэффициент гармоник не превышает 4% в рабочем диапазоне частот стэнда.

На рис. 12 приведена измеренная АЧХ стэнда. Оценка АЧХ проводилась при заданном значении угловой скорости $\dot{\varphi}_{\text{зад}} = 180^\circ/\text{с}$. При этом регистрировались значения воспроизводимой угловой скорости по датчику платформы $\dot{\varphi}_{\text{воспр}}$. Для построения АЧХ выполняли осреднение амплитуды угловой скорости $\dot{\varphi}_{\text{воспр}}$ по десяти периодам колебаний. На рис. 13 приведена экспериментально полученная зависимость возможных воспроизводимых стэндом угловых скоростей от задаваемых частот.

Из рис. 13 видно, что левая часть характеристики имеет вид прямой, возрастающей до значения амплитуды угловой скорости $700^\circ/\text{с}$ на частоте 25 Гц. Указанная форма характеристики обусловлена кинематическим ограничением вследствие взаимосвязанности частоты, угла и угловой скорости колебаний платформы. Начиная с частоты 25 Гц характеристика имеет спад, обусловленный электромеханической и электромагнитной постоянной стэнда, энергетическим ресурсом усилительного тракта и допустимой температурой нагрева провода КУ.

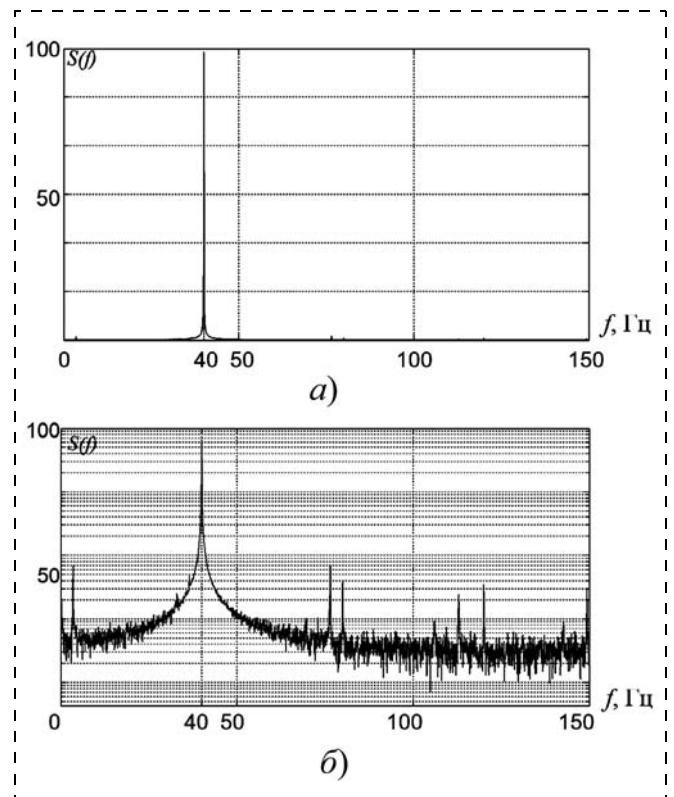


Рис. 11. Частотный спектр колебаний платформы стэнда на частоте 40 Гц: а — линейный масштаб; б — логарифмический масштаб

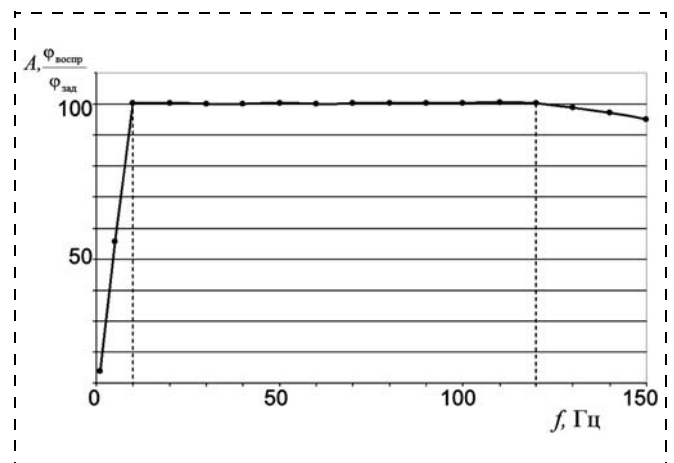


Рис. 12. АЧХ стэнда

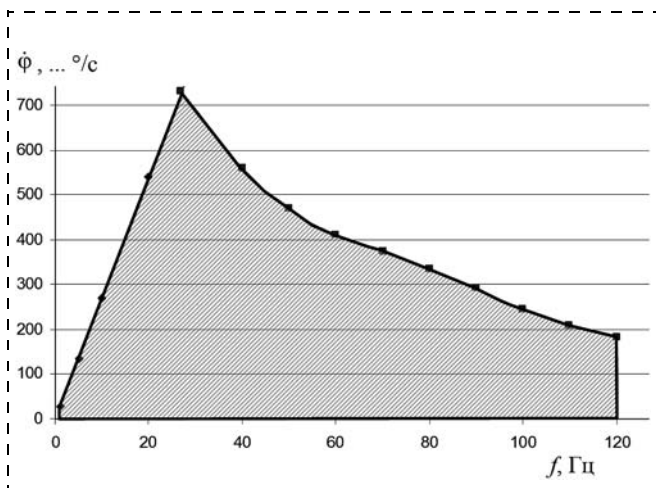


Рис. 13. Рабочий диапазон амплитуд угловых скоростей стенда

Таким образом, результаты аттестации стенда позволяют сделать вывод о том, что стенд обеспечивает максимальный диапазон амплитуд угловых скоростей до 700 °/с, имеет диапазон воспроизводимых частот от 1 до 120 Гц и относительную погрешность задания угловой скорости не более 3 %.

Исследование частотных характеристик ММГ на стенде

С помощью разработанного стенда была проведена динамическая калибровка ММГ ADXRS150 производства американской фирмы Analog Devices с паспортными характеристиками: диапазон измерений ± 150 °/с, частотный диапазон до 500 Гц, масштабный коэффициент лежит в диапазоне от 11,25 до 13,75 мВ/°·с⁻¹, нелинейность выходной характеристики 0,1 %. В качестве эталонного воздействия принималась угловая скорость, воспроизводимая стендом с относительной погрешностью 3 %. Общий вид ММГ на платформе стенда приведен на рис. 14.

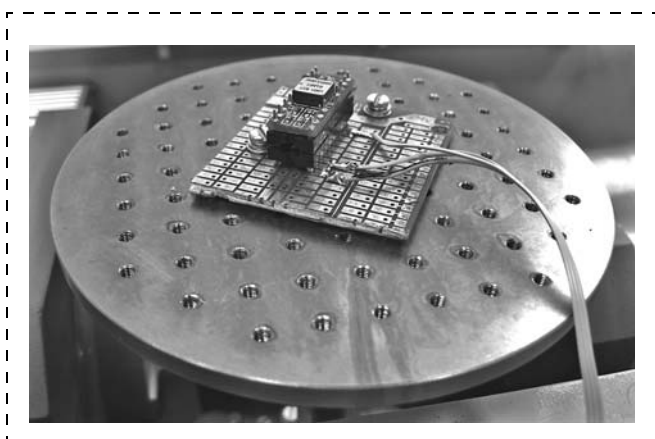


Рис. 14. ММГ ADXRS150 на платформе стенда

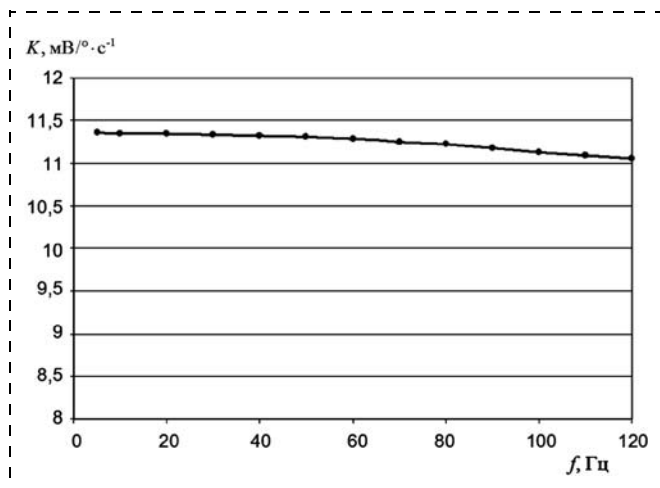


Рис. 15. Зависимость значения масштабного коэффициента ММГ от частоты

При проведении динамической калибровки ММГ с помощью системы управления стенда задавали уставки угловой скорости платформы амплитудой 100 °/с в диапазоне частот от 5 до 120 Гц с шагом 10 Гц и регистрировали выходной сигнал ММГ. В результате экспериментальных исследований получено значение смещения нуля ММГ в 2,5 В, что полностью соответствует паспортному значению. Значение масштабного коэффициента на частоте 5 Гц составило $K = 11,4 \pm 0,4$ мВ/°·с⁻¹. Учитывая его паспортное значение, можно сделать вывод о существенном уточнении этого параметра. Кроме того, была уточнена и зависимость масштабного коэффициента ММГ от частоты в диапазоне от 5 до 120 Гц (рис. 15).

Из графика видно, что масштабный коэффициент K изменяется от значения 11,4 мВ/°·с⁻¹ на частоте 5 Гц до значения 11,1 мВ/°·с⁻¹ на частоте 120 Гц, что также соответствует заявленным в паспорте характеристикам.

Выводы

В результате выполненных работ создан стенд для динамической калибровки микромеханических инерциальных датчиков на основе линейного электромагнитного привода. Апробация стенда проведена путем индивидуальной калибровки ММГ ADXRS150 в динамическом режиме, которая показала, что масштабный коэффициент ММГ уменьшается с ростом частоты, но при этом не выходит за граничные значения, указанные в паспорте. Динамическая калибровка ММГ позволила существенно повысить точностные характеристики аппаратуры, использующей подобные датчики.

В ходе разработки стенда был осуществлен выбор и обоснование его кинематической и функциональной схем, проведены расчеты и аналитические исследования механической и электромагнитной систем, а также разработана математическая

модель электромеханической системы станда совместно с системой управления. Стенд аттестован в установленном порядке и прошел опытную эксплуатацию в ОАО "Концерн "ЦНИИ "Электроприбор".

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ № 11-08-00108-а.

Список литературы

1. Грязин Д. Г., Чекмарев А. Б. Применение микромеханических датчиков в военной технике. Современное состояние (по материалам зарубежных ВС) / "Робототехника. Взгляд в будущее" // Матер. Междунар. науч.-техн. семинара "Робототехника. Взгляд в будущее". СПб, 2010.

2. Пешехонов В. Г., Несенюк Л. П., Грязин Д. Г. Микромеханические преобразователи. Современное состояние и применение в военной технике // Мехатроника, автоматизация, управление. 2009. № 3. С. 28—32.

3. Синельников А. Е. Низкочастотные линейные акселерометры. Методы и средства поверки и градуировки // Сер. Библиотека метролога. М.: Изд-во стандартов, 1979. 176 с.

4. Грязин Д. Г., Величко О. О., Чекмарев А. Б. Метрологическое обеспечение испытаний микромеханических датчиков и модулей // Известия Тульского государственного университета. Технические науки. 2012. Вып. 7. С. 67—77.

5. Патент 2 306 571 С1 Российская Федерация, МПК G 01 P 21/00, G 01 M 17/00. Стенд для воспроизведения угловых скоростей / Грязин Д. Г., Лычев Д. И., Бердюгин А. В.; заявитель и патентообладатель ФГУП "ЦНИИ "Электроприбор". № 2006115534/28; заявл. 02.05.06; опубл. 20.09.07. Бюл. № 26. 4 с.

6. Грязин Д. Г., Скалон А. И., Чекмарев А. Б. Оптимизация магнитной системы станда для снятия амплитудно-частотных характеристик микромеханических гироскопов и модулей на их основе // Экстремальная робототехника. Нано-, микро- и макророботы (ЭР-2009). Матер. XX Междунар. науч.-техн. конференции. Таганрог: Изд. ТТИ ЮФУ, 2009. С. 304—305.

7. Чекмарев А. Б. Разработка и исследование станда для динамической калировки микромеханических инерциальных датчиков: Автореф. дисс. ...канд. техн. наук: 05.11.01 / Чекмарев Антон Борисович. СПб., 2013. 20 с.



Поздравляем юбиляра!

Заслуженному деятелю науки РФ,
лауреату Государственной премии РФ
и премии Правительства РФ, академику РАЕН,
крупному ученому в области автоматизации
и интеллектуализации процессов управления,
члену редколлегии журнала
"Мехатроника, автоматизация, управление",
доктору технических наук, профессору

Валерию Михайловичу ЛОХИНУ

исполнилось 70 лет.

Выпускник Московского энергетического института 1967 г. по специальности "Автоматика и телемеханика", В. М. Лохин защитил в 1973 г. кандидатскую, а в 1986 г. докторскую диссертации. Поступив в аспирантуру МИРЭА, он прошел путь от ассистента до профессора, зам. зав. кафедрой "Проблемы управления" и первого проректора.

В. М. Лохин является одним из ярких представителей отечественной научной школы по автоматике и робототехнике выдающегося ученого современности, академика И. М. Макарова.

В фундаментальных научных трудах В. М. Лохина создана общая теория анализа и синтеза автоматических и автоматизированных систем, основанных на применении технологии время-импульсного преобразования. В последнее десятилетие под его руководством сформировано и активно развивается новое научное направление, связанное с развитием информационных технологий обработки знаний для создания интеллектуальных систем управления.

Талантливый ученый, преподаватель и организатор науки, высококвалифицированный и эрудированный специалист, трудолюбивый, отзывчивый и обаятельный человек, Валерий Михайлович пользуется большим уважением учеников, коллег, товарищей.

Уважаемый Валерий Михайлович!

*Редакционный совет, редакционная коллегия и редакция журнала
сердечно поздравляют Вас с Юбилеем и желают Вам крепкого здоровья,
благополучия, новых творческих успехов в Вашей многогранной деятельности.*

ЖУРНАЛ В ЖУРНАЛЕ



Управление и информатика в авиакосмических и морских системах



Главный редактор:

ЛЕБЕДЕВ Г. Н.

Ответственный секретарь:

БЕЗМЕНОВА М. Ю.

Редакционная коллегия:

АЛЕКСЕЕВ В. В.
БАРАНОВ Л. А.
БЕЛОКОНОВ И. В.
БУКОВ В. Н.
ВАСИЛЬЕВ В. И.
ГОДУНОВ В. А.
ГУРЕВИЧ О. С.
ГУРСКИЙ Б. Г.
ЕФИМОВ В. В.
ЗАЙЦЕВ А. В.
КРЫЖАНОВСКИЙ Г. А.
НЕСТЕРОВ В. А.
ОХТИЛЕВ М. Ю.
ПАНКРАТОВ В. М.
РАСПОПОВ В. Я.
САБО Ю. И.
СТЕПАНОВ О. А.
СОЛДАТКИН В. М.
ФИЛИМОНОВ Н. Б.
ХИМЕНКО В. И.
ЧЕБУРАХИН И. Ф.
ШИРЯЕВ В. И.
ШКОЛИН В. П.

Редакция:

ГРИГОРИН-РЯБОВА Е. В.

СОДЕРЖАНИЕ

Шалобаев Е. В.

Вопросы терминологии и миниатюризация аэрокосмических систем 60

Сапунков Я. Г., Молоденков А. В.

Алгоритм оптимального по быстродействию разворота космического аппарата в классе конических движений 66

Е. В. Шалобаев, канд. техн. наук, проф.,
shalobaev47@mail.ru,

Санкт-Петербургский национальный
исследовательский университет
информационных технологий, механики и оптики
(НИУ ИТМО)

Вопросы терминологии и миниатюризация аэрокосмических систем

Обсуждается проблема создания адекватной классификации космических аппаратов, а также аналогичных классификаций для беспилотных летательных аппаратов и необитаемых подводных аппаратов, к которым необходимо применять общие подходы. Показана противоречивость, незавершенность и несовершенство используемых классификаций. Даны предложения по их совершенствованию с учетом развития космических технологий.

Ключевые слова: классификация космических объектов, критерии, терминология

Наука, образно говоря, стоит "на трех китах" — гипотезах, измерениях и систематизации [1]. Остановимся на последнем положении — систематизации, которая включает в себя системный анализ и системный подход.

Системный анализ — совокупность методологических средств, используемых для подготовки и обоснования решений по сложным проблемам, в том числе и технического характера. Опирается на системный подход, ряд математических дисциплин и современных методов управления. Основная процедура — построение обобщенной модели, отображающей взаимосвязи реальной ситуации. Техническая основа — вычислительная техника и информационные системы. Термин "системный анализ" иногда употребляется как синоним системного подхода, т. е. в более узком смысле.

Системный подход — направление методологии научного познания, в основе которого лежит рассмотрение объектов как систем; ориентирует исследования на раскрытие целостности объекта, на выявление разнообразных типов связей в нем и сведение их в единую теоретическую картину. Раскрытие взаимосвязи на основании определенных принципов и выражение их связи в виде логически обоснованного расположения (ряда) и является целью классификации.

При формировании нового направления или направлений особенно важно обсуждение проблем классификации и терминологии, поскольку появляются новые типы и виды объектов, обладающие принципиально новыми свойствами или характеристиками, которые и нужно закрепить в системе признаков (каковой и является классификация наряду с терминологией).

Бесспорно, каждое новое направление в науке и технике требует и новой терминологии, и новых подходов к разработке классификационных признаков, отвечающих новым реалиям и задачам, которые ставят перед учеными эти направления.

Современная тенденция к миниатюризации уже вошла в научно-техническую парадигму [2, 3].

В цикле работ автора [2, 4—8] уже ставился вопрос о необходимости уточнения ряда понятий в связи с развитием миниатюризации в разных областях техники, в том числе космической.

Миниатюризация в космосе стремительно развивается, в то же время осмысление происходящих процессов и научное их толкование отстают, что чревато хаотичностью, непредсказуемостью, неэффективностью и даже ошибочностью развития тенденций. Малые спутники развиваются в направлении миниатюризации, а расхожим тезисом как в научных трудах [9], так и в СМИ стало утверждение о том, что миниатюризация стала новым трендом космонавтики. Одной из проблем такого теоретического осмысления процесса миниатюризации в космосе и является проблема классификации космических аппаратов (КА) [1].

Начиная с 1990-х гг. все чаще стал звучать не просто термин "спутник", а с дополнениями "большой" [1, 10, 11], "крупный" [12], "средний" [10], "легкий" [13, 14], "малый" [1, 2, 13—24], "тяжелый" [14], "малогабаритный" [1, 16, 25, 26], "малоразмерный" [12, 27], "миниатюрный" [16], "сверхмалый" [21, 28, 29], а также стали использоваться термины "мини-спутник" [1, 11—14, 19, 24], "микроспутник" [1, 11—14, 16, 19, 23, 24, 30—32], "наноспутник" [1, 11—14, 19, 23, 24, 32], "пикоспутник" [1, 11—14, 16, 19, 23, 24], "фемтоспутник" [1, 11, 13].

Существуют различные признаки, по которым классифицируются КА, в частности искусственные спутники Земли (ИСЗ), — по назначению полезной нагрузки, по цели запуска, по национальной принадлежности, по способу вывода на орбиту, по времени активного существования и т. д., но есть лишь один признак, формально относящейся к массе и размерам аппарата, который по сути может рассматриваться как качественный [16].

Первой по времени в 1990 г. стала условная классификация спутников *по массе*, предложенная европейской корпорацией "Arianespace" [16]:

| | |
|------------------------------|------------|
| Minisatellite, кг | 1000...500 |
| Smallsatellite, кг | 500...100 |
| Microsatellite, кг | 100...10 |
| Nanosatellite, кг | 10...1 |
| Picosatellite, кг | 1...0 |

Приставки (микро-, нано-, пико-) в названиях спутников говорят о дольной части размера (метра) или массы (кг) какого-то объекта (например, ракеты-носителя или Международной космической станции), но ответа на вопрос "для какого именно объекта" данная классификация не дает. Попытки понять или ввести какие-то соответствия или ассоциацию, кроме того, что micro-, nano- и pico-

теоретически составляют дольную часть 10^{-6} , 10^{-9} и 10^{-12} соответственно и последовательно отстоят друг от друга по верхней границе интервала размера или массы на порядок, не имеют успеха [16].

Однако использование этой классификации в качестве некоторого общепринятого критерия или языка специалистов в области космической техники оказалось в какой-то мере востребованным, о чем говорят отечественные и зарубежные публикации [1, 11–14, 19, 23, 24, 30–32].

Для иллюстрации приведем следующий пример. По этому формальному признаку первый советский ИСЗ, выведенный на орбиту 4 октября 1957 г., массой 83 кг принадлежит классу микро-спутников, а вот первый американский спутник Explorer-1 (1 февраля 1958 г., массой 8,3 кг) попадает в класс наноспутников.

В предложенном ряду терминов, идущих на уменьшение, указана последовательность, когда за термином *minisatellit* (минимальный) следует *small-satellit* (т. е. малый), хотя логичнее было бы наоборот, чтобы вслед за мини- шли микро-, нано-, пико-.

В работах [24, 33] указанное замечание было устранено. Однако данная классификация указана как сформированная только для малых КА (МКА). Указанный сверхкласс МКА включает в себя пять классов:

| | |
|------------------------------|------------|
| Smallsatellite, кг | 1000...500 |
| Minisatellite, кг | 500...100 |
| Microsatellite, кг | 100...10 |
| Nanosatellite, кг | 10...1 |
| Picosatellite, кг | 1...0 |

В начале 2000 г. была приведена классификация КА, предложенная в работе [13]:

| | |
|----------------------|------------|
| Легкие, кг | 1000...500 |
| Мини-, кг | 500...100 |
| Микро-, кг | 100...10 |
| Нано-, кг | 10...1 |
| Пико-, кг | 1...0,1 |
| Фемто-, кг | < 0,1 |

Практически одновременно вышла работа [23], в которой предложены термины для КА менее 500 кг. Термины "мини-спутник" и "фемтоспутник" в данной классификации отсутствуют, как и классификационные критерии для КА свыше 500 кг:

| | |
|----------------------|-------|
| Малые, кг | < 500 |
| Микро-, кг | < 100 |
| Нано-, кг, | < 10 |
| Пико-, кг, | < 1 |

В рассмотренной выше классификации указаны лишь верхние границы, что позволяет трактовать каждый вышестоящий термин как обобщающий для нижестоящего. Поэтому необходимо для каждого термина оговаривать весь интервал.

В конце того же 2000 г. в работе [10], которая обобщила ряд отечественных и зарубежных публикаций, была предложена классификация ИСЗ, в которой группа легких ИСЗ переименована в "ма-

лые". Кроме того, классификация дополнена терминами "средние" и "большие" спутники, но в ней отсутствует такая позиция, как "фемтоспутник":

| | |
|-----------------------|-------------|
| Большие, кг | > 1500 |
| Средние, кг | 1000...1500 |
| Малые, кг | 500...1000 |
| Мини-, кг | 100...500 |
| Микро-, кг | 10...100 |
| Нано-, кг | 1...10 |
| Пико-, кг | 0,1...1 |

Иногда две первые группы объединяют в одну группу "больших" спутников.

Анализируя отечественные классификации 2000 г., можно заметить, что интервалы для классов микро-, нано- и пикоспутников совпадают с зарубежной классификацией. Не устоялись термины и границы для КА свыше 100 кг.

В 2003 г. в работе [32] приведена "классификация КА по массовым характеристикам, которая начинается складываться в научной среде":

| | |
|-----------------------|------------|
| Большие, кг | > 1500 |
| Малые, кг | 500...1000 |
| Мини-, кг | 100...500 |
| Микро-, кг | 10...100 |
| Нано-, кг | 1...10 |
| Пико-, кг | 0,1...1 |
| Фемто-, кг | < 0,1 |

В 2005 г. в публикации [14] дана следующая классификация, которая названа "сложившейся", хотя разделения терминов "тяжелые", "средние" и "легкие" не приведено:

| | |
|--|-------------|
| Тяжелые, средние, легкие, кг | > 500 |
| Малые, кг | < 500 |
| Мини-, кг | < 100...500 |
| Микро-, кг | 20...100 |
| Нано-, кг | 1...20 |
| Пико-, кг | 0,1...1 |
| Фемто-, кг | < 0,1 |

В 2005–2009 гг. в работах [1,11] разбираются классификации, в которых отсутствует интервал в 500...1000 кг:

| | |
|-----------------------|-----------|
| Большие, кг | > 1000 |
| Мини-, кг | 100...500 |
| Микро-, кг | 10...100 |
| Нано-, кг | 1...10 |
| Пико-, кг | 0,1...1 |
| Фемто-, кг | < 0,1 |

Тот же процесс шел и в зарубежных классификациях. На сайте Википедии [19] дана следующая классификация:

| | |
|--------------------------------------|------------|
| Largesatellite, кг | > 1000 |
| Medium sized satellite, кг | 500...1000 |
| Minisatellite, кг | 100...500 |
| Microsatellite, кг | 10...100 |
| Nanosatellite, кг | 1...10 |
| Picosatellite, кг | 0,1...1 |
| Femtosatellite, кг | < 0,1 |

Однако процесс создания классификации не завершен. Остаются противоречия в интервалах свыше 500 кг.

Кроме того, для понимания важности завершения этого процесса необходимо привести следующий пример.

В 2012 г. в докладе Комитета ООН по использованию космического пространства в мирных целях по итогам симпозиума по наноспутникам [12] под малоразмерными спутниками понимаются микро-, нано- и пикоспутники с сухой массой менее 50 кг. В докладе [12] не указана классификация, которой придерживаются его авторы. Поскольку микроспутники по классификациям работ [11] принадлежат к интервалу масс от 100 до 10 кг, то их часть (от 100 до 50 кг) в данном случае оказывается за пределами малоразмерных спутников!

Однако в том же документе используется словосочетания "мощные наноспутники и малоразмерные спутники", "спутники *массой* от 1 до 50 кг", "наноспутники *весом* менее 50 кг", "наноспутники и малые спутники", "микроспутники и наноспутники", "пико- и наноспутники", "крупные спутники", что свидетельствует о некорректности использования указанных выше терминов и их взаимосвязи.

В ряде работ происходит путаница с терминами "масса" и "вес", которые используют как синонимы [12, 28], что противоречит требованиям международной системы единиц физических величин (СИ) в которой размерность веса и массы указывается в ньютонах и килограммах.

Если считать понятие малоразмерных КА, предложенное в докладе [12], определенным сверхклассом КА, то в работе [28] предложен аналогичный сверхкласс — сверхмалые КА.

В обоих случаях они включают такие классы, как нано-, пико- и фемто-. Различие между этими предложениями в верхней границе. В докладе [12] она составляет 50 кг, в работе [28] — 500 кг.

Однако тенденция к формированию сверхкласса малоразмерных или сверхмалых КА налицо.

Автор данной работы полностью разделяет вывод, приведенный в работе [1], о том, что морфологическая система образования классов КА содержит морфемы (минимальные значимые части слова) из пяти языков (латинский, греческий, испанский, датский, русский) и системой в полном смысле этого слова не является.

Кстати, автор данной публикации согласен с соображением, приведенном в той же работе [1], о том, что можно на какое-то время согласиться с терминами типа *микро-*, *нано-*, *пико-* и *фемто-* как названиями классов, которые говорят лишь о достигнутой технологическом уровне. Вообще-то указанные классы можно назвать подклассами обобщенного класса сверхмалых КА.

В работе [1] предлагается классифицировать КА не по массе непосредственно, а в зависимости от их специфики, которая, в свою очередь, связана с массой. Классификация, основанная на терминах

"большой", "малый", "сверхмалый" КА, имеет однородную морфологическую основу, семантическую (смысловую) определенность и прагматическую обоснованность.

Рассмотрим предложения об иных критериях классификации. Существовали попытки классифицировать КА по габаритным размерам, используя понятие "малогабаритный" КА (МГКА). В работе [1] совершенно правильно указано, что габаритный размер является второстепенным параметром по сравнению с массой, хотя и связан с ней. Таким образом, МГКА мало отражает суть процесса миниатюризации в космосе. Габаритный размер МГКА приобретает самостоятельное значение при решении вопросов его размещения под обтекателем ракеты-носителя. Указанное выше объясняет, что классификация КА по массе вполне логична, но необходимо задумываться о качественном различии КА, имеющих разную массу.

Рассматриваемая выше классификация по массе КА не дает ответа и на следующий вопрос: *наноспутник* — это спутник, имеющий наноразмер или созданный на основе нанотехнологий? Так, в работе [25] предлагается трактовать термин "микроспутник" как спутник, на 50 % и выше выполненный по МЭМС-технологиям, имеющий массу от 0,3 до 3 кг (т. е. по рассмотренным выше классификация такой КА можно отнести и к наноспутникам (от 1 до 3 кг), и к пикоспутникам с массой от 0,3 до 1 кг) и габаритные размеры от 30 до 300 мм. В последнем случае учитываются одновременно три критерия для термина "микроспутник".

С одной стороны, наноспутник, имеющий массу от 1 до 10 кг, может быть выполнен и без применения нанотехнологий [1], с другой стороны, с помощью нанотехнологий можно изготовить спутник и большей массы, если применять наноматериалы. Налицо семантическое или смысловое противоречие, содержащееся в самой классификации, с использованием дольных приставок.

Об актуальности решения проблемы терминологии КА говорит и тот факт, что в том же номере журнала, где помещена работа [25], опубликована и статья [1], в которой раскритикована классификация КА по массе, и даны предложения по квалификации КА не непосредственно на основе массы, а в зависимости от их специфики, которая, в свою очередь, связана с массой. Предложения, изложенные в работе [1], приведены ниже:

Большие, кг > 1000
Малые (МКА), кг 100...1000
МКА или СМКА, кг 10...100,
Сверхмалые КА, кг < 10

Классификация, содержащая классы больших, малых и сверхмалых КА, является содержательной, отражающей функциональную и конструктивную специфику КА и космических систем (КС), созданных на их основе. Такая содержательная классификация зависит от массы, рассматриваемой

в качестве побудительного мотива, а не причины отнесения к классу. Автор данной публикации согласен с тем, что предложенная в работе [1] классификация КА "имеет однородную морфологическую основу, семантическую определенность и прагматическую обоснованность".

По мнению конструкторов и технологов снизить массу малого КА, используя традиционные подходы, без снижения эффекта целевого назначения можно не более чем до 100...120 кг, что и обуславливает минимальную нижнюю границу этого класса КА. Термин "сверхмалые КА" (СМКА) появился в 1997—1998 гг., но разработчики вкладывали в него разный смысл и часто понимали под СМКА спутники с массой в десятки килограмм [1]. В работе [28] более определенно указана верхняя граница СМКА в 100 кг.

В работе [1] указано, что согласно расчетам именно масса СМКА порядка 10 кг (что предполагает КА с конкретной массой и 9, и 11 кг) позволяет создавать орбитальные группировки (ОГ) МКА при меньших затратах и с большей информационной эффективностью. Иначе говоря, термин "малые спутники" означает не только размеры и массу, но и иную идеологию подхода к разработке и использованию КА [16].

Возвращаясь к названию статьи, необходимо отметить, что в процессе миниатюризации появилась возможность нового подхода к проведению космических полетов и исследований. В частности, реализуется идея создания нового класса КС, возникающих вследствие снижения массы КА как системообразующего элемента этих систем.

Упомянутые выше КС представляют собой ОГ МКА, объединенных одной целевой задачей и выполняющих совместный полет на небольшом удалении друг от друга (от десятков метров до десятков километров), взаимное положение и движение которых контролируется и управляется [28, 34].

В ОГ МКА реализован принцип декомпозиции для получения качественного эффекта, который заключается в снижении общей массы. Необходимо отметить, что прямое, уменьшающее габаритные размеры, масштабирование лишь увеличивает трудоемкость изготовления, например, малогабаритных приводов или реактивных двигателей, при очевидном снижении лишь затрат на материалы. Однако, применяя современные достижения в микроэлектронике, нанотехнологии, материаловедении и нетрадиционные подходы к конструированию, например, мехатронные, удается создать качественно новые спутники, значительно отличающиеся по массе и размерам в меньшую сторону от традиционных аппаратов [2,16].

Отличительной особенностью ОГ из СМКА является большое число аппаратов в ее составе. Структура ОГ может быть сложной, например, главная ОГ может состоять из нескольких подчиненных ОГ, выполняющих частные подзадачи и содержащих КА разного типа и назначения.

Иначе говоря, на каждом МКА, входящем в орбитальную группировку, может быть размещена полностью или частично сенсорная, управляющая и исполнительная, а также энергетическая подсистемы общей КС. Такая ОГ МКА или КС представляет собой высший уровень мехатронных объектов — мехатронный комплекс (т. е. распределенную мехатронную систему) [35].

И естественно, что при таком подходе к созданию КС кардинально меняются подходы:

- к созданию систем управления;
- к созданию самих КА;
- к целевому применению КС в целом.

Подробности такого подхода изложены в цикле работ [1, 19—21].

Таким образом, снижение массы КА на порядки дало увеличение на порядки численности ОГ, что, в свою очередь, привело к появлению нового класса КС. Иначе говоря, реализован закон перехода количества в качество, тривиальный закон диалектики. Миниатюризация в этом случае — средство в арсенале разработчиков новых КС.

Такое направление использования малых спутников особенно важно для России, ибо космическая отрасль, будучи областью приложения высоких технологий из многих отраслей науки и техники, может и должна служить одним из локомотивов инновационного развития России, о чем сейчас так часто говорят с высоких трибун. Хотя в начале 1990-х гг. с тех же трибун раздавались предложения о ликвидации этой отрасли как таковой, к счастью для страны развитие ее лишь затормозилось, хотя и значительно. А в последнее время число техногенных катастроф с ракетами-носителями МКА существенно возросло и наносит ощутимый вред как экономике, так и престижу страны.

Естественно, что изложенные критические замечания по поводу тех или иных классификаций КА не являются бесспорными. Но цель публикации — обратить внимание на те или иные несуразности в имеющихся классификациях и поставить вопрос о новых подходах к определению границ между теми или иными терминами, которые заложены в классификациях.

На сегодняшний момент необходимо отметить, что говорить о сложившейся терминологии еще нельзя, самый свежий пример тому — доклад комитета ООН по использованию космического пространства [12], о котором речь шла выше.

Можно провести аналогии в классификации между КА с беспилотными летательными аппаратами (БПЛА) и обитаемыми подводными аппаратами (НПА) [36—38]. В случае с БПЛА подобная аналогия вполне обоснована тем, что воздушная сфера переходит в космос. В качестве обоснования аналогии КА с НПА [39, 40] можно отметить, что водная среда является средой, где космонавты отработывают работу в условиях невесомости и выходы в открытый космос.

В работе [36] констатируется факт появления нового класса БПЛА — малогабаритных, которые подразделяются на мини-класс и микрокласс.

Для БПЛА предложена классификация, по которой массогабаритные (малоразмерные) характеристики варьируются в диапазонах от десятков сантиметров и сотен граммов (мини-класс) до десятков миллиметров и сотен миллиграммов (микрокласс). Однако же в работе также имеются противоречия. Так, к микроклассу отнесены образцы с линейными размерами 15...20 см и массой порядка 10...150 г.

Иначе говоря, отличие объектов двух классов идет на порядки от их квалификационных признаков. Это еще раз свидетельствует о том, что границы между классами весьма условны. Правда, в настоящее время верхняя (максимальная) граница массовых характеристик отечественных мини-БПЛА имеет большие значения (см. таблицу).

| Тип мини-БПЛА | Масса взлетная, кг | Источник |
|---|--------------------|----------|
| Альбатрос-3 (НИИ ПФМ ХАИ, Харьков, Украина) | 5 | [37] |
| Стриж-М.-3 (НИИ ПФМ ХАИ, Харьков, Украина) | 2 | [37] |
| ОКБ им. А.С.Яковлева (Москва, Россия) | 0,6 | [37] |
| ТулГУ-ОКБ СПб Электроавтоматика (Россия) | 4 | [38] |

В работе [36] сделан очень важный вывод, заключающийся в том, что если в 1980-е гг. успешность разработки малогабаритных БПЛА обеспечивалась путем простого масштабирования традиционных самолетных схем, то для решения задачи создания микроБПЛА необходимо рассмотреть принципиально новые решения, прежде всего, собственно в его конструкции и принципах действия. Указанный вывод еще раз свидетельствует об общих проблемах КА, БПЛА и НПА, когда миниатюризация на основе простого масштабирования не приносит качественных результатов.

Автор согласен с точкой зрения, изложенной в работах [39, 40], о том что в целях формирования единой терминологии в научно-технологической сфере, связанной с вопросами разработки движущихся аппаратов для авиакосмической и судостроительных отраслей, зарубежными и рядом отечественных специалистов используются классификации, в которых применяются термины для КА, БПЛА, НПА с добавлением наименования множителей (типа мини-, микро-, нано-, пико-, фемто-), условно отражающие базовые технологические уклады в создании различных видов техники и условно характеризующие эволюционные процессы ее миниатюризации. К сожалению, в указанных работах [39, 40] автор непоследователен: отрицая термины типа "микро-, нано-, пикоаппараты", предлага-

ет систему, в которой используется такой термин, как "микроаппараты", видимо, на том основании, что последние вошли в научный оборот и в других отраслях науки и техники (например, микрокомпьютер). Кроме того, речь идет лишь о НПА, в которых, в отличие от КА, не используется еще один подобный термин "фемто-".

Поэтому в случаях с БПЛА и НПА возможен переход на классификацию, аналогичную предложенной на основе работы [1] для КА ([1], табл. 10), возможно, с поправкой на порядки.

В заключение необходимо еще раз подчеркнуть, что основной задачей классификации является раскрытие взаимосвязи на основании определенных принципов и выражение их связи в виде логически обоснованного расположения (ряда).

Иначе говоря, только адекватная классификация позволяет выполнить основную процедуру системного анализа — построить обобщенную модель. На неразрывную связь классификации с терминологией указывает то положение, что терминология представляет собой систему терминов (границ) для каждого принципа в ряду, составляющем ту или иную классификацию.

Именно поэтому обоснованная классификация и адекватная ей терминология имеют важное значение для организации научной, научно-методической, учебной и учебно-методической форм деятельности.

Список литературы

1. Трошин Е. В. О проблеме классификации космических аппаратов, порожденной миниатюризацией // Нано- и микро-системная техника. 2005. № 1. С. 45—48.
2. Шалобаев Е. В. Микросистемная техника и мехатроника: особенности соотношения микро- и макроуровней // Микросистемная техника. 2000. № 4. С. 5—9.
3. Лопота В. А., Юревич Е. И. Мехатроника — основа интеллектуальной техники будущего // Нано- и микросистемная техника. От исследований к разработкам / Под ред. П. П. Мальцева. М.: Техносфера, 2005. С. 505—507.
4. Шалобаев Е. В. Проблемы микросистемной техники и 21-й век // Микросистемная техника. 2001. № 3. С. 37—38.
5. Шалобаев Е. В. Теоретические и практические проблемы развития мехатроники // Современные технологии. СПб.: ИТМО, 2001. С. 46—66.
6. Шалобаев Е. В. Микросистемная техника и проблемы развития современной трибологии // Микросистемная техника. 2003. № 9. С. 26—27.
7. Шалобаев Е. В. Проблемы и тенденции развития терминологии в современных условиях // Датчики и системы. 2004. № 4. С. 29—32.
8. Теоретические и практические проблемы развития авионики и мехатроники // Проблемы интеллектуального управления в авионике: информационные модели принятия решений бортовыми оперативно-советующими экспертными системами: учеб. пособ. / П. П. Парамонов, Ю. Л. Колесников, Е. В. Шалобаев и др. / Под ред. Е. В. Шалобаева. СПб.: СПбГУ ИТМО, 2005. С. 12—43.
9. Провинцев П. М., Стрех С. В., Трошин Е. В. Миниатюризация космических систем: новое направление развития космонавтики // Интеграл. 2003. № 6.
10. Кудрявцев Г. Г., Литвиненко В. В. Малые спутники связи: Революция или эволюция? // Вестник связи. 2000. № 12. С. 23—30.
11. Голышко А., Павлов Б., Козлова А. Мобильная связь "5G" на базе наноспутников // Технологии и средства связи. 2009. № 3. С. 66—69.

12. Доклад о работе симпозиума ООН/Японии по наноспутникам на тему "Смена парадигмы — новые архитектура, технологии и участники" (Нагоя, Япония, 10–13 октября 2012 г.), V.12-57604 (R) 111212 111212 *1257604* A/AC.105/1032.

13. Ефремов Г. А., Вингер В. В., Липатов А. А., Тихонов О. С., Грищенко А. А., Степанов А. А., Жиров В. А. Малые спутники в системах связи и вещании // Технологии и средства связи. 2000. № 1. С. 62–66.

14. Звездин И. Малые космические аппараты: перспективы рынка // Взлет. 2005. № 1. С. 52–55.

15. Рябова Н. В., Еськов Д. Н. Малые искусственные спутники в программах дистанционного зондирования Земли // Оптический журнал. 1998. № 1. С. 4–19.

16. Овчинников М. Ю. Малые мира сего // Компьютерра. 2007. № 15. С. 37–43.

17. Фатеев В. Ф., Папков А. П., Кремез Г. В. Малый космический аппарат "Можаяц-4": седьмой год на орбите // Успехи современной радиоэлектроники. 2010. № 3. С. 49–52.

18. Малые космические аппараты информационного обеспечения / Под ред. В. Ф. Фатеева. М.: Радиотехника, 2010. 315 с.

19. URL: <http://ru.wikipedia.org/wiki/%D0%9C%D0%BB%D1%8B%D0%B5%D1%81%D0%BF%D1%83%D1%82%D0%BD%D0%B8%D0%BA%D0%B8>

20. Ардашов А. А. Основные тенденции в конструировании МКА // Известия вузов. Приборостроение. 2004. № 4. С. 9–15.

21. Фатеев В. Ф., Шутов В. С., Кремз Г. В. Межуниверситетская программа развития технологий на основе малых и сверхмалых КА // Известия вузов. Приборостроение. 2004. № 4. С. 15–17.

22. Хегай Д. К. Состояние и перспективы развития бесплатформенных интегральных навигационных систем малых космических аппаратов // Известия вузов. Приборостроение. 2004. № 4. С. 45–52.

23. Жиров М. А. Микроскопические информационные аппараты на основе микросистемной техники // Микросистемная техника. 2000. № 2. С. 35–42.

24. Анпилогов В. Р. Малые спутники на ГСО. Обзор и анализ российских проектов // Технологии и средства связи. 2000. № 6. С. 48–51.

25. Мальцев Г. Н., Миронов А. В. Облик перспективного малогабаритного низкоорбитального спутника-ретранслятора // Известия вузов. Приборостроение. 2004. № 4. С. 31–35.

26. Труды 3-го Совещания "Управление движением малогабаритных спутников" / Под ред. М. Ю. Овчинникова. М.: ИПМ им. М. В. Келдыша, 2007. 25 с.

27. Коломейцев А. И., Якутин А. В. Двигательные установки реактивных систем управления малоразмерных космических аппаратов // Авиакосмическое приборостроение. 2008. № 1. С. 51–56.

28. Фатеев В. Ф. Концепция создания орбитальных группировок сверхмалых космических аппаратов в интересах информационного обеспечения северных территорий России // Известия вузов. Приборостроение. 2004. № 4. С. 5–9.

29. Курикса А. А., Фатеев В. Ф. Наблюдение сверхмалых космических аппаратов и фрагментов космического мусора — новая задача контроля космоса // Воздушно-космическая оборона. 2006. № 6.

30. Яшин К. Д., Золотой С. А., Осипович В. С. Микроскопические аппараты и квантовые ключи // Нано- и микросистемная техника / 2006. № 7. С. 5–11.

31. Якутин А. В. Математическое моделирование и численный анализ рабочих процессов в микро-ЖРД на базе МЭМС-технологий: Дисс. ... канд. техн. наук: 05.07.05. М.: 2010. 120 с.

32. Стрех С. В., Трошин Е. В. Создание космических систем на базе микроаппаратов // Микросистемная техника. 2003. № 11. С. 35–41.

33. Sweeting M. Small Satellites for Rapid, Low-cost Military Space Capabilities // Journal of Defense Science. 1999. V. 4, N 2.

34. Smirnov G. V., Ovchinnikov M. Ya., Guerman A. Use of solar radiation pressure to maintain a spatial satellite formation // Acta Astronautica. 2007. V. 61. Academy Transactions Note. P. 724–728.

35. Шалобаев Е. В. К вопросу об определении мехатроники и иерархии мехатронных объектов // Датчики и системы. 2001. № 7. С. 62–64.

36. Лохин В. М., Манько С. В., Романов М. П., Гарцев И. Б., Калядин К. С. Тенденции развития беспилотных летательных аппаратов мини- и микроклассов // Нано- и микросистемная техника. От исследований к разработкам / Под ред. П. П. Мальцева. М.: Техносфера, 2005. С. 572–578.

37. Парамонов П. П., Сабо Ю. И., Распопов В. Я., Товкач С. Е. Микросистемная авионика для мини-БПЛА // Известия вузов. Приборостроение. 2006. № 6. С. 51–55.

38. Распопов В. Я. Микросистемная авионика. Тула: Гриф и К°, 2010. 248 с.

39. Бочаров Л. Ю. Тенденции развития подводных микроаппаратов // Нано- и микросистемная техника. От исследований к разработкам / Под ред. П. П. Мальцева. М.: Техносфера, 2005. С. 578–589.

40. Бочаров Л. Ю. Анализ тенденций развития подводных микроаппаратов // Нано- и микросистемная техника. 2005. № 3. С. 32–40.

ИНФОРМАЦИЯ



С 16 по 19 июня 2014 г. в Москве состоится
**XII Всероссийское совещание
по проблемам управления (ВСПУ XII),**



посвященное 75-летию Института проблем управления им. В.А. Трапезникова РАН

Направления работы Совещания

I. Теория систем управления

- Анализ и синтез систем управления
- Оптимальное управление и распределенные системы
- Адаптивные и робастные системы управления
- Стохастические системы управления
- Идентификация систем
- Групповое управление
- Децентрализованное и кооперативное управление
- Гетерогенные модели управления
- Управление в условиях неполной информации и противодействия

II. Управление подвижными объектами и навигация

- Управление в авиации и космонавтике
- Управление морскими подвижными объектами
- Мехатроника, управление и обработка информации в робототехнических системах
- Управление автотранспортом и автотрафиком

III. Интеллектуальные системы управления

- Искусственный интеллект в управлении
- Обучение и самообучение интеллектуальных систем управления
- Иерархические модели управления сложными системами
- Стратегическое поведение, целеполагание, планирование действий и взаимодействия в управлении динамикой мультиагентных систем
- Технологии извлечения, представления и обработки знаний в управлении
- Когнитивные технологии в управлении

IV. Управление в промышленности, энергетике и на транспорте

V. Управление системами междисциплинарной природы

VI. Средства измерения, вычислений и контроля в управлении

VII. Системный анализ и принятие решений в задачах управления

VIII. Информационные технологии в управлении

IX. Проблемы образования в области управления

*Подробная информация о Совещании находится на сайте
<http://vspu2014.ipu.ru>*

Я. Г. Сапунков, канд. физ.-мат. наук, доц.,
А. В. Молоденков, канд. техн. наук, ст. науч. сотр.,
 iptmuran@san.ru,
 Институт проблем точной механики и управления
 РАН, г. Саратов

Алгоритм оптимального по быстродействию разворота космического аппарата в классе конических движений*

Рассматривается задача оптимального по быстродействию разворота космического аппарата как твердого тела со сферическим распределением масс в кватернионной постановке. Для этой задачи получено новое аналитическое решение в классе конических движений. Дается алгоритм оптимального разворота космического аппарата. Приводится числовой пример.

Ключевые слова: оптимальное управление, космический аппарат, сферически-симметричное твердое тело, регулярная прецессия

Введение. Построение управления угловым движением космического аппарата (КА) как твердого тела в традиционной постановке включает задачи программного углового движения (разворота), программного управления и построения управления, стабилизирующего программу углового движения в малом. Задача построения программного углового движения и программного управления во многих случаях решается с помощью методов теории оптимального управления. Точное аналитическое решение этой задачи для наиболее часто используемых функционалов оптимизации при произвольных граничных условиях по угловому положению и угловой скорости КА не найдено даже в случае сферической симметрии КА, не говоря уже о его произвольной динамической конфигурации. Известны лишь некоторые частные случаи решения задачи (например, [1–8]), при этом для сферически-симметричных КА эти решения получены в классе плоских эйлеровых разворотов. Поэтому расширение классов аналитических решений задачи оптимального разворота КА (твердого тела) в замкнутой форме имеет не только теоретический, но и большой практический интерес, так как позволяет использовать на борту КА готовые законы программного управления и изменения оптимальной траектории.

В статье в кватернионной постановке рассматривается задача оптимального по быстродействию разворота сферически-симметричного КА при произвольных граничных условиях по угловому поло-

* Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ (проект № 12-01-00165).

жению КА и произвольном по направлению векторе начального условия по угловой скорости КА с ограниченной по модулю функцией управления. С помощью принципа максимума Л. С. Понтрягина получено новое аналитическое решение этой задачи в классе конических движений. Представлено явное выражение для постоянного по модулю оптимального вектора угловой скорости КА. Траектория движения сферически-симметричного КА представляет собой регулярную прецессию, вектор оптимального управления КА перпендикулярен вектору угловой скорости и также постоянен по модулю. Сформулированы условия на модуль начального и вид конечного векторов угловой скорости КА, при которых допустимо аналитическое решение задачи в классе конических движений. Вектор конечного значения угловой скорости КА должен принадлежать конической поверхности, порождаемой произвольно заданными постоянными условиями задачи. Приводится численный пример.

Статья продолжает исследования, начатые в работах [9, 10].

1. Постановка традиционной задачи. Движение сферически-симметричного КА вокруг центра масс описывается следующими уравнениями [1]:

$$2\dot{\Lambda} = \Lambda \circ \omega; \quad (1)$$

$$\dot{\omega} = \mathbf{M}, \quad (2)$$

где $\Lambda(t) = \lambda_0(t) + \lambda_1(t)\mathbf{i}_1 + \lambda_2(t)\mathbf{i}_2 + \lambda_3(t)\mathbf{i}_3$ (кватернион поворота КА), $\omega(t) = \omega_1(t)\mathbf{i}_1 + \omega_2(t)\mathbf{i}_2 + \omega_3(t)\mathbf{i}_3$ (вектор угловой скорости КА) — фазовые координаты; $\mathbf{M}(t) = [M_1(t), M_2(t), M_3(t)]^T$ — управление, которые подчинены известным требованиям ($\Lambda(t)$, $\omega(t)$ — непрерывные функции; $\mathbf{M}(t)$ — кусочно-непрерывная функция); кватернион $\Lambda(t)$ нормирован, т. е. $\|\Lambda\| = \lambda_0^2 + \lambda_1^2 + \lambda_2^2 + \lambda_3^2 = 1$; $\mathbf{i}_1, \mathbf{i}_2, \mathbf{i}_3$ — орты гиперкомплексного пространства (мнимые единицы Гамильтона), символ "o" означает кватернионное умножение. В динамических уравнениях Эйлера для сферически-симметричного твердого тела (2) тензор инерции без ограничения общности положен единичным.

На модуль вектора управления наложено ограничение

$$|\mathbf{M}| \leq M_{\max}. \quad (3)$$

Заданы произвольные граничные условия по угловому положению

$$\Lambda(0) = \Lambda_0, \Lambda(T) = \Lambda_T \quad (4)$$

и угловой скорости КА

$$\omega(0) = \omega_0, \omega(T) = \omega_T. \quad (5)$$

Необходимо определить оптимальное управление $\mathbf{M}^{\text{опт}}(t)$ системой (1),(2) при ограничении (3) и

граничных условиях (4), (5), доставляющее минимум функционалу (задача быстродействия)

$$J = T. \quad (6)$$

2. Переход к безразмерным переменным. Перейдем от размерных переменных задачи к безразмерным по формулам

$$t_{\text{безраз}} = t_{\text{раз}} M_{\text{max}}^{1/2}, \quad \omega_{\text{безраз}} = \omega_{\text{раз}} M_{\text{max}}^{-1/2};$$

$$\mathbf{M}^{\text{безраз}} = \mathbf{M}^{\text{раз}} M_{\text{max}}^{-1},$$

при этом уравнения (1), (2), (4)–(6) не изменятся, а ограничение (3) запишется в виде

$$|\mathbf{M}| \leq 1. \quad (7)$$

Далее будем иметь в виду постановку задачи в безразмерных переменных и верхние индексы у них будут опущены.

3. Применение принципа максимума. Выполним процедуру принципа максимума Л. С. Понтрягина [1, 11]. Введем вспомогательные функции $\Psi(t)$ (кватернион) и $\phi(t)$ (вектор), соответствующие фазовым координатам $\Lambda(t)$ и $\omega(t)$. Составим функцию Гамильтона—Понтрягина

$$H = (\Psi, \Lambda \circ \omega)/2 + (\phi, \mathbf{M}), \quad (8)$$

где (\cdot, \cdot) означает скалярное произведение векторов.

Сопряженная система

$$\begin{cases} 2\dot{\Psi} = \Psi \circ \omega; \\ \dot{\phi} = -\text{vect}(\tilde{\Lambda} \circ \Psi)/2, \end{cases} \quad (9)$$

где $\text{vect}(\cdot)$ обозначает векторную часть кватерниона, а \sim — сопряжение кватерниона.

Как видно, уравнения для переменных Ψ и Λ совпадают, а их решения различаются на мультипликативную константу. Используя этот факт и введя обозначение [1]

$$\mathbf{p} = \text{vect}(\tilde{\Lambda} \circ \Psi) = \tilde{\Lambda} \circ \mathbf{c}_v \circ \Lambda, \quad (10)$$

где \mathbf{c}_v — произвольная векторная постоянная, сопряженную систему запишем в следующем виде:

$$\begin{cases} \mathbf{p} = \tilde{\Lambda} \circ \mathbf{c}_v \circ \Lambda, \\ \dot{\phi} = -\mathbf{p}/2. \end{cases} \quad (11)$$

Следует отметить, что применение этого приема [1], основанного на самосопряженности дифференциальной кватернионной системы уравнений (1) (замена кватернионной сопряженной переменной Ψ на векторную переменную \mathbf{p} (10)) позволяет понизить размерность краевой задачи, получаемой после применения принципа максимума, на четыре.

Условие максимума функции Гамильтона—Понтрягина (8) дает следующую структуру оптимального управления:

$$\mathbf{M}^{\text{опт}} = \phi/|\phi|. \quad (12)$$

Из (1), (2), (11), (12) имеем:

$$\dot{\mathbf{p}} = [\mathbf{p}, \omega]; \quad (13)$$

$$\mathbf{p} = -2|\phi| \frac{d^2 \omega}{dt^2} - 2 \frac{d\phi}{dt} \frac{d|\phi|}{dt}, \quad (14)$$

где $[\cdot, \cdot]$ означает векторное произведение.

Подставляя (14) в (13), получим

$$\begin{aligned} \frac{d^3 \omega}{dt^3} &= \left[\frac{d^2 \omega}{dt^2}, \omega \right] + \\ &+ \frac{1}{|\phi|} \left(\frac{d|\phi|}{dt} \left(\left[\frac{d\omega}{dt}, \omega \right] - 2 \frac{d^2 \omega}{dt^2} \right) - \frac{d^2 |\phi|}{dt^2} \frac{d\omega}{dt} \right). \end{aligned} \quad (15)$$

Таким образом, оптимальная угловая скорость КА на всем интервале времени движения удовлетворяет векторному дифференциальному уравнению третьего порядка (15).

4. Аналитическое решение задачи оптимального разворота КА в классе конических движений. Рассмотрим класс частных решений задачи оптимального по быстродействию разворота КА при условии, что модуль вектора ϕ сохраняет постоянное значение, т. е.

$$|\phi| = c. \quad (16)$$

В этом случае сопряженные переменные \mathbf{p} , ϕ и управление \mathbf{M} выражаются через вектор угловой скорости ω по формулам

$$\phi = c\omega, \quad \mathbf{p} = -2c\dot{\omega}, \quad \mathbf{M} = \dot{\omega}. \quad (17)$$

При этом угловая скорость должна удовлетворять уравнению

$$\ddot{\omega} = [\ddot{\omega}, \omega]. \quad (18)$$

Решение поставленной задачи оптимального управления (1), (2), (7), (4)–(6) сводится тем самым к решению краевой задачи (1), (18), (3), (4). Отметим, что, не нарушая общности, постоянную c в (16), (17) можно положить равной единице.

Будем искать решение уравнений (1), (18) в классе конических движений. Для этого оптимальную угловую скорость КА представим в виде

$$\omega = \tilde{\mathbf{K}} \circ (\mathbf{i}_1 \alpha \sin \Omega t + \mathbf{i}_2 \alpha \cos \Omega t + \mathbf{i}_3 \Omega) \circ \mathbf{K}, \quad (19)$$

где \mathbf{K} (кватернион) и α, Ω — неопределенные постоянные; при этом

$$\|\mathbf{K}\| = K_0^2 + K_1^2 + K_2^2 + K_3^2 = 1. \quad (20)$$

Отметим, что кватернион \mathbf{K} позволяет поворачивать вектор, записанный в круглой скобке в формуле (19), вокруг некоторой постоянной оси, проходящей через неподвижную точку КА.

Последовательно дифференцируя (19) три раза по переменной t , получим:

$$\dot{\omega} = \alpha \Omega \tilde{\mathbf{K}} \circ (\mathbf{i}_1 \cos \Omega t - \mathbf{i}_2 \sin \Omega t) \circ \mathbf{K} = \mathbf{M}; \quad (21)$$

$$\ddot{\omega} = -\alpha \Omega^2 \tilde{\mathbf{K}} \circ (\mathbf{i}_1 \sin \Omega t + \mathbf{i}_2 \cos \Omega t) \circ \mathbf{K}; \quad (22)$$

$$\ddot{\omega} = \alpha \Omega^3 \tilde{\mathbf{K}} \circ (-\mathbf{i}_1 \cos \Omega t + \mathbf{i}_2 \sin \Omega t) \circ \mathbf{K}. \quad (23)$$

Подставляя (19), (22), (23) в (18), можно убедиться в выполнении равенства. При этом отметим, что

$$\ddot{\omega} = [\ddot{\omega}, \omega] = (\ddot{\omega} \circ \omega - \omega \circ \ddot{\omega})/2.$$

Траектория движения КА при угловой скорости (16) из (1), (4) находится явно и имеет вид регулярной прецессии

$$\Lambda(t) = \Lambda_0 \circ \tilde{\mathbf{K}} \circ \exp\{\mathbf{i}_2 \alpha t/2\} \circ \exp\{\mathbf{i}_3 \Omega t/2\} \circ \mathbf{K}, \quad (24)$$

где $\exp\{\cdot\}$ обозначает кватернионную экспоненту [1].

В выражениях (19)–(24) входят пять произвольных постоянных $K_0, K_1, K_2, \alpha, \Omega$. Ограничение (7) для вектор-функции управления \mathbf{M} (21) будет выполнено, если потребовать

$$\alpha^2 \Omega^2 = 1. \quad (25)$$

Удовлетворим граничные условия задачи (4), (5). Из-за недостаточного числа произвольных постоянных в решении (19) на величины $|\omega_0|$ и ω_T будут наложены требования в ходе дальнейшего решения задачи. Направление единичного вектора начальной угловой скорости $\omega_0^e = \omega_0/|\omega_0|$ произвольное и задано.

При $t = 0$ из (19) имеем

$$\omega_0 = |\omega_0| \omega_0^e = \tilde{\mathbf{K}} \circ (\mathbf{i}_2 \alpha + \mathbf{i}_3 \Omega) \circ \mathbf{K}; \quad (26)$$

$$\begin{aligned} \|\omega_0\| &= \|\tilde{\mathbf{K}} \circ (\mathbf{i}_2 \alpha + \mathbf{i}_3 \Omega) \circ \mathbf{K}\| = \\ &= \|\tilde{\mathbf{K}}\| \cdot \|\mathbf{i}_2 \alpha + \mathbf{i}_3 \Omega\| \cdot \|\mathbf{K}\| = \alpha^2 + \Omega^2, \end{aligned} \quad (27)$$

при $t = T$ (конечный момент времени) из (4) и (24) имеем

$$\Lambda_T = \Lambda_0 \circ \tilde{\mathbf{K}} \circ \exp\{\mathbf{i}_2 \alpha T/2\} \circ \exp\{\mathbf{i}_3 \Omega T/2\} \circ \mathbf{K}, \quad (28)$$

при этом

$$\text{scal}(\tilde{\Lambda}_0 \circ \Lambda_T) = \text{scal}(\exp\{\mathbf{i}_2 \alpha T/2\} \circ \exp\{\mathbf{i}_3 \Omega T/2\}), \quad (29)$$

где $\text{scal}(\cdot)$ обозначает скалярную часть кватерниона. Из (20), (25)–(28) найдем величины $|\omega_0|, \alpha, \Omega, \mathbf{K}$.

Представим (26), (28) в виде

$$(\mathbf{i}_2 \alpha + \mathbf{i}_3 \Omega) \circ \mathbf{K} - \mathbf{K} \circ \omega_0 = 0;$$

$$\exp\{\mathbf{i}_2 \alpha T/2\} \circ \exp\{\mathbf{i}_3 \Omega T/2\} \circ \mathbf{K} - \mathbf{K} \circ \tilde{\Lambda}_0 \circ \Lambda_T = 0$$

или в векторно-матричной форме с использованием кватернионных матриц m - и n -типов [12]:

$$\begin{aligned} &\begin{pmatrix} 0 & 0 & -\alpha & -\Omega \\ 0 & 0 & -\Omega & \alpha \\ \alpha & \Omega & 0 & 0 \\ \Omega & -\alpha & 0 & 0 \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} 0 & -\omega_{01} & -\omega_{02} & -\omega_{03} \\ \omega_{01} & 0 & \omega_{03} & -\omega_{02} \\ \omega_{02} & -\omega_{03} & 0 & \omega_{01} \\ \omega_{03} & \omega_{02} & -\omega_{01} & 0 \end{pmatrix} \times \\ &\times \begin{pmatrix} K_0 \\ K_1 \\ K_2 \\ K_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}; \end{aligned} \quad (30)$$

$$\begin{aligned} &\begin{pmatrix} m_0 & -m_1 & -m_2 & -m_3 \\ m_1 & m_0 & -m_3 & m_2 \\ m_2 & m_3 & m_0 & m_1 \\ m_3 & -m_2 & m_1 & m_0 \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} n_0 & -n_1 & -n_2 & -n_3 \\ n_1 & n_0 & n_3 & -n_2 \\ n_2 & -n_3 & n_0 & n_1 \\ n_3 & n_2 & -n_1 & n_0 \end{pmatrix} \times \\ &\times \begin{pmatrix} K_0 \\ K_1 \\ K_2 \\ K_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}, \end{aligned} \quad (31)$$

где элементы матрицы коэффициентов системы линейных алгебраических уравнений (СЛАУ) (31) определяются компонентами кватернионов:

$$\begin{aligned} \mathbf{m} &= \exp\{\mathbf{i}_2 \alpha T/2\} \circ \exp\{\mathbf{i}_3 \Omega T/2\}, \\ m_0 &= \cos(\alpha T/2) \cos(\Omega T/2); \\ m_1 &= \sin(\alpha T/2) \sin(\Omega T/2); \\ m_2 &= \sin(\alpha T/2) \cos(\Omega T/2); \\ m_3 &= \cos(\alpha T/2) \sin(\Omega T/2) \end{aligned} \quad (32)$$

и

$$\mathbf{n} = \tilde{\Lambda}_0 \circ \Lambda_T. \quad (33)$$

При этом

$$\|\mathbf{m}\| = 1, \quad (34)$$

$$\|\mathbf{n}\| = 1. \quad (35)$$

Отметим, что ранги матриц коэффициентов систем (30), (31) равны двум.

Выбирая из (30), (31) по два линейно независимых уравнения, получим СЛАУ

$$\begin{bmatrix} 0 & \omega_{01} & \omega_{02} - \alpha & \omega_{03} - \Omega \\ -\omega_{01} & 0 & -(\omega_{03} + \Omega) & \omega_{02} + \alpha \\ m_1 - n_1 & 0 & -(m_3 + n_3) & m_2 + n_2 \\ 0 & n_1 - m_1 & n_2 - m_2 & n_3 - m_3 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} K_0 \\ K_1 \\ K_2 \\ K_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}. \quad (36)$$

Для существования ненулевых решений этой однородной СЛАУ определитель матрицы коэффициентов СЛАУ должен быть равен нулю. Отсюда с учетом (27), (28), (31), (32) получим

$$|\omega_0| = (m_2\alpha + m_3\Omega)/(n_1\omega_{01}^e + n_2\omega_{02}^e + n_3\omega_{03}^e). \quad (37)$$

Из (25), (27), (29), (37) с учетом (32) следует система трех уравнений для определения величин α , Ω , T :

$$\begin{cases} \alpha^2\Omega^2 - 1 = 0; \\ (\alpha^2 - \Omega^2)(n_1\omega_{01}^e + n_2\omega_{02}^e + n_3\omega_{03}^e)^2 - \\ - (m_2\alpha + m_3\Omega)^2 = 0; \\ \text{scal}(\tilde{\Lambda}_0 \circ \Lambda_T) - \cos(\alpha T/2)\cos(\Omega T/2) = 0. \end{cases} \quad (38)$$

Величина $|\omega_0|$ находится по формуле (37) после решения системы (38).

В системе (36) нижнее уравнение заменим уравнением (20). Из первых трех уравнений системы (36) выражаются величины K_0 , K_1 , K_2 через величину K_3 :

$$K_0 = A_0K_3/D, \quad K_1 = A_1K_3/D, \quad K_2 = A_2K_3/D, \quad (39)$$

где

$$A_0 = -(m_2 + n_2)(\omega_{03} + \Omega) + (m_3 + n_3)(\omega_{02} + \alpha); \quad (40)$$

$$A_1 = (m_1 - n_1)\omega_{01} + (m_3 + n_3)(\Omega - \omega_{03}) + \\ + (m_2 + n_2)(\alpha - \omega_{02}); \quad (41)$$

$$A_2 = (m_1 - n_1)(\omega_{02} + \alpha) + (m_2 + n_2)\omega_{01}; \quad (42)$$

$$D = (m_1 - n_1)(\omega_{03} + \Omega) + (m_3 + n_3)\omega_{01}. \quad (43)$$

Из (20), (40)–(43) имеем

$$K_3 = \pm[1 + (A_0/D)^2 + (A_1/D)^2 + (A_2/D)^2]^{-1/2}. \quad (44)$$

После определения K_3 из (44) K_0 , K_1 , K_2 вычисляются по формуле (39). Граничное условие по угловой скорости КА в конечный момент времени T должно иметь вид

$$\begin{aligned} \omega(T) &= \omega_T = \\ &= \tilde{\mathbf{K}} \circ (\mathbf{i}_1\alpha\sin\Omega T + \mathbf{i}_2\alpha\cos\Omega T + \mathbf{i}_3\Omega) \circ \mathbf{K}. \end{aligned} \quad (45)$$

Таким образом, в случаях, когда на граничные условия по угловой скорости КА наложены ограничения вида (37), (45) (это означает, что вектор ω на всем интервале времени движения принадлежит некоторой конической поверхности, определяемой в пространстве произвольными заданными граничными условиями по угловому положению КА Λ_0 , Λ_T и произвольным заданным направлением вектора начального значения угловой скорости КА ω_0^e), траектория углового движения сферически симметричного КА находится в классе конических движений и вычисляется по явным аналитическим выражениям (19), (24).

Оптимальный управляющий момент из (21), (25)

$$\mathbf{M} = \dot{\omega} = \alpha\Omega\tilde{\mathbf{K}} \circ (\mathbf{i}_1\cos\Omega t - \mathbf{i}_2\sin\Omega t) \circ \mathbf{K};$$

$$|\mathbf{M}|^2 = \alpha^2\Omega^2 = 1.$$

Из выражений (17) можно найти сопряженные переменные φ и \mathbf{p} . Тем самым задача при существующих ограничениях решена полностью.

Приведем алгоритм решения задачи оптимального разворота сферически-симметричного КА (твердого тела) в классе конических движений в безразмерных переменных.

Шаг 1. По заданным кватернионам Λ_0 , Λ_T (4), единичному вектору ω_0^e , формулам (38), (37) (с учетом (32), (33)) определяются величины α , Ω , T , $|\omega_0|$.

Шаг 2. Используя Λ_0 , Λ_T , α , Ω , T , $|\omega_0|$, по формулам (39)–(44) находим компоненты кватерниона \mathbf{K} .

Шаг 3. По формуле

$$\omega_0^{\text{выч}} = |\omega_0|\omega_0^e$$

и формуле (45)

$$\omega_T^{\text{выч}} = \tilde{\mathbf{K}} \circ (\mathbf{i}_1\alpha\sin\Omega T + \mathbf{i}_2\alpha\cos\Omega T + \mathbf{i}_3\Omega) \circ \mathbf{K}$$

вычисляются значения векторов $\omega_0^{\text{выч}}$, $\omega_T^{\text{выч}}$.

Шаг 4. Полученные значения $\omega_0^{\text{выч}}$, $\omega_T^{\text{выч}}$ сравниваются с заданными в (4) величинами ω_0 , ω_T .

Шаг 5. Если равенство на шаге 4 алгоритма выполняется, то оптимальное решение задачи находится в классе конических движений; при этом угловая скорость КА, траектория его углового движения, вектор управляющего момента и значение функционала оптимизации вычисляются по формулам (19), (24), (21) и шагу 1 алгоритма.

Шаг 6. Сопряженные переменные задачи φ , \mathbf{p} вычисляются по формулам (17).

5. Числовой пример. В данном разделе приводится пример решения задачи оптимального разворота сферически-симметричного КА в классе конических движений по формулам предыдущего раздела. Ниже на рисунке представлены графики изменения во времени компонент угловой скорости КА $\omega_i(t)$, $i = \overline{1, 3}$, компонент векторной части кватерниона ориентации КА $\Lambda_i(t)$, $i = \overline{1, 3}$ и компонент вектора управляющего момента $M_i(t)$, $i = \overline{1, 3}$.

Расчеты проводили для следующих значений:

$$\Lambda_0 = (0,9975, 0,0504, 0,0504, 0),$$

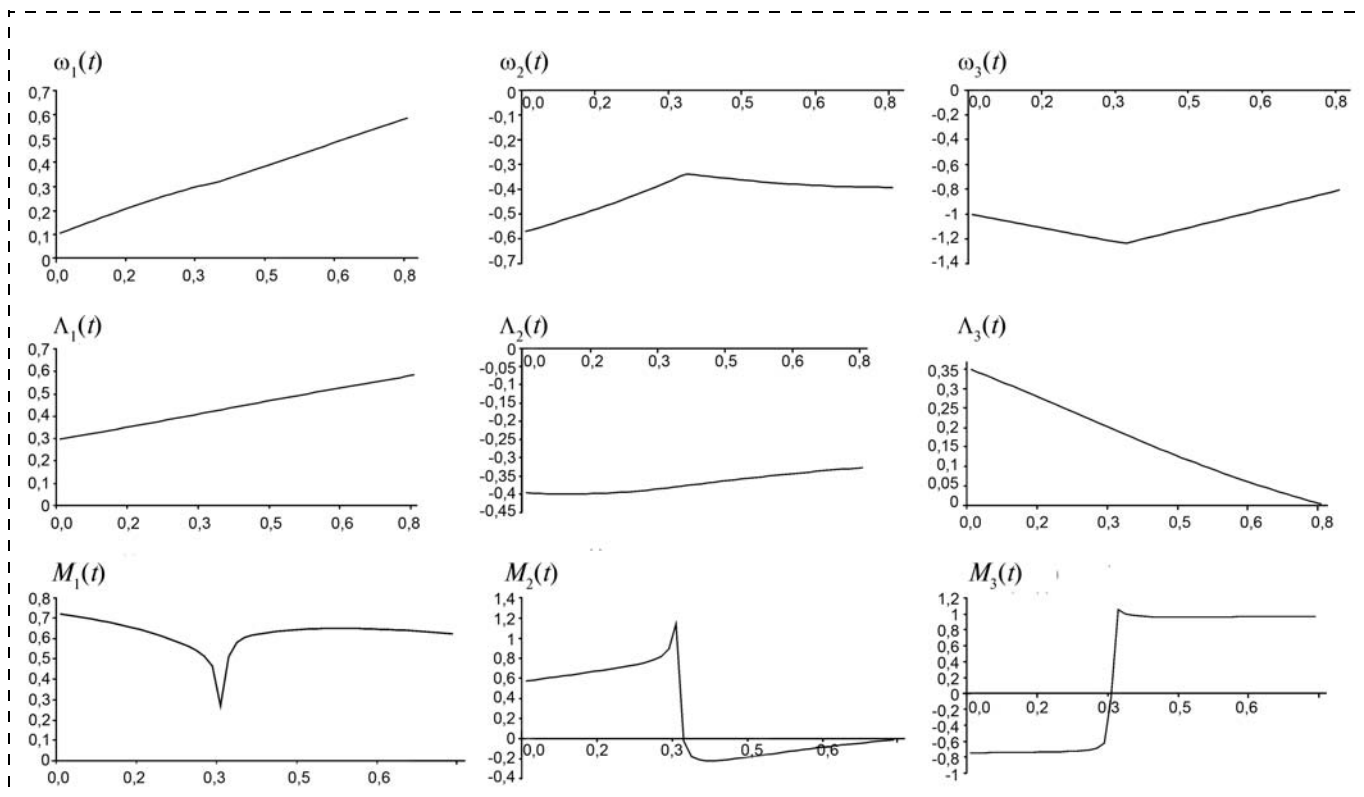
$$\Lambda_T = (0,5498, 0,4582, 0,2291, 0,6598),$$

$$\omega_0 = (1,1811, 0,5906, 0,7382),$$

$$\omega_T = (0,0993, 0,6860, 1,3447),$$

которые удовлетворяют ограничениям предыдущего раздела.

Вначале по формулам (37), (38) (с учетом (32), (33)), (39)–(44) находили величины α , Ω , T , $|\omega_0|$,



Решение задачи в классе конических движений

K_0, K_1, K_2, K_3 ($\alpha = 1,3041$; $\Omega = -0,7668$; $T = 1,2967$; $|\omega_0| = 1,5129$; $K_0 = 0,5810$; $K_1 = -0,6561$; $K_2 = -0,3122$; $K_3 = 0,3669$), затем по формулам (19), (21), (24) определяли векторы ω , M и кватернион Λ . Значение функционала (6) (времени быстрогодействия) в рассматриваемом примере составляет 0,796.

Отметим, что кватернион ориентации КА $\Lambda(t)$ может быть двузначным [1], т. е. Λ и $-\Lambda$ соответствуют одному и тому же угловому положению КА в пространстве.

Заключение. Представленное в статье аналитическое решение задачи оптимального разворота сферически-симметричного КА (твердого тела) в классе конических движений может найти свое применение при построении систем управления КА, как и известное аналитическое решение задачи в классе плоских эйлеровых разворотов.

Список литературы

1. Бранец В. Н., Шмыглевский И. П. Применение кватернионов в задачах ориентации твердого тела. М.: Наука, 1973. 320 с.
2. Scrivener S. L., Thompson R. C. Survey of time-optimal attitude maneuvers // J. guidance, control, and dynamics. 1994. V. 17. № 2. P. 225—233.
3. Петров Б. Н., Боднер В. А., Алексеев К. Б. Аналитическое решение задачи управления пространственным поворотным маневром // Докл. АН СССР. 1970. Т. 192. № 6. С. 1235—1238.

4. Бранец В. Н., Черток М. Б., Казначеев Ю. В. Оптимальный разворот твердого тела с одной осью симметрии // Космич. исслед. 1984. Т. 22. Вып. 3. С. 352—360.

5. Сиротин А. Н. Оптимальное управление переориентацией симметричного твердого тела из положения покоя в положение покоя // Изв. АН СССР. МТТ. 1989. № 1. С. 36—46.

6. Сиротин А. Н. Об оптимальной по быстродействию пространственной переориентации в положение покоя вращающегося сферически-симметричного твердого тела // Изв. РАН. МТТ. 1997. № 3.

7. Молоденков А. В. Кватернионное решение задачи оптимального в смысле минимума энергетических затрат разворота твердого тела // Проблемы механики и управления. Сб. науч. трудов. Пермь: ПГУ, 1995. С. 122—131.

8. Молоденков А. В. Решение задачи оптимального разворота сферически симметричного космического аппарата для одного частного случая // Сб. трудов 6-й Междунар. конф. "Системный анализ и управление космическими комплексами". Крым, Евпатория. М.: МАИ, 2001. 42 с.

9. Молоденков А. В., Сапунков Я. Г. Новый класс аналитических решений в задаче оптимального разворота сферически симметричного твердого тела // Изв. РАН. МТТ. 2012. № 2. С. 16—27.

10. Молоденков А. В., Сапунков Я. Г. Аналитическое решение задачи оптимального разворота сферически-симметричного космического аппарата в классе конических движений // Изв. РАН. ТиСУ. 2013. № 2. С. 163—172.

11. Понтрягин Л. С., Болтянский В. Г., Гамкрелидзе Р. В., Мищенко Е. Ф. Математическая теория оптимальных процессов. М.: Наука, 1961. 384 с.

12. Челноков Ю. Н. Кватернионные и бикватернионные модели и методы механики твердого тела и их приложения. М.: Физматлит, 2006. 512 с.

CONTENTS

- Tsykunov A. M.** Robust Control of the Network of Objects with Distributed and Discrete Delay in Channels of Interrelation. 2
- The problem robust control of network dynamic objects with the distributed and discrete delay in channels between local objects when for each object the equation of reference model is set is solve. It is suppose, that parameters of mathematical model of a network are unknown, and output variables are accessible to measurement only. The decentralized algorithms of the control was received allowing compensating aprioristic uncertainty and it is essential to reduce influence not measured the bounded external limited disturbance to output variables. Numerical examples and results of computer simulation was presented, demonstrating the working robust system.*
- Keywords:** the distributed delay, robust control, functional, reference model
- Mirkin E. L., Sharshenaliev Zh. Sh.** Synthesis of Adaptive Control Algorithms SISO Systems with the Auxiliary Model and Proportionality the Integral Chained Parameter Settings 10
- Suggest a modification of the adaptive control scheme SISO systems with a model reference proposed in [8]. Received proportionally integrated adaptation algorithms synthesized on the basis of the scheme with the auxiliary model and the extended error. Synthesized adaptation algorithms guarantee the stability of closed-loop control. An example of a computer simulation of the synthesized system, confirming its effectiveness.*
- Keywords:** adaptive control algorithms, SISO systems, proportional to the integrated circuit parameter settings
- Lebedev V. A., Gulakov K. V., Lendel I. V.** Neural Network Model of Mechanized Welding with Controlled Pulsed Feed of Electrode Wire 15
- The technique of assessing the impact of the controlled parameters of pulse wire feed in arc mechanized and automated welding in shielding gases — surfacing on the formation of the weld bead, the penetration depth, the heat affected zone using neural network models. The expediency and effectiveness of such an assessment on real processes. While noting the information graphic information and the possibility of its use in practice, the choice of pulsing parameters for welded joints as specified.*
- Keywords:** mechanized welding, welding, seam characteristics, the supply of welding wire, impulses, the parameters, the neural network model
- Titov Yu. K., Filippenkov R. G., Khizhnyakov Yu. N.** Neuro-Fuzzy Speed Controller Power Turbine Turbo Shaft Engine Based Anfisa Network 20
- Optimization of parameters of a neuro-fuzzy speed controller power turbine turbo shaft engine on the basis of ANFIS in Matlab-Simulink environment is considered.*
- The comparative analysis of work of a classical speed controller and neuro-fuzzy speed controller is lead.*
- Keywords:** the power turbine, main lift rotor, turbo shaft engine, a neural speed controller, ANFIS, Takagi-Sugeno fuzzy inference system, Matlab-Simulink environment
- Goriachev O. V., Minchuk S. V.** Method of Estimating and Compensation Influence of Thermal Transients in the Switch Motor 24
- In article the method of forming the thermal model of switch motor based on the solution of non-stationary heat transfer problem by finite element method (FEM) with identification of the equivalent linear thermal model parameters is described. The method of compensation of changing actuating motors parameters as control objects due to heating of the stator windings is described.*
- Keywords:** switch motor, finite element method, thermal model, non-stationary heat transfer, self-tuning
- Kostin A. V., Myagkikh A. S., Poduraev Yu. V., Yakovlev S. F.** Strategy for Definition of Direct Linear Drive Basic Electromechanical Parameters 27
- In this article strategy for definition basic electromechanical parameters of the direct linear drive (hereinafter — DLD) was offered such as determine continuous force, speed of primary section, current windings etc., based on DLD selected geometrical parameters (size of the air gap, the number of slots of primary section, windings DLD parameters, pole pitch, etc.). Block diagram of the mathematical model of the DLD was formed. Also, this article includes some examples of DLD which were designed in SIC MSTU "STANKIN".*
- Keywords:** direct linear drive, strategy of definition, electromechanical parameters, mathematical model of linear drive
- Popov B. N.** Transmission Factors of a Digital Servo Drive. 31
- The questions of DAC and ADC number of digits effect on digital servo drive gains with a feedback in both analog and digital parts are considered in the article.*
- Keywords:** gains, number of digits, digital-analog converter (DAC), analog-digital converter (ADC), feedback

Borovik S. Yu., Kuteynikova M. M., Raykov B. K., Sekisov Yu. N., Skobelev O. P. Measuring of Radial Clearances between Turbine Stator and Tips of Blades with Irregular Shape by the Instrumentality of Single-Coil Eddy-Current Sensors 38

A number of disturbing factors that are taking place under the using of existent methods for measuring of radial clearances between turbine stator and tips of blades with irregular shape by the instrumentality of single-coil eddy-current sensors are analyzed. The description of a new cluster method for radial clearances measuring and new types of sensors that allows to remove or to reduce the influences of some disturbing factors is given. The description of the sensors inductance transducer with improved characteristics is given too. The constructive principles of a system that realizes cluster method are considered. In addition the description of the system prototype and its experimental tests results pointed to approve operability and metrological justifiability of the cluster method and the system constructive principles are given.

Keywords: single-coil eddy-current sensor, radial clearances, turbine, blades with irregular shape, measuring technique, hardware, system prototype

Krylov E. G., Serdobintsev Yu. P., Kozlovtsseva N. V. Automated Cutting Tool Condition Control System at Cutting Problem Materials 47

The article is about the developed automated system of carbide cutting tool condition control and notification of the personnel in order to improve the efficiency of complex alloy steels and alloys processing on machine tools.

Keywords: multiedged tool, notification, thermoEMF, torque

Chekmarev A. B., Gryazin D. G. Metrological Characteristics Analysis and Design of Angular Velocity Test Bench 51

The paper presents the development of materials created by the stand of the angular vibrations of a linear electromagnetic actuator designed to measure the frequency characteristics of micro-mechanical gyroscopes. The problems of a priori estimate error limit the angular velocity of the stand, the development model of its electromechanical systems, control systems, performance evaluation and testing of the stand by means of dynamic calibration sample micromechanical gyroscope.

Keywords: test bench, test, angular velocity, micromechanical sensor, dynamic response, calibration, electromagnetic actuator, kinematics, error

Shalobayev E. V. Questions of Terminology and Miniaturization Space Systems 60

In article the review of a problem of creation of adequate classification of spacecrafts, and also similar classifications for pilotless aircraft and uninhabited submersibles to which it is necessary to apply the general approaches is given. Discrepancy, incompleteness and nesovershenost of used classifications is shown. Offers on their improvement taking into account development of space technologies are given.

Keywords: classification of space objects, criteria, terminology

Sapunkov Ya. G., Molodnikov A. V. Solution of the Problem of the Time-Optimal Turn of a Spacecraft in the Class of Conical Motion 66

The problem of the time-optimal turn of a spacecraft as a rigid body with a spherical distribution of mass in the quaternion statement is considered. The new analytical solution in the class of conical motion is obtained for this problem. The algorithm of the optimal turn of a spacecraft is given. The numerical example is offered.

Keywords: optimal control, spacecraft, spherically symmetric rigid body, regular precession

Издательство «НОВЫЕ ТЕХНОЛОГИИ»

107076, Москва, Стромьинский пер., 4

Телефон редакции журнала: (499) 269-5397, тел./факс: (499) 269-5510

Дизайнер Т. Н. Погорелова.

Технический редактор Е. В. Конова. Корректор Т. В. Пчелкина.

Сдано в набор 31.07.2013. Подписано в печать 20.09.2013. Формат 60×88 1/8. Бумага офсетная.

Усл. печ. л. 8,86. Заказ МН1013. 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"

Оригинал-макет ООО "Авансд солюшнз". Отпечатано в ООО "Авансд солюшнз".
105120, г. Москва, ул. Нижняя Сыромятническая, д. 5/7, стр. 2, офис 2.