

## НОВИЙ АЛГОРИТМ ІДЕНТИФІКАЦІЇ АКТИВНИХ ОПОРІВ СТАТОРА І РОТОРА АСИНХРОННОГО ДВИГУНА

**С. М. Пересада, М. А. Коноплінський**

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут»  
просп. Перемоги, 37, м. Київ, 03056, Україна. E-mail: konoplinskyi@mail.ru

Новий алгоритм, що забезпечує експоненціальну ідентифікацію активних опорів статора і ротора асинхронного двигуна на основі інформації про струми та напруги статора, а також кутову швидкість ротора, синтезовано з використанням другого методу Ляпунова. Теоретично доведено локальну асимптотичність ідентифікації активних опорів при виконанні умов персистентності збудження. Додатково синтезований алгоритм ідентифікації є спостерігачем потокозчеплення ротора, адаптивним до змін активних опорів статора і ротора. Результати експериментального тестування підтверджують ефективність запропонованого алгоритму ідентифікації.

**Ключові слова:** асинхронний двигун, ідентифікація опорів, стійкість, адаптивний спостерігач потокозчеплення.

## НОВЫЙ АЛГОРИТМ ИДЕНТИФИКАЦИИ АКТИВНЫХ СОПРОТИВЛЕНИЙ СТАТОРА И РОТОРА АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

**С. М. Пересада, М. А. Коноплинский**

Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт»  
просп. Победы, 37, г. Киев, 03056, Украина. E-mail: konoplinskyi@mail.ru

Новый алгоритм, который обеспечивает экспоненциальную идентификацию активных сопротивлений статора и ротора асинхронного двигателя на основе информации о токах и напряжениях статора, а также угловой скорости ротора, синтезирован с использованием второго метода Ляпунова. Теоретически доказана локальная асимптотичность идентификации активных сопротивлений при выполнении условий персистентности возбуждения. Дополнительно синтезированный алгоритм идентификации является наблюдателем потокозчепления ротора, адаптивным к изменениям активных сопротивлений статора и ротора. Результаты экспериментального тестирования подтверждают эффективность предложенного алгоритма идентификации.

**Ключевые слова:** асинхронный двигатель, идентификация сопротивлений, устойчивость, адаптивный наблюдатель потокозчепления.

**АКТУАЛЬНІСТЬ РОБОТИ.** Одним з основних факторів, що впливають на показники якості систем векторного керування, є точність визначення активного опору ротора асинхронного двигуна (АД). Цей параметр недоступний для безпосереднього вимірювання у випадку АД з короткозамкненим ротором, а також може змінюватись під час роботи внаслідок нагріву. Отже, початкова ідентифікація параметрів (self-commissioning), що використовується в більшості серійних виробів світових виробників, не може гарантувати збереження показників якості векторного керування в умовах тривалої роботи АД.

При варіаціях активного опору ротора асимптотичні властивості керування вектором потокозчеплення порушуються [1], що призводить до погіршення показників якості регулювання механічних координат, зниження енергетичної ефективності процесу електромеханічного перетворення енергії та в деяких випадках навіть може призводити до втрати стійкості електромеханічної системи.

Цю проблему вирішує ряд адаптивних алгоритмів векторного керування АД [2–4]. Недоліками відомих адаптивних відносно активного опору ротора алгоритмів векторного керування є їх складність, а також чутливість до змін активного опору статора. Інформацію про активний опір статора можна отримати на підставі термічної моделі статора та інформації про його температуру у поточний момент часу. Відзначимо, що одночасна ідентифікація опорів статора і ротора є складним завданням [3].

Вперше загальнотеоретична задача одночасної ідентифікації активних опорів статора і ротора асинхронного двигуна була вирішена в [3]. Алгоритми [3], [4] представляють динамічні системи 11-го та

13-го порядку відповідно, вони гарантують експоненційне оцінювання активних опорів статора і ротора за умови, що АД працює в режимах, коли виконуються умови персистентності збудження. Головним недоліком алгоритмів [3], [4] є їх складність.

Метою роботи є синтез нового, більш простого порівняно з [3], [4], алгоритму одночасної ідентифікації активних опорів статора і ротора АД, який гарантує локальну експоненціальну стійкість та може бути використаним як для активної попередньої ідентифікації, так і для оцінювання в процесі роботи.

**МАТЕРІАЛ І РЕЗУЛЬТАТИ ДОСЛІДЖЕНЬ.** *Модель АД.* Модель електричної частини АД у стаціонарній системі координат статора (a–b) має вигляд:

$$\begin{aligned} \dot{i}_a &= -(R_{1N} + \Delta R_1) \sigma^{-1} i_a + \beta \omega \psi_{2b} + (R_{2N} + \Delta R_2) \beta L_2^{-1} \psi_{2a} - \\ &\quad - (R_{2N} + \Delta R_2) \beta L_m L_2^{-1} i_a + \sigma^{-1} u_a; \\ \dot{i}_b &= -(R_{1N} + \Delta R_1) \sigma^{-1} i_b - \beta \omega \psi_{2a} + (R_{2N} + \Delta R_2) \beta L_2^{-1} \psi_{2b} - \\ &\quad - (R_{2N} + \Delta R_2) \beta L_m L_2^{-1} i_b + \sigma^{-1} u_b; \end{aligned} \quad (1)$$

$$\dot{\psi}_{2a} = -(R_{2N} + \Delta R_2) L_2^{-1} \psi_{2a} - \omega \psi_{2b} + (R_{2N} + \Delta R_2) L_m L_2^{-1} i_a;$$

$$\dot{\psi}_{2b} = -(R_{2N} + \Delta R_2) L_2^{-1} \psi_{2b} + \omega \psi_{2a} + (R_{2N} + \Delta R_2) L_m L_2^{-1} i_b,$$

де  $(u_a, u_b)$ ,  $(i_a, i_b)$ ,  $(\psi_{2a}, \psi_{2b})$  – компоненти векторів напруги статора, струмів статора та потокозчеплення ротора;  $\omega$  – кутова швидкість ротора;  $L_1, L_2, L_m$  – індуктивності статора, ротора та намагнічуючого контура;  $R_1 = R_{1N} + \Delta R_1$  та  $R_2 = R_{2N} + \Delta R_2$  – активні опори статорного та роторного кіл, що містить:  $R_{1N}$  та  $R_{2N}$  – номінальні значення;  $\Delta R_1$  та  $\Delta R_2$  – зміна опорів. Додатні константи, пов'язані з електричними параметрами двигуна, визначено наступним чином:

$\beta = L_m / \sigma L_2$ ,  $\sigma = L_1 - L_m^2 L_2^{-1}$ . Одна пара полюсів прийнята без утрати загальності.

*Синтез алгоритму ідентифікації.* На основі рівнянь (1) сформуємо адаптивний спостерігач

$$\begin{aligned} \dot{\hat{i}}_a &= -(R_{1N}\sigma^{-1} + R_{2N}\beta L_m L_2^{-1})\hat{i}_a + \beta(R_{2N}L_2^{-1}\eta_a + \omega\eta_b) + \\ &+ k_1\tilde{i}_a + \Delta\hat{R}_2\beta L_2^{-1}(\eta_a - L_m\hat{i}_a) + \sigma^{-1}u_a + v_a; \\ \dot{\hat{i}}_b &= -(R_{1N}\sigma^{-1} + R_{2N}\beta L_m L_2^{-1})\hat{i}_b + \beta(R_{2N}L_2^{-1}\eta_b - \omega\eta_a) + \\ &+ k_1\tilde{i}_b + \Delta\hat{R}_2\beta L_2^{-1}(\eta_b - L_m\hat{i}_b) + \sigma^{-1}u_b + v_b; \\ \dot{\hat{\eta}}_a &= -R_{2N}L_2^{-1}\hat{\eta}_a - \omega\eta_b + R_{2N}L_m L_2^{-1}\hat{i}_a - \beta^{-1}v_a - \\ &- k_2\beta^{-1}\tilde{i}_a - \Delta\hat{R}_2L_2^{-1}(\eta_a - L_m\hat{i}_a); \\ \dot{\hat{\eta}}_b &= -R_{2N}L_2^{-1}\hat{\eta}_b + \omega\eta_a + R_{2N}L_m L_2^{-1}\hat{i}_b - \beta^{-1}v_b - \\ &- k_2\beta^{-1}\tilde{i}_b - \Delta\hat{R}_2L_2^{-1}(\eta_b - L_m\hat{i}_b), \end{aligned} \quad (2)$$

де  $v_a$  та  $v_b$  – додаткові сигнали, що будуть спроектовані пізніше;  $\eta_a$  та  $\eta_b$  – додаткові змінні;  $k_1 > 0$ ;  $k_2 > 0$ .

Визначивши похибки оцінювання  $\tilde{i}_a = i_a - \hat{i}_a$ ,  $\tilde{i}_b = i_b - \hat{i}_b$ ,  $\tilde{\eta}_a = \eta_a - \hat{\eta}_a$ ,  $\tilde{\eta}_b = \eta_b - \hat{\eta}_b$ ,  $\Delta\tilde{R}_2 = \Delta R_2 - \Delta\hat{R}_2$ , перепишемо (2) у формі похибок

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{i}}_a &= -k_1\tilde{i}_a + \alpha\beta\tilde{\eta}_a + \beta\omega\tilde{\eta}_b + \Delta\tilde{R}_2\beta L_2^{-1}(\eta_a - L_m\hat{i}_a) - \Delta R_1\sigma^{-1}\tilde{i}_a - v_a; \\ \dot{\tilde{i}}_b &= -k_1\tilde{i}_b + \alpha\beta\tilde{\eta}_b - \beta\omega\tilde{\eta}_a + \Delta\tilde{R}_2\beta L_2^{-1}(\eta_b - L_m\hat{i}_b) - \Delta R_1\sigma^{-1}\tilde{i}_b - v_b; \\ \dot{\tilde{\eta}}_a &= -\alpha\tilde{\eta}_a - \omega\tilde{\eta}_b + k_2\beta^{-1}\tilde{i}_a - \Delta\tilde{R}_2L_2^{-1}(\eta_a - L_m\hat{i}_a) + \beta^{-1}v_a; \\ \dot{\tilde{\eta}}_b &= -\alpha\tilde{\eta}_b + \omega\tilde{\eta}_a + k_2\beta^{-1}\tilde{i}_b - \Delta\tilde{R}_2L_2^{-1}(\eta_b - L_m\hat{i}_b) + \beta^{-1}v_b, \end{aligned} \quad (3)$$

де  $\alpha = R_2 / L_2$ .

Ідея побудови алгоритму ідентифікації для системи (3) полягає в тому, щоб спроектувати додаткові сигнали  $v_a$  та  $v_b$ , а також динамічну поведінку оцінок  $\Delta\hat{R}_1$  і  $\Delta\hat{R}_2$  таким чином, щоб  $\tilde{i}_a$ ,  $\tilde{i}_b$  асимптотично збіглися в нуль.

Для досягнення цієї мети введемо динамічне перетворення координат

$$z_a = \tilde{i}_a + \beta\tilde{\eta}_a + \sigma^{-1}\Delta R_1\xi_a, \quad z_b = \tilde{i}_b + \beta\tilde{\eta}_b + \sigma^{-1}\Delta R_1\xi_b; \quad (4)$$

$$\dot{\xi}_a = i_a, \quad \dot{\xi}_b = i_b. \quad (5)$$

Вважаючи, що  $\int_0^t i_a(\tau)d\tau$ ,  $\int_0^t i_b(\tau)d\tau$  обмежені для всіх  $t \geq 0$ , сформуємо додаткові сигнали  $v_a$  та  $v_b$  у вигляді

$$\begin{aligned} v_a &= \omega\hat{z}_b - \frac{\Delta\hat{R}_1}{\sigma}\hat{i}_a - \frac{R_{2N}\Delta\hat{R}_1}{L_2\sigma}\xi_a - \frac{\Delta\hat{R}_1\Delta\hat{R}_2}{L_2\sigma}\xi_a - \frac{\Delta\hat{R}_1}{\sigma}\omega\xi_b; \\ v_b &= -\omega\hat{z}_a - \frac{\Delta\hat{R}_1}{\sigma}\hat{i}_b - \frac{R_{2N}\Delta\hat{R}_1}{L_2\sigma}\xi_b - \frac{\Delta\hat{R}_1\Delta\hat{R}_2}{L_2\sigma}\xi_b + \frac{\Delta\hat{R}_1}{\sigma}\omega\xi_a, \end{aligned} \quad (6)$$

де  $\hat{z}_a$  і  $\hat{z}_b$  – оцінки змінних  $z_a$  і  $z_b$ . Визначивши похибки оцінювання  $\Delta\tilde{R}_1 = \Delta R_1 - \Delta\hat{R}_1$ ,  $\tilde{z}_a = z_a - \hat{z}_a$ ,  $\tilde{z}_b = z_b - \hat{z}_b$ , у нових змінних система (3), з урахуванням (6), набуває вигляду

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{i}}_a &= -(k_1 + \alpha)\tilde{i}_a - \omega\tilde{i}_b + \alpha\tilde{z}_a + \omega\tilde{z}_b - \Delta\tilde{R}_1\sigma^{-1}(i_a + (R_{2N} + \Delta\hat{R}_2)L_2^{-1}\xi_a + \\ &+ \omega\xi_b) + \Delta\tilde{R}_2(\beta L_2^{-1}(\eta_a - L_m\hat{i}_a) - \Delta\tilde{R}_1\sigma^{-1}L_2^{-1}\xi_a) - \Delta\tilde{R}_1\Delta\tilde{R}_2\sigma^{-1}L_2^{-1}\xi_a; \\ \dot{\tilde{i}}_b &= -(k_1 + \alpha)\tilde{i}_b + \omega\tilde{i}_a + \alpha\tilde{z}_b - \omega\tilde{z}_a - \Delta\tilde{R}_1\sigma^{-1}(i_b + (R_{2N} + \Delta\hat{R}_2)L_2^{-1}\xi_b - \\ &- \omega\xi_a) + \Delta\tilde{R}_2(\beta L_2^{-1}(\eta_b - L_m\hat{i}_b) - \Delta\tilde{R}_1\sigma^{-1}L_2^{-1}\xi_b) - \Delta\tilde{R}_1\Delta\tilde{R}_2\sigma^{-1}L_2^{-1}\xi_b; \\ \dot{\tilde{z}}_a &= -(k_1 - k_2)\tilde{i}_a; \\ \dot{\tilde{z}}_b &= -(k_1 - k_2)\tilde{i}_b. \end{aligned} \quad (7)$$

При розгляді лінійної апроксимації (7) квадратични-

ми компонентами, які пропорційні  $\Delta\tilde{R}_1\Delta\tilde{R}_2$ , нехтують.

Для конструювання законів ідентифікації  $\Delta\hat{R}_1$ ,  $\Delta\hat{R}_2$ , а також динамічної поведінки оцінок  $\hat{z}_a$ ,  $\hat{z}_b$  невідомих функцій  $z_a$ ,  $z_b$  розглянемо наступну додатково-визначену функцію ( $\gamma_i > 0$ ,  $i = 1, 2, \dots, 4$ ,  $\gamma_1 = k_1 - k_2$ ):

$$V = \frac{1}{2}[\tilde{i}_a^2 + \tilde{i}_b^2 + \alpha\gamma_1^{-1}(z_a^2 + z_b^2) + \alpha\gamma_2^{-1}(z_a^2 + z_b^2) + \alpha\gamma_3^{-1}\Delta\tilde{R}_1^2 + \alpha\gamma_4^{-1}\Delta\tilde{R}_2^2]. \quad (8)$$

Визначивши

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{z}}_a &= \dot{z}_a - \dot{\hat{z}}_a = \gamma_2\omega\tilde{i}_b; \\ \dot{\tilde{z}}_b &= \dot{z}_b - \dot{\hat{z}}_b = -\gamma_2\omega\tilde{i}_a; \\ \Delta\dot{\hat{R}}_1 &= -\Delta\hat{R}_1 = \gamma_3\sigma^{-1}[\tilde{i}_a(i_a + \omega\xi_b + L_2^{-1}(R_{2N} + \Delta\hat{R}_2)\xi_a) + \\ &+ \tilde{i}_b(i_b - \omega\xi_a + L_2^{-1}(R_{2N} + \Delta\hat{R}_2)\xi_b)]; \\ \Delta\dot{\hat{R}}_2 &= -\Delta\hat{R}_2 = -\gamma_4\beta L_2^{-1}[\tilde{i}_a(\eta_a - L_m\hat{i}_a - L_2L_m^{-1}\Delta\hat{R}_1\xi_a) + \\ &+ \tilde{i}_b(\eta_b - L_m\hat{i}_b - L_2L_m^{-1}\Delta\hat{R}_1\xi_b)], \end{aligned} \quad (9)$$

похідна  $V$  у силу рівнянь (7) приймає вигляд

$$\dot{V} = -(k_1 + \alpha)(\tilde{i}_a^2 + \tilde{i}_b^2). \quad (10)$$

Алгоритм ідентифікації активних опорів статора і ротора задається рівняннями (2), (5), (6) та (9), містить п'ять додатних параметрів налаштування:  $k_1$ ,  $k_2$ ,  $\gamma_1 = k_1 - k_2$ ,  $\gamma_2$ ,  $\gamma_3$ ,  $\gamma_4$ , його входами є  $\omega$ ,  $u_a$ ,  $u_b$ ,  $i_a$ ,  $i_b$ , а також сигнали  $\xi_a$ ,  $\xi_b$  (5), виходами оцінено значення  $\Delta\hat{R}_1$  і  $\Delta\hat{R}_2$  для активних опорів статора і ротора.

Умови глобальної експоненціальної стійкості положення рівноваги  $(\tilde{i}_a, \tilde{i}_b, z_a, z_b, \tilde{z}_a, \tilde{z}_b, \Delta\tilde{R}_1, \Delta\tilde{R}_2) = 0$  лінеаризованої системи (7) (з урахуванням нехтування складовими, які пропорційні  $\Delta\tilde{R}_1\Delta\tilde{R}_2$ ) та (13), доводяться наступним чином.

З (8) та (10) витікає, що сигнали  $\tilde{i}_a$ ,  $\tilde{i}_b$ ,  $z_a$ ,  $z_b$ ,  $\tilde{z}_a$ ,  $\tilde{z}_b$ ,  $\Delta\tilde{R}_1$ ,  $\Delta\tilde{R}_2$  є обмеженими. Оскільки  $\psi_{2a}$ ,  $\psi_{2b}$ ,  $\xi_a$ ,  $\xi_b$  обмежені, то з (4) слідує, що  $\tilde{\eta}_a$ ,  $\tilde{\eta}_b$ , а отже й  $\eta_a$ ,  $\eta_b$ , також обмежені. Рівняння динаміки похибок оцінювання (7) і (9) можуть бути наданими в наступній стандартній формі [5]:

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{i}} &= A(t)\tilde{i} + W(t)\tilde{p}; \\ \dot{\tilde{p}} &= -\Lambda W^T(t)\tilde{i}, \end{aligned} \quad (11)$$

де  $\tilde{i} = (\tilde{i}_a, \tilde{i}_b)^T$ ,  $\tilde{p} = (z_a, z_b, \tilde{z}_a, \tilde{z}_b, \Delta\tilde{R}_1, \Delta\tilde{R}_2)^T$ .

Пряме використання результату з теорії стійкості адаптивних систем [5] встановлює, що положення рівноваги  $\tilde{i} = 0$ ,  $\tilde{p} = 0$  лінеаризованої системи (7), (9)  $((\Delta\tilde{R}_1\Delta\tilde{R}_2 / L_2\sigma)\xi_a = 0$ ,  $(\Delta\tilde{R}_1\Delta\tilde{R}_2 / L_2\sigma)\xi_b = 0$ ) є глобально експоненціально стійким при виконанні умов

$$\int_0^{t+T} W(\tau)W^T(\tau)d\tau \geq cI > 0.$$

*Дослідження динамічних процесів ідентифікації активних опорів статора і ротора* виконано при роботі алгоритму непрямого векторного керування, який забезпечує глобальне експоненціальне відпрацювання траєкторій потокозчеплення та швидкості АД. При цьому для алгоритму керування параметри АД є сталими й відомими. Тобто алгоритм ідентифікації є автономним об'єктом, який не впливає на процеси керування АД.

При дослідженні початкові умови для оцінок змінних наступні:  $\hat{i}_a(0)=\hat{i}_b(0)=\eta_a(0)=\eta_b(0)=\hat{z}_a(0)=\hat{z}_b(0)=\xi_a(0)=\xi_b(0)=0$ , що еквівалентно потокозчепленню ротора  $\hat{\psi}_{2a}(0)=\hat{\psi}_{2b}(0)=0$ ; використовувалися номінальні параметри асинхронного двигуна потужністю 0,75 кВт:  $R_{1N}=10,9 \text{ Ом}$ ,  $R_{2N}=5,9 \text{ Ом}$ ,  $L_1=0,95 \text{ Гн}$ ,  $L_2=0,95 \text{ Гн}$ ,  $L_m=0,91 \text{ Гн}$ ; параметри налаштування алгоритму ідентифікації (2), (5), (6) та (9):  $k_1=400$ ,  $k_2=380$ ,  $\gamma_2=1$ ,  $\gamma_3=4$ ,  $\gamma_4=19$ .

При дослідженні використовувалась наступна послідовність операцій керування: на інтервалі часу 0–0,25 с машина збуджується, траєкторія магнітного потоку починається з  $\psi^*(0)=0,02 \text{ Вб}$  і досягає номінального значення 0,9 Вб з першою та другою похідними, рівними 3,67 Вб/с та 366,7 Вб/с<sup>2</sup> відповідно; на інтервалі часу 0,6–0,7 с машина розганяється від нульової початкової швидкості до 50 рад/с з першою і другою похідними, що дорівнюють 555 рад/с<sup>2</sup> та 5555 рад/с<sup>3</sup> відповідно; у моменту часу  $t=1,2 \text{ с}$  відбувається стрибкоподібне накидання номінального моменту навантаження.

Графіки перехідних процесів ідентифікації активних опорів статора і ротора за наявності початкових похибок ідентифікації параметрів  $\hat{R}_1(0)=0,5R_{1N}$ ,  $\hat{R}_2(0)=0,5R_{2N}$  та  $\hat{R}_1(0)=2R_{1N}$ ,  $\hat{R}_2(0)=2R_{2N}$  надано на рис. 1, 2 відповідно.

Оцінки активних опорів досягають коректних значень приблизно за 5 с.

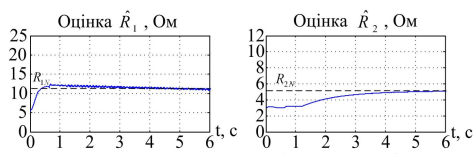


Рисунок 1 – Процеси ідентифікації при  $\hat{R}_1(0) = 0,5R_{1N}$  та  $\hat{R}_2(0) = 0,5R_{2N}$

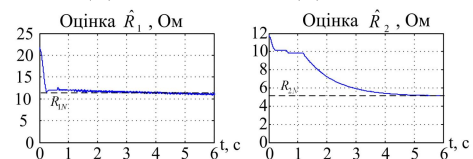


Рисунок 2 – Процеси ідентифікації при

$$\hat{R}_1(0) = 0,5R_{1N} \text{ та } \hat{R}_2(0) = 0,5R_{2N}$$

**ВИСНОВКИ.** Синтезовано новий алгоритм ідентифікації активних опорів статора і ротора 10-го порядку, який на основі інформації про компоненти струму та напруги статорної обмотки та кутову швидкість ротора, при виконанні умов персистентності збудження, гарантує, що ідентифіковані значення активних опорів статора та ротора експоненціально прямують до своїх дійсних значень, що підтверджено також результатами експериментальних досліджень. Теоретично доведено, що алгоритм ідентифікації є локально експоненціально стійким, він може використовуватись як у системах початкової ідентифікації параметрів асинхронного двигуна, так і для поточної ідентифікації активних опорів статора та ротора, а також може бути використаний для побудови систем векторного керування, адаптивних до варіацій активних опорів статора і ротора.

Додатково синтезований алгоритм ідентифікації також є спостерігачем потокозчеплення ротора, адаптивним до змін активних опорів статора і ротора, він простіший за існуючі теоретично обґрунтовані рішення.

#### ЛІТЕРАТУРА

1. Krishnan R. and Doran F.C. Study of parameter sensitivity in high performance inverter-fed induction motor drive systems // *IEEE Trans. Ind. Applicat.* – 1987. – Iss. 23. – PP. 623–635.
2. Marino R., Peresada S. and Tomei P. Global adaptive output feedback control of induction motors with uncertain rotor resistance // *IEEE Trans. on Automatic Control.* – 1999. – Iss. 44 (5). – PP. 967–983.
3. Marino R., Peresada S. and Tomei P. On-line stator and rotor resistance identification in induction motor // *IEEE Trans. Control Sys Tech.* – 2000. – Iss. 8 (3). – PP. 570–578.
4. Seok Ho Jeon, Kwang Kyo Oh, and Jin Young Choi. Flux Observer With Online Tuning of Stator and Rotor Resistances for Induction Motors // *IEEE Trans. on Industrial Electronics.* – 2002. – Iss. 49 (3). – PP. 653–664.
5. Marino R. and Tomei P. *Nonlinear Control Design – Geometric, Adaptive and Robust.* – Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1995. – 400 p.

### A NEW ACTIVE RESISTANCE IDENTIFICATION ALGORITHM OF AN INDUCTION MOTOR

**S. Peresada, M. Konoplynskiy**

National Technical University of Ukraine “Kyiv Polytechnic Institute”  
 prosp. Peremohi, 37, Kyiv, 03056, Ukraine. E-mail: konoplynskiy@mail.ru

The new algorithm, which provides an exponential identification of induction motor active stator and rotor resistances is designed using Lyapunov’s second method. The algorithm uses an information about stator currents, voltages and rotor angular velocity. Local asymptotic stability of the identification algorithm has been proved under persistence of excitation conditions. Additionally, the identification algorithm may be viewed as an adaptive with respect of resistances variations flux observer. The experimental tests confirm the efficiency of the proposed identification algorithm.

**Key words:** induction motor, identification of resistances, stability, adaptive flux observer.

Стаття надійшла 20.07.2012.

Рекомендовано до друку  
 к.т.н., доц. Кореньковою Т.В.