

ВЕКТОРНОЕ УПРАВЛЕНИЕ УГЛОВЫМ ПОЛОЖЕНИЕМ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ НА ОСНОВЕ ОБРАТНОЙ ПОШАГОВОЙ ЗАДАЧИ

Пересада С.М., проф., д.т.н., Луцив-Шумский А.Ю., Белецкий О.А., магистранты

кафедра автоматизации электромеханических систем и электропривода

Введение. Современные электроприводы с векторно-управляемыми асинхронными короткозамкнутыми двигателями (АД) являются одними из наиболее распространенных электромеханических систем [1]. Они используются в применениях, в которых требуется высокая динамическая точность отработки заданных траекторий механических координат. Стандартные структуры управления, например, построенные по принципу подчиненного регулирования координат, исчерпали возможности повышения точности.

В [2] предложен, а в [3] впервые использован в электромеханических системах, новый метод синтеза как линейных, так и нелинейных систем, получивший название “обратная пошаговая задача синтеза” (back-stepping design). Этот метод позволяет синтезировать управления, которые обладают следующими важными свойствами:

- а) имеют физически обоснованную структуру каскадной конфигурации по типу многоконтурных систем (систем подчиненного регулирования), благодаря чему легко обеспечивается ограничение координат;
- б) являются робастными к координатным и параметрическим возмущениям.

Настоящая статья посвящена применению обратной пошаговой задачи для синтеза системы управления движением с векторно-управляемыми АД с целью повышения точности отработки заданных траекторий углового положения.

1. Математическая модель АД и цели управления. В условиях токового управления статора в системе координат (d-q), вращающейся с произвольной угловой скоростью ω_0 , модель асинхронной машины имеет вид

$$\dot{\theta} = \omega,$$

$$\dot{\omega} = \frac{1}{J} [M - M_c]; \quad M = \left(\frac{3}{2} \frac{L_m}{L_2} (\psi_{2d} i_{1q} - \psi_{2q} i_{1d}) \right) \quad (1)$$

$$\dot{\psi}_{2d} = -\alpha \psi_{2d} + (\omega_0 - \omega) \psi_{2q} + \alpha L_m i_{1d}$$

$$\dot{\psi}_{2q} = -\alpha \psi_{2q} - (\omega_0 - \omega) \psi_{2d} + \alpha L_m i_{1q},$$

$$\dot{\varepsilon}_0 = \omega_0,$$

где $(i_{1q}, i_{1d}), (\psi_{2d}, \psi_{2q})$ - компоненты векторов тока статора и потокосцепления ротора; θ, ω - угловое положение и угловая скорость ротора; M, M_c -

электромагнитный момент и момент нагрузки; ε_0, ω_0 - угловое положение и угловая скорость системы координат (d-q) относительно стационарной системы координат (a-b); $\alpha = \frac{R_2}{L_2}$; R_2, L_2 - активное сопротивление и индуктивность роторной цепи, L_m - индуктивность намагничивающего контура; J - полный момент инерции. Одна пара полюсов принята без потери общности.

Задача векторного управления угловым положением и потоком АД формулируется следующим образом. Пусть в модели АД: угловая скорость и угловое положение измеряются, все параметры постоянны и известны; M_c - постоянен, но неизвестен; заданная траектория изменения углового положения θ^* имеет ограниченные известные $\dot{\theta}^*, \ddot{\theta}^*$; заданная траектория изменения модуля вектора потокосцепления $\psi^* > 0$ функция ограниченная и имеет ограниченную $\dot{\psi}^*$.

В условиях этих допущений необходимо синтезировать вектор управляющих воздействий $(i_{1d}, i_{1q})^T$, который на основании измерения θ и ω будет гарантировать асимптотичность отработки углового положения и модуля вектора потокосцепления ротора:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{\theta}, \tilde{\psi}) = 0, \quad (2)$$

где ошибки отработки определены как

$$\tilde{\theta} = \theta - \theta^*, \quad \tilde{\psi} = (\psi_{2d}^2 + \psi_{2q}^2)^{\frac{1}{2}} - \psi^*.$$

2. *Косвенное векторное управление моментом и потоком АД.* При рассмотрении задач управления механическими координатами θ и ω как промежуточная решается задача управления моментом и вектором потокосцепления ротора. В [1] показано, что алгоритм косвенного векторного управления с ориентацией по вектору потокосцепления ротора, включающий:

регулятор потока

$$i_{1d} = \frac{1}{\alpha L_m} (\alpha \psi^* + \dot{\psi}^*)$$

$$\varepsilon_0 = \omega_0 = \omega + \alpha L_m \frac{i_{1q}}{\psi^*}, \quad (3)$$

регулятор момента

$$i_{1q} = \frac{M^*}{\mu_1 \psi^*}, \quad \mu_1 = \frac{3 L_m}{2 L_2}, \quad (4)$$

гарантирует глобальную асимптотическую отработку момента и модуля вектора потокосцепления ротора, т.е.

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{M}, \tilde{\psi}) = 0. \quad (5)$$

$\tilde{M} = M - M^*$ - ошибка отработки момента; M^* - заданная траектория изменения момента.

При этом уравнения динамики АД (1) преобразуются к виду

$$\begin{aligned} \dot{\theta} &= \omega, \\ \dot{\omega} &= \frac{1}{J}(M^* + \tilde{M}) - \frac{M_C}{J}, \\ \dot{\tilde{M}} &= \mu_1(\tilde{\psi}_{2d}i_{1q} - \tilde{\psi}_{2q}i_{1d}), \\ \dot{\tilde{\psi}}_{2d} &= -\alpha\tilde{\psi}_{2d} + (\omega_0 - \omega)\tilde{\psi}_{2q}, \\ \dot{\tilde{\psi}}_{2q} &= -\alpha\tilde{\psi}_{2q} - (\omega_0 - \omega)\tilde{\psi}_{2d}, \end{aligned} \quad (6)$$

где $\tilde{\psi}_{2d} = \psi_{2d} - \psi^*$, $\tilde{\psi}_{2q} = \psi_{2q}$, для которых справедливо $\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{\psi}_{2d}, \tilde{\psi}_{2q}) = 0$ с экспоненциальным уровнем затухания.

3. *Синтез алгоритма отработки углового положения.* Из экспоненциальности затухания $\tilde{\psi}_{2d}, \tilde{\psi}_{2q}$ в ноль следует, что ошибка отработки момента \tilde{M} в уравнениях динамики механической части (первые два в (6)) также будет затухать в ноль при всех ограниченных i_{1d}, i_{1q} . Исходя из этого свойства, задача управления механическими координатами состоит в синтезе M^* для линейной системы, которая в ошибках отработки запишется в виде:

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\theta}} &= \omega^* + \tilde{\omega} - \dot{\theta}^*, \\ \dot{\tilde{\omega}} &= J^{-1}M^* - \hat{M}_c - \tilde{M}_c - \dot{\omega}^* + \frac{\tilde{M}}{J}, \end{aligned} \quad (7)$$

где $\tilde{\omega} = \omega - \omega^*$ - ошибка отработки угловой скорости, ω^* - заданное значение для ω , \hat{M}_c - оценка постоянной моментной компоненты $\frac{M_C}{J}$, $\tilde{M}_c = \frac{M_C}{J} - \hat{M}_c$ - ошибка оценивания.

Обратная пошаговая задача предполагает процедуру синтеза в несколько шагов.

Шаг 1: синтез регулятора положения. Исходя из структуры первого уравнения в (7) сконструируем следующий регулятор положения:

$$\omega^* = -k_\theta \tilde{\theta} + \dot{\theta}^*, \quad (8)$$

где $k_\theta > 0$ - коэффициент пропорционального регулятора положения.

Шаг 2: синтез регулятора скорости. Используя второе уравнение в (7), сформируем линейный ПИ-регулятор скорости в виде:

$$\begin{aligned} \hat{M}_c &= -k_{\omega} \tilde{\omega}, \\ M^* &= J(\hat{M}_c + \dot{\omega}^* - k_{\omega} \tilde{\omega}), \end{aligned} \quad (9)$$

где $(k_\omega, k_{\omega i}) > 0$ - коэффициенты пропорциональной и интегральной составляющих регулятора скорости, $\dot{\omega}^*$ - вычисляется в силу (8). Подставив (8), (9) в первые два уравнения (6), получим уравнения динамики ошибок отработки механических координат

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{\theta}} &= -k_\theta \tilde{\theta} + \tilde{\omega}, \\ \dot{\tilde{M}}_c &= k_{\omega i} \tilde{\omega}, \\ \dot{\tilde{\omega}} &= -k_\omega \tilde{\omega} - \tilde{M}_c + \frac{\tilde{M}}{J};\end{aligned}\tag{10}$$

Линейная система третьего порядка (10) при $\tilde{M} \rightarrow 0$ является асимптотически устойчивой $\forall k_\theta > 0, (k_\omega, k_{\omega i}) > 0$. Динамическое поведение контура регулирования скорости задается выбором $k_{\omega i} = \frac{k_\omega^2}{4}$ для коэффициента демпфирования $\xi = 1$ и $k_{\omega i} = \frac{k_\omega^2}{2}$ при $\xi = \frac{\sqrt{2}}{2}$. Отметим, что при отсутствии момента нагрузки ($\tilde{M}_c = 0$) и возбужденном АД ($\tilde{M} = 0, \tilde{\psi}_{2d} = 0, \tilde{\psi}_{2q} = 0$) заданная траектория углового положения $\theta^*(t)$ отрабатывается без ошибок, что недостижимо в классической системе с подчиненным регулированием параметров.

4. *Исследование динамических показателей качества отработки углового положения.* Динамическое поведение системы управления движением с алгоритмом (3), (4), (8), (9) исследовано путем математического моделирования для АД, имеющего следующие параметры: номинальная мощность – 750 Вт, номинальный электромагнитный момент – $2,5 \text{ } \hat{I} \cdot \hat{i}$, номинальный ток статора - 2,1 А, $R_2=5$ Ом, $L_2=0,95$ Гн, $L_m=0,91$ Гн, полный момент инерции - $J=0,0035 \hat{e} \hat{\alpha} \cdot \hat{i}^2$.

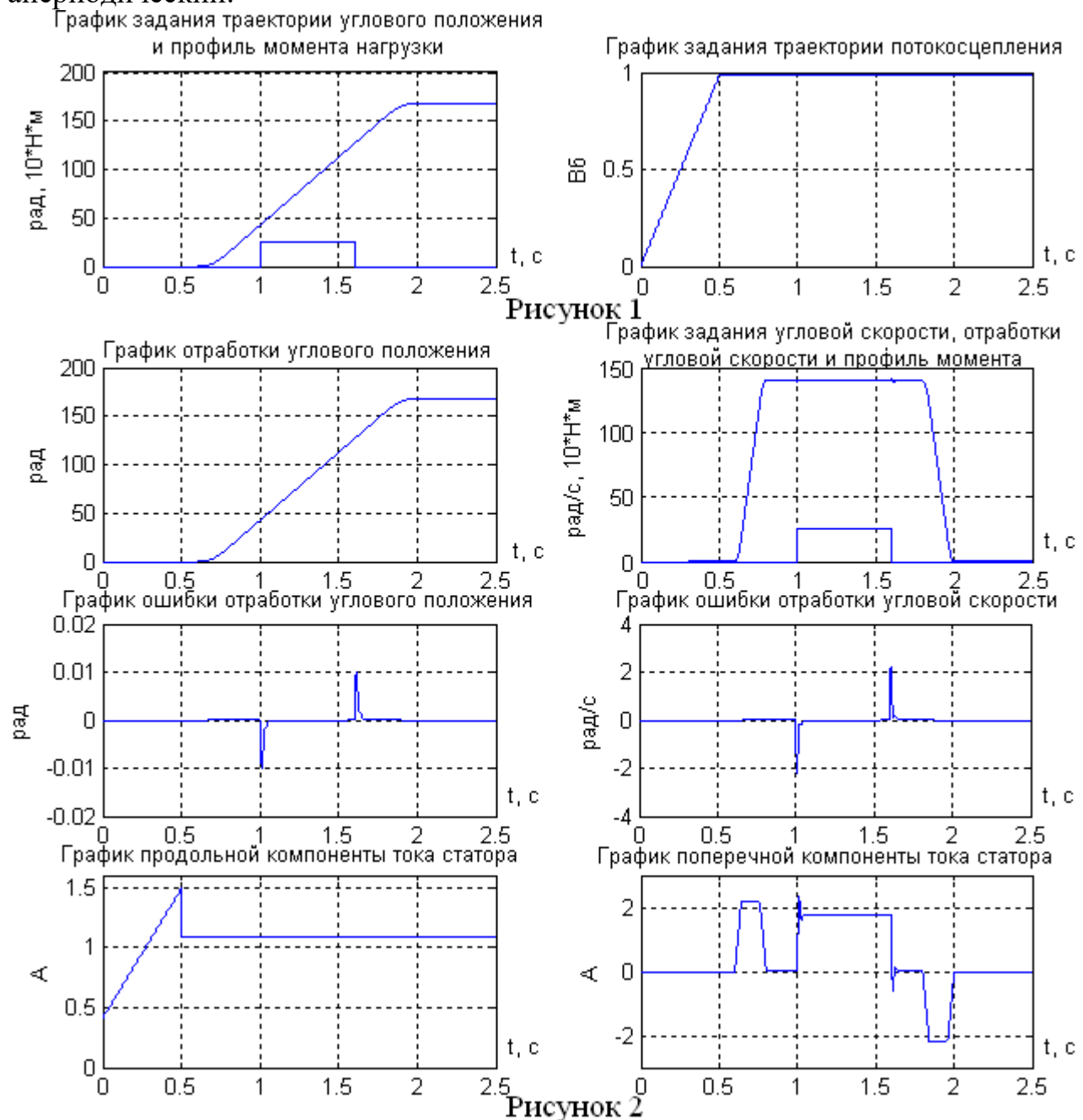
В условиях моделирующего теста на начальном интервале времени 0с-0,5с с производится возбуждение АД, далее, начиная с $t = 0,6$ с от АД требуется отработать заданную траекторию углового положения, имеющую ограниченные две производные по времени и обеспечивающую выход на участок движения с постоянной скоростью, равной 140 рад/с. На интервале времени 1с – 1,6с к валу двигателя ступенчато прикладывается постоянный момент нагрузки, равный номинальному.

Значения коэффициентов регуляторов приняты следующими: $k_\theta = 150$, $k_\omega = 300$, $k_{\omega i} = 22500$.

Заданные траектории потокосцепления и углового положения, а также профиль момента нагрузки показаны на рис.1.

Из графиков переходных процессов, представленных на рис.2, следует, что заданная траектория углового положения отрабатывается без ошибок на участках отсутствия момента нагрузки. В моменты ступенчатого приложения ($t=1$ с) и снятия ($t=1,6$ с) момента нагрузки возникают ошибки отработки, которые компенсируются за интервал времени менее 0,2с, при этом их

максимальное значение не превышает 0,01 рад. Для принятой настройки характер переходных процессов компенсации момента нагрузки апериодический.



Заключение. Доказана эффективность применения алгоритма векторного управления угловым положением АД, синтез которого произведен на основе обратной пошаговой задачи. Данный алгоритм обеспечивает повышение точности обработки заданной траектории углового положения, которая обрабатывается без ошибок на участках отсутствия момента нагрузки. Предложенный алгоритм векторного управления может быть использован при разработке новых электромеханических систем, в которых предъявляются требования к точности систем управления движением.

Перечень ссылок

[1]. Пересада С. М., Векторное управление в асинхронном электроприводе: аналитический обзор. Вестник ДГТУ 1999 г., с. 1 – 23.

- [2]. M. Krstic, I. Kanellacopoulos, P. Kokotovic, «Nonlinear and Adaptive Control Design». N.I.: Willey, 1995.
- [3]. Marino R., Peresada S. and Tomei P., «Nonlinear adaptive control of permanent magnet step motors». Automatica. – 1995, Vol. 31 No.11, p. 1595-1604