

УДК 681.5:62-83

С. М. Пересада, д-р. техн. наук, проф.; С. М. Ковбаса, канд. техн. наук, доц.

**ВЕКТОРНЕ БЕЗДАТЧИКОВЕ КЕРУВАННЯ МОМЕНТОМ АСИНХРОННОГО ДВИГУНА З ОРІЄНТАЦІЄЮ ЗА ВЕКТОРОМ ПОТОКОЗЧЕПЛЕННЯ СТАТОРА**

З використанням другого методу Ляпунова синтезовано новий алгоритм бездатчикового векторного керування моментом асинхронного двигуна, який базується на концепції орієнтації за вектором потокозчеплення статора. Подано результати експериментального тестування.

**Вступ**

Незважаючи на значну кількість публікацій [1]–[3], а також наявність на ринку різноманіття серійних виробів провідних виробників електроприводів, проблема бездатчикового векторного керування (БВК) асинхронним двигуном (АД) до теперішнього часу не має повного вирішення. Одним з найактуальніших питань є зниження чутливості алгоритмів БВК до параметричних збурень АД. Підвищення властивостей робастності алгоритмів векторного керування можливе за рахунок використання концепції орієнтації керування за вектором потокозчеплення статора [3].

Метою статті є подальший розвиток теорії векторного керування АД за рахунок синтезу і експериментального тестування нового алгоритму БВК з орієнтацією за вектором потокозчеплення статора, який базується на загальнотеоретичному результаті [4].

**Алгоритми керування**

Математична модель електричної підсистеми АД в синхронній системі координат  $(d-q)$  має вигляд [4]

$$\begin{aligned} M &= 1,5\sigma(z_d i_{1q} - z_q i_{1d}); \\ \dot{z}_d &= \omega_0 z_q - (R_1/\sigma) i_{1d} + u_{1d}/\sigma; \\ \dot{z}_q &= -\omega_0 z_d - (R_1/\sigma) i_{1q} + u_{1q}/\sigma; \\ \dot{i}_{1d} &= -(\gamma + \alpha) i_{1d} + (\omega_0 - \omega) i_{1q} + \alpha z_d + \omega z_q + u_{1d}/\sigma; \\ \dot{i}_{1q} &= -(\gamma + \alpha) i_{1q} + (\omega_0 - \omega) i_{1d} + \alpha z_q - \omega z_d + u_{1q}/\sigma, \end{aligned} \quad (1)$$

де  $(i_{1d}, i_{1q})^T$ ,  $(u_{1d}, u_{1q})^T$  – компоненти векторів струму і керуючої напруги статора;  $(z_d, z_q)^T$  – промасштабовані значення складових вектора потокозчеплення статора [4];  $\omega$  – кутова швидкість ротора,  $\omega_0$  – кутова швидкість обертання синхронної системи координат  $(d-q)$  відносно стаціонарної  $(a-b)$ . Постійні параметри моделі АД, визначені стандартним чином [4].

Перетворені змінні в (1) задані

$$\begin{aligned} x^{(d-q)} &= e^{-\mathbf{J}\varepsilon_0} x^{(a-b)}; \\ x^{(a-b)} &= e^{\mathbf{J}\varepsilon_0} x^{(d-q)}; \end{aligned} \quad e^{-\mathbf{J}\varepsilon_0} = \begin{bmatrix} \cos \varepsilon_0 & \sin \varepsilon_0 \\ -\sin \varepsilon_0 & \cos \varepsilon_0 \end{bmatrix}, \quad (2)$$

де  $x^{(y-z)}$  – визначає двомірні вектори напруг, струмів і потокозчеплень.

Розглянемо узагальнену задачу векторного керування АД без вимірювання механічних координат, яка полягає в регулюванні модуля вектора потокозчеплення статора і моменту

$$\mathbf{y}_1 = \left( \left( z_d^2 + z_q^2 \right)^{1/2}, M \right)^T \triangleq (|z|, M)^T, \quad (3)$$

за допомогою двомірного вектора напруг статора  $(u_{1d}, u_{1q})^T$  на основі інформації про вектор вимірюваних змінних  $\mathbf{y} = (i_{1d}, i_{1q})^T$ .

Визначимо вектор заданих траєкторій зміни модуля вектора потокозчеплення і моменту  $\mathbf{y}_1^* = (z^*, M^*)^T$ , тоді вектор похибок відпрацювання буде  $\tilde{\mathbf{y}}_1 = \mathbf{y}_1 - \mathbf{y}_1^* \triangleq (\tilde{z}, \tilde{M})^T$ . В умовах, коли параметри АД відомі та постійні, кутова швидкість обмежена і змінюється повільно так, що  $\dot{\omega} \approx 0$ ,  $z^* > 0$ ,  $M^*$  — обмежені і мають обмежені похідні  $\dot{z}^*$ ,  $\dot{M}^*$ , необхідно синтезувати нелінійний динамічний регулятор, який гарантує досягнення таких цілей керування:

1) локальне асимптотичне відпрацювання моменту-потокозчеплення, тобто виконання умов  $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{M} = 0$ ,  $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{z} = 0$ ;

2) асимптотичну орієнтацію за вектором потокозчеплення статора  $\lim_{t \rightarrow \infty} z_q = 0$ ;

3) асимптотичне оцінювання кутової швидкості ротора  $\lim_{t \rightarrow \infty} e_\omega = 0$ ,  $e_\omega = \omega - \hat{\omega}$ , де  $\hat{\omega}$  — оцінене значення кутової швидкості ротора;

4) асимптотичне оцінювання модуля вектора потокозчеплення статора  $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{z}_d = 0$ , де  $\tilde{z}_d = z_d - \hat{z}$ , де  $\hat{z} > 0$  — оцінене значення  $|z|$ .

### Синтез алгоритму керування

Алгоритм регулювання струмів для останніх двох рівнянь (1) конструюється в такому вигляді:

$$\begin{aligned} u_{1d} &= \sigma \left( \gamma_1 \dot{i}_{1d}^* - (\omega_0 - \hat{\omega}) \dot{i}_{1q}^* - \alpha \hat{z} + \dot{i}_{1d}^* - k_i \tilde{i}_{1d} \right); \\ u_{1q} &= \sigma \left( \gamma_1 \dot{i}_{1q}^* + (\omega_0 - \hat{\omega}) \dot{i}_{1d}^* + \hat{\omega} \hat{z} + \dot{i}_{1q}^* - k_i \tilde{i}_{1q} \right), \end{aligned} \quad (4)$$

де  $\dot{i}_{1d}^*$ ,  $\dot{i}_{1q}^*$  — задані значення для струмів статора;  $\tilde{i}_{1d} = i_{1d} - \dot{i}_{1d}^*$ ,  $\tilde{i}_{1q} = i_{1q} - \dot{i}_{1q}^*$  — похибки відпрацювання струмів;  $k_i > 0$  — коефіцієнт пропорційної складової регуляторів струмів;  $\gamma_1 = \gamma + \alpha$ .

Рівняння динаміки похибок відпрацювання струмів при цьому будуть

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{i}}_{1d} &= -(\gamma_1 + k_i) \tilde{i}_{1d} + (\omega_0 - \omega) \tilde{i}_{1q} - e_\omega \dot{i}_{1q}^* + \alpha \tilde{z}_d + \omega \tilde{z}_q; \\ \dot{\tilde{i}}_{1q} &= -(\gamma_1 + k_i) \tilde{i}_{1q} - (\omega_0 - \omega) \tilde{i}_{1d} + e_\omega \dot{i}_{1d}^* + \alpha \tilde{z}_q - \omega \tilde{z}_d - e_\omega \hat{z}. \end{aligned} \quad (5)$$

Підставивши напругу  $u_{1q}$  в третє рівняння (1), а також сформувавши спостерігач вектора потокозчеплення статора у вигляді

$$\dot{\hat{z}} = -R_1 \sigma^{-1} \dot{i}_{1d} + \sigma^{-1} u_{1d} - v_d; \quad (6)$$

$$\dot{\varepsilon}_0 = \omega_0 = \hat{\omega} + (\hat{z} - \dot{i}_{1d}^*)^{-1} \left( \alpha (L_m \beta + 1) \dot{i}_{1q}^* + \dot{i}_{1q}^* + (R_1 \sigma^{-1} + k_i) \tilde{i}_{1q} - v_q \right), \quad (7)$$

отримаємо такі рівняння динаміки похибок оцінювання:

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{z}}_d &= \omega_0 \tilde{z}_q + v_d; \\ \dot{\tilde{z}}_q &= -\omega_0 \tilde{z}_d + v_q. \end{aligned} \quad (8)$$

Визначимо похибку відпрацювання оціненого значення модуля вектора потокозчеплення статора  $\tilde{\tilde{z}} = \hat{z} - z^*$ , тоді з (6), (4) отримаємо:

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\tilde{z}}} &= -\alpha (L_m \beta + 1) \dot{i}_{1d}^* + (\omega_0 - \hat{\omega}) \dot{i}_{1q}^* + \alpha \hat{z} + \dot{z}^* + (R_1 \sigma^{-1} + k_i) \tilde{i}_{1d} + v_d - k_z \tilde{\tilde{z}} - x_z; \\ \dot{x}_z &= k_{zi} \tilde{\tilde{z}}, \end{aligned} \quad (9)$$

де  $(k_z, k_{zi}) > 0$  — коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регулятора потокозчеплення.

Рівняння динаміки похибок оцінювання та регулювання після перетворення з використанням  $u_{1d}$  з (4), (6), (9), набувають вигляду, заданого (5), (8), а також

$$\begin{aligned} \dot{x}_z &= k_z \tilde{z}; \\ \dot{\tilde{z}} &= -(\alpha + k_z) \tilde{z} - x_z. \end{aligned} \quad (10)$$

Для синтезу коригувальних зворотних зв'язків  $v_d$  і  $v_q$ , а також алгоритму оцінювання розглянемо функцію Ляпунова

$$V = \left( \tilde{z}_d^2 + \tilde{z}_q^2 + \tilde{i}_{1d}^2 + \tilde{i}_{1q}^2 + \gamma_2 e_\omega^2 \right) / 2, \quad \gamma_2 > 0. \quad (11)$$

Формуючи  $v_d = -\alpha \tilde{i}_{1d} + \hat{\omega} \tilde{i}_{1q}$ ;  $v_q = -\alpha \tilde{i}_{1q} - \hat{\omega} \tilde{i}_{1d}$ , з алгоритмом оцінювання кутової швидкості

$$\dot{e}_\omega = -\hat{\omega} = \gamma_2^{-1} \left[ (\hat{z} - i_{1d}^*) \tilde{i}_{1q} + i_{1q}^* \tilde{i}_{1d} \right], \quad (12)$$

похідна від  $V$  в силу траєкторій (5), (12), а також лінеаризованої (8) буде рівна

$$\dot{V} = -(\gamma + k_i) (\tilde{i}_{1d}^2 + \tilde{i}_{1q}^2). \quad (13)$$

З (11) і (13) випливає, що сигнали  $(\tilde{z}_d, \tilde{z}_q, \tilde{i}_{1d}, \tilde{i}_{1q}, e_\omega)$  є обмеженими, тому за обмеження  $i_{1q}^*, i_{1d}^*, z^*, \dot{z}^*, \hat{z}(0) = z^*(0) > 0$  сигнал  $i_{1d}^*$  обмежений, якщо  $(\hat{z} - i_{1d}^*) > 0$  синхронна частота  $\omega_0$  (7) також обмежена.

Повні рівняння динаміки похибок

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \tilde{i}_{1d} \\ \tilde{i}_{1q} \end{pmatrix} &= \begin{bmatrix} -(\gamma_1 + k_i) & \omega_2 \\ -\omega_2 & -(\gamma_1 + k_i) \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \tilde{i}_{1d} \\ \tilde{i}_{1q} \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} \alpha & \omega & i_{1q}^* \\ -\omega & \alpha & (\hat{z} - i_{1d}^*) \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \tilde{z}_d \\ \tilde{z}_q \\ e_\omega \end{pmatrix}; \\ \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \tilde{z}_d \\ \tilde{z}_q \\ e_\omega \end{pmatrix} &= -\text{diag}(1, 1, \gamma_2^{-1}) \begin{bmatrix} \alpha & -\omega \\ \omega & \alpha \\ i_{1q}^* & (\hat{z} - i_{1d}^*) \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \tilde{i}_{1d} \\ \tilde{i}_{1q} \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega & 0 \\ -\omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \tilde{z}_d \\ \tilde{z}_q \\ e_\omega \end{pmatrix}. \end{aligned} \quad (14)$$

Система (14) може бути записана в такій загальній формі:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A}(t) \mathbf{x} + \mathbf{W}^T(t) \mathbf{y}; \\ \dot{\mathbf{y}} &= -\mathbf{W}(t) \mathbf{P} \mathbf{x} + \mathbf{S}(t) \mathbf{y}, \end{aligned} \quad (15)$$

де  $\mathbf{P} = \mathbf{I} \in \mathbb{R}^{2 \times 2}$ ,  $\mathbf{S}^T(t) + \mathbf{S}(t) = 0$ , тому, якщо умови персистентності збудження  $\int_0^{t+T} \mathbf{W}(\tau) \mathbf{W}^T(\tau) d\tau > 0$  виконуються, то положення рівноваги

$$\left( \tilde{i}_d, \tilde{i}_q, \tilde{z}_d, \tilde{z}_q, e_\omega \right)^T = 0 \quad (16)$$

є локально експоненційно стійким [5].

Моментна компонента струму статора визначається таким чином:

$$i_{1q}^* = M^* / \mu_1 z^*; \quad \mu_1 = 3\sigma/2.$$

З умови (16) випливає, що похибка відпрацювання моменту  $\tilde{M}$  також експоненційно загасає в нуль [4].

### Результати експериментального тестування

Синтезований алгоритм бездатчикового векторного керування реалізовано на станції швидкого прототипного тестування алгоритмів керування електроприводами [6]. Параметри ISSN 1997-9266. Вісник Вінницького політехнічного інституту. 2012. № 1

АД, який використано в експериментальній установці, такі: номінальна потужність 0,75 кВт; номінальний момент 2,5 Нм;  $R_1 = 11$  Ом;  $R_2 = 5,51$  Ом;  $L_1 = L_2 = 0,95$  Гн;  $L_m = 0,91$  Гн;  $J = 0,0035$  кг·м<sup>2</sup>.

Під час тестування використовувалися такі параметри настроювання:  $k_i = 100$ ;  $k_z = 100$ ;  $k_{z_i} = 5000$ ;  $\gamma_2 = 0,0005$ . Послідовність операцій керування, показана на рис. 1, включає: під час початкового інтервалу часу 0...0,25 с машина збуджується, траєкторія заданого потокозчеплення починається з  $z^*(0) = 0,25$  Вб/Гн і досягає значення 11,5 Вб/Гн з першою похідною, рівною 46 Вб/Гн·с; починаючи з  $t = 0,6$  с двигун відпрацьовує траєкторію моменту, яка має нульове початкове значення і досягає 1,5 Нм, з першою похідною, яка дорівнює 150 Нм/с. Графіки перехідних процесів при виконанні описаного тесту показані на рис. 1. Як впливає з рис. 1, при відпрацюванні заданої траєкторії моменту, похибки відпрацювання струмів і середнє значення похибки оцінювання кутової швидкості знаходяться на нульовому рівні. Невелика похибка відпрацювання польової компоненти струму статора на низьких швидкостях пов'язана з неідеальностями інвертора. Максимальна похибка оцінювання кутової швидкості складає близько 12 рад/с і виникає в моменти часу коли  $\dot{\omega} \neq \text{const}$  змінює знак.

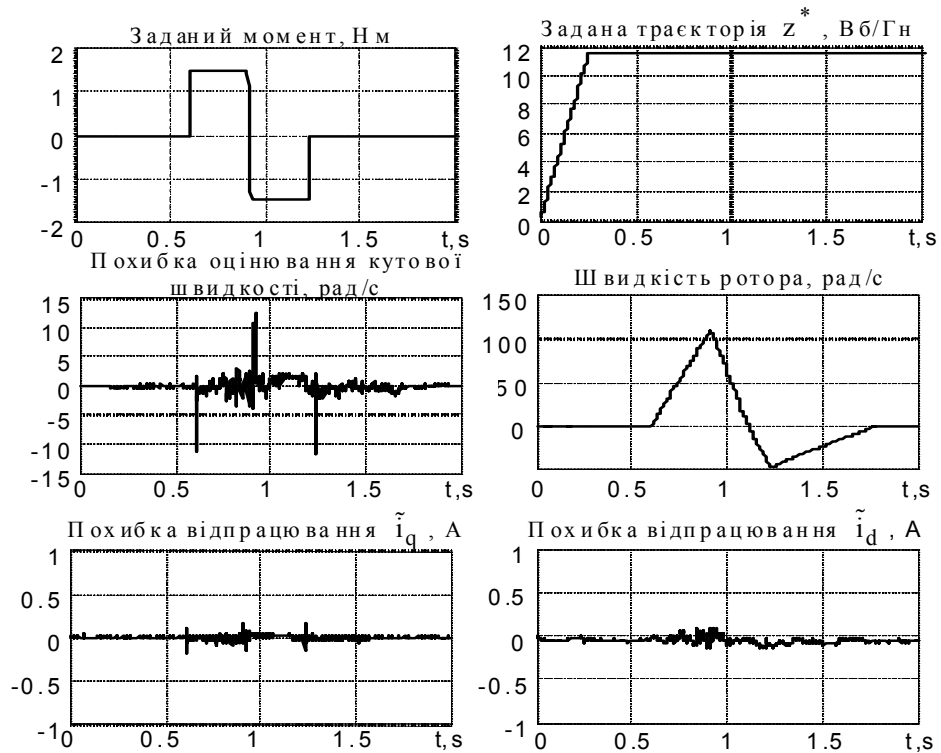


Рис. 1

Для непрямої оцінки якості відпрацювання моменту синтезованим алгоритмом, на рис. 2 показано графік зміни кутової швидкості ротора при виконанні такого ж тесту алгоритмом векторного керування з вимірюванням кутової швидкості, який гарантує асимптотичне відпрацювання моменту АД. Порівнюючи рис. 1. і рис. 2, встановлюємо, що динамічна поведінка кутової швидкості при використанні обох алгоритмів є практично однаковою.

Це дозволяє зробити висновок про те, що розроблений алгоритм БВК забезпечує відпрацювання заданих траєкторій моменту АД з показниками, які наближаються до існуючих в системах векторного керування з вимірюванням кутової швидкості, а динамічна похибка оцінювання кутової швидкості, показана на рис. 1, не є суттєвою під час розгляду задачі регулювання моменту.

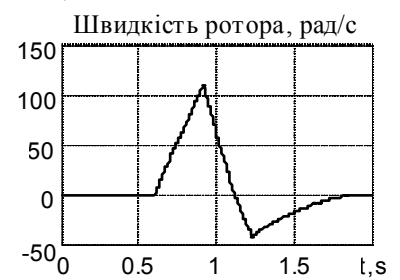


Рис. 2

## Висновки

Подано результати синтезу нового алгоритму векторного бездатчикового керування моментом асинхронного двигуна на основі концепції прямої орієнтації за вектором потокозчеплення статора. Розроблений алгоритм забезпечує асимптотичне відпрацювання заданих траєкторій моменту і потокозчеплення при одночасній асимптотичній орієнтації за вектором потокозчеплення статора. Результати експериментального тестування підтверджують високі показники якості регулювання моменту, які співмірні з показниками, існуючими в системах векторного керування з вимірюванням кутової швидкості.

## СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Holtz J. Sensorless Control of Induction Motor Drives / J. Holtz // Proc. of IEEE. — Aug. 2002. — Vol. 90. — No 8. — P. 1359 — 1394.
2. Montanari M. Speed Sensorless Control of Induction Motors Based on Reduced-Order Adaptive Observer / M. Montanari, S. Peresada, C. Rossi and A. Tili // IEEE Trans. On Control System Technology. — 2007. — Vol. 15. — No 6. — P. 1049—1064.
3. Xingyi Xu Implementation of Direct Stator Flux Orientation Control on a Versatile DSP Based System / Xingyi Xu, Donald W. Novotny // IEEE Trans. On Ind. App. — July—Aug. 1991. — Vol. 27. — No 4.
4. Пересада С. М. Оснований на принципі пасивності алгоритм обробки момента-потока при косвенній орієнтації по вектору потокозчеплення статора / С. М. Пересада, С. Н. Ковбаса, А. Ю. Болотников, В. С. Бовкунович // Вестник Кременчугського державного технічного університету. — 2007. — Вып. 3. — Ч. 2. — С. 35 — 39.
5. Marino R. Global adaptive output feedback control of induction motors with uncertain rotor resistance / R. Marino, S. Peresada, P. Tomei // IEEE Trans. on Autom. Control. — May, 1999. — Vol. 44. — No 6. — P. 967—983.
6. Пересада С. Станція швидкого моделювання алгоритмів управління електроприводом / С. Пересада, С. Ковбаса, А. Тонізєли // Вестник Харківського державного політехнічного університету. — 1999. — С. 190—193.

Рекомендована кафедрою електромеханічних систем автоматизації в промисловості і на транспорті

Стаття надійшла до редакції 15.10.11

Рекомендована до друку 25.11.11

**Пересада Сергій Михайлович** — завідувач кафедри, **Ковбаса Сергій Миколайович** — доцент.

Кафедра автоматизації електромеханічних систем та електроприводу, Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», Київ