

УДК 621.5:62-83

ІДЕНТИФІКАЦІЯ АКТИВНИХ ОПОРІВ АСИНХРОННОГО ДВИГУНА ЗА ДОПОМОГОЮ АДАПТИВНОГО СПОСТЕРІГАЧА ПОТОКОЗЧЕПЛЕННЯ

С.М.Пересада, докт.техн.наук, М.А.Коноплінський
Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут»,
пр. Перемоги, 37, Київ, 03056, Україна,
e-mail: konoplinskyi@mail.ru

Новий алгоритм, що забезпечує експоненційну 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 персистенції збудження. Додатково синтезований алгоритм ідентифікації є спостерігачем поточкозчеплення ротора, адаптивним до змін активних опорів статора і ротора. Результати моделювання та експериментального тестування підтверджують ефективність запропонованого алгоритму ідентифікації. Бібл. 5, рис 11.

Ключові слова: асинхронний двигун, ідентифікація активних опорів, стійкість, адаптивний спостерігач поточкозчеплення.

Вступ. Одним із основних факторів, що впливають на показники якості систем векторного керування, є точність визначення активного опору роторного кола асинхронного двигуна (АД) з короткозамкненим ротором. Цей параметр недоступний для безпосереднього вимірювання, до того ж він може змінюватися під час роботи АД внаслідок нагріву. Отже початкова ідентифікація параметрів (self-commissioning), що використовується у більшості серійних електроприводів світових виробників, не може гарантувати збереження показників якості векторного керування в умовах тривалої роботи АД.

При варіаціях активного опору ротора асимптотичні властивості керування вектором поточкозчеплення 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]. Недоліками відомих адаптивних по відношенню до активного опору ротора алгоритмів векторного керування є їхня 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 опору статора і ротора представляє собою складне завдання [3].

Вперше загальнотеоретична задача одночасної ідентифікації активних опорів статора і ротора асинхронного двигуна була вирішена в [3]. Алгоритми [3], [5] 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 персистенції збудження. Головним недоліком алгоритмів [3], [5] є їхня складність.

Метою роботи є синтез нового, більш простого по відношенню до [3], [5], алгоритму одночасної ідентифікації активних опорів статора і ротора АД, який гарантує локальну експоненційну стійкість та може бути використаний як для активної попередньої ідентифікації, так і для оцінювання в процесі роботи. Наведено результати моделювання та експериментальних досліджень електромеханічної системи.

1. Постановка задачі. Розглянемо модель електричної частини АД в стаціонарній системі координат статора (a–b)

$$\dot{i}_a = -\frac{R_{1N} + \Delta R_1}{\sigma} i_a + \beta \omega \psi_{2b} + (R_{2N} + \Delta R_2) \frac{\beta}{L_2} \psi_{2a} - (R_{2N} + \Delta R_2) \frac{\beta L_m}{L_2} i_a + \frac{1}{\sigma} u_a,$$

$$\begin{aligned}
\dot{i}_b &= -\frac{R_{1N} + \Delta R_1}{\sigma} i_b - \beta \omega \psi_{2a} + (R_{2N} + \Delta R_2) \frac{\beta}{L_2} \psi_{2b} - (R_{2N} + \Delta R_2) \frac{\beta L_m}{L_2} i_b + \frac{1}{\sigma} u_b, \\
\dot{\psi}_{2a} &= -(R_{2N} + \Delta R_2) \frac{1}{L_2} \psi_{2a} - \omega \psi_{2b} + (R_{2N} + \Delta R_2) \frac{L_m}{L_2} i_a, \\
\dot{\psi}_{2b} &= -(R_{2N} + \Delta R_2) \frac{1}{L_2} \psi_{2b} + \omega \psi_{2a} + (R_{2N} + \Delta R_2) \frac{L_m}{L_2} i_b,
\end{aligned} \tag{1}$$

де (u_a, u_b) , (i_a, i_b) , (ψ_{2a}, ψ_{2b}) – компоненти векторів напруги статора, струмів статора та потокозчеплення ротора; ω – кутова швидкість ротора; L_1, L_2, L_m – індуктивності статора, ротора та намагнічуючого контура; R_{1N}, R_{2N} – номінальні значення активних опорів статорного та роторного кіл; $\Delta R_1, \Delta R_2$ – зміни цих опорів. Додатні константи, пов’язані з електричними параметрами двигуна, визначено наступним чином: $\beta = \frac{L_m}{\sigma L_2}$, $\sigma = L_1(1 - \frac{L_m^2}{L_1 L_2})$. Одна пара полюсів прийнята без втрати загальності.

Нехай виконуються наступні припущення:

A.1. АД працює в таких умовах, що $i_a(t), i_b(t), \int_0^t i_a(\tau) d\tau, \int_0^t i_b(\tau) d\tau, \psi_{2a}(t), \psi_{2b}(t), \omega(t),$

$u_a(t), u_b(t)$ обмежені для всіх $t \geq 0$.

A.2. Струми та напруги статора, а також кутова швидкість ротора вимірюються.

A.3. Всі параметри АД окрім активних опорів статора та ротора відомі та сталі.

A.4. Активні опори статора і ротора невідомі, додатні та сталі.

В умовах цих припущень необхідно синтезувати алгоритм ідентифікації, який гарантує досягнення наступних цілей керування:

СО1. Асимптотичність оцінювання невідомих параметрів ΔR_1 та ΔR_2 , тобто

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\Delta R_1 - \hat{\Delta R}_1) = 0, \quad \lim_{t \rightarrow \infty} (\Delta R_2 - \hat{\Delta R}_2) = 0, \tag{2}$$

де $\hat{\Delta R}_1, \hat{\Delta R}_2$ – оцінені значення змінних $\Delta R_1, \Delta R_2$ відповідно.

СО2. Асимптотичність спостереження струмів статора та потокозчеплень ротора

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (i_a - \hat{i}_a) = 0, \quad \lim_{t \rightarrow \infty} (i_b - \hat{i}_b) = 0, \quad \lim_{t \rightarrow \infty} (\psi_{2a} - \hat{\psi}_{2a}) = 0, \quad \lim_{t \rightarrow \infty} (\psi_{2b} - \hat{\psi}_{2b}) = 0, \tag{3}$$

де $\hat{i}_a, \hat{i}_b, \hat{\psi}_{2a}, \hat{\psi}_{2b}$ – оцінені значення змінних $i_a, i_b, \psi_{2a}, \psi_{2b}$ відповідно.

СО3. Обмеженість усіх внутрішніх сигналів.

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

$$\begin{aligned}
\dot{\hat{i}}_a &= -\left(\frac{R_{1N}}{\sigma} + R_{2N} \beta \frac{L_m}{L_2}\right) \hat{i}_a + \beta \left(\frac{R_{2N}}{L_2} \eta_a + \omega \eta_b\right) + k_1 \tilde{i}_a + \Delta \hat{R}_2 \frac{\beta}{L_2} (\eta_a - L_m \hat{i}_a) + \frac{1}{\sigma} u_a + v_a, \\
\dot{\hat{i}}_b &= -\left(\frac{R_{1N}}{\sigma} + R_{2N} \beta \frac{L_m}{L_2}\right) \hat{i}_b + \beta \left(\frac{R_{2N}}{L_2} \eta_b - \omega \eta_a\right) + k_1 \tilde{i}_b + \Delta \hat{R}_2 \frac{\beta}{L_2} (\eta_b - L_m \hat{i}_b) + \frac{1}{\sigma} u_b + v_b, \\
\dot{\eta}_a &= -\frac{R_{2N}}{L_2} \eta_a - \omega \eta_b + R_{2N} \frac{L_m}{L_2} \hat{i}_a - \frac{1}{\beta} v_a - \frac{k_2}{\beta} \tilde{i}_a - \frac{\Delta \hat{R}_2}{L_2} (\eta_a - L_m \hat{i}_a), \\
\dot{\eta}_b &= -\frac{R_{2N}}{L_2} \eta_b + \omega \eta_a + R_{2N} \frac{L_m}{L_2} \hat{i}_b - \frac{1}{\beta} v_b - \frac{k_2}{\beta} \tilde{i}_b - \frac{\Delta \hat{R}_2}{L_2} (\eta_b - L_m \hat{i}_b),
\end{aligned} \tag{4}$$

де v_a та v_b – коригуючі сигнали спостерігача, що будуть спроектовані пізніше, η_a та η_b – додаткові змінні, що необхідні для визначення потокозчеплення, $k_1 > 0$ та $k_2 > 0$ – коефіцієнти налаштування.

На основі визначення похибок оцінювання $\tilde{i}_a = i_a - \hat{i}_a$, $\tilde{i}_b = i_b - \hat{i}_b$, $\tilde{\eta}_a = \psi_{2a} - \eta_a$, $\tilde{\eta}_b = \psi_{2b} - \eta_b$, $\tilde{\Delta R}_2 = \Delta R_2 - \hat{\Delta R}_2$ перепишемо (4) у формі похибок

$$\begin{aligned}
\dot{\tilde{i}}_a &= -k_1 \tilde{i}_a + \frac{R_2}{L_2} \beta \tilde{\eta}_a + \beta \omega \tilde{\eta}_b + \Delta \tilde{R}_2 \frac{\beta}{L_2} (\eta_a - L_m i_a) - \frac{\Delta R_1}{\sigma} i_a - v_a, \\
\dot{\tilde{i}}_b &= -k_1 \tilde{i}_b + \frac{R_2}{L_2} \beta \tilde{\eta}_b - \beta \omega \tilde{\eta}_a + \Delta \tilde{R}_2 \frac{\beta}{L_2} (\eta_b - L_m i_b) - \frac{\Delta R_1}{\sigma} i_b - v_b, \\
\dot{\tilde{\eta}}_a &= -\frac{R_2}{L_2} \tilde{\eta}_a - \omega \tilde{\eta}_b + \frac{k_2}{\beta} \tilde{i}_a - \frac{\Delta \tilde{R}_2}{L_2} (\eta_a - L_m i_a) + \frac{1}{\beta} v_a, \\
\dot{\tilde{\eta}}_b &= -\frac{R_2}{L_2} \tilde{\eta}_b + \omega \tilde{\eta}_a + \frac{k_2}{\beta} \tilde{i}_b - \frac{\Delta \tilde{R}_2}{L_2} (\eta_b - L_m i_b) + \frac{1}{\beta} v_b.
\end{aligned} \tag{5}$$

Ідея побудови алгоритму ідентифікації для системи (5) полягає у 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 збігалися в нуль. Для досягнення цієї мети введемо динамічне перетворення координат

$$z_a = \tilde{i}_a + \beta \tilde{\eta}_a + \frac{\Delta R_1}{\sigma} \xi_a, \quad z_b = \tilde{i}_b + \beta \tilde{\eta}_b + \frac{\Delta R_1}{\sigma} \xi_b, \tag{6}$$

де

$$\xi_a = \int_0^t \tilde{i}_a(\tau) d\tau, \quad \xi_b = \int_0^t \tilde{i}_b(\tau) d\tau. \tag{7}$$

Відзначимо, що динамічне перетворення координат залежить від невідомої константи ΔR_1 , а змінні ξ_a , ξ_b у відповідності до припущення А.1 передбачаються обмеженими.

У нових змінних система (5) буде

$$\begin{aligned}
\dot{\tilde{i}}_a &= -\left(k_1 + \frac{R_2}{L_2}\right) \tilde{i}_a - \omega \tilde{i}_b + \frac{R_2}{L_2} z_a + \omega z_b + \Delta \tilde{R}_2 \frac{\beta}{L_2} (\eta_a - L_m i_a) - \frac{\Delta R_1}{\sigma} i_a - \frac{R_2}{L_2 \sigma} \Delta R_1 \xi_a - \omega \frac{\Delta R_1}{\sigma} \xi_b - v_a, \\
\dot{\tilde{i}}_b &= -\left(k_1 + \frac{R_2}{L_2}\right) \tilde{i}_b + \omega \tilde{i}_a + \frac{R_2}{L_2} z_b - \omega z_a + \Delta \tilde{R}_2 \frac{\beta}{L_2} (\eta_b - L_m i_b) - \frac{\Delta R_1}{\sigma} i_b - \frac{R_2}{L_2 \sigma} \Delta R_1 \xi_b + \omega \frac{\Delta R_1}{\sigma} \xi_a - v_b, \\
\dot{z}_a &= -(k_1 - k_2) \tilde{i}_a, \quad \dot{z}_b = -(k_1 - k_2) \tilde{i}_b.
\end{aligned} \tag{8}$$

У (8) динаміка змінних z_a і z_b відома, але невідомі їхні початкові умови.

Наступним кроком сформуємо коригуючі сигнали спостерігача v_a та v_b з тим, щоб здійснити часткову компенсацію правої частини двох перших рівнянь (8)

$$\begin{aligned}
v_a &= \omega \hat{z}_b - \frac{\Delta \hat{R}_1}{\sigma} i_a - \frac{R_{2N}}{L_2 \sigma} \Delta \hat{R}_1 \xi_a - \frac{1}{L_2 \sigma} \Delta \hat{R}_1 \Delta \hat{R}_2 \xi_a - \frac{\Delta \hat{R}_1}{\sigma} \omega \xi_b, \\
v_b &= -\omega \hat{z}_a - \frac{\Delta \hat{R}_1}{\sigma} i_b - \frac{R_{2N}}{L_2 \sigma} \Delta \hat{R}_1 \xi_b - \frac{1}{L_2 \sigma} \Delta \hat{R}_1 \Delta \hat{R}_2 \xi_b + \frac{\Delta \hat{R}_1}{\sigma} \omega \xi_a,
\end{aligned} \tag{9}$$

де \hat{z}_a і \hat{z}_b – оцінки змінних z_a і z_b .

Визначивши похибки оцінювання $\Delta \tilde{R}_1 = \Delta R_1 - \Delta \hat{R}_1$, $\tilde{z}_a = z_a - \hat{z}_a$, $\tilde{z}_b = z_b - \hat{z}_b$, рівняння (8) з врахуванням (9) перепишемо у вигляді

$$\begin{aligned}
\dot{\tilde{i}}_a &= -\left(k_1 + \frac{R_2}{L_2}\right) \tilde{i}_a - \omega \tilde{i}_b + \frac{R_2}{L_2} z_a + \omega \tilde{z}_b - \frac{\Delta \tilde{R}_1}{\sigma} (i_a + \frac{R_{2N} + \Delta \hat{R}_2}{L_2} \xi_a + \omega \xi_b) + \\
&+ \Delta \tilde{R}_2 \left(\frac{\beta}{L_2} (\eta_a - L_m i_a) - \frac{1}{L_2 \sigma} \Delta \hat{R}_1 \xi_a\right) - \Delta \tilde{R}_1 \Delta \tilde{R}_2 \frac{1}{L_2 \sigma} \xi_a, \\
\dot{\tilde{i}}_b &= -\left(k_1 + \frac{R_2}{L_2}\right) \tilde{i}_b + \omega \tilde{i}_a + \frac{R_2}{L_2} z_b - \omega \tilde{z}_a - \frac{\Delta \tilde{R}_1}{\sigma} (i_b + \frac{R_{2N} + \Delta \hat{R}_2}{L_2} \xi_b - \omega \xi_a) + \\
&+ \Delta \tilde{R}_2 \left(\frac{\beta}{L_2} (\eta_b - L_m i_b) - \frac{1}{L_2 \sigma} \Delta \hat{R}_1 \xi_b\right) - \Delta \tilde{R}_1 \Delta \tilde{R}_2 \frac{1}{L_2 \sigma} \xi_b, \\
\dot{z}_a &= -(k_1 - k_2) \tilde{i}_a, \quad \dot{z}_b = -(k_1 - k_2) \tilde{i}_b.
\end{aligned} \tag{10}$$

При розгляді лінійної апроксимації (10) квадратичними компонентами $\Delta\tilde{R}_1\Delta\tilde{R}_2\frac{1}{L_2\sigma}\xi_a$ та $\Delta\tilde{R}_1\Delta\tilde{R}_2\frac{1}{L_2\sigma}\xi_b$ нехтують.

Для визначення 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 додатньо-визначену функцію Ляпунова ($\gamma_i > 0$, $i = 1, 2, \dots, 4$, $\gamma_1 = k_1 - k_2$):

$$V = \frac{1}{2} \left[\tilde{i}_a^2 + \tilde{i}_b^2 + \frac{R_2}{\gamma_1 L_2} (z_a^2 + z_b^2) + \frac{1}{\gamma_2} (\tilde{z}_a^2 + \tilde{z}_b^2) + \frac{1}{\gamma_3} \Delta\tilde{R}_1^2 + \frac{1}{\gamma_4} \Delta\tilde{R}_2^2 \right]. \quad (11)$$

Похідна V в силу рівнянь (10) набуває вигляду

$$\begin{aligned} \dot{V} = & - \left(k_1 + \frac{R_2}{L_2} \right) (\tilde{i}_a^2 + \tilde{i}_b^2) + \omega (\tilde{i}_a \tilde{z}_b - \tilde{i}_b \tilde{z}_a) + \frac{1}{\gamma_2} (\tilde{z}_a \dot{\tilde{z}}_a + \tilde{z}_b \dot{\tilde{z}}_b) + \frac{1}{\gamma_3} \Delta\tilde{R}_1 \dot{\Delta\tilde{R}}_1 + \frac{1}{\gamma_4} \Delta\tilde{R}_2 \dot{\Delta\tilde{R}}_2 - \\ & - \frac{\Delta\tilde{R}_1}{\sigma} \left[\tilde{i}_a \left(i_a + \omega \xi_b + \frac{1}{L_2} (R_{2N} + \Delta\hat{R}_2) \xi_a \right) + \tilde{i}_b \left(i_b - \omega \xi_a + \frac{1}{L_2} (R_{2N} + \Delta\hat{R}_2) \xi_b \right) \right] + \\ & + \Delta\tilde{R}_2 \frac{\beta}{L_2} \left[\tilde{i}_a \left(\eta_a - L_m i_a - \frac{L_2}{L_m} \Delta\hat{R}_1 \xi_a \right) + \tilde{i}_b \left(\eta_b - L_m i_b - \frac{L_2}{L_m} \Delta\hat{R}_1 \xi_b \right) \right]. \end{aligned} \quad (12)$$

Визначивши в (12)

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{z}}_a = \dot{z}_a - \dot{\hat{z}}_a = \gamma_2 \omega \tilde{i}_b, \quad \dot{\tilde{z}}_b = \dot{z}_b - \dot{\hat{z}}_b = -\gamma_2 \omega \tilde{i}_a, \\ \Delta\dot{\tilde{R}}_1 = -\Delta\dot{\hat{R}}_1 = \frac{\gamma_3}{\sigma} \left[\tilde{i}_a \left(i_a + \omega \xi_b + \frac{1}{L_2} (R_{2N} + \Delta\hat{R}_2) \xi_a \right) + \tilde{i}_b \left(i_b - \omega \xi_a + \frac{1}{L_2} (R_{2N} + \Delta\hat{R}_2) \xi_b \right) \right], \\ \Delta\dot{\tilde{R}}_2 = -\Delta\dot{\hat{R}}_2 = -\gamma_4 \frac{\beta}{L_2} \left[\tilde{i}_a \left(\eta_a - L_m i_a - \frac{L_2}{L_m} \Delta\hat{R}_1 \xi_a \right) + \tilde{i}_b \left(\eta_b - L_m i_b - \frac{L_2}{L_m} \Delta\hat{R}_1 \xi_b \right) \right], \end{aligned} \quad (13)$$

отримаємо

$$\dot{V} = - \left(k_1 + \frac{R_2}{L_2} \right) (\tilde{i}_a^2 + \tilde{i}_b^2). \quad (14)$$

Повні рівняння алгоритму ідентифікації активних опорів статора і ротора задаються (4), (7), (9) та (13), вони описують нелінійну динамічну систему десятого порядку в наступному вигляді:

$$\begin{aligned} \dot{i}_a = & - \left(\frac{R_{1N}}{\sigma} + R_{2N} \beta \frac{L_m}{L_2} \right) i_a + \beta \left(\frac{R_{2N}}{L_2} \eta_a + \omega \eta_b \right) + \frac{1}{\sigma} u_a + k_1 \tilde{i}_a + \Delta\hat{R}_2 \frac{\beta}{L_2} (\hat{\psi}_a - L_m i_a) + v_a, \\ \dot{i}_b = & - \left(\frac{R_{1N}}{\sigma} + R_{2N} \beta \frac{L_m}{L_2} \right) i_b + \beta \left(\frac{R_{2N}}{L_2} \eta_b - \omega \eta_a \right) + \frac{1}{\sigma} u_b + k_1 \tilde{i}_b + \Delta\hat{R}_2 \frac{\beta}{L_2} (\eta_b - L_m i_b) + v_b, \\ \dot{\eta}_a = & - \frac{R_{2N}}{L_2} \eta_a - \omega \eta_b + R_{2N} \frac{L_m}{L_2} i_a - \frac{k_2}{\beta} \tilde{i}_a - \frac{\Delta\hat{R}_2}{L_2} (\eta_a - L_m i_a) - \frac{1}{\beta} v_a, \\ \dot{\eta}_b = & - \frac{R_{2N}}{L_2} \eta_b + \omega \eta_a + R_{2N} \frac{L_m}{L_2} i_b - \frac{k_2}{\beta} \tilde{i}_b - \frac{\Delta\hat{R}_2}{L_2} (\eta_b - L_m i_b) - \frac{1}{\beta} v_b, \\ \dot{\hat{z}}_a = & -\gamma_1 \tilde{i}_a - \gamma_2 \omega \tilde{i}_b, \quad \dot{\hat{z}}_b = -\gamma_1 \tilde{i}_b + \gamma_2 \omega \tilde{i}_a, \quad \dot{\xi}_a = i_a, \quad \dot{\xi}_b = i_b, \\ \Delta\dot{\hat{R}}_1 = & - \frac{\gamma_3}{\sigma} \left[\tilde{i}_a \left(i_a + \omega \xi_b + \frac{1}{L_2} (R_{2N} + \Delta\hat{R}_2) \xi_a \right) + \tilde{i}_b \left(i_b - \omega \xi_a + \frac{1}{L_2} (R_{2N} + \Delta\hat{R}_2) \xi_b \right) \right], \\ \Delta\dot{\hat{R}}_2 = & \gamma_4 \frac{\beta}{L_2} \left[\tilde{i}_a \left(\eta_a - L_m i_a - \frac{L_2}{L_m} \Delta\hat{R}_1 \xi_a \right) + \tilde{i}_b \left(\eta_b - L_m i_b - \frac{L_2}{L_m} \Delta\hat{R}_1 \xi_b \right) \right], \end{aligned} \quad (15)$$

де v_a та v_b визначені в (9).

Алгоритм ідентифікації (15) 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 ξ_a, ξ_b (7), виходами – оцінені значення $\Delta\hat{R}_1$ і $\Delta\hat{R}_2$ для активних опорів статора і ротора.

Умови глобальної експоненційної 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 (10) (з урахуванням нехтування складовими, які пропорційні $\Delta\tilde{R}_1 \Delta\tilde{R}_2$) та (13), визначеної спостерігачем (15), доводяться наступним чином.

З (11) та (14) слідує, 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 в силу припущення А.1 $\psi_{2a}, \psi_{2b}, \xi_a, \xi_b$ обмежені, то з (6) слідує, що $\tilde{\eta}_a, \tilde{\eta}_b, a$, отже η_a, η_b також обмежені. Рівняння динаміки похибок оцінювання з (10) і (13) можуть бути представлені в наступній стандартній формі [4]:

$$\dot{\tilde{\mathbf{i}}} = \mathbf{A}(t)\tilde{\mathbf{i}} + \mathbf{W}(t)\tilde{\mathbf{p}}, \quad \dot{\tilde{\mathbf{p}}} = -\Lambda\mathbf{W}^T(t)\tilde{\mathbf{i}}, \quad (16)$$

де $\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\left(k_1 + \frac{R_2}{L_2}\right) & -\omega \\ \omega & -\left(k_1 + \frac{R_2}{L_2}\right) \end{bmatrix}$,

$$\mathbf{W}^T(t) = \begin{pmatrix} \frac{R_2}{L_2} & 0 & 0 & \omega & \left(-\frac{1}{\sigma}i_a - \frac{R_{2N} + \Delta\hat{R}_2}{L_2\sigma}\xi_a - \omega\frac{1}{\sigma}\xi_b\right) & \left(\frac{\beta}{L_2}(\eta_a - L_m i_a) - \frac{1}{L_2\sigma}\Delta\hat{R}_1\xi_a\right) \\ 0 & \frac{R_2}{L_2} & -\omega & 0 & \left(-\frac{1}{\sigma}i_b - \frac{R_{2N} + \Delta\hat{R}_2}{L_2\sigma}\xi_b + \omega\frac{1}{\sigma}\xi_a\right) & \left(\frac{\beta}{L_2}(\eta_b - L_m i_b) - \frac{1}{L_2\sigma}\Delta\hat{R}_1\xi_b\right) \end{pmatrix},$$

$$\tilde{\mathbf{i}} = (\tilde{i}_a, \tilde{i}_b)^T, \quad \tilde{\mathbf{p}} = (z_a, z_b, \tilde{z}_a, \tilde{z}_b, \Delta\tilde{R}_1, \Delta\tilde{R}_2)^T, \quad \Lambda = \text{diag}\left(\frac{R_2\gamma_1}{L_2}, \frac{R_2\gamma_1}{L_2}, \gamma_2, \gamma_2, \gamma_3, \gamma_4\right), \quad \gamma_1 = k_1 - k_2 > 0.$$

Оскільки $\tilde{\mathbf{p}}$ обмежений, $\mathbf{W}(t)$ також обмежена, то з (15) випливає, що $\dot{\tilde{\mathbf{i}}}$ буде обмеженим. З іншого боку, з (14) маємо

$$\int_0^t \dot{V}(\tau) d\tau = -\left(k_1 + \frac{R_2}{L_2}\right) \int_0^t [\tilde{i}_a^2(\tau) + \tilde{i}_b^2(\tau)] d\tau = V(t) - V(0), \quad (17)$$

тому $\lim_{t \rightarrow \infty} \int_0^t [\tilde{i}_a^2(\tau) + \tilde{i}_b^2(\tau)] d\tau < \infty$, оскільки $V(t)$ обмежена. Пряме використання леми Барбалат [4]

дає
$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{i}_a, \tilde{i}_b) = 0. \quad (18)$$

Остання умова дозволяє з (16) встановити, що

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \mathbf{W}(t)\tilde{\mathbf{p}} = 0. \quad (19)$$

Додатково, якщо матриця

$$\int_t^{t+T} \mathbf{W}(\tau)\mathbf{W}^T(\tau) d\tau \geq c\mathbf{I} > 0 \quad (20)$$

для деякого $T > 0, c > 0$ і всіх $t \geq 0$, то умови персистенції збудження для системи (16) виконуються, і вектори $\tilde{\mathbf{i}}, \tilde{\mathbf{p}}$ експоненційно затухають до нуля [4].

Таким чином, положення рівноваги $\tilde{\mathbf{i}} = 0, \tilde{\mathbf{p}} = 0$ лінеаризованої системи (10), (13) $(\Delta\tilde{R}_1 \Delta\tilde{R}_2 \frac{1}{L_2\sigma}\xi_a = 0, \Delta\tilde{R}_1 \Delta\tilde{R}_2 \frac{1}{L_2\sigma}\xi_b = 0)$ є глобально експоненційно стійким, тому положення рівноваги системи (10), (13) з урахуванням цих компонент буде локально експоненційно стійким.

Зауваження 1. Якщо змінні z_a, z_b, \tilde{i}_a і \tilde{i}_b експоненційно затухають до нуля, то з (6) маємо $\lim_{t \rightarrow \infty} \left(\beta \tilde{\eta}_a(t) + \frac{\Delta R_1}{\sigma} \xi_a(t) \right) = 0$, $\lim_{t \rightarrow \infty} \left(\beta \tilde{\eta}_b(t) + \frac{\Delta R_1}{\sigma} \xi_b(t) \right) = 0$ і тому похибки оцінювання потоку можуть не затухати до нуля, оскільки змінні $\xi_a(t)$ та $\xi_b(t)$ до нуля не затухають. Однак у цьому випадку реальні потокозчеплення можна встановити з наступних умов:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \left(\beta (\psi_{2a}(t) - \eta_a(t)) + \frac{\Delta \hat{R}_1}{\sigma} \xi_a(t) \right) = 0, \quad \lim_{t \rightarrow \infty} \left(\beta (\psi_{2b}(t) - \eta_b(t)) + \frac{\Delta \hat{R}_1}{\sigma} \xi_b(t) \right) = 0, \quad (21)$$

використовуючи оцінені значення $\eta_a, \eta_b, \Delta \hat{R}_1$, а також відомі змінні ξ_a і ξ_b .

З умов (21) в усталеному режимі знаходимо розрахункові значення потокозчеплення ротора у вигляді

$$\hat{\psi}_{2a} = \eta_a - \frac{\Delta \hat{R}_1}{\beta \sigma} \xi_a, \quad \hat{\psi}_{2b} = \eta_b - \frac{\Delta \hat{R}_1}{\beta \sigma} \xi_b. \quad (22)$$

Зауваження 2. Оскільки компоненти вектора потокозчеплення ротора ψ_{2a} і ψ_{2b} можуть бути розраховані з використанням (22), то допустимо вважати, що ідентифікатор (15) є також адаптивним до зміни активних опорів статора та ротора спостерігачем потокозчеплення ротора.

3. Дослідження динамічних процесів ідентифікації активних опорів статора і ротора при нульовій кутовій швидкості. Дослідження динамічних процесів ідентифікації активних опорів статора і ротора за допомогою алгоритму (15) проведено методом математичного моделювання та на експериментальній установці з використанням АД потужністю 0,75 кВт, який має наступні параметри: $R_{1N} = 10,9$ Ом, $R_{2N} = 5,9$ Ом, $L_1 = 0,95$ Гн, $L_2 = 0,95$ Гн, $L_m = 0,91$ Гн. Налаштування алгоритму ідентифікації (15) виконано у відповідності до: $k_1 = 400$, $k_2 = 380$, $\gamma_2 = 1$, $\gamma_3 = 4$, $\gamma_4 = 19$.

Вхідний сигнал компоненти напруги статора по осі b $u_b(t)$ дорівнює нулю, що забезпечує кутову швидкість ротора $\omega = 0$. Вхідний сигнал компоненти напруги статора $u_a(t)$ є синусоїдою з амплітудою $U_m = 30$ В та частотою $\omega_1 = 10$ рад/с. Графіки напруги статора $u_a(t)$, компоненти струму статора $i_a(t)$, інтегралу від нього $\xi_a(t)$ та потокозчеплення ротора $\psi_a(t)$ показані на рис. 1. Динамічна поведінка оцінок активних опорів статора $\hat{R}_1(t)$ та ротора $\hat{R}_2(t)$ представлена на рис. 2 та рис. 3 для початкових умов алгоритму ідентифікації $\hat{R}_1(0) = 0,5R_{1N}$, $\hat{R}_2(0) = 0,5R_{2N}$ та $\hat{R}_1(0) = 2R_{1N}$, $\hat{R}_2(0) = 2R_{2N}$ відпові-

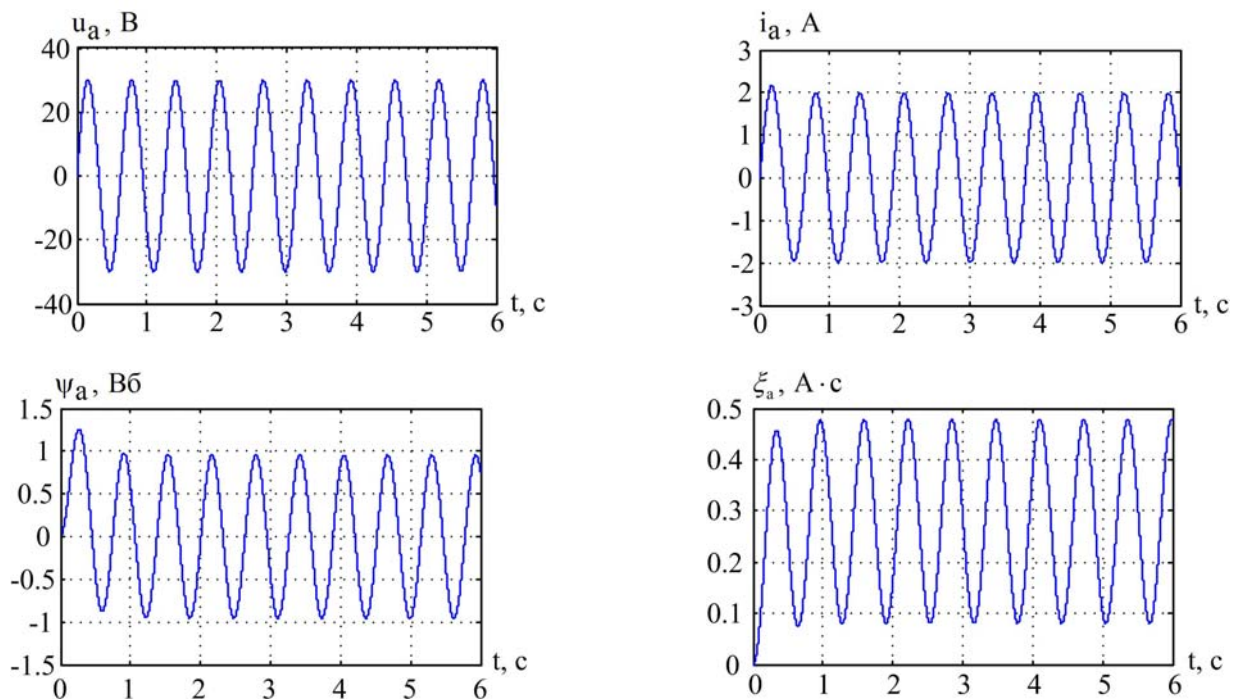


Рис. 1

дно. В обох випадках оцінки активних опорів досягають коректних значень приблизно за 3,5 с. 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 з виразу (22) еквівалентно потокозчепленню ротора $\hat{\psi}_{2a}(0) = 0$, $\hat{\psi}_{2b}(0) = 0$.

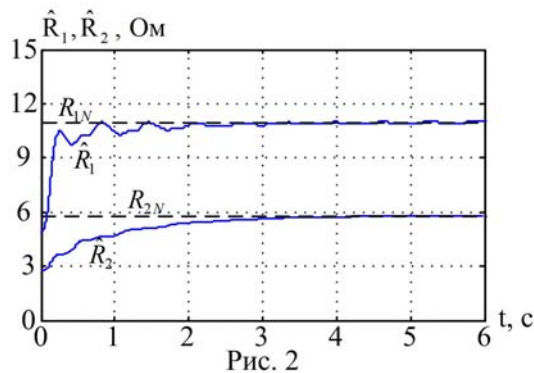


Рис. 2

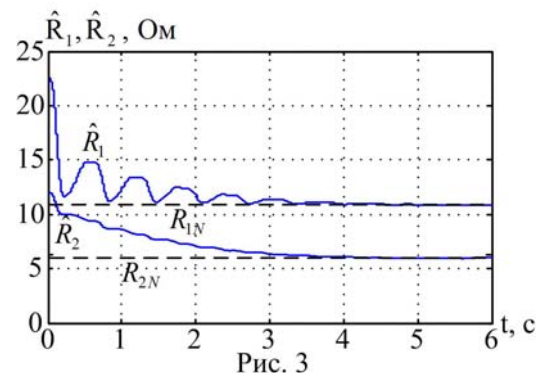


Рис. 3

Графіки експериментальних перехідних процесів ідентифікації активних опорів статора і ротора, які отримані в умовах тесту моделювання, показано на рис. 4, рис. 5. Як слідує з рис. 2–5, результати експериментів з високим ступенем точності співпадають з результатами моделювання.

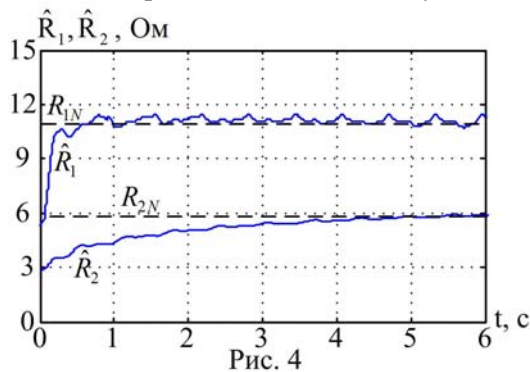


Рис. 4

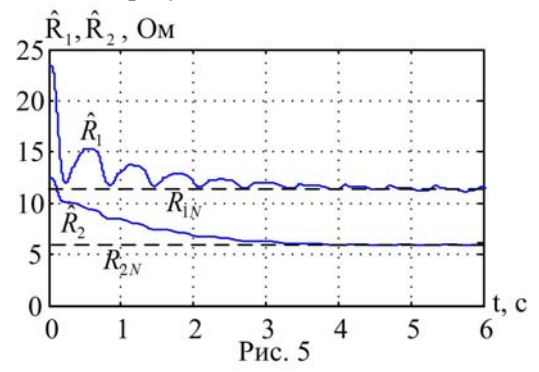


Рис. 5

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

При дослідженні використовувалася наступна послідовність операцій керування: на інтервалі часу 0–0,25 с машина збуджується, траєкторія магнітного потоку починається з $\psi^*(0) = 0,02$ Вб і досягає номінального значення 0,9 Вб з першою та другою похідними, що дорівнюють 3,67 Вб/с та 366,7 Вб/с² 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/с² та 55555 рад/с³ відповідно; у момент часу $t=1,2$ с відбувається стрибкоподібне накидання номінального моменту навантаження.

Динамічні процеси зміни напруг статора u_d, u_q та струмів статора i_d, i_q (у синхронній системі координат d-q), модуля потокозчеплення ротора $|\psi|$, а також похибку відпрацювання кутової швидкості ротора АД $\tilde{\omega}$ показано на рис. 6.

Алгоритм ідентифікації (15) досліджувався при тих самих значеннях параметрів налаштування та початкових умовах, що і при дослідженні на нульовій кутовій швидкості. Динамічні процеси оцінок $\hat{R}_1(t)$ та $\hat{R}_2(t)$ представлено на рис. 7 та рис. 8 для початкових умов $\hat{R}_1(0) = 0,5R_{1N}$, $\hat{R}_2(0) = 0,5R_{2N}$ та $\hat{R}_1(0) = 2R_{1N}$, $\hat{R}_2(0) = 2R_{2N}$ відповідно. З графіків перехідних процесів видно, що в обох випадках оцінки активних опорів досягають коректних значень приблизно за 3 с.

Графіки динамічних процесів в електродвигуні в умовах експериментального тесту представлено на рис. 9. Перехідні процеси ідентифікації активних опорів статора і ротора при наявності початкових умов

$\hat{R}_1(0) = 0,5R_{1N}$, $\hat{R}_2(0) = 0,5R_{2N}$ та $\hat{R}_1(0) = 2R_{1N}$, $\hat{R}_2(0) = 2R_{2N}$ показано на рис. 10 та рис. 11 відповідно. Оцінки активних опорів, як і при моделюванні, прямують до коректних значень приблизно за 3–4 с.

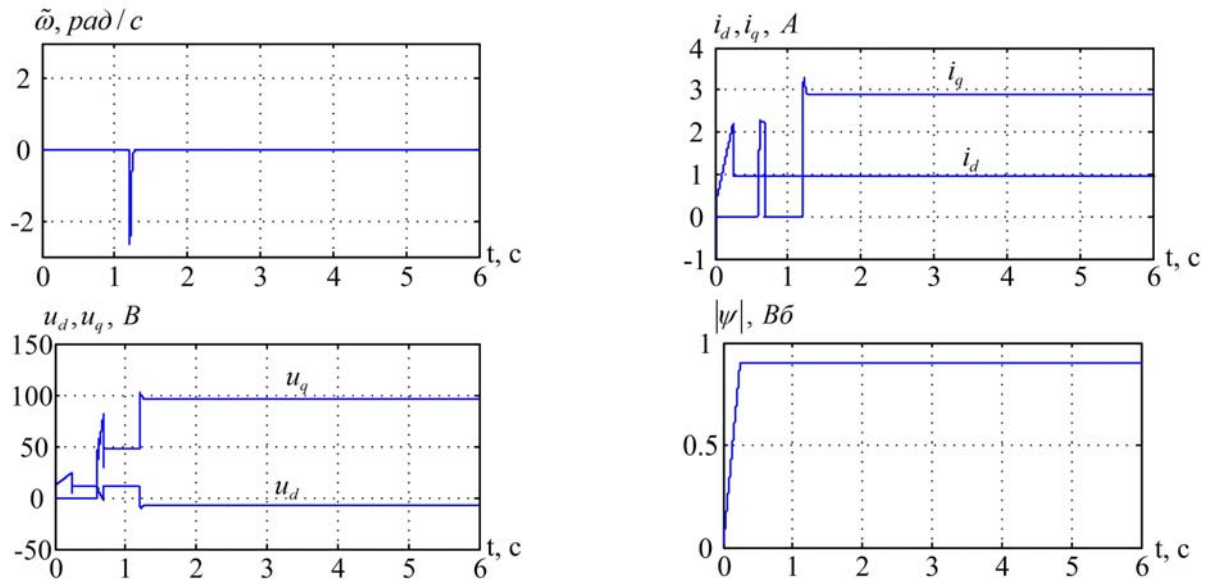


Рис. 6

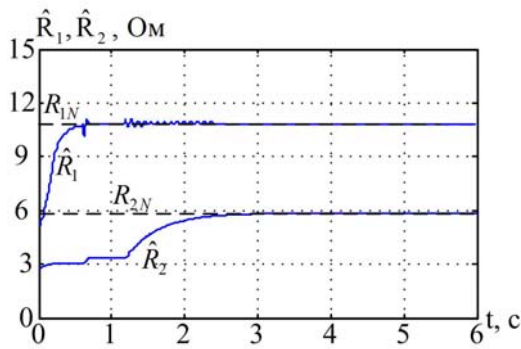


Рис. 7

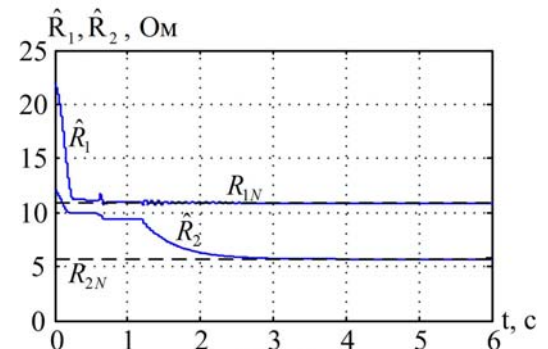


Рис. 8

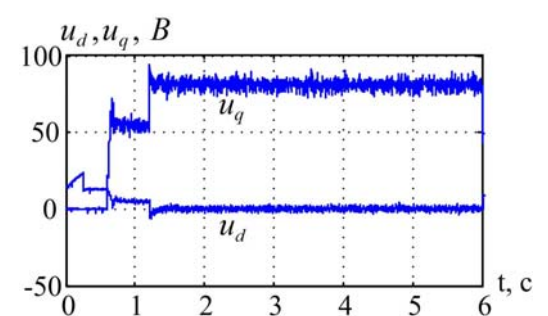
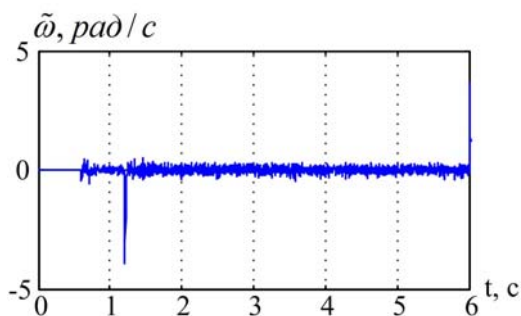


Рис. 9

Висновки. Синтезовано новий алгоритм ідентифікації активних опорів статора і ротора, який на основі інформації про компоненти струму та напруги статорної обмотки та кутову швидкість ротора при виконанні умов персистенції збудження гарантує, що ідентифіковані значення активних опорів статора та ротора експоненційно прямують до своїх дійсних значень, що підтверджено також результатами математичного моделювання та експериментальних досліджень. Теоретично доведено, що алгоритм ідентифікації є локально експоненційно стійким, він може використовуватись як в 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.

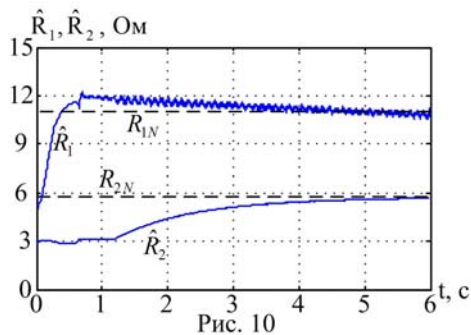


Рис. 10

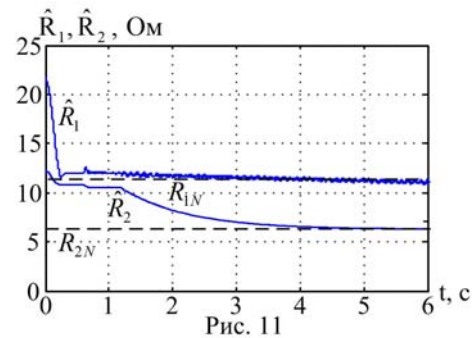


Рис. 11

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

1. Попович Н.Г. Пересада С.М. Алгоритм идентификации активного сопротивления со свойствами экспоненциальной сходимости // Вестник Национального технического университета „ХПИ”. – 1996. – С. 95–98.
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. – Vol. 44. – No.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. – Vol. 8. – No.3. – Pp. 570–578.
4. Marino R. and Tomei P. Nonlinear Control Design–Geometric, Adaptive and Robust. – Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1995.
5. 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. – June 2002. – Vol. 49. – No.3. – Pp. 653–664.

УДК 621.5:62-83

ИДЕНТИФИКАЦИЯ АКТИВНЫХ СОПРОТИВЛЕНИЙ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ С ПОМОЩЬЮ АДАПТИВНОГО НАБЛЮДАТЕЛЯ ПОТОКОСЦЕПЛЕНИЯ

С.М.Пересада, докт. техн. наук, М.А.Коноплянский, e-mail: konoplinskyi@mail.ru

Национальный технический университет Украины «КПИ», пр. Победы, 37, Киев, 03056, Украина.

Новый алгоритм, который обеспечивает экспоненциальную идентификацию активных сопротивлений статора и ротора асинхронного двигателя на основе информации про токи и напряжения статора, а также угловую скорость ротора, синтезирован с использованием второго метода Ляпунова. Теоретически доказано локальную 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 моделирования и экспериментального тестирования подтверждают эффективность предложенного алгоритма идентификации. Библ. 5, рис. 11.

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

ACTIVE RESISTANCE IDENTIFICATION OF AN INDUCTION MOTOR USING AN ADAPTIVE FLUX OBSERVER

S.M.Peresada, M.A.Konoplynskiy, e-mail: konoplinskyi@mail.ru

National technical university of Ukraine “Kiev polytechnic institute”, pr. Peremohy, 37, Kyiv, 03056, Ukraine.

The new algorithm, which provides an exponential identification of active resistances of stator and rotor of induction motor and based on information about stator current, voltage and rotor angular velocity, was synthesized using the Lyapunov's second method. Local asymptoticity of active resistance identification under persistence of excitation conditions was theoretically proved. Additionally, the synthesized algorithm of identification is an observer of the rotor flux linkage, adaptive to changes of stator and rotor resistances. The simulation results and experimental tests confirm the efficiency of the proposed identification algorithm. References 5, figures 11.

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

1. Popovich N.G., Peresada S.M. Algorithm for identification of active resistance to the properties of exponential convergence // Vestnik Natsionalnogo tekhnicheskogo universiteta „KhPI”. – 1996. – Pp. 95–98. (Rus)
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. – Vol. 44. – No. 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. – Vol. 8. – No.3. – Pp. 570–578.
4. Marino R. and Tomei P. Nonlinear Control Design–Geometric, Adaptive and Robust. – Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall. – 1995. – 400 p.
5. 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. – June 2002. – Vol. 49. – No.3. – Pp. 653–664.

Надійшла 11.07.2012

Received 11.07.2012