

УДК 681.5:62-83

### ОБЩЕТЕОРЕТИЧЕСКОЕ РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ ВЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ АСИНХРОННЫМИ ДВИГАТЕЛЯМИ БЕЗ ИЗМЕРЕНИЯ МЕХАНИЧЕСКИХ КООРДИНАТ

С.М. Пересада\*, докт.техн.наук, С.Н. Ковбаса\*\*, канд.техн.наук  
Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт»,  
пр. Победы, 37, Киев, 03056, Украина. E-mail: [skovbasa@ukr.net](mailto:skovbasa@ukr.net)

*Предложено общетеоретическое решение задачи векторного управления угловой скоростью и модулем вектора потокосцепления асинхронных двигателей без измерения механических координат при действии постоянно неизвестного момента нагрузки. Разработана концепция управления и метод синтеза алгоритмов бездатчикового векторного управления с использованием прямого полеориентирования. Синтезированный на их основе алгоритм векторного управления обеспечивает асимптотическую отработку заданных траекторий угловой скорости и модуля вектора потокосцепления, асимптотическое оценивание угловой скорости и потока, асимптотическое полеориентирование по вектору потокосцепления ротора со свойствами локальной экспоненциальной устойчивости. Теоретические результаты подтверждены результатами экспериментального тестирования. Предложенное решение основывается на реально достижимых упрощающих допущениях и может использоваться в электромеханических системах технологических объектов со средним уровнем требований к показателям качества управления механическими координатами. Библ. 10, рис. 4.*

**Ключевые слова:** асинхронный двигатель, бездатчиковое управление, наблюдатель угловой скорости.

**Введение.** Системы векторного управления асинхронными двигателями (АД) без измерения механических координат (бездатчиковые) серийно производятся большинством ведущих производителей начиная с середины 1990-х. Благодаря этому они получили широкое распространение в электромеханических системах технологических применений со средним уровнем требований к статической и динамической точности регулирования угловой скорости. Вместе с тем, анализ доступных публикаций свидетельствует о том ([1], [6], [9]), что определенного общетеоретического решения проблемы бездатчикового управления координатами АД до настоящего времени не найдено.

Сложность рассматриваемой задачи объясняется тем, что она относится к классу адаптивного управления нелинейными многомерными объектами с полностью неизмеряемым вектором регулируемых переменных (угловая скорость, модуль вектора потокосцепления). При этом только две переменные состояния (токи статора) из пяти доступны для измерения, в то время как угловая скорость и компоненты вектора потокосцепления ротора неизмеряемы. Проблема усложняется также тем, что модель АД подвержена действию координатных и параметрических возмущений, основными из которых являются неизвестный момент нагрузки, а также вариации активных сопротивлений ротора и статора.

Существующие решения рассматриваемой задачи редко имеют строгое теоретическое обоснование, они используют процедуры разомкнутого интегрирования, а также существенные упрощающие допущения. Практически ориентированные подходы не имеют полноценного теоретического обоснования и формируются на основе принципа разделения с использованием типовых алгоритмов полеориентированного управления [3] или прямого управления моментом [10] в комбинации с наблюдателем потока и угловой скорости.

Теоретический результат, представленный в [4], может рассматриваться как один из первых в разработке теории бездатчикового управления АД. Алгоритм управления [4], который синтезирован на основе строго теоретического подхода, гарантирует локально экспоненциально устойчивую отработку модуля вектора потокосцепления и угловой скорости ротора в условиях реалистичных допущений. В этой работе впервые аналитически сформулированы условия персистентности возбуждения, при выполнении которых угловая скорость АД является наблюдаемой. Дальнейшее развитие общетеоретического результата [4] дано в [8], где, в отличие от решения [4], функции регулирования токов статора и оценивания угловой скорости разделены за счет формирования адаптивного наблюдателя угловой скорости пониженного порядка.

---

© Пересада С.М., Ковбаса С.Н., 2016

\*ID <http://orcid.org/0000-0001-8948-722X>; \*\*ID <http://orcid.org/0000-0002-2954-455X>

**Целью данной работы** является обобщение результатов, полученных авторами в работах [4] и [8], а также их дальнейшее развитие за счет разработки нового метода синтеза алгоритмов бездатчикового управления с использованием концепции прямого полеориентирования.

**Обобщенная формулировка проблемы бездатчикового управления угловой скоростью и модулем вектора потокосцепления ротора АД.** Стандартная двухфазная математическая модель АД, представленная в системе координат  $(d-q)$ , которая вращается с произвольной скоростью  $\omega_0$ , имеет вид

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{f}(\mathbf{x}, \omega_0) + \mathbf{B}\mathbf{u} + \mathbf{d}M_c, \\ \mathbf{y} &= \mathbf{C}\mathbf{x}, \\ \dot{\varepsilon}_0 &= \omega_0, \varepsilon_0(t_0) = 0,\end{aligned}\tag{1}$$

где  $\mathbf{x} = (\omega, \psi_d, \psi_q, i_d, i_q)^T$ ,  $\mathbf{u} = (u_d, u_q)^T$  – вектор пространства состояний и управляющий вектор;  $\mathbf{y} = (i_d, i_q)^T$  – вектор измеряемых переменных;  $\omega$  – угловая скорость ротора;  $\mathbf{i} = (i_d, i_q)^T$ ,  $\boldsymbol{\psi} = (\psi_d, \psi_q)^T$  определяют векторы тока статора и потокосцепления ротора;  $M_c$  – момент нагрузки;  $\varepsilon_0$  – угол, определяющий пространственное положение системы координат  $(d-q)$  относительно стационарной системы координат статора  $(a-b)$ , в которой определены физические переменные АД. Вектор-функция  $\mathbf{f}(\mathbf{x}, \omega_0)$  и постоянные матрицы  $\mathbf{B}$ ,  $\mathbf{d}$ ,  $\mathbf{C}$  имеют стандартное определение [7].

В общей постановке две выходные координаты АД – угловая скорость и модуль вектора потокосцепления ротора, определенные как  $\mathbf{y}_1 = (\omega, \sqrt{\psi_d^2 + \psi_q^2})^T \square (\omega, \psi_2)^T$ , должны управляться с помощью двумерного вектора напряжения статора  $\mathbf{u} = (u_d, u_q)^T$  на основе измеряемого вектора токов статора  $\mathbf{i} = (i_d, i_q)^T$ .

Определим вектор заданий для выходных переменных  $\mathbf{y}_1^* = (\omega^*, \psi_2^*)^T$ , где  $\omega^*$  и  $\psi_2^*$  являются заданными траекториями переменных  $\omega$  и  $\psi_2$ . Ошибки отработки угловой скорости и модуля вектора потокосцепления ротора определяются стандартным образом:  $\tilde{\omega} = \omega - \omega^*$ ,  $\tilde{\psi} = \psi_2 - \psi_2^*$ .

В соответствии с концепцией прямого полеориентирования [3] ошибки оценивания компонент вектора потокосцепления по осям  $d$  и  $q$  определяются  $\tilde{\psi}_d = \psi_d - \hat{\psi}$ ,  $\tilde{\psi}_q = \psi_q$ , где  $\hat{\psi}$  – оцененное значение модуля вектора потокосцепления ротора.

Проблема отработки угловой скорости и модуля вектора потокосцепления формулируется следующим образом. Рассмотрим модель АД (1) при четырех допущениях (A1 – A4): A1 – токи статора  $(i_d, i_q)$  измеряются; A2 – параметры АД известны и постоянны; A3 – момент нагрузки  $M_c$  постоянный, ограниченный, но неизвестный; A4 – заданные траектории изменения угловой скорости и потокосцепления  $\omega^*$ ,  $\psi_2^*$  являются ограниченными функциями с известными первой и второй производными,  $\psi_2^* > 0$ .

В этих условиях необходимо синтезировать управление по измеряемому выходу в виде

$$\mathbf{u} = \boldsymbol{\varphi}_1(\mathbf{y}, \mathbf{y}_1^*, \mathbf{v}, \boldsymbol{\lambda}), \quad \dot{\mathbf{v}} = \boldsymbol{\varphi}_2(\mathbf{y}, \mathbf{y}_1^*, \mathbf{v}, \boldsymbol{\lambda}), \quad \mathbf{v} \in \mathbb{R}^v,\tag{2}$$

которое при выполнении допущений A1 – A4 гарантирует достижение четырех целей (O1 – O4): O1 – локальную асимптотическую отработку заданных траекторий угловой скорости и модуля вектора потокосцепления, то есть  $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\omega} = 0$ ,  $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\psi} = 0$  при ограниченности всех внутренних сигналов; O2 – асимптотическую ориентацию по вектору потокосцепления ротора  $\lim_{t \rightarrow \infty} \psi_q = 0$ ; O3 – асимптотическое оценивание угловой скорости, то есть выполнение условия  $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\tilde{\omega}} = 0$ , где  $\tilde{\tilde{\omega}} = \omega - \hat{\omega}$  – ошибка оценивания угловой скорости,  $\hat{\omega}$  – оцененная угловая скорость; O4 – асимптотическое оценивание модуля

вектора потокосцепления  $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\psi}_d = 0$ , а также позволяет формировать динамические показатели качества обработки путем воздействия на вектор настроечных параметров  $\lambda$ .

**Концепция управления.** Для решения сформулированной задачи предлагается концепция управления, которая предполагает следующие шаги: нахождение общих структур нелинейных систем, формирующихся при действии управления (2) и включающих три связанные подсистемы (электромагнитную – оценивания угловой скорости – механическую), которые гарантируют достижение целей О1–О4; разработку метода синтеза алгоритмов управления, который для асинхронного электромеханического преобразователя формирует такие структуры; синтез алгоритмов управления и оценку синтезированных нелинейных контроллеров с позиций простоты ограничения координат, настройки и практической реализации.

Обоснование предложенной концепции управления основывается на использовании результата по устойчивости композитных систем [4].

*Утверждение 1.* Если композитная система, состоящая из трех связанных подсистем, может быть представлена в форме

$$\dot{\mathbf{x}}_m = [\mathbf{A}_m + \mathbf{B}_{m1}(t, \mathbf{x}_e)] \mathbf{x}_m + [\mathbf{B}_{m2}(t) + \mathbf{B}_{m3}(t, \mathbf{x}_e)] \mathbf{x}_e + [\mathbf{B}_{m4}(t, \mathbf{x}_e) + \mathbf{B}_{m5}(t, \mathbf{x}_e)] \mathbf{z}, \quad (3)$$

$$\dot{\mathbf{x}}_e = [\mathbf{A}_e(t) + \mathbf{B}_{e1}(t, \mathbf{x}_m, \mathbf{x}_e)] \mathbf{x}_e + \mathbf{B}_{e2}(t, \mathbf{x}_e) \mathbf{z}, \quad (4)$$

$$\varepsilon \dot{\mathbf{z}} = \mathbf{A}_z \mathbf{z} + \varepsilon \mathbf{B}_{z1}(t, \mathbf{x}_m, \mathbf{x}_e, \mathbf{z}), \quad (5)$$

где  $\mathbf{x}_m(t) \in \mathbf{B}_m$ ,  $\mathbf{x}_e(t) \in \mathbf{B}_e$ ,  $\mathbf{z}(t) \in \mathbf{B}_z$ ,  $\forall t \geq 0$  с  $\mathbf{B}_m = \{\mathbf{x} : \|\mathbf{x}\| < b_m\}$ ,  $\mathbf{B}_e = \{\mathbf{x} : \|\mathbf{x}\| < b_e\}$ ,  $\mathbf{B}_z = \{\mathbf{z} : \|\mathbf{z}\| < b_z\}$ , тогда положение равновесия системы (3) – (5)  $\mathbf{x}_m = 0$ ,  $\mathbf{x}_e = 0$ ,  $\mathbf{z} = 0$  является локально экспоненциально устойчивым, если выполняются следующие условия:  $\mathbf{A}_m$  – матрица, которая удовлетворяет условиям Гурвица и решению уравнения Ляпунова  $\mathbf{A}_m + \mathbf{A}_m^T = -k_1 \mathbf{I}_2$ ,  $0 < k_1 < \infty$ ,  $\mathbf{I}_2 = \text{diag}[1, 1]$ ;  $\|\mathbf{B}_{m1}(t, \mathbf{x}_e) \mathbf{x}_m\| \leq k_1 k_2 \|\mathbf{x}_e\| \|\mathbf{x}_m\|$ ,  $\|\mathbf{B}_{m2}(t)\| \leq k_1 k_3$ ,  $\|\mathbf{B}_{m3}(t, \mathbf{x}_e) \mathbf{x}_e\| \leq k_1 k_4 \|\mathbf{x}_e\|^2$ ,  $\|\mathbf{B}_{e1}(t, \mathbf{x}_m, \mathbf{x}_e) \mathbf{x}_e\| < k_5 \|\mathbf{x}_e\|^2 + k_6 \|\mathbf{x}_e\| \|\mathbf{x}_m\|$ ,  $\|\mathbf{B}_{m4}(t, \mathbf{x}_e)\| \leq k_1 k_7$ ,  $\|\mathbf{B}_{m5}(t, \mathbf{x}_e)\| \leq \varepsilon k_8$ ,  $\|\mathbf{B}_{e2}(t, \mathbf{x}_e)\| \leq k_9$ ,  $\|\mathbf{B}_{z1}(t, \mathbf{x}_m, \mathbf{x}_e, \mathbf{z})\| \leq (k_{10} + k'_{10} / k_1) \|\mathbf{x}_m\| + k_{11} \|\mathbf{x}_e\| + (k_{12} + \varepsilon k'_{12} / k_1) \|\mathbf{z}\|$ , с  $0 < (k_2, k_3, k_4, k_5, k_6, k_7) < \infty$ ,  $0 < (k_8, k_9, k_{10}, k'_{10}, k_{11}, k_{12}, k'_{12}) < \infty$ ,  $\varepsilon > 0$  – малая положительная константа,  $\forall \mathbf{x}_m \in \mathbf{B}_m$ ,  $\forall \mathbf{x}_e \in \mathbf{B}_e$ ,  $\forall \mathbf{z} \in \mathbf{B}_z$ ,  $\forall t \geq 0$ ; положение равновесия системы  $\dot{\mathbf{x}}_e = \mathbf{A}_e(t, \mathbf{x}_m, \mathbf{x}_e) \mathbf{x}_e$  является глобально экспоненциально устойчивым;  $\mathbf{A}_z$  является матрицей, для которой уравнение Ляпунова  $\mathbf{A}_z^T + \mathbf{A}_z = -k_1 \mathbf{I}_2$  является справедливым.

Предлагаемый метод синтеза алгоритма бездатчикового управления угловой скоростью и потоком состоит в следующем. На первом этапе формируется нелинейный контроллер, который содержит корректирующие составляющие, зависящие от сигналов задания, а также регуляторы координат АД. Эта часть алгоритма базируется на общетеоретическом результате [7], который модифицирован для случая прямого векторного управления, в виде обобщенного регулятора угловой скорости – потокосцепления. При этом вместо неизмеряемой угловой скорости используется сигнал, формируемый с помощью наблюдателя угловой скорости. На втором этапе (за счет конструирования контуров регулирования токов и оценивания угловой скорости) их динамика формируется намного более быстрой по сравнению с динамикой регулирования угловой скорости и потокосцепления, так, что система приобретает свойства разделения динамики контуров во времени. Это свойство является критическим для формирования динамики подсистем регулирования и оценивания угловой скорости, а также для устойчивости всей системы.

Результирующие уравнения синтезированного авторами алгоритма прямого бездатчикового векторного управления АД задаются

- наблюдателем вектора потокосцепления ротора

$$\begin{aligned} \hat{\psi} &= -\alpha \hat{\psi} + \alpha L_m \hat{i}_d, & \gamma_1 &= \alpha / (\gamma + k_{od}), \\ \dot{\varepsilon}_0 &= \omega_0 = \hat{\omega} + \alpha L_m i_q^* / \hat{\psi} + v_\varepsilon / \hat{\psi}, & v_\varepsilon &= \left[ \left( \hat{\omega} (1 + \gamma_1^{-1}) + \alpha L_m i_q^* / \hat{\psi} \right) \tilde{i}_d \right] / \beta, \end{aligned} \quad (6)$$

$$\dot{\hat{i}}_d = -\gamma \hat{i}_d + \omega_0 i_q + \alpha \beta \hat{\psi} + \sigma^{-1} u_d + k_{od} \tilde{i}_d;$$

– регулятором модуля вектора потокосцепления ротора

$$i_d^* = \left( \alpha \psi^* + \dot{\psi}^* - k_\psi e_\psi - x_\psi \right) / \alpha L_m, \quad \dot{x}_\psi = k_{\psi i} e_\psi; \quad (7)$$

– регулятором угловой скорости

$$i_q^* = \left( \dot{\omega}^* - k_\omega e_\omega + \hat{M}_c \right) / \mu \hat{\psi}, \quad \dot{M}_c = -k_{\omega i} e_\omega; \quad (8)$$

– нелинейными ПИ-регуляторами токов

$$u_d = \sigma \left( \gamma i_d^* - \omega_0 i_d^* - \alpha \beta \hat{\psi} + i_d^* - k_{id} \tilde{i}_d + x_d \right), \quad \dot{x}_d = -k_{ii} \tilde{i}_d, \quad (9)$$

$$u_q = \sigma u_q = \sigma \left( \gamma i_q^* + \omega_0 i_q^* + \beta \hat{\omega} \hat{\psi} + i_q^* - k_{iq} \tilde{i}_q + x_q - \alpha \tilde{i}_q + \hat{\omega} \left( \tilde{i}_d + \tilde{i}_q \right) \right), \quad \dot{x}_q = -k_{ii} \tilde{i}_q; \quad (10)$$

– наблюдателем угловой скорости

$$\dot{\hat{i}}_q = -\gamma \hat{i}_q - \omega_0 i_d - \beta \hat{\psi} \hat{\omega} + \sigma^{-1} u_q + k_{oq} \tilde{i}_q, \quad \dot{e}_\omega = -k_{oi} \tilde{i}_q / \beta \hat{\psi}, \quad \hat{\omega} = \omega^* + e_\omega, \quad (11)$$

где  $i_d^*, i_q^*$  – заданные значения для токов  $i_d, i_q$ ;  $\tilde{i}_d = i_d - i_d^*, \tilde{i}_q = i_q - i_q^*$  – ошибки отработки токов;  $\hat{i}_d, \hat{i}_q$  – оценки токов;  $\tilde{i}_d = i_d - \hat{i}_d, \tilde{i}_q = i_q - \hat{i}_q$  – ошибки оценивания токов  $i_d, i_q$ ;  $\hat{M}_c$  – оцененное значение константы  $M_c/J$ ;  $x_d, x_q$  – интегральные составляющие регуляторов тока;  $\hat{\psi}$  – оценка модуля вектора потокосцепления ротора;  $e_\psi = \hat{\psi} - \psi^*$  – ошибка отработки оцененного потокосцепления;  $x_\psi$  – интегральная компонента регулятора потока;  $\left( (k_{id}, k_{iq}), k_{ii} \right) > 0, (k_\psi, k_{\psi i}) > 0, (k_\omega, k_{\omega i}) > 0$  – коэффициенты пропорциональных и интегральных составляющих регуляторов тока, потока и угловой скорости соответственно;  $(k_{oq}, k_{oi}) > 0, k_{od} > 0$  – настроечные коэффициенты наблюдателя угловой скорости и полевой компоненты тока статора;  $v_\varepsilon$  – корректирующая обратная связь, которая синтезируется с использованием второго метода Ляпунова;  $\gamma_1 > 0$  – настроечный коэффициент;  $L_m$  – индуктивность намагничивающего контура;  $\alpha = R_2/L_2$ ;  $\sigma = L_1 - L_m^2/L_2$ ;  $\beta = L_m/\sigma L_2$ ;  $\gamma = R_1/\sigma + \alpha \beta L_m$ ,  $\mu = (3L_m)/(2L_2)$ ;  $R_1, R_2, L_1, L_2$  – активные сопротивления и индуктивности статора и ротора соответственно.

В отличие от работ [4], [8], в данном исследовании предлагается достичь эффекта повышения робастности путем формирования корректирующей функции  $v_\varepsilon$  не на основании ошибки регулирования компоненты вектора тока статора  $i_d$ , а в функции ошибки его оценивания при нулевых ошибках регулирования статорных токов  $\tilde{i}_d, \tilde{i}_q$  в установившихся режимах. Минимизация ошибок регулирования токов  $(\tilde{i}_d, \tilde{i}_q)$ , обусловленных возмущениями в правой части их уравнений динамики, достигается за счет увеличения коэффициентов обратных связей по току  $k_{id}, k_{iq}$  и введения в алгоритм регулирования токов интегральных компонент.

Полные уравнения динамики ошибок отработки и оценивания при действии алгоритма (6)–(11) записываются в виде нелинейной системы 13-го порядка, состоящей из пяти подсистем

$$\dot{e}_\psi = -(\alpha + k_\psi) e_\psi - x_\psi + \alpha L_m \left( \tilde{i}_d - \tilde{i}_q \right), \quad \dot{x}_\psi = k_{\psi i} e_\psi \quad (12)$$

$$\dot{\tilde{i}}_d = -(\gamma + k_{id}) \tilde{i}_d + \omega_0 \tilde{i}_q + \alpha \beta \tilde{\psi}_d + \beta \omega \tilde{\psi}_q + x_d, \quad \dot{x}_d = -k_{ii} \tilde{i}_d, \quad (13)$$

$$\dot{\tilde{i}}_q = -(\gamma + k_{iq}) \tilde{i}_q - \omega_0 \tilde{i}_d + \alpha \beta \tilde{\psi}_q - \beta \omega \tilde{\psi}_d + x_q - \beta \hat{\psi} (\tilde{\omega} - e_\omega), \quad \dot{x}_q = -k_{ii} \tilde{i}_q,$$

$$\dot{\tilde{i}}_d = -(\gamma + k_{oq}) \tilde{i}_d + \alpha \beta \tilde{\psi}_d + \beta \omega \tilde{\psi}_q, \quad \dot{\tilde{\psi}}_d = -\alpha \tilde{\psi}_d + \omega_2 \tilde{\psi}_q + \alpha L_m \tilde{i}_d, \quad (14)$$

$$\dot{\tilde{\psi}}_q = -\alpha \tilde{\psi}_q - \omega_2 \tilde{\psi}_d + \alpha L_m \tilde{i}_q + \hat{\psi} (\tilde{\omega} - e_\omega) - v_\varepsilon,$$

$$\dot{e}_\omega = -k_{oi}\tilde{i}_q/\beta\hat{\psi}, \quad \dot{\tilde{i}}_q = -(\gamma + k_{oq})\tilde{i}_q - \beta\hat{\psi}(\tilde{\omega} - e_\omega) + \alpha\beta\tilde{\psi}_q - \beta\omega\tilde{\psi}_d, \quad (15)$$

$$\dot{M}_c = k_{oi}e_\omega, \quad \dot{\tilde{\omega}} = -k_\omega e_\omega - \tilde{M}_c + \mu\hat{\psi}\tilde{i}_q + \mu(\tilde{\psi}_d\dot{i}_q - \tilde{\psi}_q\dot{i}_d), \quad (16)$$

Подсистема обработки оцененного потокосцепления (12) является линейной и устойчивой, следовательно включенной по отношению к остальной части системы (13)–(16). Поскольку при выполнении условия  $\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{i}_d, \tilde{i}_q) = 0$  положение равновесия  $(x_\psi, e_\psi) = 0$  подсистемы (12) является асимптотически устойчивым, то дальнейший анализ устойчивости производится для системы 11 порядка, заданной уравнениями (13)–(15).

Благодаря использованию нелинейных ПИ-регуляторов токов (9), (10) и регулятора потока (7) с большими коэффициентами усиления достигаются условия токового управления, что позволяет производить дальнейший анализ устойчивости системы (14)–(16), приняв  $\tilde{i}_d = 0$ ,  $\tilde{i}_q = 0$ , а также  $e_\psi = 0$ , то есть  $\hat{\psi} = \psi^*$ . При выполнении этих условий динамика ошибок обработки (14)–(16) представляет собой декомпозицию на три связанные в замкнутом контуре обратной связи подсистемы: электромагнитную (14), оценивания угловой скорости (15), механическую (16).

Определим следующее линейное преобразование для переменных  $\tilde{i}_q$  и  $e_\omega$ :

$$w_1 = k_{oq1}\tilde{i}_q/2, \quad w_2 = k_{oq1}\tilde{i}_q/2 - \beta\psi^* e_\omega, \quad (17)$$

а также установим соотношения для настроечных параметров  $k_{oi} = k_{oq1}^2/2\beta\psi^*$ ,  $k_{oi} = k_\omega^2/2$ . Определив  $\varepsilon = k_\omega/k_{oq1}$ , перепишем систему (14)–(16) в новых переменных

$$\dot{M}_c = k_{oi}(w_1 - w_2)/\beta\psi^*, \quad \dot{\tilde{\omega}} = -k_\omega(w_1 - w_2)/\beta\psi^* - \tilde{M}_c + \mu(\tilde{\psi}_d\dot{i}_q - \tilde{\psi}_q\dot{i}_d), \quad (18)$$

$$\dot{\tilde{\psi}}_d = -\alpha\tilde{\psi}_d + \omega_2\tilde{\psi}_q + \alpha L_m\tilde{i}_d, \quad \dot{\tilde{\psi}}_q = -\alpha\tilde{\psi}_q - \omega_2\tilde{\psi}_d + \psi^*\tilde{\omega} - (w_1 - w_2)/\beta - v_\varepsilon, \quad (19)$$

$$\dot{\tilde{i}}_d = -k_{id}\tilde{i}_d + \alpha\beta\tilde{\psi}_d + \beta\omega\tilde{\psi}_q,$$

$$\varepsilon\dot{w}_1 = -(k_\omega/2)w_1 - (k_\omega/2)w_2 + (k_\omega/2)(-\beta\psi^*\tilde{\omega} + \alpha\beta\tilde{\psi}_q - \beta\omega\tilde{\psi}_d), \quad (20)$$

$$\varepsilon\dot{w}_2 = (k_\omega/2)w_1 - (k_\omega/2)w_2 + (k_\omega/2)(-\beta\psi^*\tilde{\omega} + \alpha\beta\tilde{\psi}_q - \beta\omega\tilde{\psi}_d) - \varepsilon(w_1 - w_2)\psi^*/\psi^*.$$

Система (18)–(20) представлена в стандартной для сингулярно вырожденных систем форме [2]

$$\dot{\mathbf{x}}' = \mathbf{f}(\mathbf{x}', \mathbf{w}, t, \varepsilon), \quad \varepsilon\dot{\mathbf{w}} = \mathbf{g}(\mathbf{x}', \mathbf{w}, t, \varepsilon), \quad (21)$$

где  $\mathbf{x}' = (\tilde{M}_c, \tilde{\omega}, \tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q, \tilde{i}_d)^T \in \mathbf{B}'_x \subseteq \mathbb{R}^5$  определяет вектор «медленных» переменных,

$\mathbf{w} = (w_1, w_2)^T \in \mathbf{B}_w \subseteq \mathbb{R}^2$  – вектор «быстрых» переменных,  $t \geq 0$ ,  $\varepsilon \in [0, 1)$  – малый положительный параметр,  $\mathbf{B}'_x$ ,  $\mathbf{B}_w$  являются замкнутыми ограниченными подпространствами с центром в начале координат,  $\mathbf{f}$  и  $\mathbf{g}$  – гладкие ограниченные функции,  $\mathbf{f}(0, 0, t, \varepsilon) = 0$ ,  $\mathbf{g}(0, 0, t, \varepsilon) = 0 \forall t, \varepsilon$ . Система (21) имеет стандартную форму, поскольку алгебраическое уравнение  $0 = \mathbf{g}(\mathbf{x}', \mathbf{z}, t, 0)$  имеет единственное изолированное решение  $\bar{\mathbf{w}} = \mathbf{h}(\bar{\mathbf{x}}', t)$ . Из (21) при  $\varepsilon = 0$  квазиустановившееся уравнение для  $\mathbf{w}$  находится в виде  $\mathbf{h}(\bar{\mathbf{x}}', t) = (\bar{z}_1, \bar{z}_2)^T = (0, \alpha\beta\tilde{\psi}_q - \beta\omega\tilde{\psi}_d - \beta\psi^*\tilde{\omega})^T$ . Из определения (17) устанавливаем, что при  $\varepsilon = 0$  это решение соответствует квазиустановившимся переменным для  $\tilde{i}_q$  и  $e_\omega$ , которые задаются выражениями  $\bar{\tilde{i}}_q = 0$ ,  $\bar{e}_\omega = \tilde{\omega} + (\omega\tilde{\psi}_d - \alpha\tilde{\psi}_q)/\psi^*$ .

Для дальнейшего анализа устойчивости определим: коэффициент интегральной составляющей регулятора скорости  $k_{oi} = k_\omega^2/2$ , векторы ошибок обработки электрических и механических пе-

ременных  $\mathbf{x}_e = (z_d, z_q, \tilde{i}_d)^T$ ,  $\mathbf{x}_m = (\zeta_1, \zeta_2)^T$ , а также вектор переменных пограничного слоя  $\mathbf{z} = (z_1, z_2)^T = \mathbf{w} - \mathbf{h}(\bar{\mathbf{x}}, t)$ , где  $\zeta_1 = k_\omega \tilde{\omega}/2$ ,  $\zeta_2 = \tilde{M}_c + k_\omega \tilde{\omega}/2$ ,  $z_d = \beta \tilde{\psi}_d + \tilde{i}_d$ ,  $z_q = \beta \tilde{\psi}_q$ ,  $z_1 = w_1$ ,  $z_2 = w_2 - \alpha \beta \tilde{\psi}_q + \beta \omega \tilde{\psi}_d + \beta \psi^* \tilde{\omega}$ . В новых переменных система (18)–(20) имеет форму композитной системы (3)–(5) утверждения 1 с  $\|\mathbf{B}_{m5}(t, \mathbf{x}_e)\| = 0$ .

Доказательство устойчивости композитной системы (18)–(20) базируется на условиях персистентности возбуждения [5] для подсистемы (19), которые для рассматриваемой задачи имеют следующую формулировку.

Сигнал

$$\mathbf{\Omega} = \begin{pmatrix} \Omega_a(t) \\ \Omega_b(t) \end{pmatrix} = e^{J\varepsilon_0^r} \begin{pmatrix} \alpha \\ \omega^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \alpha \cos \varepsilon_0^r - \omega^* \sin \varepsilon_0^r \\ \alpha \sin \varepsilon_0^r + \omega^* \cos \varepsilon_0^r \end{pmatrix}, \quad \dot{\varepsilon}_0^r = \omega_0^r = \omega^* + \frac{\alpha L_m i_q^r}{\psi^*}, \quad i_q^r = \frac{(\dot{\omega}^* + J^{-1} M_c)}{\mu \psi^*} \quad (22)$$

является таким, что персистентно возбуждает, если существуют положительные константы  $T$ ,  $k$ , обеспечивающие выполнение условия

$$\int_t^{t+T} \mathbf{\Omega}(\tau) \mathbf{\Omega}^T(\tau) d\tau \geq k \mathbf{I}_2 > 0, \quad \forall t \geq 0. \quad (23)$$

С учетом утверждения 1 и условий персистентности возбуждения (22), (23) свойства предложенного алгоритма управления (6)–(11) относительно целей O1 – O4 могут быть обобщены в виде следующего утверждения.

**Утверждение 2.** Рассмотрим систему, состоящую из модели АД (1) и алгоритма управления (6)–(11), в котором  $k_{oq} > 0$ ,  $\gamma_1 > 0$ ,  $k_\omega > 0$ ,  $k_{oi} = k_{oq1}^2 / 2\beta\psi^*$  и  $k_{\omega i} = k_\omega^2 / 2$ . Если сигнал  $\mathbf{\Omega}(t)$  в (22) является таким, что персистентно возбуждает, тогда существуют  $\varepsilon^* > 0$  и инвариантное пространство  $\bar{S} \subseteq \square^7$ , которое содержит начало координат так, что  $\forall \varepsilon = k_\omega / k_{oq} \leq \varepsilon^*$  и все начальные условия для переменных  $(\tilde{M}_c(0), \tilde{\omega}(0), \varepsilon_\omega(0), \tilde{i}_d(0), \tilde{i}_q(0), \tilde{\psi}_d(0), \tilde{\psi}_q(0))^T \in \bar{S}$ , то цели управления O1 – O4 достигаются с ограниченными внутренними сигналами.

**Результаты экспериментального тестирования.** Для выполнения экспериментальных тестов использована лабораторная установка, в состав которой входят: АД мощностью 5.5 кВт (номинальный момент 35 Нм,  $R_1 = 0.94$  Ом,  $R_2 = 0.65$  Ом,  $L_1 = L_2 = 0.1228$  Гн,  $L_m = 0.117$  Гн,  $J = 0.17$  кг·м<sup>2</sup>), двигатель постоянного тока для создания момента нагрузки (валы машин соединены жесткой муфтой), преобразователь с автономным инвертором напряжения, фотоимпульсный датчик скорости (2500 имп/об), унифицированный контроллер на основе цифрового сигнального процессора TMS320F28335. Частота широтно-импульсной модуляции установлена равной 2.5 кГц, такт квантования 200 мкс.

Настройки алгоритма управления установлены следующими:  $k_\omega = 30$ ,  $k_{\omega i} = k_\omega^2 / 2 = 450$ ;  $k_{id} = k_{iq} = k_i = 700$ ,  $k_{ii} = k_i^2 / 4 = 122500$ ;  $\gamma_1 = 0.0122$ ,  $k_{od} = 300$ ,  $k_{oq} = 600$ ,  $k_{oi} = k_{oq1}^2 / 2\beta\psi^* = 1780$ ,  $k_\psi = 100$ ,  $k_{\psi i} = 5000$ . Коэффициенты регуляторов выбраны так, чтобы подсистема оценивания угловой скорости имела наибольшее быстродействие, а также обеспечивалось разделение во времени процессов регулирования тока, угловой скорости и потокосцепления.

Последовательность операций управления включает следующие этапы (рис. 1): во время начального интервала времени  $0 \div 0.25$  с машина возбуждается, траектория заданного потокосцепления начинается с  $\psi^*(0) = 0.02$  Вб и достигает значения 0.9 Вб; начиная с  $t = 0.5$  с двигатель без нагрузки разгоняется по заданной траектории скорости, которая имеет нулевое начальное значение и достигает 20 рад/с (13% от номинальной); в момент времени  $t = 1.5$  с к валу двигателя прикладывается, а при  $t = 2.5$  с снимается постоянный момент нагрузки  $M_c$ , равный номинальному значению. Заданная траектория угловой скорости сформирована таким образом, чтобы динамический момент при разгоне двигателя соответствовал номинальному значению.

На рис. 2 показаны графики переходных процессов ошибки обработки угловой скорости и моментной компоненты тока статора при использовании разработанного алгоритма бездатчикового векторного управления угловой скоростью АД. Как видно из рис. 2, динамическая ошибка при обработке заданной траектории угловой скорости составляет примерно 2 рад/с, а в моменты приложения/снятия момента нагрузки достигает 6 рад/с и компенсируется регулятором за 0.15 с. Статическая ошибка регулирования угловой скорости при компенсации постоянного номинального момента нагрузки находится на нулевом уровне.

Для сравнения на рис. 3 показаны графики переходных процессов, полученные экспериментально в системе векторного управления с датчиком скорости [7] с использованием тех же значений коэффициентов регулятора скорости, что и в бездатчиковом алгоритме управления. Из сравнения рис. 2 и рис. 3 устанавливаем, что динамические и статические показатели качества регулирования угловой скорости при использовании разработанного алгоритма бездатчикового управления приближаются к тем, которые достигаются в системах с измерением угловой скорости.

На рис. 4 показана обработка номинального момента нагрузки на скорости 1.5 рад/с, что соответствует диапазону регулирования угловой скорости 1:100. Из графиков переходных процессов, представленных на рис. 4, следует, что предложенный алгоритм обеспечивает одинаковые показатели качества регулирования координат во всем диапазоне изменения скоростей.

Представленные результаты экспериментальных исследований совпадают с результатами математического моделирования.

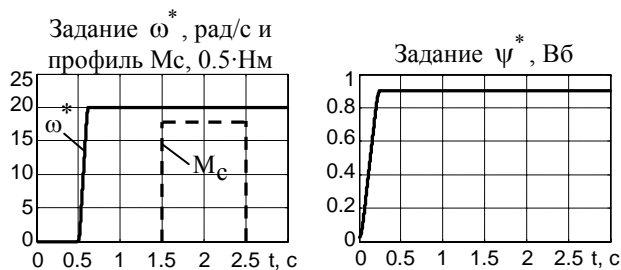


Рис. 1

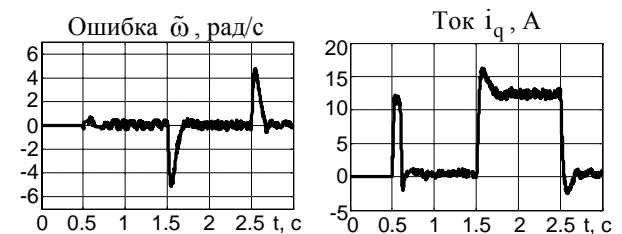


Рис. 3

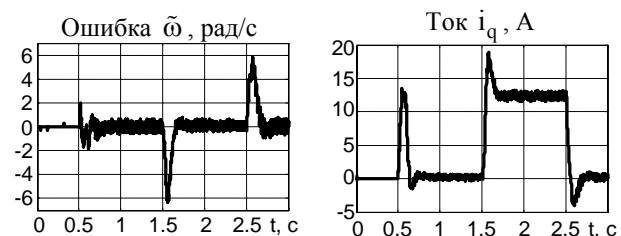


Рис. 2

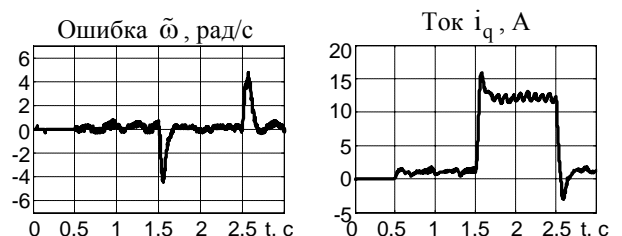


Рис. 4

## Выводы.

Предложена концепция управления классом электромеханических систем с формированием результирующей декомпозиции исходной структуры на три взаимосвязанные подсистемы: электромагнитная – оценивания угловой скорости – механическая. Разработанный на основе предложенной концепции метод синтеза позволяет синтезировать алгоритмы бездатчикового векторного управления АД, которые гарантируют асимптотическую обработку заданных траекторий угловой скорости и потока, асимптотическое оценивание угловой скорости и потокосцепления ротора, асимптотическое полеориентирование со свойствами локальной экспоненциальной устойчивости. Алгоритм управления синтезирован с использованием реалистичных допущений, поэтому может использоваться для разработки электромеханических систем технологических объектов со средним уровнем требований к показателям качества управления, которые при точных значениях параметров АД приближаются к достигаемым в системах с измерением угловой скорости.

1. Holtz J. Perspectives of sensorless AC drives technology from the state of the art to future trends // Proc. PCIM Europe, Nurnberg, Germany. – June 2005. – Pp. 80 – 87.

2. Khalil H.K. Nonlinear Systems (2nd edition). – New Jersey, Upper Saddle River: Prentice Hall, 1996. – 735 p.

3. Leonhard W. Control of Electrical Drives. – Springer-Verlag, Berlin, 1996.
4. Montanari M., Peresada S. and Tilli A. A speed-sensorless indirect field-oriented control for induction motors based on high gain speed estimation // Automatica. – 2006. – Vol. 42. – Pp. 1637–1650.
5. Narendra K.S. and Annaswamy A.M. Stable Adaptive Systems. – New Jersey, Englewood Cliffs: Prentice Hall, 1989. – 496 p.
6. Pacas M. Sensorless drives in industrial applications // IEEE Industrial Electronics Magazine. – June 2011. – Vol. 5. – No 3. – Pp. 16 – 23.
7. Peresada S. and Tonielli A. High-performance robust speed-flux tracking controller for induction motor // International Journal of Adaptive Control and Signal Processing. – 2000. – Vol. 14. – Pp. 177–200.
8. Peresada S., Montanari M., Rossi C., Tilli A. Speed sensorless control of induction motors based on a reduced-order adaptive observer // IEEE Transaction on Control Systems Technology. – 2007. – Vol. 15. – No 5. – Pp. 1049 – 1064.
9. Rajashekara K., Kawamura A. and Matsuse K. Sensorless Control of AC Motor Drives. – New York: IEEE Press, 1996. – 497 p.
10. Vas P. Sensorless Vector and Direct Torque Control. – London: Oxford University Press, 1998. – 768 p.

УДК 681.5:62-83

### ЗАГАЛЬНОТЕОРЕТИЧНЕ РІШЕННЯ ЗАДАЧІ ВЕКТОРНОГО КЕРУВАННЯ АСИНХРОННИМИ ДВИГУНАМИ БЕЗ ВИМІРЮВАННЯ МЕХАНІЧНИХ КООРДИНАТ

С.М. Пересада, докт.техн.наук, С.М. Ковбаса, канд.техн.наук

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут»,  
пр. Перемоги, 37, Київ, 03056, Україна.

e-mail: [skovbasa@ukr.net](mailto:skovbasa@ukr.net)

*Запропоновано загальнотеоретичне рішення задачі векторного керування кутовою швидкістю та модулем вектора потокозчеплення асинхронних двигунів без вимірювання механічних координат в умовах дії постійного невідомого моменту навантаження. Розроблено концепцію керування та метод синтезу алгоритмів бездавачевого керування з використанням прямого полеорієнтування. Синтезований на їхній основі алгоритм векторного керування забезпечує асимптотичне відпрацювання заданих траєкторій кутової швидкості та потоку, асимптотичне оцінювання кутової швидкості та потокозчеплення ротора, асимптотичне полеорієнтування за вектором потокозчеплення ротора з властивостями локальної експоненційної стійкості. Теоретичні результати підтверджено результатами експериментального тестування. Запропоноване рішення ґрунтується на реалістичних спрощуючих припущеннях і може бути використане при серійному виробництві бездавачевих електромеханічних систем для технологічних об'єктів з середнім рівнем вимог до показників якості керування механічними координатами. Бібл. 10, рис. 4.*

**Ключові слова:** асинхронний двигун, бездавачеве керування, спостерігач кутової швидкості.

### GENERAL THEORETICAL SOLUTION OF SENSORLESS SPEED-FLUX VECTOR CONTROL OF INDUCTION MOTOR

S. Peresada, S. Kovbasa

National Technical University of Ukraine «Kiev Polytechnic Institute»,  
pr. Peremohy, 37, Kyiv, 03056, Ukraine.

e-mail: [skovbasa@ukr.net](mailto:skovbasa@ukr.net)

*A novel speed sensorless control for the full order model of induction motors with unknown constant load torque is presented. The proposed nonlinear controller exploits the concept of direct field orientation in combination with a reduced-order adaptive speed observer based on the torque current dynamic. It guarantees local asymptotic tracking of smooth speed and rotor flux reference trajectories, asymptotic field orientation, and asymptotic speed estimation with local exponential stability properties. The developed solution can be used for industrial electromechanical systems since no significant simplifying assumptions are used. Experimental tests confirm the theoretical results and show that the proposed controller is suitable for medium performance applications. References 10, figures 4.*

**Key words:** induction motor, sensorless control, sliding mode, equivalent control method.

Надійшла 21.09.2015

Остаточний варіант 10.12.2015