

УДК 681.5:62-83

РОБАСТНОЕ КОСВЕННОЕ ВЕКТОРНОЕ УПРАВЛЕНИЕ СКОРОСТЬЮ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ С ОРИЕНТАЦИЕЙ ПО ВЕКТОРУ ПОТОКОСЦЕПЛЕНИЯ СТАТОРА: ТЕОРЕТИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ И РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОГО ТЕСТИРОВАНИЯ

С. М. Пересада, С. Н. Ковбаса, А. Ю. Онанко, А. Б. Воронко

Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт»
просп. Победы, 37, г. Киев, 03056, Украина. E-mail: sergei.peresada@gmail.com

Представлено общетеоретическое решение задачи синтеза алгоритма векторного управления скоростью–потокосцеплением асинхронного двигателя с ориентацией по вектору потока статора. Алгоритм гарантирует асимптотическую отработку угловой скорости и потокосцепления статора, асимптотическую косвенную ориентацию по вектору потокосцепления статора, декомпозицию исходной структуры асинхронного двигателя на две связанные подсистемы – электрическую и механическую. Структура алгоритма управления предоставляет дополнительную степень свободы для формирования динамических характеристик и свойств робастности к параметрическим возмущениям. Это достигается за счет введения в алгоритм корректирующих обратных связей, в результате чего уравнения динамики электрической подсистемы дают те же свойства, что и при использовании наблюдателей потокосцепления полного порядка. Результаты сравнительного экспериментального тестирования подтверждают эффективность предложенного метода синтеза для повышения свойств робастности высокодинамических систем векторного управления асинхронными двигателями.

Ключевые слова: асинхронный двигатель, векторное управление, статорное полеориентирование.

РОБАСТНЕ НЕПРЯМЕ ВЕКТОРНЕ КЕРУВАННЯ ШВИДКІСТЮ АСИНХРОННОГО ДВИГУНА З ОРІЄНТАЦІЄЮ ЗА ВЕКТОРОМ ПОТОКОЗЧЕПЛЕННЯ СТАТОРА: ТЕОРЕТИЧНИЙ АНАЛІЗ І РЕЗУЛЬТАТИ ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНОГО ТЕСТУВАННЯ

С. М. Пересада, С. М. Ковбаса, А. Ю. Онанко, А. Б. Воронко

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут»
просп. Перемоги, 37, м. Київ, 03056, Україна. E-mail: sergei.peresada@gmail.com

Надано загальнотеоретичне рішення задачі синтезу алгоритму векторного керування швидкістю–потокосцепленням асинхронного двигуна з орієнтацією за вектором потокосцеплення статора. Алгоритм гарантує асимптотичне відпрацювання кутової швидкості та потокосцеплення статора, асимптотичне непряме орієнтування за вектором потокосцеплення статора, декомпозицію вихідної структури асинхронного двигуна на дві пов'язані підсистеми – електричну та механічну. Структура алгоритму керування надає додатковий ступінь свободи для формування динамічних характеристик і властивостей робастності до параметричних збурень. Це досягається за рахунок введення в алгоритм коректуючих зворотних зв'язків, у результаті чого рівняння динаміки електричної підсистеми дають ті ж властивості, що й при використанні спостерігачів потокосцеплення повного порядку. Результати порівняльного експериментального тестування підтверджують ефективність запропонованого метода синтезу для підвищення властивостей робастності високодинамічних систем векторного керування асинхронними двигунами.

Ключові слова: асинхронний двигун, векторне керування, статорне полеорієнтування.

АКТУАЛЬНОСТЬ РАБОТЫ. Алгоритмы векторного управления асинхронными двигателями (АД) являются промышленным стандартом высокодинамических электромеханических систем разных технологических применений. Такие системы демонстрируют высокие показатели качества регулирования механических и электромагнитных координат в условиях, когда значения параметров АД являются известными. Вместе с тем проблема обеспечения робастности алгоритмов управления к параметрическим возмущениям АД до настоящего времени открыта и является предметом значительного числа исследований [1–4].

Одним из известных способов повышения робастности систем векторного управления к вариациям параметров АД является использование ориентирования по вектору потокосцепления статора [5], где предлагается использовать алгоритм прямого векторного управления с наблюдателем потока статора пониженного порядка. Альтернативным методом

управления является использование концепции косвенного полеориентирования. Впервые алгоритм косвенного векторного управления скоростью АД с ориентацией по вектору потокосцепления статора (Stator Field Oriented Control – SFOC) представлен в [6]. Его синтез основан на пассивной декомпозиции модели АД на две взаимосвязанные подсистемы: электрическую (ЭПС) и механическую (МПС) [7]. На основе представленного в работе [6] подхода в [8] синтезирован робастный по отношению к вариациям активного сопротивления ротора алгоритм отработки момента–потока АД (Robust Stator Field Oriented Control – RSFOC) с ориентацией по вектору потокосцепления статора. По сравнению с алгоритмом SFOC [6] повышенные свойства робастности RSFOC [8] достигаются за счет введения в регуляторы электрической подсистемы корректирующих обратных связей, позволяющих обеспечить замкнутость отрицательными обратными связями ЭПС АД.

Целью данной работы является дальнейшее раз-

витие теории косвенного векторного управления АД за счет синтеза, анализа и экспериментального исследования алгоритма векторного управления с ориентацией по вектору потокосцепления статора и повышенными свойствами робастности к параметрическим возмущениям.

МАТЕРИАЛ И РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ.
Математическая модель и постановка задачи управления

Математическая модель симметричного АД, без учета насыщения магнитных цепей, представленная в системе координат (d-q), вращающейся с произвольной угловой скоростью ω_0 , имеет вид [8]:

$$\begin{aligned} \dot{\omega} &= J^{-1} [1,5\sigma(z_d i_q - z_q i_d) - M_c]; \\ \dot{z}_d &= -R_1 i_d / \sigma + \omega_0 z_q + u_d / \sigma; \\ \dot{z}_q &= -R_1 i_q / \sigma - \omega_0 z_d + u_q / \sigma; \\ \dot{i}_d &= -(\gamma + \alpha) i_d + (\omega_0 - \omega) i_q + \alpha z_d + \omega z_q + u_d / \sigma; \\ \dot{i}_q &= -(\gamma + \alpha) i_q - (\omega_0 - \omega) i_d + \alpha z_q - \omega z_d + u_q / \sigma, \end{aligned} \quad (1)$$

где $(i_d, i_q)^T, (u_d, u_q)^T, (z_d, z_q)^T$ – компоненты векторов тока статора, напряжения статора и промасштабированного вектора потокосцепления статора $(\psi_{1d}, \psi_{1q})^T, (z_d = \psi_{1d} / \sigma, z_q = \psi_{1q} / \sigma)$; ω – угловая скорость; J – полный момент инерции; M_c – момент нагрузки. Положительные константы в (1), задаваемые электрическими параметрами АД, определены следующим образом:

$$\alpha = \frac{R_2}{L_2}; \quad \sigma = L_1 - \frac{L_m^2}{L_2}; \quad \gamma = \frac{R_1}{\sigma} + \alpha \beta L_m; \quad \beta = \frac{L_m}{\sigma L_2},$$

где R_1, R_2, L_1, L_2 – соответственно активные сопротивления и индуктивности статора и ротора; L_m – индуктивность намагничивающего контура; в модели (1) без потери общности принята одна пара полюсов. Взаимосвязь между переменными АД в системе координат (d-q) с переменными в неподвижной системе координат (a-b) осуществляется с использованием преобразования Blondel–Парка.

Задачей управления является регулирование на основе вектора измеряемых переменных $\mathbf{y} = (\omega, i_d, i_q)^T$ двух выходных координат модели (1): угловой скорости и модуля вектора потокосцепления статора, формирующих вектор регулируемых координат $\mathbf{y}_1 = (\omega, |\mathbf{z}|)^T$ с помощью двумерного вектора напряжений статора $\mathbf{u} = (u_d, u_q)^T$.

Допустим, что для модели АД (1) выполняются следующие допущения:

- допущение 1: токи статора и угловая скорость, заданные вектором \mathbf{y} , измеряемы;
- допущение 2: параметры АД известны и постоянны;
- допущение 3: ω^* и $z^* > 0$ ограничены и имеют ограниченные производные $\dot{z}^*, \dot{\omega}^*, \dot{\omega}^*$.

С учетом данных допущений требуется синтезировать алгоритм управления по измеряемому выходу, который гарантирует:

- a) глобальную асимптотическую отработку регулируемых переменных $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\mathbf{y}}_1 = 0$, где

$\tilde{\mathbf{y}}_1 = \mathbf{y}_1 - \mathbf{y}_1^* = (\tilde{\omega}, \tilde{z})^T$ – вектор ошибок отработки, а $\mathbf{y}_1^* = (\omega^*, z^*)^T$ – вектор заданных переменных;

- b) асимптотическую развязку динамики выходных переменных с одновременным достижением косвенного полеориентирования по вектору потокосцепления статора $\lim_{t \rightarrow \infty} z_q = 0$;

- c) линейность номинальной ($\tilde{z} = 0; z_q = 0$) динамики ошибки регулирования скорости;

- d) робастность по отношению к вариациям R_2 .

Предложение 1. При выполнении допущений 1–3 существует нелинейный динамический регулятор по измеряемому выходу \mathbf{y} , который преобразует модель АД (1) в нелинейную систему, представленную обобщенным каскадным объединением двух подсистем в виде

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\mathbf{x}}}_1 &= \mathbf{A}_{11} \tilde{\mathbf{x}}_1 + \mathbf{A}_{12}(\tilde{\mathbf{x}}_2, t) \tilde{\mathbf{x}}_1 + \mathbf{B}_1(t) \tilde{\mathbf{x}}_2 + \mathbf{B}_2(\tilde{\mathbf{x}}_2) \tilde{\mathbf{x}}_2; \quad (2) \\ \dot{\tilde{\mathbf{x}}}_2 &= \mathbf{A}_2(\tilde{\mathbf{x}}_1, t) \tilde{\mathbf{x}}_2, \quad (3) \end{aligned}$$

где $\tilde{\mathbf{x}}_1$ – расширенный вектор ошибок отработки МПС; $\tilde{\mathbf{x}}_2$ – вектор ошибок отработки ЭПС; $\mathbf{A}_{11}, \mathbf{A}_{12}(\tilde{\mathbf{x}}_2, t), \mathbf{B}_1(t), \mathbf{B}_2(\tilde{\mathbf{x}}_2), \mathbf{A}_2(\tilde{\mathbf{x}}_1, t)$ – матрицы соответствующих размерностей; $\mathbf{A}_{12}(\tilde{\mathbf{x}}_2, t), \mathbf{B}_1(t), \mathbf{B}_2(\tilde{\mathbf{x}}_2), \mathbf{A}_2(\tilde{\mathbf{x}}_1, t)$ – непрерывные по t и $\tilde{\mathbf{x}}$; $\tilde{\mathbf{x}} = (\tilde{\mathbf{x}}_1^T, \tilde{\mathbf{x}}_2^T)^T$.

Предложение 2 [9]. В силу действия нелинейного алгоритма управления объединенная система (2) (3) будет иметь экспоненциально устойчивое положение равновесия $\tilde{\mathbf{x}} = (\tilde{\mathbf{x}}_1, \tilde{\mathbf{x}}_2)^T = 0$, если удовлетворяются следующие свойства:

- постоянная матрица \mathbf{A}_{11} – матрица Гурвица;
- $\|\mathbf{A}_{12}(\tilde{\mathbf{x}}_2, t)\| \leq a_1 \|\tilde{\mathbf{x}}_2\|, 0 < a_1 < \infty, \forall t \geq 0$;
- $\|\mathbf{B}_1(t) + \mathbf{B}_2(\tilde{\mathbf{x}}_2)\| \leq b_1 + b_2 \|\tilde{\mathbf{x}}_2\|, 0 \leq (b_1, b_2) < \infty, \forall t \geq 0$;
- подсистема (3) является глобально экспоненциально устойчивой; $\|\tilde{\mathbf{x}}_2(t)\| \leq c_1 \|\tilde{\mathbf{x}}_2(0)\| e^{-c_2 t}; (c_1, c_2) > 0$, где $\|(\cdot)\|$ – Эвклидова норма вектора или матрицы (\cdot) .

Доказательство Предложения 1 представлено путем синтеза алгоритма управления. Доказательство Предложения 2 приведено в [9]. Если условия Предложений 1 и 2 выполняются, тогда цели управления (a)–(d) также достигаются. Асимптотическая отработка угловой скорости и потокосцепления (a) непо-

средственно следует из условия $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\mathbf{x}} = 0$ Предложения 2. Цели управления (b) и (c) достигаются, поскольку: если $\tilde{\mathbf{x}}_2(0) = 0$, то номинальная динамика (2), (3) будет линейной и равной $\dot{\tilde{\mathbf{x}}}_1 = \mathbf{A}_{11}\tilde{\mathbf{x}}_1$; если $\tilde{\mathbf{x}}_2(0) \neq 0$, то номинальная динамика ошибки регулирования скорости может рассматриваться как линейная с экспоненциально затухающим возмущением, генерируемым подсистемой (3). Цель управления (d) достигается за счет экспоненциальной устойчивости ЭПС (3).

Синтез алгоритма управления

Исходя из концепции косвенного полеориентирования по вектору потокосцепления статора, определим вектор заданий $\mathbf{x}_2^* = (z^*, 0, i_d^*, i_q^*)^T$ для переменных ЭПС $\mathbf{x}_2 = (z_d, z_q, i_d, i_q)^T$ модели АД (1). Вектор ошибок отработки при этом будет $\tilde{\mathbf{x}}_2 = \mathbf{x}_2 - \mathbf{x}_2^* = (\tilde{z}_d, \tilde{z}_q, \tilde{i}_d, \tilde{i}_q)^T$, а уравнения динамики ошибок отработки запишутся в виде

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{z}}_d &= \omega_0 \tilde{z}_q - R_1 \tilde{i}_d / \sigma - R_1 i_d^* / \sigma + u_d / \sigma - \dot{z}^*; \\ \dot{\tilde{z}}_q &= -\omega_0 \tilde{z}_d - R_1 \tilde{i}_q / \sigma - \omega_0 z^* - R_1 i_q^* / \sigma + u_q / \sigma; \\ \dot{\tilde{i}}_d &= \alpha \tilde{z}_d + \omega \tilde{z}_q - (\gamma + \alpha) \tilde{i}_d + \omega_2 \tilde{i}_q + \alpha z^* - \\ &\quad - (\gamma + \alpha) i_d^* + \omega_2 i_q^* + u_d / \sigma - i_d^*; \\ \dot{\tilde{i}}_q &= -\omega \tilde{z}_d + \alpha \tilde{z}_q - \omega_2 \tilde{i}_d - (\gamma + \alpha) \tilde{i}_q - \omega z_d^* - \\ &\quad - \omega_2 i_d^* - (\gamma + \alpha) i_q^* + u_q / \sigma - i_q^*, \end{aligned} \quad (4)$$

где $\omega_2 = \omega_0 - \omega$. Перепишем (4) в векторно-матричной форме:

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}}_2 = \mathbf{A}_e(t) \tilde{\mathbf{x}}_2 + \mathbf{A}_{1e}(\omega, \omega_0) \mathbf{x}_2^* + \mathbf{B} \mathbf{u} - \dot{\mathbf{x}}_2^*, \quad (5)$$

$$\text{где } \mathbf{A}_e(t) = \begin{bmatrix} 0 & \omega_0 & -R_1/\sigma & 0 \\ -\omega_0 & 0 & 0 & -R_1/\sigma \\ \alpha & \omega & -(\gamma + \alpha) & \omega_2 \\ -\omega & \alpha & -\omega_2 & -(\gamma + \alpha) \end{bmatrix}; \mathbf{u} = \begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix},$$

$$\mathbf{A}_{1e} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -R_1/\sigma & 0 \\ -\omega_0 & 0 & 0 & -R_1/\sigma \\ \alpha & 0 & -(\gamma + \alpha) & \omega_2 \\ -\omega & 0 & -\omega_2 & -(\gamma + \alpha) \end{bmatrix}; \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 1/\sigma & 0 \\ 0 & 1/\sigma \\ 1/\sigma & 0 \\ 0 & 1/\sigma \end{bmatrix}.$$

Предположим, что система уравнений

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}}_2 = \mathbf{A}_{1e}(\omega, \omega_0) \tilde{\mathbf{x}}_2 + \mathbf{B} \mathbf{u} - \mathbf{G}(t) \mathbf{C} \tilde{\mathbf{x}}_2, \quad (6)$$

где $\mathbf{C} = \text{diag}(0, 0, 1, 1)$ имеет такое решение относительно вектора управляющих воздействий \mathbf{u} с матрицей корректирующих обратных связей $\mathbf{G}(t)$, что результирующая замкнутая система (5) в силу решений (6) описывается уравнением

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}}_2 = (\mathbf{A}_e(t) + \mathbf{G}(t) \mathbf{C}) \tilde{\mathbf{x}}_2 = \mathbf{A}_2(t) \tilde{\mathbf{x}}_2 \quad (7)$$

и является асимптотически устойчивой.

Общих методов синтеза управления для нелинейной системы (5) с частично измеряемым векто-

ром состояния \mathbf{u} не существует. Одним из возможных путей решения является использование фундаментального свойства пассивности электрической подсистемы АД, состоящее в том, что динамика $\dot{\tilde{\mathbf{x}}}_2 = \mathbf{A}_e(t) \tilde{\mathbf{x}}_2$ в (5) имеет глобально экспоненциально устойчивое положение равновесия.

Процедуру синтеза алгоритма векторного управления АД, состоящую в нахождении решений системы (6) с целью получения формы (7), удобно представить в виде следующей последовательности шагов:

– конструирование регулятора потока для обеспечения асимптотической отработки модуля вектора потокосцепления статора с одновременным асимптотическим полеориентированием [8] в виде

$$\begin{aligned} \dot{i}_d^* &= -\alpha(L_m \beta + 1) i_d^* + \omega_2 i_q^* + \alpha z^* + \dot{z}^* - \xi_d + \chi_d; \\ \omega_0 &= \omega + \frac{\alpha(L_m \beta + 1) i_q^* + i_q^* + \xi_q - \chi_q}{z^* - i_d^*}, \end{aligned} \quad (8)$$

где $\xi_d, \xi_q, \chi_d, \chi_q$ – корректирующие обратные связи;

– конструирование двумерного регулятора токов [8]:

$$\begin{aligned} u_d &= \sigma((\gamma + \alpha) i_d^* - \omega_2 i_q^* - \alpha z^* + i_d^* - k_i \tilde{i}_d + \xi_d); \\ u_q &= \sigma((\gamma + \alpha) i_q^* + \omega_2 i_d^* + \omega z^* + i_q^* - k_i \tilde{i}_q + \xi_q), \end{aligned} \quad (9)$$

где $k_i > 0$ коэффициент пропорциональной части регуляторов тока.

После подстановки (8), (9) в (4) уравнения динамики ошибок отработки ЭПС приобретают вид

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{z}}_d &= \omega_0 \tilde{z}_q - (R_1/\sigma + k_i) \tilde{i}_d + \chi_d; \\ \dot{\tilde{z}}_q &= -\omega_0 \tilde{z}_d - (R_1/\sigma + k_i) \tilde{i}_q + \chi_q; \\ \dot{\tilde{i}}_d &= \alpha \tilde{z}_d + \omega \tilde{z}_q - (\gamma + \alpha + k_i) \tilde{i}_d + \omega_2 \tilde{i}_q + \xi_d; \\ \dot{\tilde{i}}_q &= -\omega \tilde{z}_d + \alpha \tilde{z}_q - (\gamma + \alpha + k_i) \tilde{i}_q - \omega_2 \tilde{i}_d + \xi_q. \end{aligned} \quad (10)$$

В [6] показано, что положение равновесия системы (10) при нулевом векторе корректирующих обратных связей $\xi = \mathbf{G}(t) \mathbf{C} \tilde{\mathbf{x}}_2 = (\chi_d, \chi_q, \xi_d, \xi_q)^T = 0$ и ограниченных сигналах i_d^*, i_q^* является глобально экспоненциально устойчивым при $(z^* - i_d^*) > 0$. Следовательно, достигается асимптотическая отработка вектора ошибок ЭПС $\tilde{\mathbf{x}}_2$ с одновременной косвенной ориентацией по вектору потокосцепления статора.

Наличие вектора ξ дает возможность получения новых свойств системы полеориентирования как с позиций ее робастности, так и адаптации к параметрическим возмущениям. Один из вариантов повышения робастности к вариациям активного сопротивления ротора системы (10) представлен в [8]. Для этого предлагается выбрать вектор корректирующих обратных связей в виде

$$\xi = \omega L_m \begin{pmatrix} 0 & 0 & -\beta \tilde{i}_q & \beta \tilde{i}_d \end{pmatrix}^T. \quad (11)$$

Уравнения динамики ошибок отработки (10) при

этом запишутся в следующем виде:

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{z}}_d &= \omega_0 \tilde{z}_q - (R_1/\sigma + k_i) \tilde{i}_d; \\ \dot{\tilde{z}}_q &= -\omega_0 \tilde{z}_d - (R_1/\sigma + k_i) \tilde{i}_q; \\ \dot{\tilde{i}}_d &= \alpha \tilde{z}_d + \omega \tilde{z}_q - (\gamma + \alpha + k_i) \tilde{i}_d + (\omega_2 - \omega L_m \beta) \tilde{i}_q; \\ \dot{\tilde{i}}_q &= -\omega \tilde{z}_d + \alpha \tilde{z}_q - (\gamma + \alpha + k_i) \tilde{i}_q - (\omega_2 - \omega L_m \beta) \tilde{i}_d, \end{aligned} \quad (12)$$

а уравнения алгоритма управления (8), (9) модифицируются следующим образом:

$$\begin{aligned} i_d^* &= -\alpha (L_m \beta + 1) i_d^* + \omega_2 i_q^* + \alpha z^* + \dot{z}^* + \omega L_m \beta \tilde{i}_q; \\ \omega_0 &= \omega + \frac{\alpha (L_m \beta + 1) i_q^* + i_q^* + \omega L_m \beta \tilde{i}_d}{z^* - i_d^*}; \\ u_d &= \sigma ((\gamma + \alpha) i_d^* - \omega_2 i_q^* - \alpha z^* + \dot{z}^* - k_i \tilde{i}_d - \omega L_m \beta \tilde{i}_q); \\ u_q &= \sigma ((\gamma + \alpha) i_q^* + \omega_2 i_d^* + \omega z^* + \dot{z}^* - k_i \tilde{i}_d + \omega L_m \beta \tilde{i}_d). \end{aligned} \quad (13)$$

Система (12) является глобально экспоненциально устойчивой при ограниченных i_d^*, i_q^* и $(z^* - i_d^*) > 0$. Доказательство устойчивости базируется на использовании функции Ляпунова в виде полной электромагнитной энергии [8].

Структурная схема алгоритма (13) представлена на рис. 1. Обработка угловой скорости при использовании алгоритма (8), (9) обеспечивается при формировании заданного значения моментной составляющей тока статора в виде

$$\begin{aligned} i_q^* &= \frac{2J}{3\sigma z^*} (\hat{M}_c + \dot{\omega}^* + \eta_1); \\ \dot{\hat{M}}_c &= -k_{oi} \tilde{\omega}; \\ \dot{\eta}_1 &= -(k_{\omega} \tilde{\omega} + \eta_1) / \tau, \end{aligned} \quad (14)$$

где k_{ω}, k_{oi} – коэффициенты пропорциональной и интегральной частей регулятора скорости; τ – постоянная времени фильтра; \hat{M}_c – оцененный момент нагрузки.

Примечание. Необходимо отметить, что введение фильтра скорости с постоянной времени τ необходимо для того, чтобы первая производная по времени от заданного моментного тока i_q^* была известной функцией:

$$i_q^* = \frac{2J}{3\sigma (z^*)^2} \left[(\dot{\hat{M}}_c + \dot{\omega}^* + \eta_1) z^* - (\hat{M}_c + \dot{\omega}^* + \eta_1) \dot{z}^* \right]. \quad (15)$$

Сформировав вектор ошибок обработки МПС в виде $\tilde{\mathbf{x}}_1 = (\tilde{\omega}, \tilde{M}_c, \eta_1)$, результирующие уравнения динамики при нулевом векторе корректирующих обратных связей (SFOC) могут быть представлены в виде (2), (3) с матрицами $\mathbf{A}_{11}, \mathbf{A}_{12}, \mathbf{B}_1, \mathbf{B}_2, \mathbf{A}_2$, определенными следующим образом:

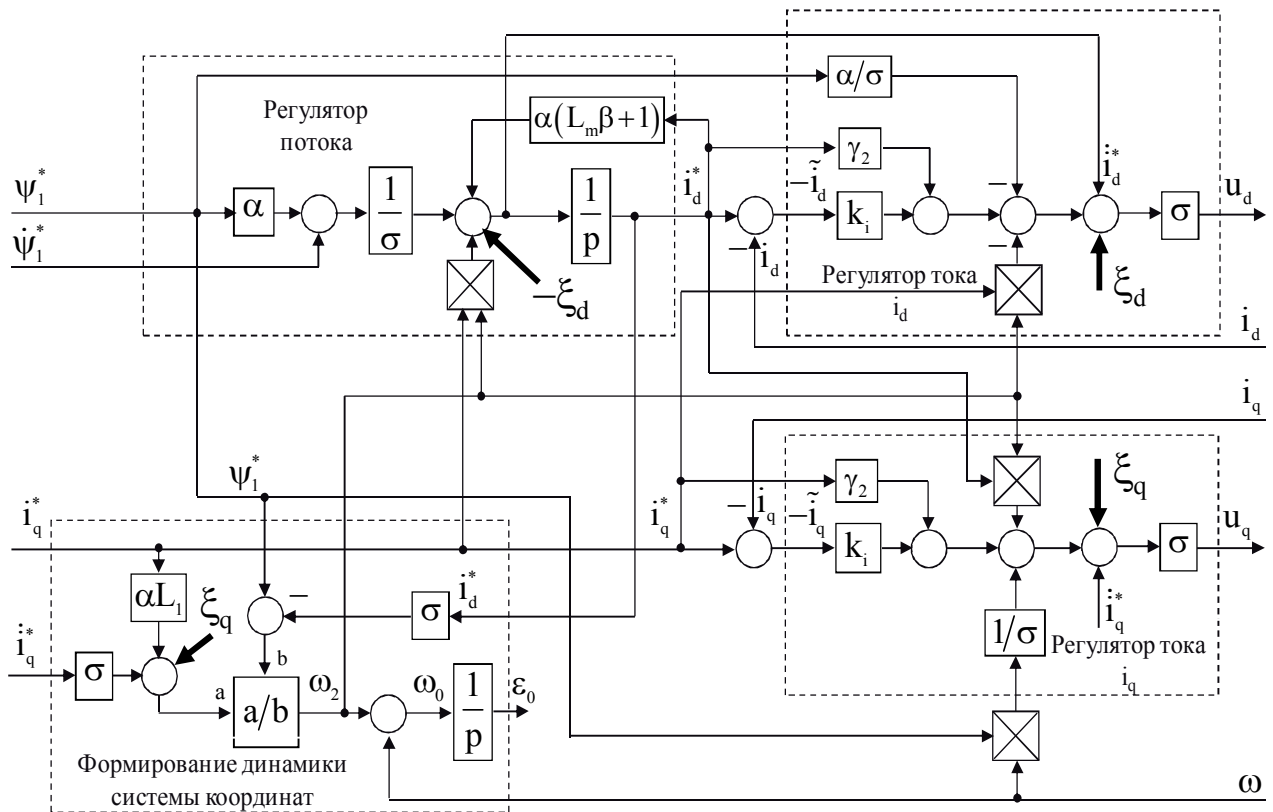


Рисунок 1 – Структурная схема алгоритма векторного управления со статорным полеориентированием

$$\mathbf{A}_{11} = \begin{pmatrix} 0 & -1 & 1 \\ k_{\omega i} & 0 & 0 \\ -k_{\omega}/\tau & 0 & -1/\tau \end{pmatrix}; \mathbf{A}_{12} = \frac{z_d}{z^*} \begin{pmatrix} 0 & -1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}; \quad (16)$$

$$\mathbf{B}_1 = \begin{pmatrix} b_{11} & b_{12} & b_{13} & b_{14} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}; \mathbf{B}_2 = \frac{1,5\sigma}{J} \begin{pmatrix} \tilde{i}_d & \tilde{i}_q & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix},$$

где $b_{11} = \left(\dot{\omega}^* + \frac{M_c}{J} \right) / z^*$; $b_{12} = 1,5\sigma \tilde{i}_d^* / J$, $b_{13} = 0$;
 $b_{14} = -1,5\sigma z^* / J$;

$$\mathbf{A}_2 = \begin{pmatrix} 0 & \omega_0 & -(+k_i) & 0 \\ -\omega_0 & 0 & 0 & -(R_1/\sigma + k_i) \\ \alpha & \omega & -(\gamma + \alpha + k_i) & \omega_2 \\ -\omega & \alpha & -\omega_2 & -(\gamma + \alpha + k_i) \end{pmatrix}. \quad (17)$$

Для робастного (RSFOC) алгоритма (13), (14) матрица \mathbf{A}_2 имеет вид

$$\mathbf{A}_2 = \begin{pmatrix} 0 & \omega_0 & -(R_1/\sigma + k_i) & 0 \\ -\omega_0 & 0 & 0 & -(R_1/\sigma + k_i) \\ \alpha & \omega & -(\gamma + \alpha + k_i) & (\omega_2 - \omega L_m \beta) \\ -\omega & \alpha & -(\omega_2 - \omega L_m \beta) & -(\gamma + \alpha + k_i) \end{pmatrix}. \quad (18)$$

Таким образом, условия Предложения 1 выполняются для алгоритмов SFOC и RSFOC. Условия Предложения 2 также выполняются, поскольку \mathbf{A}_{11} – матрица Гурвица, матрицы $\mathbf{A}_{12}(\tilde{\mathbf{x}}_2, t)$, $\mathbf{B}_1(t)$, $\mathbf{B}_2(\tilde{\mathbf{x}}_2)$ – ограничены, а динамика ошибок обработки ЭПС рассматриваемых алгоритмов глобально экспоненциально устойчива. Следовательно, цели управления (а)–(с) достигаются для обоих алгоритмов. Цель (d) достигается при использовании робастного алгоритма RSFOC, что следует из анализа результатов математического моделирования и экспериментальных исследований.

Результаты экспериментального тестирования

Полномасштабное сравнительное экспериментальное тестирование алгоритмов векторного управления выполнено на станции быстрого прототипного тестирования [10] (рис. 2), которая состоит из асинхронного двигателя мощностью 5,5 кВт; нагрузочной машины постоянного тока; трехфазного инвертора с номинальным током 25 А, напряжением 380 В и несущей частотой ШИМ 2,5 кГц; управляющего контроллера на базе цифрового сигнального процессора (TMS320F28335), в котором реализованы алгоритмы векторного управления, а также персонального компьютера для программирования контроллера и визуализации переходных процессов. Скорость двигателя измеряется с помощью оптического энкодера с разрешающей способностью 2500 имп/об.

Параметры использованного в экспериментах АД следующие: номинальный момент – $M_i = 36,7$ Нм; число пар полюсов – 2; $R_1 = 0,94$ Ом; $R_2 = 0,65$ Ом; $L_1 = L_2 = 0,1228$ Гн; $L_m = 0,117$ Гн; $J = 0,169$ кг·м².

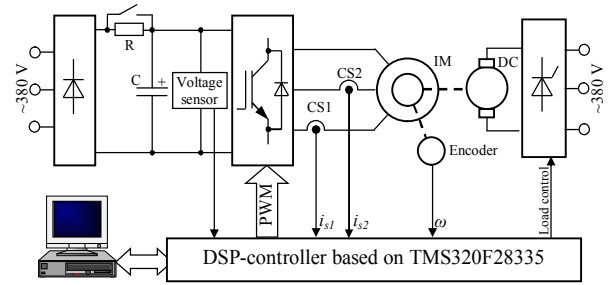


Рисунок 2 – Функциональная схема лабораторной установки

При тестировании использовались следующие значения настроечных коэффициентов: $k_{\omega} = 50$; $k_{\omega i} = k_{\omega}^2/4 = 625$; $\tau = 0,001$ с; $k_i = 700$.

Экспериментальные тесты выполнены с использованием представленной на рис. 3 последовательности операций управления. Во время начального интервала времени 0–0,25 с машина возбуждается, траектория заданного потокосцепления статора начинается с $\psi^*(0) = 0,02$ Вб и достигает значения 0,99 Вб; начиная с $t = 0,6$ с, двигатель без нагрузки разгоняется по заданной траектории скорости от 0 до 50 рад/с (30 % от номинальной) за 0,25 с; в момент времени $t = 1,25$ с к валу двигателя прикладывается нагрузка, а при $t = 2,25$ с снимается постоянный момент нагрузки, равный номинальному значению; при $t = 3$ с двигатель замедляется до 10 рад/с (6,7 % от номинальной) за 0,2 с; на интервале 4–5,25 с к валу двигателя прикладывается номинальный момент нагрузки.

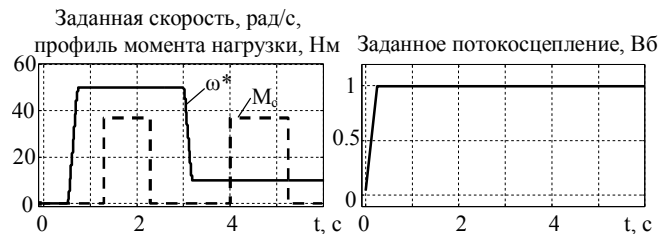


Рисунок 3 – Последовательность операций управления

В результате выполнения экспериментов установлено, что при известных параметрах АД показатели качества систем векторного управления, построенных на основе алгоритмов SFOC и RSFOC, совпадают, а переходные процессы имеют вид, показанный на рис. 4. На рис. 5 показаны графики переходных процессов при использовании тех же алгоритмов, но полученные путем математического моделирования.

Как видно из рис. 4, 5, оба алгоритма обеспечивают асимптотическую обработку угловой скорости. При этом графики переходных процессов, полученные путем эксперимента и моделирования, совпадают с высокой степенью точности, что дополни-

тельно підтверджує достовірність виконаних досліджень.

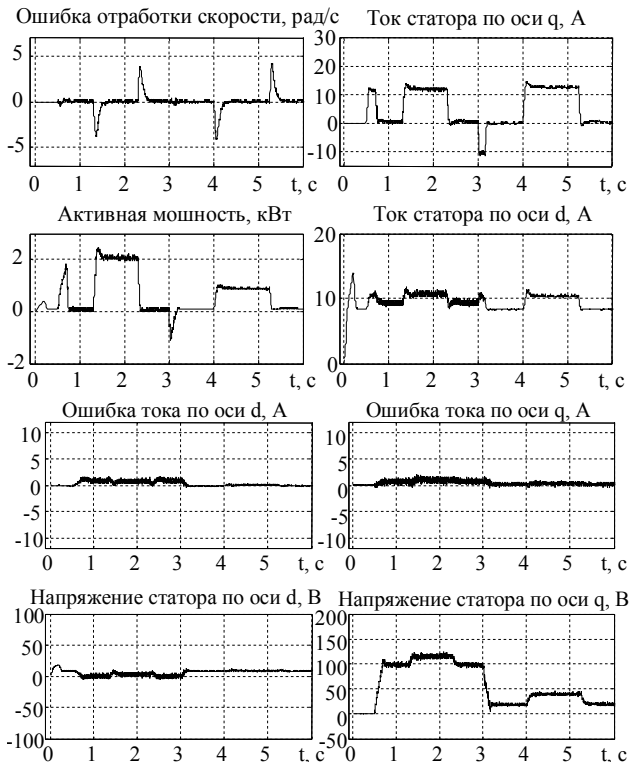


Рисунок 4 – Переходні процеси при відомих параметрах (експеримент)

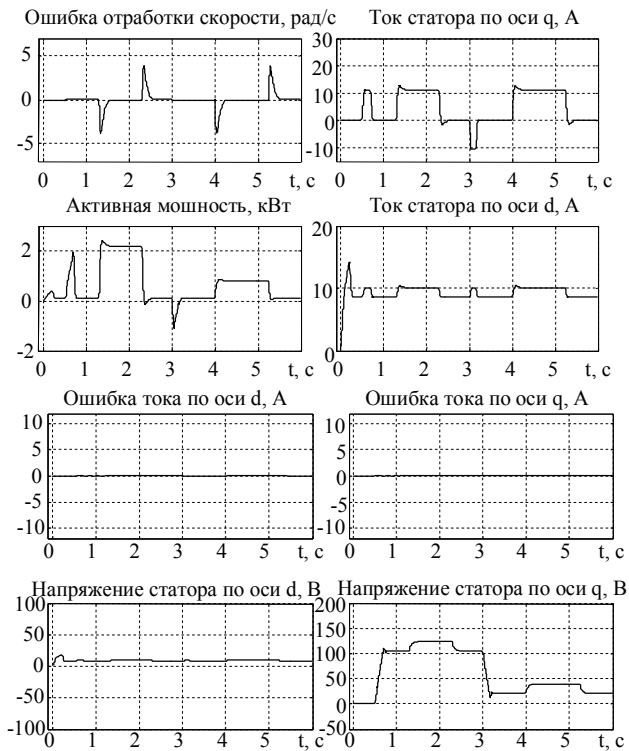


Рисунок 5 – Переходні процеси при відомих параметрах (математичне моделювання)

Для оцінки впливу робастифікуючих зв'язей ξ_d, ξ_q на динамічні та енергетичні процеси в умовах параметричних возмущень введені варіації активного опору ротора шляхом задання його значення \hat{R}_2 в управляючому контролері так, що $\bar{R}_2 = \hat{R}_2/R_{2N} = 1,7$ і $\bar{R}_2 = 0,5$, де R_{2N} – реальний опір ротора АД. Графіки перехідних процесів при використанні алгоритму SFOC показані на рис. 6, 8, в той час як на рис. 7, 9 наведені процеси при алгоритмі RSFOC. Результати виконаних тестів підтверджують той факт, що при варіаціях активного опору ротора використання залежних від швидкості коректуючих зв'язей дозволяє зберегти показники якості регулювання кутової швидкості на номінальному рівні (рис. 4). В той же час робота алгоритму SFOC супроводжується погіршенням динаміки регулювання кутової швидкості та збільшенням споживаної двигелем активної потужності в установившійся режимі на 12,5 % при $\bar{R}_2 = 1,7$ і на 11 % при $\bar{R}_2 = 0,5$.

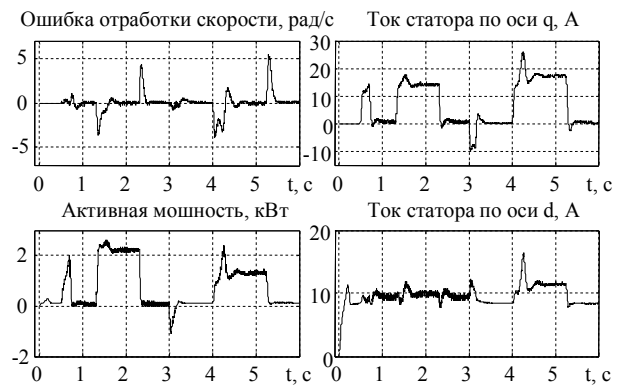


Рисунок 6 – Переходні процеси при використанні алгоритму SFOC при $\bar{R}_2 = 1,7$

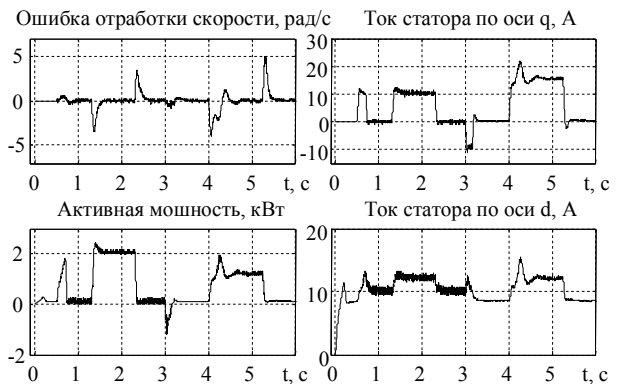


Рисунок 7 – Переходні процеси при використанні алгоритму RSFOC при $\bar{R}_2 = 1,7$

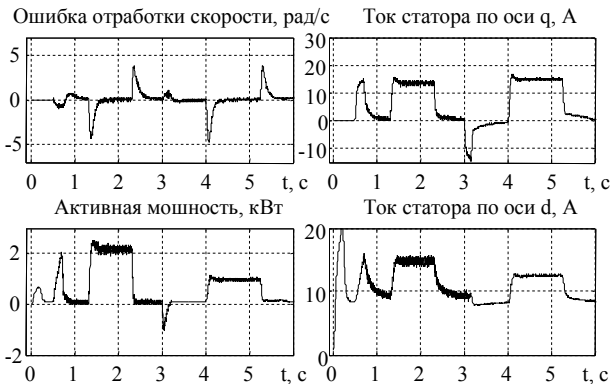


Рисунок 8 – Переходные процессы при использовании алгоритма SFOC при $\bar{R}_2 = 0,5$

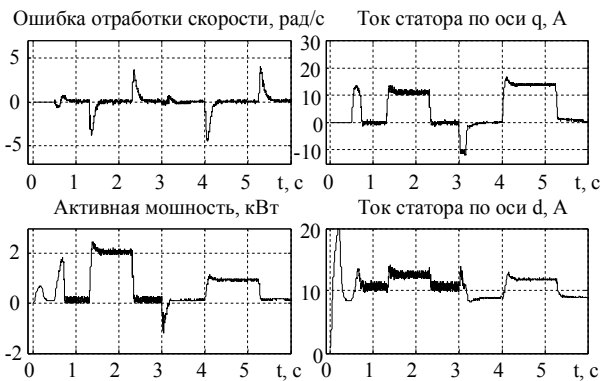


Рисунок 9 – Переходные процессы при использовании алгоритма RSFOC при $\bar{R}_2 = 0,5$

При снижении угловой скорости до 10 рад/с динамика процессов регулирования угловой скорости и потребляемая мощность становятся соизмеримыми для двух алгоритмов, поскольку со снижением скорости действие связей ξ_d , ξ_q ослабевает.

Дополнительно проведено сравнительное экспериментальное исследование энергетической эффективности алгоритмов SFOC и RSFOC со стандартным алгоритмом косвенного векторного управления с ориентацией по вектору потокосцепления ротора (IFOC) [7]. Для этого при работе двигателя с постоянной скоростью 50 рад/с задавались вариации \bar{R}_2 в диапазоне от 0,5 до 2, к валу двигателя прикладывался постоянный момент нагрузки, равный $M_c = M_i$; $M_c = 0,5 M_i$. Значения потребляемой активной мощности фиксировались в установившемся режиме. Механическая мощность на валу равна 1835 Вт при $M_c = M_i$ и 918 Вт при $M_c = 0,5 M_i$. Результирующие зависимости приведены на рис. 10.

Из рис. 10 следует, что в условиях вариаций активного сопротивления ротора использование алгоритма RSFOC позволяет поддерживать значение потребляемой АД активной мощности на постоянном уровне на всем рассматриваемом диапазоне изменения \bar{R}_2 .

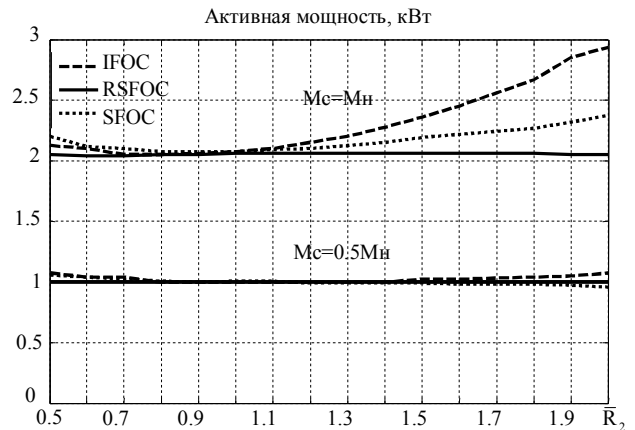


Рисунок 10 – Статические энергетические характеристики

Это свидетельствует о том, что RSFOC гарантирует робастность регулирования переменных электрической подсистемы, в том числе модуля вектора потокосцепления, благодаря чему снижаются дополнительные активные потери в АД.

Использование алгоритма SFOC не позволяет поддерживать активную мощность на постоянном уровне при вариациях активного сопротивления ротора, однако практически на всем диапазоне изменения \bar{R}_2 система на базе SFOC имеет более высокие энергетические характеристики в сравнении с использованием IFOC.

ВЫВОДЫ. Представлено обобщенное решение задачи синтеза алгоритма косвенного векторного управления АД с ориентированием по вектору потокосцепления статора. Показано, что благодаря целенаправленно достигнутой структуре алгоритма управления возможно формирование как динамических характеристик, так и свойств робастности к параметрическим возмущениям. Результаты экспериментального тестирования подтверждают повышенные свойства робастности синтезированного алгоритма к вариациям активного сопротивления ротора.

ЛИТЕРАТУРА

1. Krishnan R. Electric Motor Drives: modeling, analysis and control. – USA, New Jersey: Prentice Hall, 2001. – 626 p.
2. Leonhard W. Control of Electrical Drives. – Berlin: Springer-Verlag, 2001. – 460 p.
3. Marino R., Tomei P., Verrelli C.M. Induction motor control design. – London: Springer, 2010. – 351 p.
4. Abu-Rub H., Iqbal A., Guzinski J. High performance control of AC drives with Matlab/Simulink models. – Wiley, 2012. – 500 p.
5. Xu X., Donker R.D., Novotny D.W. A stator flux oriented induction machine drive // Conf. Record IEEE “Power Electronics Specialists”. – PESC, 1988. – PP. 870–874.
6. Peresada S., Tilli A., Tonielli A. New passivity

based speed-flux tracking controllers for induction motor // 26th Annual Conference of the IEEE "Industrial Electronics Society". – Japan, Nagoya: IECON, 2000. – Iss. 2. – PP. 1099–1104.

7. Ortega R., Loria A., Nicklasson P., Sira-Ramirez H. Passivity-based control of Euler-Lagrange systems. – Berlin: Springer-Verlag, 1998. – 543 p.

8. Пересада С.М., Ковбаса С.Н., Онанко А.Ю. Семейство алгоритмов обработки момента-потока асинхронного двигателя при косвенной ориентации по вектору потокосцепления статора // Электротехнические и компьютерные системы. – 2011. – Вып. 3/2011 (79). – С. 25–27.

9. Peresada S., Tonielli A. High-performance robust speed-flux tracking controller for induction motor // Int. Journal of Adaptive Control and Signal Processing. – 2000. – Iss. 14. – PP. 177–200.

10. Ковбаса С.Н. Воронко А.Б. Высокопроизводительный унифицированный контроллер на основе DSP TMS320F28335 для электромеханических систем // Вісник Національного технічного університету «ХПІ»: збірник наукових праць. Серія «Проблеми автоматизованого електроприводу. Теорія й практика». – Харків: НТУ «ХПІ». – Вип. 36/2013 (1009). – С. 293–297.

ROBUST STATOR FIELD ORIENTED INDIRECT VECTOR CONTROL OF INDUCTION MOTOR SPEED: THEORETICAL ANALYSIS AND EXPERIMENTAL INVESTIGATIONS RESULTS

S. Peresada, S. Kovbasa, A. Onanko, A. Voronko

National Technical University of Ukraine "Kiev Polytechnic Institute"

prosp. Peremohy, 37, Kyiv, 03056, Ukraine. E-mail: sergei.peresada@gmail.com

In paper the solution of problem synthesis speed-flux vector control algorithm of induction motor with stator field orientation is presented. Proposed control algorithm guarantees asymptotic speed-stator flux tracking, asymptotic indirect stator flux orientation, and induction motor decomposition on two interconnected systems – electrical and mechanical. Control algorithm structure provides additional degree of freedom for dynamic performance and robustness properties specification due to the presence of the corrective feedbacks, which give the same properties to the electrical subsystem dynamics, as when full order flux observer is used. The results of extended experimental testing are also presented and confirm the theoretical findings.

Key words: induction motor, vector control, stator field orientation.

REFERENCES

1. Krishnan, R. (2001), *Electric Motor Drives*, New Jersey, Upper Saddle River, Prentice Hall.

2. Leonhard, W. (2001), *Control of Electrical Drives*, Berlin, Springer-Verlag.

3. Marino, R., Tomei, P. and Verrelli, C.M. (2010), *Induction motor control design*, London, Springer.

4. Abu-Rub, H., Iqbal, A. and Guzinski, J. (2012), *High performance control of AC drives with Matlab/Simulink models*, Wiley.

5. Xu, X., Donker, R.D. and Novotny, D.W. (1988), "A stator flux oriented induction machine drive", *Conf. Record IEEE "Power Electronics Specialists"*, April 11–14, pp. 870–874.

6. Peresada, S., Tilli, A. and Tonielli, A. (2000), "New passivity based speed-flux tracking controllers for induction motor", In Proc. Annual Conf. of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON 2000, Nagoya, Japan, pp. 1099–1104.

7. Ortega, R., Loria, A., Nicklasson, P. and Sira-Ramirez, H. (1998), *Passivity-based control of Euler-Lagrange systems*, Berlin, Springer-Verlag.

8. Peresada, S., Kovbasa, S. and Onanko, A. (2011), "The set of passivity based induction motor torque-flux vector control algorithms with indirect stator flux orientation", *Elektrotehnicheskie i kompyuternye sistemy*, Vol. 79, no 3, pp. 25–27. (in Russian)

9. Peresada, S. and Tonielli, A. (2000), "High-performance robust speed-flux tracking controller for induction motor", *Int. Journal of Adaptive Control and Signal Processing*, Vol. 14, pp. 177–200.

10. Kovbasa, S. and Voronko, A. (2013), "High performance unified controller based on DSP TMS320F28335 for electromechanical systems", *Visnyk Natsionalnogo Tekhnichnogo Universytetu "HPI": zbirnyk naukovykh prats "Problemy avtomatyzovanogo elektropryvodu"*, Vol. 36, no 1009, pp. 293–297. (in Russian)

Стаття надійшла 3.09.2014.