УДК 681.511.4

**С.М.Пересада**, докт.техн.наук, **С.Н.Ковбаса**, канд.техн.наук, **В.С.Бовкунович** (Национальный техн. ун-т Украины "КПИ", Киев)

# ГРУБОЕ ВЕКТОРНОЕ УПРАВЛЕНИЕ МОМЕНТОМ И ПОТОКОМ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

*Предложено общетеоретическое решение проблемы векторного управления моментом и модулем вектора потокосцепления ротора асинхронного двигателя при косвенной ориентации по вектору потокосцепления ротора. Разработан метод синтеза алгоритма косвенного векторного управления, который обеспечивает асимптотическую отработку заданных траекторий момента-потокосцепления, асимптотическую развязку процессов регулирования выходных координат, а также свойства грубости к вариациям активного сопротивления ротора.*

*Запропоновано загальнотеоретичне рішення проблеми векторного керування моментом та модулем вектора потокозчеплення ротора асинхронного двигуна при непрямій орієнтації за вектором потокозчеплення ротора. Розроблено метод синтезу алгоритма непрямого векторного керування, який забезпечує асимптотичне відпрацювання заданих траєкторій моменту-потокозчеплення, асимптотичну розв'язку процесів регулювання вихідних координат, а також властивості грубості до варіацій активного опору роторного кола.*

**Введение**. Современные электроприводы с векторно-управляемыми асинхронными короткозамкнутыми двигателями (АД) являются одними из наиболее распространенных электромеханических систем. АД представляет собой многомерный нелинейный объект управления с частично измеряемым вектором состояния, который подвержен действию неизмеряемых координатных и параметрических возмущений [1]. Многочисленные исследования, выполненные за последние два десятилетия, свидетельствуют о том, что основным параметрическим возмущением в рассматриваемых системах является изменение активного сопротивления ротора из-за нагрева ([5,6,11], а также список литературы в них). Вариации активного сопротивления ротора АД вызывают снижение показателей качества управления координатами и энергетической эффективности процесса электромеханического преобразования энергии. Адаптивная компенсация влияния вариаций активного сопротивления ротора АД приводит к достаточно сложным решениям [7]. Альтернативным подходом является использование теории грубых (робастных) систем, которые обеспечивают более простые решения при частичной компенсации ограниченных вариаций изменяющихся параметров [2–4,10].

Целью настоящего исследования является распространение общетеоретического результата [2–4,10] на более общий случай, когда рассматриваются задачи не только грубого управления механическими координатами (угловой скоростью и положением), но и моментом АД при отсутствии коррекции его заданного значения регуляторами внешних контуров управления.

Статья организована следующим образом. В разделе 1 дана математическая модель АД и формализована задача синтеза. Метод синтеза обобщенного алгоритма отработки момента–потока представлен в разделе 2. В разделе 3 дана конструктивная процедура робастификации алгоритма управления и проведен анализ его свойств.

## 1. Математическая модель и цели векторного управления АД.

Эквивалентная двухфазная модель симметричного АД при условии линейных магнитных цепей и симметричного питания, представленная в системе координат ($d$-$q$), вращающейся с произвольной угловой скоростью $\omega_0$, имеет вид [7]

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}, \omega_0) + \mathbf{B}\mathbf{u} + \mathbf{d}M_c, \quad \mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x}, \qquad \dot{\varepsilon}_0 = \omega_0, \varepsilon_0(0) = 0, \tag{1,2}$$

где $\mathbf{x}=\left(\omega,\boldsymbol{\psi}^T,\mathbf{i}^T\right)^T$ – вектор состояния; $\boldsymbol{\psi}=\left(\psi_{2d},\psi_{2q}\right)^T, \mathbf{i}=\left(i_{1d},i_{1q}\right)^T$ – векторы потокосцепления ротора и тока статора; $\omega$ – угловая скорость ротора; $\mathbf{u}=\left(u_{1d},u_{1q}\right)^T$ – вектор напряжений статора; $\mathbf{y}=\left(\omega,i_{1d},i_{1q}\right)^T$ – вектор измеряемых переменных. Индексы $d$ и $q$ определяют компоненты векторов в системе координат ($d$-$q$), $M_C$ – момент нагрузки, $\varepsilon_0$ – угловое положение системы координат ($d$-$q$) относительно системы координат статора ($a$–$b$), в которой определены физические переменные.

Преобразованные переменные в (1) заданы соотношениями

$$\begin{aligned}\mathbf{x}^{(d-q)}&=\mathbf{e}^{-\mathbf{J}\varepsilon_0}\mathbf{x}^{(a-b)}\\ \mathbf{x}^{(a-b)}&=\mathbf{e}^{\mathbf{J}\varepsilon_0}\mathbf{x}^{(d-q)}\end{aligned}\quad \mathbf{e}^{-\mathbf{J}\varepsilon_0}=\begin{bmatrix}\cos\varepsilon_0 & \sin\varepsilon_0\\ -\sin\varepsilon_0 & \cos\varepsilon_0\end{bmatrix}, \tag{3}$$

где $\mathbf{x}^{(y-z)}$ – определяет двумерные векторы напряжений, токов и потокосцеплений. Вектор-функция $\mathbf{f}(\mathbf{x},\omega_0)$ и постоянные матрицы $\mathbf{B}$, $\mathbf{d}$ и $\mathbf{C}$ равны

$$\mathbf{f}(\mathbf{x},\omega_0)=\begin{bmatrix}\dfrac{1}{J}\left(\dfrac{3}{2}\dfrac{L_m}{L_2}\left(\psi_{2d}i_{1q}-\psi_{2q}i_{1d}\right)\right)\\ -\alpha\psi_{2d}+\left(\omega_0-\omega\right)\psi_{2q}+\alpha L_m i_{1d}\\ -\left(\omega_0-\omega\right)\psi_{2d}-\alpha\psi_{2q}+\alpha L_m i_{1q}\\ \alpha\beta\psi_{2d}+\beta\omega\psi_{2q}-\gamma i_{1d}+\omega_0 i_{1q}\\ -\beta\omega\psi_{2d}+\alpha\beta\psi_{2q}-\gamma i_{1q}-\omega_0 i_{1d}\\ \end{bmatrix},\quad \mathbf{B}=\begin{bmatrix}0&0\\0&0\\0&0\\ \sigma^{-1}&0\\0&\sigma^{-1}\end{bmatrix},\quad \mathbf{d}=\begin{bmatrix}-\dfrac{1}{J}\\0\\0\\0\\0\end{bmatrix} \tag{4}$$

$$\mathbf{C}=diag(1,0,0,1,1).$$

Постоянные константы модели (1), связанные с электрическими и механическими параметрами АД, определены следующим образом:

$$\alpha=\frac{R_2}{L_2},\qquad \gamma=\frac{R_1}{\sigma}+\alpha L_m\beta,\qquad \sigma=L_1\left(1-\frac{L_m^2}{L_1L_2}\right),\qquad \beta=\frac{L_m}{L_2\sigma},$$

где: $R_1$, $R_2$, $L_1$, $L_2$ – активные сопротивления и индуктивности статора и ротора, $L_m$ – индуктивность намагничивающего контура, $J$ – полный момент инерции, одна пара полюсов принята без потери общности.

Рассматриваемая задача векторного управления АД состоит в регулировании момента и модуля вектора потокосцепления ротора

$$\mathbf{y}_1=\mathbf{h}(\mathbf{x})=\begin{pmatrix}\left(\psi_{2d}^2+\psi_{2q}^2\right)^{\frac{1}{2}}\\ \dfrac{3}{2}\dfrac{L_m}{L_2}\left(\psi_{2d}i_{1q}-\psi_{2q}i_{1d}\right)\end{pmatrix}\triangleq\begin{pmatrix}|\psi|\\ M\end{pmatrix} \tag{5}$$

с помощью двумерного вектора напряжений статора $\mathbf{u}$ на основании информации о векторе измеряемых переменных $\mathbf{y}$.

Пусть $\mathbf{y}_1^*=\left(\psi^*,M^*\right)^T$ – вектор заданных траекторий изменения модуля вектора потокосцепления ротора и момента, тогда вектор ошибок отработки будет $\tilde{\mathbf{y}}_1=\mathbf{y}_1-\mathbf{y}_1^*\triangleq\left(\tilde{\psi},\tilde{M}\right)^T$.

Задача отработки момента–потока формулируется следующим образом. Рассмотрим динамическую модель АД (1)–(4) при следующих допущениях: а1) параметры АД известны и постоянны; а2) угловая скорость $\omega$ ограничена; а3) заданные траектории потока и момента $\psi^*>0$ и $M^*$ ограничены и имеют ограниченные производные $\dot{\psi}^*$, $\ddot{\psi}^*$, $\dot{M}^*$.

При выполнении этих допущений необходимо синтезировать нелинейный динамический регулятор, гарантирующий достижение следующих целей управления:

о1) глобальную отработку момента–потока, т.е.

$$\lim_{t\to\infty}\tilde{M}=0,\ \lim_{t\to\infty}\tilde{\psi}=0; \qquad (6)$$

о2) асимптотическую развязку процессов управления выходными координатами; о3) асимптотическую линеаризацию подсистемы управления моментом; о4) грубость в отношении вариации параметров роторной цепи.

*Предложение 1*. При выполнении допущений а1) – а3) существует нелинейный динамический регулятор по измеряемому выходу в форме

$$\dot{\varepsilon}_0=\omega_0=\omega+\alpha L_m\frac{i_{1q}}{\psi^*}+\frac{\varphi_1\left(\mathbf{y},\mathbf{y}_1^*,\mathbf{z}\right)}{\psi^*}, \qquad \begin{aligned}&\mathbf{u}=\varphi_2\left(\mathbf{y},\omega_0,\mathbf{z},\mathbf{y}_1^*,\dot{\mathbf{y}}_1^*,\ddot{\mathbf{y}}_1^*\right)\\&\dot{\mathbf{z}}=\varphi_3\left(\mathbf{y},\omega_0,\mathbf{y}_1^*,\dot{\mathbf{y}}_1^*,\ddot{\mathbf{y}}_1^*\right),\end{aligned} \qquad (7,8)$$

который преобразует исходную модель АД (1) в нелинейную систему, состоящую из двух связанных подсистем в виде

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}}_1=\mathbf{A}_1\tilde{\mathbf{x}}_1+\mathbf{B}_1(t)\tilde{\mathbf{x}}_2, \qquad \dot{\tilde{\mathbf{x}}}_2=\mathbf{A}_2\left(t,\tilde{\mathbf{x}}_1\right)\tilde{\mathbf{x}}_2, \qquad (9,10)$$

с функцией выхода
$$\tilde{\mathbf{y}}_1=\mathbf{h}_1\left(t,\tilde{\mathbf{x}}_1,\tilde{\mathbf{x}}_2\right), \qquad (11)$$

где $\tilde{\mathbf{x}}_1\in R^{n1}$, $\tilde{\mathbf{x}}_2\in R^{n2}$ – расширенные векторы ошибок отработки координат подсистем момента и потока; $\mathbf{A}_1,\mathbf{B}_1(t),\mathbf{A}_2\left(t,\tilde{\mathbf{x}}_1\right)$ – матрицы соответствующих размерностей, непрерывные по $t$ и $\tilde{\mathbf{x}}_1$.

*Предложение 2*. В силу действия нелинейного контроллера (7), (8) обобщенная структура двух взаимосвязанных подсистем (9)–(11) имеет следующие свойства: 1) постоянная матрица $\mathbf{A}_1$ является матрицей Гурвица; 2) положение равновесия $\tilde{\mathbf{x}}_2=0$ является глобально экспоненциально устойчивым $\forall\tilde{\mathbf{x}}_1\in R^{n1},\forall t\ge 0$; 3) $\left\|\mathbf{B}_1(t)\right\|\le b_1<\infty$; 4) нелинейная функция $\mathbf{h}_1\left(t,\tilde{\mathbf{x}}\right)$ такова, что $\lim\limits_{\tilde{\mathbf{x}}\to 0}\mathbf{h}_1\left(t,\tilde{\mathbf{x}}\right)=0,\ \forall t\ge 0,\tilde{\mathbf{x}}=\left(\tilde{\mathbf{x}}_1^T,\tilde{\mathbf{x}}_2^T\right)^T$.

Если условия 1) – 4) *Предложения 2* выполняются, то положение равновесия $\tilde{\mathbf{x}}=0$ является глобально экспоненциально устойчивым, что следует из структуры композитной системы (9), (10), представляющей последовательное соединение двух экспоненциально устойчивых подсистем посредством ограниченной матрицы $\mathbf{B}_1(t)$ [8]. Доказательство *Предложений 1 и 2* конструктивно дано синтезом алгоритма управления. Если условия *Предложений 1 и 2* выполняются, тогда цели управления о1) – о4) также достигаются. Асимптотическая отработка момента и потокосцепления о1) непосредственно следует из свойства 4) *Предложения 2*, достижение целей о2)–о4) показано при анализе полученного решения задачи управления.

**2. Синтез алгоритма управления.** Следуя концепции косвенного полеориентирования [2–4,7], определим заданный вектор $\mathbf{x}_e^*=\left(\psi^*,0,i_{1d}^*,i_{1q}^*\right)^T$ для вектора электрических переменных $\mathbf{x}_e=\left(\psi_{2d},\psi_{2q},i_{1d},i_{1q}\right)^T$ модели АД (1). Вектор ошибок отработки при этом будет

$$\tilde{\mathbf{x}}_e=\mathbf{x}_e-\mathbf{x}_e^*=\left(\tilde{\psi}_d,\tilde{\psi}_q,\tilde{i}_d,\tilde{i}_q\right)^T. \qquad (12)$$

Отметим, что выполнение условия $\lim\limits_{t\to\infty}\left(\tilde{\psi}_d,\tilde{\psi}_q=\psi_{2q}\right)=0$ гарантирует асимптотическое полеориентирование, из которого следует достижение второго условия в (6).

Уравнения динамики ошибок отработки для объекта (1)–(4), используя определение (12), запишутся в форме

$$\begin{aligned}
\dot{\tilde{\psi}}_d&=-\alpha\tilde{\psi}_d+\left(\omega_0-\omega\right)\tilde{\psi}_q+\alpha L_m\tilde{i}_{1d}-\alpha\psi^*+\alpha L_m i_{1d}^*-\dot{\psi}^*\\
\dot{\tilde{\psi}}_q&=-\alpha\tilde{\psi}_q-\left(\omega_0-\omega\right)\tilde{\psi}_d+\alpha L_m\tilde{i}_{1q}-\left(\omega_0-\omega\right)\psi^*+\alpha L_m i_{1q}^*\\
\dot{\tilde{i}}_{1d}&=\alpha\beta\tilde{\psi}_d+\beta\omega\tilde{\psi}_q-\gamma\tilde{i}_{1d}+\omega_0\tilde{i}_{1q}+\alpha\beta\psi^*-\gamma i_{1d}^*+\omega_0 i_{1q}^*+\frac{1}{\sigma}u_{1d}-\dot{i}_{1d}^*\\
\dot{\tilde{i}}_{1q}&=-\beta\omega\tilde{\psi}_d+\alpha\beta\tilde{\psi}_q-\gamma\tilde{i}_{1q}-\omega_0\tilde{i}_{1d}-\beta\omega\psi^*-\gamma i_{1q}^*-\omega_0 i_d^*+\frac{1}{\sigma}u_{1q}-\dot{i}_{1q}^*
\end{aligned} \qquad (13)$$

$$\triangleq \mathbf{A}_e(t)\tilde{\mathbf{x}}_e + \mathbf{A}_1\left(\omega,\omega_0,\mathbf{x}_e^*\right) + \mathbf{Bu} - \dot{\mathbf{x}}_e^*.$$

Предположим, что система уравнений

$$\dot{\mathbf{x}}_e^* = \mathbf{A}_1\left(\omega,\omega_0,\mathbf{x}_e^*\right) + \mathbf{Bu} - \mathbf{G}(t)\mathbf{C}_1\tilde{\mathbf{x}}_e, \tag{14}$$

где $\mathbf{C}_1 = diag(0,0,1,1)$, имеет решение относительно вектора управляющих воздействий $\mathbf{u}$ с матрицей корректирующих обратных связей $\mathbf{G}(t)$ такой, что результирующая замкнутая система (13) в силу решений (14) описывается уравнением

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}}_e = \left(\mathbf{A}_e(t) + \mathbf{G}(t)\mathbf{C}_1\right)\tilde{\mathbf{x}}_e \triangleq \mathbf{A}(t)\tilde{\mathbf{x}}_e, \tag{15}$$

и является асимптотически устойчивой.

Синтез управления $\mathbf{u} \in R^m, m = 2$ для нелинейной системы (13) с вектором состояния $\tilde{\mathbf{x}}_e \in R^n, n = 4$ определяется спецификой управления по измеряемому выходу $\mathbf{y} \in R^r, r < n$ в условиях, когда полный вектор регулируемых переменных $\mathbf{y}_1 \in R^q$, $q = m < n$ является неизмеряемым. Общих методов решения задач нелинейного управления такими объектами не существует, поэтому нами предложено использовать фундаментальное свойство пассивности электрических подсистем электромеханических преобразователей, состоящее в том, что собственное движение номинальной динамики $\dot{\tilde{\mathbf{x}}}_e = \mathbf{A}_e(t)\tilde{\mathbf{x}}_e$ в (13) имеет глобально экспоненциально устойчивое положение равновесия $\tilde{\mathbf{x}}_e = 0$.

Сущность предложенного метода синтеза состоит в следующем. При частичной измеряемости вектора состояния $n > m$, для нахождения решений (14) необходимо задать $(n-m)$ соотношений, которые устанавливают взаимосвязь между промежуточными координатами, а также, при необходимости, формируют уравнения нулевой динамики.

Процедуру синтеза алгоритма векторного управления АД, состоящую в нахождении решений (14) с целью получения формы (15), удобно представить в виде следующей последовательности шагов.

1. *Асимптотическая отработка модуля вектора потокосцепления ротора с одновременным асимптотическим полеориентированием.* В [3,10] доказано, что эти цели управления достигаются за счет конструирования следующего регулятора потока:

$$i_{1d}^* = \frac{1}{\alpha L_m}\left(\alpha\psi^* + \dot{\psi}^*\right), \qquad \dot{\varepsilon}_0 = \omega_0 = \omega + \alpha L_m \frac{i_{1q}}{\psi^*} + \frac{\varphi_1\left(\mathbf{y},\mathbf{y}_1^*,\mathbf{z}\right)}{\psi^*}, \tag{16}$$

где $\varphi_1\left(\mathbf{y},\mathbf{y}_1^*,\mathbf{z}\right)$ – функция, обеспечивающая глобальную стабилизацию подсистемы потока.

Отметим, что второе уравнение в (16) формирует нулевую динамику для системы (13).

2. *Отработка момента* гарантируется при формировании заданных траекторий моментной компоненты вектора тока статора в виде [3]

$$i_{1q}^* = M^*/\mu_1\psi^*, \qquad \mu_1 = 3L_m/2L_2. \tag{17}$$

3. *Отработка статорных токов* обеспечивается двумерным регулятором статорных токов, общая форма которого задается выражениями

$$\begin{pmatrix} u_{1d} \\ u_{1d} \end{pmatrix} = \sigma\begin{pmatrix} \gamma i_{1d}^* - \omega_0 i_{1q} - \alpha\beta\psi^* + \dot{i}_{1d}^* - k_{id1}\tilde{i}_{1d} - \nu_d \\ \gamma i_{1q}^* + \omega_0 i_{1d} + \beta\omega^*\psi^* + \dot{i}_{1q}^* - k_{iq1}\tilde{i}_{1q} - \nu_q \end{pmatrix}, \tag{18}$$

где $\left(k_{id1}, k_{iq1}\right) > 0$ − коэффициенты пропорциональных составляющих регуляторов тока.

Уравнения динамики ошибок отработки (13) и уравнение выхода (11) при использовании алгоритма (16)–(18) приобретают вид

$$\begin{aligned} &\dot{\tilde{\psi}}_d = -\alpha\tilde{\psi}_d + (\omega_0 - \omega)\tilde{\psi}_q + \alpha L_m \tilde{i}_{1d}, \qquad &&\dot{\tilde{\psi}}_q = -\alpha\tilde{\psi}_q - (\omega_0 - \omega)\tilde{\psi}_d - \varphi_1\left(\mathbf{y},\mathbf{y}_1^*\right), \\ &\dot{\tilde{i}}_{1d} = -k_{id}\tilde{i}_{1d} + \alpha\beta\tilde{\psi}_d + \beta\omega\tilde{\psi}_q - \nu_d, &&\dot{\tilde{i}}_{1q} = -k_{iq}\tilde{i}_{1q} + \alpha\beta\tilde{\psi}_q - \beta\omega\tilde{\psi}_d - \nu_q, \end{aligned} \tag{19}$$

$$\tilde{\mathbf{y}}_1 = \left(\tilde{\psi}, \tilde{M}\right)^T = \mathbf{h}_1\left(t,\tilde{\mathbf{x}}\right) = \begin{pmatrix} \left[\left(\psi^* + \tilde{\psi}_d\right)^2 + \tilde{\psi}_q^2\right]^{\frac{1}{2}} - \psi^* \\ \frac{3}{2}\frac{L_m}{L_2}\left[\tilde{\psi}_d\left(i_{1q}^* + \tilde{i}_q\right) + \psi^*\tilde{i}_q - \tilde{\psi}_q\left(i_{1d}^* + \tilde{i}_d\right)\right] \end{pmatrix}, \tag{20}$$

где $k_{id} = \gamma + k_{id1}, k_{iq} = \gamma + k_{iq1}$,

Положение равновесия $\tilde{\mathbf{x}}_e = 0$ системы (19) является глобально экспоненциально устойчивым при $\varphi_1\left(\mathbf{y},\mathbf{y}_1^*,\mathbf{z}\right) = 0, v_d = v_q = 0$, а также $\left(k_{id1}, k_{iq1}\right) \geq 0$ (см. аналогичную структуру в [9]). Отметим, что при $k_{id1} = k_{iq1} = 0$ алгоритм управления не требует использования информации о токах статора.

При выполнении допущения а3) сигналы $i_{1q}^*, i_{1d}^*$ будут ограниченными, а, следовательно, из условия $\lim\limits_{t\to\infty} \tilde{\mathbf{x}}_e = 0$ в (20) получаем, что $\lim\limits_{t\to\infty} \tilde{\mathbf{y}}_1 = 0$, то есть асимптотическая отработка момента и потока (цель о1) достигаются глобально.

**3. Робастификация алгоритма управления**. При действии параметрических возмущений, основным из которых является изменение активного сопротивления роторной цепи АД из-за нагрева, асимптотичность отработки в системе (19), (20) нарушается, однако при этом гарантируется определенный уровень робастности в отношении ограниченных вариаций возмущающего параметра $\alpha = R_2/L_2$ (величина, обратная постоянной времени роторной цепи) в силу общего свойства грубости экспоненциально устойчивых нелинейных систем.

Концептуальная линия повышения робастности непосредственно следует из формы уравнений выхода (20) и состоит в минимизации нормы $\left\|\tilde{\mathbf{x}}_e\right\|$ при отличии реального параметра $\alpha$ от его номинального значения $\alpha_N$, которое используется в алгоритме управления (16)–(18).

Один из путей уменьшения ошибок отработки потока $\left(\tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q\right)$ дан в [3,10] и состоит в формировании корректирующей обратной связи $\varphi_1\left(\mathbf{y},\mathbf{y}_1^*,\mathbf{z}\right)$ как функции ошибки отработки тока $\tilde{i}_{1d}$, которая сама входит в билинейную функцию выхода (20).

В данном исследовании предлагается достичь эффекта повышения грубости путем формирования корректирующей функции $\varphi_1\left(\mathbf{y},\mathbf{y}_1^*,\mathbf{z}\right)$ не на основании ошибки регулирования полевой компоненты вектора тока статора $i_{1d}$, а в функции ошибки ее оценивания при нулевых ошибках регулирования статорных токов $\tilde{i}_{1d}, \tilde{i}_{1q}$ в установившихся режимах, что способствует уменьшению $\left\|\tilde{\mathbf{x}}_e\right\|$.

Поскольку подсистема регулирования токов статора описывается линейными дифференциальными уравнениями первого порядка (последние два в (19)), которые имеют относительный порядок, равный единице, то минимизация ошибок регулирования токов ($\tilde{i}_{1d}, \tilde{i}_{1q}$), обусловленных возмущениями правой части этих уравнений, достигается за счет увеличения коэффициентов обратных связей по току ($k_{id}, k_{iq}$) и введения в алгоритм регулирования токов (18) интегральных компонент в виде

$$v_d = z_d, \qquad \dot{z}_d = k_{iid}\tilde{i}_{1d}, \qquad v_q = z_q, \qquad \dot{z}_q = k_{iiq}\tilde{i}_{1q}, \tag{21}$$

где $k_{iid}, k_{iiq}$ – коэффициенты интегральных компонент регуляторов тока.

При таком формировании корректирующих обратных связей каждый из контуров регулирования токов представляет собой линейную систему второго порядка, типовая настройка которой предполагает выполнение соотношения пропорциональной $k_p$ и интегральной $k_i$ составляющих регуляторов тока $k_i = k_p^2/2$ для коэффициента демпфирования $\xi = \sqrt{2}/2$ и $k_i = k_p^2/4$ для $\xi = 1$. Из теории систем с “большим” усилением известно, что в рассматриваемой структуре контуров регулирования тока (19), (21) выполняется условие $\lim\limits_{k_i\to\infty}(\tilde{i}_{1d}, \tilde{i}_{1q}) = 0$, обеспечивающее достижение так называемого токового управления АД. При такой настройке регуляторов тока сигнал $\tilde{i}_{1d}$ не может быть эффективно использован для формирования корректирующей обратной связи $\varphi_1\left(\mathbf{y},\mathbf{y}_1^*,\mathbf{z}\right)$, поэтому предложено ввести в рассмотрение наблюдатель полевой компоненты тока статора $i_{1d}$ в виде

$$\dot{\hat{i}}_{1d} = -\gamma\hat{i}_{1d} + \omega_0 i_{1q} + \alpha\beta\psi^* + \frac{1}{\sigma}u_{1d} + k_1\tilde{\tilde{i}}_d, \tag{22}$$

где $\hat{i}_{1d}$ – оценка тока $i_{1d}$, $\tilde{\tilde{i}}_d = i_{1d} - \hat{i}_{1d}$ – ошибка оценивания, $k_1 > 0$ – коэффициент наблюдателя.

С учетом (21), (22), (19) полные уравнения динамики ошибок регулирования и оценивания могут быть представлены в виде декомпозиции двух подсистем, рассмотренной в *Предложении 1*, и включающей подсистему момента

$$\begin{pmatrix} \dot{z}_q \\ \dot{\tilde{i}}_{1q} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & k_{iiq} \\ -1 & -k_{iq} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} z_q \\ \tilde{i}_{1q} \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\beta\omega & \alpha\beta & 0 \end{bmatrix} \tilde{\mathbf{x}}_2 \triangleq \mathbf{A}_1 \tilde{\mathbf{x}}_1 + \mathbf{B}_1(t) \tilde{\mathbf{x}}_2 \tag{23}$$

и подсистему потока

$$\begin{pmatrix} \dot{z}_d \\ \dot{\tilde{i}}_{1d} \\ \dot{\tilde{\psi}}_d \\ \dot{\tilde{\psi}}_q \\ \dot{\tilde{\tilde{i}}}_d \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & k_{iid} & 0 & 0 & 0 \\ -1 & -k_{id} & \alpha\beta & \beta\omega & 0 \\ 0 & \alpha L_m & -\alpha & \omega_2 & 0 \\ 0 & -\gamma_1\beta\omega & -\omega_2 & -\alpha & -\gamma_2\beta\omega \\ 0 & 0 & \alpha\beta & \beta\omega & -k_0 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} z_d \\ \tilde{i}_{1d} \\ \tilde{\psi}_d \\ \tilde{\psi}_q \\ \tilde{\tilde{i}}_d \end{pmatrix} \triangleq \mathbf{A}_2(t, \tilde{\mathbf{x}}_1) \tilde{\mathbf{x}}_2, \tag{24}$$

где $\omega_2 = \omega_0 - \omega$ – частота скольжения, $k_0 = \gamma + k_1$, $\varphi_1\left(\mathbf{y}, \mathbf{y}_1, \mathbf{z}\right) = \gamma_1 \beta\omega \tilde{i}_{1d} + \gamma_2 \beta\omega \tilde{\tilde{i}}_d$.

Для подсистем (23), (24) выполнение свойств 1) и 3) *Предложения 2* непосредственно следует из структуры (23), свойство 4) было доказано ранее. Экспоненциальная устойчивость положения равновесия $\tilde{\mathbf{x}}_2 = 0$ следует из рассмотрения функции Ляпунова для системы (24) пониженного порядка (при $z_d = 0$). Рассмотрим положительно определенную функцию

$$V = \frac{1}{2}\left(\tilde{\psi}_d^2 + \tilde{\psi}_q^2 + \gamma_1 \tilde{i}_{1d}^2 + \gamma_2 \tilde{\tilde{i}}_d^2\right), \tag{25}$$

производная которой в силу решений (24) при $z_d = 0$ имеет вид

$$\dot{V} = -\alpha\left(\tilde{\psi}_d^2 + \tilde{\psi}_q^2\right) + \alpha\left(L_m + \gamma_1\beta\right)\tilde{\psi}_d \tilde{i}_{1d} + \gamma_2 \alpha\beta \tilde{\psi}_d \tilde{\tilde{i}}_d - \gamma_1 k_{id} \tilde{i}_{1d}^2 - \gamma_2 k_0 \tilde{\tilde{i}}_d^2 . \tag{26}$$

Производная $\dot{V} < 0$, если выполняются следующие условия

$$k_{id} > \alpha\left(L_m + \gamma_1\beta\right)^2 / 8\gamma_1,\ k_0 > \alpha\gamma_2\beta^2 / 8 . \tag{27}$$

Прямое использование теоремы Ляпунова об устойчивости устанавливает экспоненциальную устойчивость положения равновесия $\left(\tilde{i}_{1d}, \tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q, \tilde{\tilde{i}}_d\right) = 0$, а, следовательно, исходя из структурных свойств (24) и положения равновесия, $\tilde{\mathbf{x}}_2 = \left(z_d, \tilde{i}_{1d}, \tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q, \tilde{\tilde{i}}_d\right)^T = 0$.

Таким образом, все условия *Предложения 2*, выполняются, поэтому положение равновесия $\tilde{\mathbf{x}} = \left(\tilde{\mathbf{x}}_1^T, \tilde{\mathbf{x}}_2^T\right)^T = 0$ композитной системы (23), (24) является глобально экспоненциально устойчивым, что гарантирует достижение асимптотической отработки момента и потока, а также асимптотическую развязку этих процессов (цели управления o1) и o2)).

Номинальная динамика контура регулирования моментного тока $\dot{\tilde{\mathbf{x}}}_1 = \mathbf{A}_1 \tilde{\mathbf{x}}_1$ является линейной (цель управления o3)). Из четвертого уравнения в (24) видно, что подсистема потока имеет две отрицательные обратные связи с коэффициентами $\gamma_1$ и $\gamma_2$, которые формируются заданием функции $\varphi_1\left(\mathbf{y}, \mathbf{y}_1^*, \mathbf{z}\right) = \gamma_1 \beta\omega \tilde{i}_{1d} + \gamma_2 \beta\omega \tilde{\tilde{i}}_d$. При действии параметрических возмущений роторной цепи компонента $\tilde{i}_{1d}$ стремится к нулю в установившемся режиме, в то время как корректирующий сигнал

$\gamma_2 \beta \omega \tilde{\tilde{i}}_d$ обеспечивает подсистеме потока замкнутость отрицательной обратной связью, а, следовательно, и грубость в отношении вариаций параметров роторной цепи.

**Выводы.** Разработан метод синтеза алгоритма косвенного векторного управления АД, обеспечивающего глобальную асимптотическую отработку заданных траекторий момента-потокосцепления, асимптотическую развязку процессов управления выходными координатами, асимптотическую линеаризацию подсистемы управления моментом, а также грубость к вариациям параметров роторной цепи. Дана конструктивная процедура синтеза алгоритма управления моментом-модулем потокосцепления, а также корректирующих обратных связей наблюдателя тока статора.

Разработанный алгоритм векторного управления может быть использован при разработке новых электромеханических систем, в которых предъявляются высокие требования к показателям качества регулирования момента и энергетической эффективности процесса электромеханического преобразования энергии.


1. *Пересада С.М.* Векторное управление в асинхронном электроприводе: аналитический обзор // Вестник ДГТУ. – 1999. − С. 1–23.

2. *Пересада С.М.* Обобщенная теория косвенного векторного управления асинхронным двигателем. Часть I. Проблема векторного управления в асинхронном электроприводе: краткий обзор и формулировка проблемы. // Техн. електродинаміка. – 1999. – №2. − С. 27–32.

3. *Пересада С.М.* Обобщенная теория косвенного векторного управления асинхронным двигателем. Часть II. Синтез алгоритма отработки модуля потока и угловой скорости. // Техн. електродинаміка. – 1999. – №4. − С. 26–31.

4. *Пересада С.М.* Теоретические и практические аспекты использования обобщенного алгоритма косвенного векторного управления. // Техн. електродинаміка. – 1999. – №6. − С. 27–31.

5. *Atkinson D.J., Acarnley P.P. and Finch J.W.* Observers for induction motor state and parameter estimation // IEEE Trans. on Industrial Applications. – Nov/Dec. 1991. – Vol. 27. − № 6. – Pp. 1119–1127.

6. *Krishman R. and Doran F.C.* Study of parameter sensitivity in high performance inverter-fed induction motor drive systems // IEEE Trans. on Industrial Applications. – 1987. – Vol. 23. – Pp. 623–635.

7. *Marino R., Peresada S., Tomei P.* Global adaptive output feedback control of induction motors with uncertain rotor resistance // IEEE Trans. on Automatic Control. – May, 1999. – Vol. 44. − №6. – Pp. 967–983.

8. *Marino R. and Tomei P.* Nonlinear Control Design: Geometric, Adaptive and Robust. – Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall,1995.

9. *Montanari M., Peresada S., Rossi C., Tilli A.* Current sensorless position-flux tracking controller for induction motor drives // Mechatronics. – 2007. – Vol.17. – Pp. 15–30.

10. *Peresada S., Tonielli A*. High performance robust speed-flux tracking controller for induction motor // International Journal of Adaptive Control and Signal Processing. − 2000. − Vol.14. − № 2−3. − Pp. 177–200.

11. *Roboam X., Andrieux C., de Fornel B. and Hapiot J.* Rotor flux observation and control in squirrel-cage induction motor: reliability with respect to parameters variations // IEE Proc. D. – 1992. – Vol.139. – Pp. 363–370.


Надійшла 29.09.2009