

УДК 681.5:62-83

ВЕКТОРНОЕ УПРАВЛЕНИЕ СКОРОСТЬЮ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ ПРИ МАКСИМИЗАЦИИ СООТНОШЕНИЯ МОМЕНТ–ТОК В УСЛОВИЯХ ТОКОВОГО УПРАВЛЕНИЯ

С. М. Пересада, С. С. Дымко

Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт»
просп. Победы, 37, г. Киев, 03056, Украина. E-mail: speresada@fea.kpi.ua, sdymko@ukr.net

Впервые представлено теоретическое решение задачи асимптотической обработки заданных траекторий скорости асинхронного электродвигателя с короткозамкнутым ротором с оптимизацией энергетической эффективности по критерию максимизации соотношения момент–ток в статических режимах в условиях токового управления. Доказано, что нелинейная система при действии разработанного алгоритма является локально экспоненциально устойчивой. Результаты экспериментальных исследований совпадают с результатами, полученными путем математического моделирования, и свидетельствуют о возможности практической реализации синтезированного алгоритма.

Ключевые слова: асинхронный двигатель, векторное управление, максимум соотношения момент–ток, энергоэффективность.

ВЕКТОРНЕ КЕРУВАННЯ ШВИДКІСТЮ АСИНХРОННОГО ДВИГУНА ПРИ МАКСИМІЗАЦІЇ СПІВВІДНОШЕННЯ МОМЕНТ–СТРУМ В УМОВАХ СТРУМОВОГО КЕРУВАННЯ

С. М. Пересада, С. С. Димко

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут»
просп. Перемоги, 37, м. Київ, 03056, Україна. E-mail: speresada@fea.kpi.ua, sdymko@ukr.net

Наведено теоретичне рішення задачі асимптотичного відпрацювання заданих траекторій швидкості асинхронного двигуна з короткозамкненим ротором при оптимізації енергетичної ефективності за критерієм максимізації співвідношення момент–струм в усталених режимах в умовах струмового керування. Доведено, що нелінійна система при дії розробленого алгоритму є локально експоненційно стійкою. Результати експериментальних досліджень співпадають з результатами, отриманими шляхом математичного моделювання, і свідчать про можливість практичної реалізації синтезованого алгоритму.

Ключові слова: асинхронний двигун, векторне керування, максимум співвідношення момент–струм, енергоєфективність.

АКТУАЛЬНОСТЬ РАБОТЫ. Для повышения энергетической эффективности электроприводов применяются различные критерии, такие, как максимум соотношения момент–ток, минимизация потерь и др. Достижение эффекта обеспечивается за счет изменения модуля вектора потокосцепления ротора в зависимости от развиваемого асинхронным двигателем (АД) момента.

В достаточно широком спектре технологических применений используются системы векторного управления моментом и потоком АД. Однако для решения некоторых технологических задач необходимо обеспечить асимптотическую обработку угловой скорости и углового положения. Одним из необходимых условий для решения этой задачи является асимптотическая обработка момента [1].

В литературе представлено несколько вариантов решения задачи регулирования момента при обеспечении максимизации соотношения момент–ток [2–5]. Скалярные алгоритмы [3, 4], не позволяют сформировать требуемые динамические показатели регулирования, поскольку они обеспечивают лишь регулирование момента, без спецификации его динамических характеристик. Алгоритмы векторного управления [5, 6], построенные с использованием декомпозиционных подходов, позволяют обеспечить асимптотическую обработку момента с максимизацией соотношения момент–ток в установившихся режимах.

При проектировании алгоритмов управления угловой скоростью формирование вектора потокосцепления ротора в функции заданного момента невоз-

можно, поскольку заданный момент является выходом регулятора скорости и зависит от ошибок ее регулирования. Теоретически обоснованного решения, обеспечивающего асимптотическую обработку угловой скорости при одновременной оптимизации энергетической эффективности, до сих пор не представлено.

В данном исследовании авторами впервые представлено теоретическое решение задачи асимптотической обработки заданных траекторий скорости при обеспечении максимизации соотношения момент–ток в установившихся режимах в условиях токового управления АД.

МАТЕРИАЛ И РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ.

1. *Математическая модель АД и цели управления.* Двухфазная математическая модель АД в системе координат $(d-q)$, вращающейся с произвольной угловой скоростью ω_0 , задана следующими уравнениями:

$$\begin{aligned} \dot{\omega} &= J^{-1}(M - M_c), \quad M = \mu_1(\psi_d i_q - \psi_q i_d); \\ \dot{i}_d &= -\gamma i_d + \omega_0 i_q + \alpha \beta \psi_d + \beta \omega \psi_q + \frac{u_d}{\sigma}; \\ \dot{i}_q &= -\gamma i_q - \omega_0 i_d + \alpha \beta \psi_q - \beta \omega \psi_d + \frac{u_q}{\sigma}; \\ \dot{\psi}_d &= -\alpha \psi_d + (\omega_0 - \omega) \psi_q + \alpha L_m i_d; \\ \dot{\psi}_q &= -\alpha \psi_q - (\omega_0 - \omega) \psi_d + \alpha L_m i_q; \\ \dot{\varepsilon}_0 &= \omega_0, \quad \varepsilon_0(0) = 0, \end{aligned} \quad (1)$$

где $(u_d, u_q)^T$ – компоненты вектора управляющего напряжения статора; $(i_d, i_q)^T$, $(\psi_d, \psi_q)^T$ – компоненты векторов тока статора и потокосцепления ротора; ω – угловая скорость ротора; M – электромагнитный момент; M_c – момент нагрузки; ε_0 – угловое положение вращающейся системы координат $(d-q)$ относительно стационарной системы координат $(a-b)$; J – полный момент инерции. Без потери общности принята одна пара полюсов. Положительные константы в (1), связанные с электрическими и механическими параметрами АД, определены следующим образом: $\alpha = R_2 / L_2$; $\sigma = L_1 - L_m^2 / L_2$; $\beta = L_m / \sigma L_2$; $\gamma = R_1 / \sigma + \alpha \beta L_m$; $\mu_1 = 3L_m / (2L_2)$; R_1, R_2, L_1, L_2 – активные сопротивления и индуктивности статора и ротора, L_m – индуктивность намагничивающего контура.

Пусть ω^* – заданная траектория изменения угловой скорости, ограниченная функция с известными ограниченными первыми двумя производными. Предположим, что параметры двигателя известны и постоянны; измеряемыми являются переменные (ω, i_d, i_q) , момент нагрузки, медленно изменяющийся так, что $\dot{M}_c = 0$. В условиях этих допущений необходимо синтезировать алгоритм управления, обеспечивающий достижение следующих целей управления:

О.1. Асимптотическую обработку заданных траекторий угловой скорости, т.е. выполнение условия $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\omega} = 0$, где $\tilde{\omega}$ – ошибка обработки, определенная как $\tilde{\omega} = \omega - \omega^*$.

О.2. Максимизацию соотношения момент–ток в установившемся режиме, которая достигается при удовлетворении условия [5] $i_d = |i_q| + \delta$, где $\delta > 0$ – малая константа для исключения вырожденности при нулевом значении заданного момента.

2. Синтез алгоритма управления. В [5], с использованием метода динамической линеаризации обратной связью по измеряемому выходу (ω, i_d, i_q) , сконструирован динамический регулятор момента, обеспечивающий асимптотическую обработку заданной траектории момента M^* так, что ошибка обработки момента $\tilde{M} = M - M^*$ экспоненциально затухает в ноль при выполнении в статике условия $i_d = i_q (\psi_0^* = 0)$, которое гарантирует максимизацию соотношения момент–ток. Уравнения регулятора момента записываются в следующем виде:

$$\dot{\hat{\psi}} = -\alpha \hat{\psi} + \alpha L_m i_d; \quad (2)$$

$$\dot{\varepsilon}_0 = \omega_0 = \omega + \alpha L_m i_q / \hat{\psi};$$

$$i_d = L_m^{-1} (\psi_0^* + L_m |i_q|) > 0; \quad (3)$$

$$i_q = -\alpha \hat{\psi}^{-1} (\psi_0^* + L_m |i_q|) i_q + (\mu_1 \hat{\psi})^{-1} [\alpha M^* + \dot{M}^*], \quad (4)$$

где $\psi_0^* > 0$ – минимальное значение потока, необходимое для исключения вырожденности в (2),

\dot{M}^* – первая производная от заданной траектории момента.

Для распространения этого результата на случай регулирования угловой скорости необходимо спроектировать внешний контур регулирования угловой скорости, регулятор которого будет формировать заданное значение момента M^* , которое, в свою очередь, является заданием для внутренней подсистемы регулирования момента.

Уравнение динамики ошибки обработки угловой скорости из первого уравнения (1) может быть записано в следующем виде:

$$\dot{\tilde{\omega}} = J^{-1} (\tilde{M} + M^*) - \tilde{M}_c - \hat{M}_c - \dot{\omega}^*, \quad (5)$$

где $\tilde{M}_c = M_c / J - \hat{M}_c$ – ошибка оценивания момента нагрузки.

Для достижения цели О.1, используя (5), синтезирован следующий регулятор угловой скорости

$$M^* = J (\xi + \dot{\omega}^* + \hat{M}_c);$$

$$\dot{\hat{M}}_c = -\dot{\tilde{M}}_c = -k_{oi} \tilde{\omega}; \quad (6)$$

$$\dot{\xi} = -\frac{\xi}{\tau} - \frac{k_\omega}{\tau} \tilde{\omega},$$

где $(k_\omega, k_{oi}) > 0$ – коэффициенты пропорциональной и интегральной составляющих регулятора скорости, τ – постоянная времени фильтра скорости.

Для реализации регулятора момента (4) должна быть известной производная \dot{M}^* . Из анализа уравнений (6) становится понятной необходимость введения в структуру регулятора скорости дополнительного фильтра, благодаря которому производная \dot{M}^* может быть определена аналитически в таком виде:

$$\dot{M}^* = J (\dot{\xi} + \dot{\omega}^* + \dot{\hat{M}}_c). \quad (7)$$

Уравнения динамики ошибок обработки скорости, момента [5] и оценивания вектора потокосцепления при действии алгоритма (2), (3), (4), (6), (7) представлены в виде:

$$M^* = J (\xi + \dot{\omega}^* + \hat{M}_c);$$

$$\dot{\hat{M}}_c = -\dot{\tilde{M}}_c = -k_{oi} \tilde{\omega}; \quad (8)$$

$$\dot{\xi} = -\frac{\xi}{\tau} - \frac{k_\omega}{\tau} \tilde{\omega};$$

$$\dot{\tilde{M}} = -\alpha \tilde{M} + \tilde{\varphi}(t, \tilde{M}_c, \tilde{\omega}, \xi, \tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q);$$

$$\tilde{\varphi}(t, \tilde{M}_c, \tilde{\omega}, \xi, \tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q) = J \tilde{\psi}_d \hat{\psi}^{-1} [z(t, \tilde{M}_c, \tilde{\omega}, \xi)] -$$

$$-J \tilde{\psi}_q \hat{\psi}^{-1} \text{sign}(i_{qr} + e_{iq}) [z(t, \tilde{M}_c, \tilde{\omega}, \xi)] -$$

$$-\tilde{\psi}_q \hat{\psi}^{-1} \alpha \mu_1 (|i_{qr} + e_{iq}| \psi_0^* + 2L_m i_{qr}^2 + 4L_m i_{qr} e_{iq} + 2L_m e_{iq}^2); \quad (9)$$

$$z(t, \tilde{M}_c, \tilde{\omega}, \xi) = \alpha \left(\xi + \dot{\omega}^* + \frac{M_c}{J} - \tilde{M}_c \right) -$$

$$- \left(k_{oi} + \frac{k_\omega}{\tau} \right) \tilde{\omega} - \frac{\xi}{\tau} + \dot{\omega}^*;$$

$$\begin{aligned} \dot{i}_{qr} = & -\alpha\hat{\psi}^{-1}\left(\psi_0^* + L_m|i_{qr} + e_{iq}\right)i_{qr} + \\ & + (\mu_1\hat{\psi})^{-1}\left[\alpha\left(\dot{\omega}^* + \frac{M_c}{J}\right) + \ddot{\omega}^*\right]; \end{aligned} \quad (10)$$

$$\begin{aligned} \dot{e}_{iq} = & -\alpha\hat{\psi}^{-1}\left(\psi_0^* + L_m|i_{qr} + e_{iq}\right)e_{iq} + \\ & + (\mu_1\hat{\psi})^{-1}\left[\alpha\left(\xi - \tilde{M}_c\right) - \left(k_{oi} + \frac{k_\omega}{\tau}\right)\tilde{\omega} - \frac{\xi}{\tau}\right]; \\ \dot{\psi} = & -\alpha\psi\dot{\lambda} + \alpha\left(\psi_0^* + L_m|i_{qr} + e_{iq}\right); \\ \dot{\tilde{\psi}}_d = & -\alpha\tilde{\psi}_d + (\omega_0 - \omega)\tilde{\psi}_q; \\ \dot{\tilde{\psi}}_q = & -\alpha\tilde{\psi}_q - (\omega_0 - \omega)\tilde{\psi}_d, \end{aligned} \quad (11)$$

где $i_q = i_{qr} + e_{iq}$, i_{qr} и e_{iq} – составляющие тока i_q , зависящие от внешних ограниченных сигналов и от ошибок регулирования соответственно.

Доказать устойчивость нелинейной системы (8)–(11) возможно при представлении ее в следующей стандартной форме

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 = & A_1x_1 + A(t)x_2; \\ \dot{x}_2 = & A_2(t, x_1)x_2 \end{aligned} \quad (12)$$

и выполнении следующих условий:

- постоянная матрица A_1 является матрицей Гурвица, что обеспечивает асимптотическую устойчивость линейной системы $\dot{x}_1 = A_1x_1$;
- положение равновесия $x_2 = 0$ является глобально экспоненциально устойчивым $\forall x_1, t \geq 0$;
- Матрица $B(t)$ ограничена, то есть $\|B(t)\| \leq b > 0$.

Для представления системы (8)–(11) в виде (12) выполним частичную линеаризацию правой части (9) за счет пренебрежения составляющими ошибок регулирования второго и более высокого порядков в $\tilde{\varphi}(t, \tilde{M}_c, \tilde{\omega}, \xi, \tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q)$.

Определим x_1 и x_2 следующим образом:

$x_1 = (\tilde{M}_c, \tilde{\omega}, \xi, \tilde{M})^T$, $x_2 = (\tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q)^T$. Тогда в системе (12) A_1 всегда может быть спроектирована как матрица Гурвица за счет выбора настроечных параметров (k_ω, k_{oi}, τ) ; положение равновесия $x_2 = 0$ является глобально экспоненциально устойчивым при $\hat{\psi} > 0$, [5]; $B(t)$ ограничена при ограниченных $\omega^*, \dot{\omega}^*, \ddot{\omega}^*, M_c, i_{qr}$. Выполнение этих условий гарантирует, что положение равновесия линеаризованной системы $x = (x_1^T, x_2^T)^T = 0$ является глобально экспоненциально устойчивым, а, следовательно, система (8)–(11) будет локально экспоненциально устойчивой.

Из анализа устойчивости следует, что при токовом управлении АД $\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{M}_c, \tilde{\omega}, \xi, \tilde{M}, \tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q) = 0$, т.е. цели управления скоростью АД достигаются с максимизацией соотношения момент–ток в статике.

3. *Экспериментальные исследования.* Экспериментальные исследования разработанного алгоритма выполнены на станции быстрого прототипного тестирования алгоритмов управления электропри-

водами при такте квантования 200 мкс и частоте ШИМ инвертора 10 кГц со следующими значениями настроечных коэффициентов регуляторов $k_\omega = 100$, $k_{oi} = 5000$, $\tau = 0.002$. В процессе тестирования разработанного алгоритма с АД мощностью 0,75 кВт, параметры которого приведены в табл. 1, использована следующая последовательность управления:

1) на протяжении начального интервала времени ($0 \leq t < 0,1$ с) ненагруженный двигатель вращается со скоростью $\omega = 5$ рад/с;

2) на интервале времени ($0,1 \leq t < 0,6$ с) двигатель разгоняется до скорости 55 рад/с по траектории, представленной на рис. 1,а. При этом $\dot{\omega}^* = 125$ рад/с², $\ddot{\omega}^* = 1250$ рад/с³;

3) на интервале времени ($0,6 \leq t < 1,6$ с) ненагруженный двигатель вращается с постоянной скоростью, равной 55 рад/с;

4) в момент времени $t = 1,6$ с к двигателю прикладывается линейно нарастающий момент нагрузки, траектория которого представлена на рис. 1,а штриховой линией, достигающий установившегося значения 1,25 Нм (50 % от номинального значения) через 0,45 с. Первая производная от момента нагрузки равна 2,77 Нм/с.

Из анализа графиков ошибок оценивания потокосцепления $\tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q$ (рис. 1,в) и ошибки отработки момента \tilde{M} (рис. 1,г), полученных путем математического моделирования, следует, что асимптотичность отработки заданных траекторий момента и потокосцепления обеспечивается.

Таблица 1 – Номинальные данные двигателя

Номинальная мощность, кВт	0,75
Номинальный момент, Нм	2,5
Номинальный ток статора, А	1,7
Количество пар полюсов	1
Сопrotивление статора, Ом	11
Сопrotивление ротора, Ом	5,3
Индуктивность статора, Гн	0,95
Индуктивность ротора, Гн	0,95
Индуктивность контура намагничивания, Гн	0,91
Момент инерции, кг·м ²	0,0036

График ошибки отработки заданной траектории скорости, представленный на рис. 2, свидетельствует об асимптотической отработке скорости при условии $\tilde{M}_c = 0$, т.е. разработанный алгоритм обеспечивает достижение цели управления О.1.

Достижение цели управления О.2 подтверждается равенством компонент тока статора по осям d и q , представленных на рис. 3, как в статических, так и динамических режимах. Нулевые ошибки отработки заданных траекторий токов свидетельствуют о выполнении условий токового управления АД.

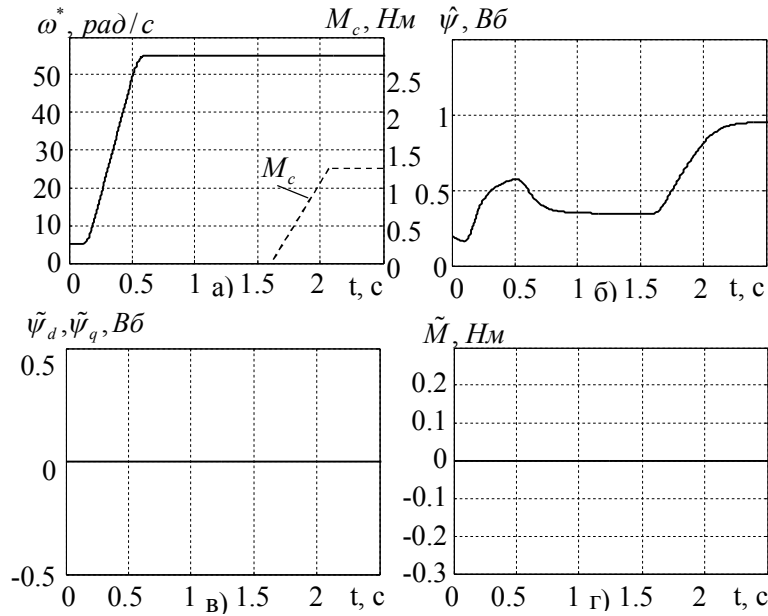


Рисунок 1 – Переходні процеси при обробці заданої траєкторії швидкості

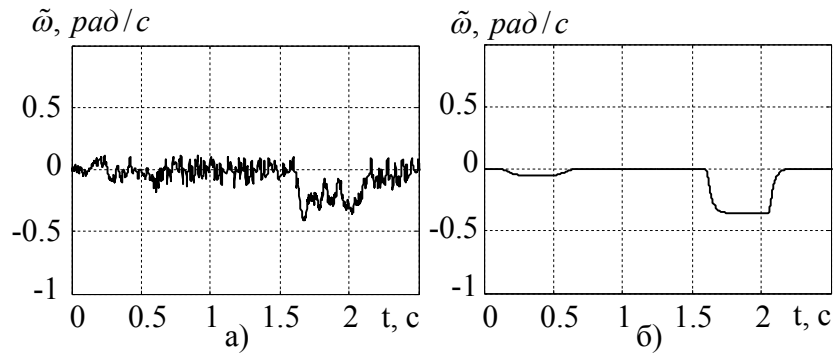


Рисунок 2 – Помилки обробки заданої швидкості: а) експеримент; б) математичне моделювання

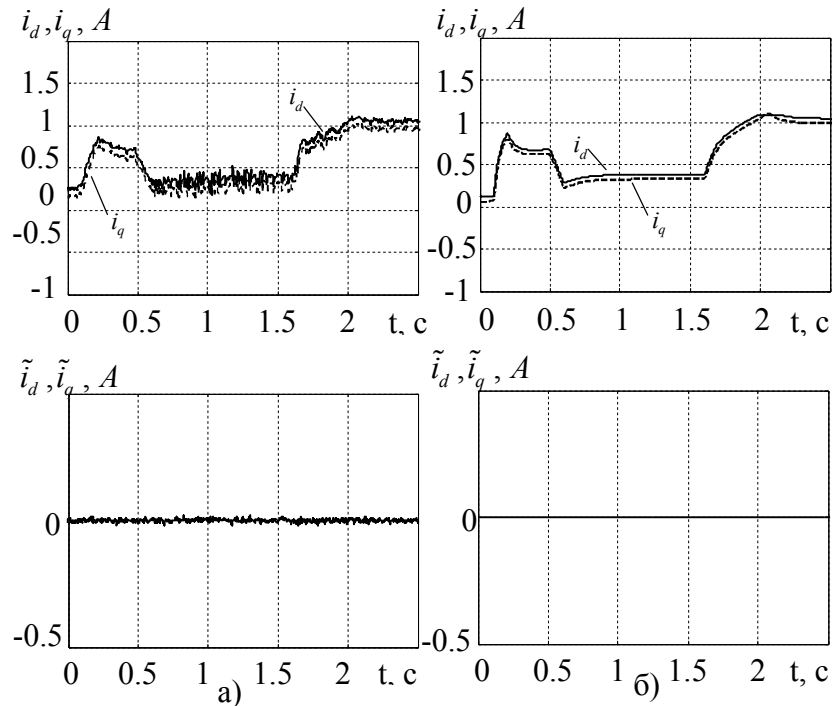


Рисунок 3 – Переходні процеси токів статора і помилок їх обробки: а) експеримент; б) математичне моделювання

ВЫВОДЫ. Впервые представлено решение задачи асимптотической отработки заданных траекторий угловой скорости при обеспечении максимизации соотношения момент–ток в установившихся режимах в условиях токового управления АД. Доказано, что при действии разработанного алгоритма система является локально экспоненциально устойчивой.

Результаты экспериментальных исследований совпадают с результатами моделирования и свидетельствуют о возможности практической реализации синтезированного алгоритма векторного управления скоростью АД.

Разработанный алгоритм управления угловой скоростью АД может быть использован при проектировании электромеханических систем с относительно невысокими требованиями к динамическим характеристикам, для которых характерны длительные интервалы работы с нагрузками меньше номинальной.

ЛИТЕРАТУРА

1. Пересада С.М. Векторное управление в асинхронном электроприводе: аналитический обзор

// Вестник Донецкого национального технического университета. – 1999. – С. 1–23.

2. 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.

3. Wasynchuk O., Sudhoff S.D., Corsine K.A. and oth. A maximum torque per Ampere control strategy for induction motor drives // *IEEE Trans. on Energy Conversion*. – 1998. – Iss. 13. – № 2. – PP. 163–169.

4. Grcar B., Cafuta P., Stumberger G. and oth. Non-Holonomy in Induction Machine Torque Control // *IEEE Trans. on Control Systems Technology*. – 2011. – Iss. 19. – № 2. – PP. 367–375.

5. Пересада С.М., Дымко С.С. Прямое векторное управление моментом асинхронных двигателей с максимизацией соотношения момент–ток // *Электромеханические и энергосберегающие системы*. – 2011. – КрНУ. – Вип. 3/2011 (15). – С. 16–20.

6. Пересада С.М., Ковбаса С.Н. Обобщенный алгоритм прямого векторного управления асинхронным двигателем // *Техн. електродинаміка*. – 2002. – № 4. – С. 17–22.

FIELD-ORIENTED SPEED CONTROL OF CURRENT-FED INDUCTION MOTORS WITH MAXIMUM TORQUE PER AMPERE RATIO

S. Peresada, S. Dumko

National Technical University of Ukraine «Kiev Polytechnic Institute»

prosp. Pobedy, 37, Kiev, 03056, Ukraine. E-mail: speresada@fea.kpi.ua, sdymko@ukr.net

A new theoretical solution of direct field-oriented speed control of current-fed induction motor with the torque per Ampere ratio maximization is presented. The proposed controller guarantees local exponential asymptotic speed tracking in presence of constant unknown load torque. Experimental and simulation results are presented, confirming the possibility of practical implementation of the designed controller.

Key words: induction motor, field-oriented control, maximum torque per Ampere ratio, efficiency.

REFERENCES

1. Persada S.M. Vector control in an asynchronous electric drive: an analytical review // *Journal of Donetsk National Technical University*. – 1999. – PP. 1–23. [in Russian]

2. 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. [in Russian]

3. Wasynchuk O., Sudhoff S.D., Corsine K.A. and oth. A maximum torque per Ampere control strategy for induction motor drives // *IEEE Trans. on Energy Conversion*. – 1998. – Iss. 13. – № 2. – PP. 163–169. [in Russian]

4. Grcar B., Cafuta P., Stumberger G. and oth. Non-Holonomy in Induction Machine Torque Control // *IEEE Trans. on Control Systems Technology*. – 2011. – Iss. 19. – № 2. – PP. 367–375.

5. Peresada S.M., Dymko S.S. The direct torque vector control of induction motors with maximizing the ratio of the time-current // *Electro and energy-saving system*. 2011. – Kremenchuk: KrNU, – Iss. 3/2011 (15). – PP. 16–20. [in Russian]

6. Peresada S.M., Kovbasa S.N. The generalized algorithm of direct vector control induction motor // *Tech. electrodynamicics*. – 2002. – № 4. – PP. 17–22. [in Russian]

Стаття надійшла 17.07.2012.

Рекомендовано до друку
д.т.н., проф. Нізімовим В.Б.