

## СПОСТЕРІГАЧ ПОТОКОЗЧЕПЛЕННЯ, АДАПТИВНИЙ ДО ЗМІН АКТИВНОГО ОПОРУ РОТОРА АСИНХРОННИХ ДВИГУНІВ

С.М. Пересада<sup>1\*</sup>, докт. техн. наук, Є.О. Ніконенко<sup>1\*\*</sup>, С.М. Ковбаса<sup>1\*\*\*</sup>, докт. техн. наук, О. Кузнецов<sup>2</sup>, докт. техн. наук

<sup>1</sup>НТУ України «КПІ ім. Ігоря Сікорського»,  
пр. Перемоги, 37, Київ, 03056, Україна,  
e-mail: [sergei.peresada@gmail.com](mailto:sergei.peresada@gmail.com)

<sup>2</sup>Університет прикладних наук Міттелхессена,  
Вільгельм-Лойшнер-штрассе 13 D, 61169 Фрідберг, Німеччина.

*У роботі представлено спостерігач потокозчеплення асинхронного двигуна, який є адаптивним до варіацій активного опору ротора. Завдяки введеному в структуру спостерігача надлишковому оцінюванню потокозчеплень, за виконання умов персистентності збудження забезпечуються властивості глобальної експоненціальної стійкості оцінювання компонент векторів потокозчеплення, струму статора та активного опору ротора. Синтезований спостерігач, у порівнянні з існуючими рішеннями з властивостями глобальної стійкості, має простішу структуру. Результати дослідження динаміки спостерігача методом математичного моделювання підтверджують ефективність розробленого рішення. Показано, що навіть за порушених умов персистентності збудження, активний опір оцінюється коректно, і тому синтезований спостерігач може використовуватися як алгоритм ідентифікації в системах самоналаштування асинхронних електроприводів. Бібл. 9, рис. 5.*

**Ключові слова:** асинхронний двигун, адаптивний спостерігач, потокозчеплення, активний опір ротора.

**Вступ.** Векторно-керовані електроприводи на основі асинхронних двигунів з короткозамкненим ротором (АД) широко використовуються в промисловості, транспорті і т.п. Задля забезпечення ефективної роботи систем векторного керування необхідною умовою є точне визначення параметрів двигуна. Активний опір ротора в моделі АД є параметром, який фізично неможливо безпосередньо виміряти, він може суттєво змінюватися внаслідок тривалої роботи двигуна, що призводить до деградації динамічних показників якості керування електричними та механічними координатами АД у складі систем векторного керування [1, 2].

Початкове визначення активного опору ротора здійснюється на етапі ініціалізації системи (режим “self-commissioning”), в той час як компенсація змін в режимі експлуатації забезпечується адаптивними системами на основі адаптивних спостерігачів потокозчеплення [3], які додатково до компонент вектора потокозчеплення оцінюють активний опір ротора. Починаючи з піонерської роботи [4], за останні 50 років було запропоновано десятки рішень, які відрізняються як своїми властивостями (технічні рішення без доведення стійкості, глобально або локально стійкі), так і складністю з порядком від 5-го до 11-го. Спостерігач Матсусе [5] має 5-ий порядок, проте строгого доведення його локальної асимптотичної стійкості не надано. Адаптивні спостерігачі, які синтезовано в [6 – 8] (дивись також посилання в [7]), мають строге теоретичне обґрунтування, що гарантує властивості глобальної асимптотичної експоненціальної стійкості, якщо момент є ненульовим або модуль вектора потокозчеплення двигуна не є сталим. Структура спостерігачів [6, 7] є складною, має багато коефіцієнтів налаштування. Складність є одним зі стримуючих факторів широкого застосування адаптивних спостерігачів, що стимулювало відновлення інтересу до розвитку цього напрямку адаптивного керування. Для використання у складі систем ініціалізації бажано мати значну зону стійкості відносно значень невідомого опору ротора, в той же час для адаптивного керування в умовах експлуатації достатньо локального рішення, оскільки варіації опору ротора обмежені.

**Метою роботи** є синтез спостерігача потокозчеплення, який є адаптивним до змін активного опору ротора АД і має простішу структуру у порівнянні з існуючими глобально стійкими рішеннями.

**Математична модель, постановка задачі оцінювання.** Математична модель електромагнітної підсистеми АД в системі координат статора (a-b), записана через струми і потокозчеплення статора  $z_a, z_b$  (масштабовані) має вигляд [6]

© Пересада С.М., Ніконенко Є.О., Ковбаса С.М., Кузнецов О., 2022

ORCID ID: \* <https://orcid.org/0000-0001-8948-722X>; \*\* <https://orcid.org/0000-0003-2379-5566> ;

\*\*\* <https://orcid.org/0000-0002-2954-455X>

$$\begin{aligned}
\dot{i}_{1a} &= -R_1\sigma^{-1}\dot{i}_{1a} - \alpha(1 + \beta L_m)\dot{i}_{1a} - p_n\omega\dot{i}_{1b} + \alpha z_a + p_n\omega z_b + \sigma^{-1}u_{1a}, \\
\dot{i}_{1b} &= -R_1\sigma^{-1}\dot{i}_{1b} - \alpha(1 + \beta L_m)\dot{i}_{1b} + p_n\omega\dot{i}_{1a} + \alpha z_b - p_n\omega z_a + \sigma^{-1}u_{1b}, \\
\dot{z}_a &= -R_1\sigma^{-1}\dot{i}_{1a} + \sigma^{-1}u_{1a}, \\
\dot{z}_b &= -R_1\sigma^{-1}\dot{i}_{1b} + \sigma^{-1}u_{1b}.
\end{aligned} \tag{1}$$

де  $(u_{1a}, u_{1b})$ ,  $(i_{1a}, i_{1b})$  – компоненти векторів керуючої напруги і струму статора;  $z_a = i_{1a} + \beta\psi_{2a}$ ,  $z_b = i_{1b} + \beta\psi_{2b}$ , де  $\psi_{2a}, \psi_{2b}$  – компоненти вектора потокозчеплення ротора;  $\omega$  – кутова швидкість обертання ротора;  $p_n$  – число пар полюсів. Додатні параметри в (1) визначено наступним чином:  $\alpha = R_2/L_2$ ;  $\sigma = L_1 - L_m^2/L_2$ ;  $\beta = L_m/\sigma L_2$ , де  $R_1, R_2$  – активні опори статора та ротора;  $L_1, L_2, L_m$  – індуктивності статора, ротора і контура намагнічування відповідно.

Нехай виконуються наступні припущення.

- A.1. Струми статора  $i_a, i_b$  та кутова швидкість  $\omega$  вимірюються і є обмеженими.  
A.2. Електричні параметри  $\beta, \sigma, L_m$  відомі і постійні, параметр  $\alpha$  невідомий постійний.

Необхідно синтезувати адаптивний спостерігач, який гарантує:

- O.1. Асимптотичне оцінювання змінних стану, тобто

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{i}_{1a}, \tilde{i}_{1b}, \tilde{z}_a, \tilde{z}_b) = \mathbf{0},$$

де  $\tilde{i}_{1a} = i_{1a} - \hat{i}_{1a}$ ,  $\tilde{i}_{1b} = i_{1b} - \hat{i}_{1b}$  – похибки оцінювання струмів статора;  $\hat{i}_{1a}, \hat{i}_{1b}$  – оцінені значення компонент струму статора;  $\tilde{z}_a, \tilde{z}_b$  – похибки оцінювання потокозчеплень статора (масштабованих).

- O.2. Асимптотичне оцінювання активного опору ротора, який визначається параметром  $\alpha$ , тобто

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\alpha} = 0, \tag{2}$$

де  $\tilde{\alpha} = \alpha - \hat{\alpha}$  – похибка оцінювання;  $\hat{\alpha}$  – оцінка параметра.

Зауважимо, що активний опір ротора (параметр  $\alpha$ ) не може бути ідентифікованим, якщо на деякому інтервалі часу модуль вектора потокозчеплення є сталим або момент двигуна дорівнює нулю, оскільки в цьому випадку рівняння (1) не залежать від нього. Дана властивість визначається фізикою роботи АД і пов'язана з відсутністю протікання струму в роторних обмотках.

**Синтез спостерігача.** З (1) динаміка оцінених струмів статора записується у вигляді

$$\begin{aligned}
\dot{\hat{i}}_{1a} &= -R_1\sigma^{-1}\hat{i}_{1a} - \hat{\alpha}(1 + \beta L_m)\hat{i}_{1a} - p_n\omega\hat{i}_{1b} + \hat{\alpha}\hat{\eta}_a + p_n\omega\hat{z}_b + \sigma^{-1}u_a + k_1\tilde{i}_{1a}, \\
\dot{\hat{i}}_{1b} &= -R_1\sigma^{-1}\hat{i}_{1b} - \hat{\alpha}(1 + \beta L_m)\hat{i}_{1b} + p_n\omega\hat{i}_{1a} + \hat{\alpha}\hat{\eta}_b - p_n\omega\hat{z}_a + \sigma^{-1}u_b + k_1\tilde{i}_{1b},
\end{aligned} \tag{3}$$

де  $\hat{\eta}_a, \hat{\eta}_b$  і  $\hat{z}_a, \hat{z}_b$  – оцінки невідомих змінних  $z_a, z_b$ , які буде визначено далі;  $k_1 > 0$  – коефіцієнт зворотного зв'язку спостерігача. Відмітимо, що в (3) введено надлишкове оцінювання змінних  $z_a, z_b$ , тобто кожна з компонент вектора потокозчеплення оцінюється двічі за допомогою змінних  $\hat{z}_a, \hat{\eta}_a$  та  $\hat{z}_b, \hat{\eta}_b$ .

Похибки оцінювання змінних  $z_a, z_b$  визначимо у наступному вигляді:

$$\tilde{z}_a = z_a - \hat{z}_a, \tilde{z}_b = z_b - \hat{z}_b, \tilde{\eta}_a = z_a - \hat{\eta}_a, \tilde{\eta}_b = z_b - \hat{\eta}_b. \tag{4}$$

З визначення змінних  $z_a, z_b$  в (1) оцінені значення компонент потокозчеплень ротора можуть бути розраховані як

$$\hat{\psi}_{2a} = \beta^{-1}(\hat{z}_a - \hat{i}_{1a}), \hat{\psi}_{2b} = \beta^{-1}(\hat{z}_b - \hat{i}_{1b}). \tag{5}$$

З (1), (3), (4) динаміка похибок оцінювання змінних дорівнює

$$\begin{aligned}
\dot{\tilde{z}}_a &= -R_1\sigma^{-1}\tilde{i}_{1a} + \sigma^{-1}u_{1a} - \dot{\hat{z}}_a, \\
\dot{\tilde{z}}_b &= -R_1\sigma^{-1}\tilde{i}_{1b} + \sigma^{-1}u_{1b} - \dot{\hat{z}}_b, \\
\dot{\tilde{\eta}}_a &= -R_1\sigma^{-1}\tilde{i}_{1a} + \sigma^{-1}u_{1a} - \dot{\hat{\eta}}_a, \\
\dot{\tilde{\eta}}_b &= -R_1\sigma^{-1}\tilde{i}_{1b} + \sigma^{-1}u_{1b} - \dot{\hat{\eta}}_b,
\end{aligned} \tag{6}$$

$$\begin{aligned}
\dot{\tilde{\mathbf{i}}}_{1a} &= -(\mathbf{R}_1\sigma^{-1} + \mathbf{k}_1)\tilde{\mathbf{i}}_{1a} - \tilde{\alpha}(1 + \beta\mathbf{L}_m)\mathbf{i}_{1a} - \mathbf{p}_n\omega\tilde{\mathbf{i}}_{1b} + \tilde{\alpha}\hat{\eta}_a + \alpha\tilde{\eta}_a + \mathbf{p}_n\omega\tilde{\mathbf{z}}_b \triangleq \\
&\triangleq -(\mathbf{R}_1\sigma^{-1} + \mathbf{k}_1)\tilde{\mathbf{i}}_{1a} - \mathbf{p}_n\omega\tilde{\mathbf{i}}_{1b} + \begin{bmatrix} \mathbf{p}_n\omega & \alpha & \hat{\eta}_a - (1 + \beta\mathbf{L}_m)\mathbf{i}_{1a} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{z}}_b \\ \tilde{\eta}_a \\ \tilde{\alpha} \end{bmatrix}, \\
\dot{\tilde{\mathbf{i}}}_{1b} &= -(\mathbf{R}_1\sigma^{-1} + \mathbf{k}_1)\tilde{\mathbf{i}}_{1b} - \tilde{\alpha}(1 + \beta\mathbf{L}_m)\mathbf{i}_{1b} + \mathbf{p}_n\omega\tilde{\mathbf{i}}_{1a} + \tilde{\alpha}\hat{\eta}_b + \alpha\tilde{\eta}_b - \mathbf{p}_n\omega\tilde{\mathbf{z}}_a \triangleq \\
&\triangleq -(\mathbf{R}_1\sigma^{-1} + \mathbf{k}_1)\tilde{\mathbf{i}}_{1b} + \mathbf{p}_n\omega\tilde{\mathbf{i}}_{1a} + \begin{bmatrix} -\mathbf{p}_n\omega & \alpha & \hat{\eta}_b - (1 + \beta\mathbf{L}_m)\mathbf{i}_{1b} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{z}}_a \\ \tilde{\eta}_b \\ \tilde{\alpha} \end{bmatrix}.
\end{aligned} \tag{7}$$

В матричній формі (7) переписеться у вигляді

$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{\mathbf{i}}}_{1a} \\ \dot{\tilde{\mathbf{i}}}_{1b} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -(\mathbf{k}_1 + \mathbf{R}_1\sigma^{-1}) & -\mathbf{p}_n\omega \\ \mathbf{p}_n\omega & -(\mathbf{k}_1 + \mathbf{R}_1\sigma^{-1}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{i}}_{1a} \\ \tilde{\mathbf{i}}_{1b} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \mathbf{p}_n\omega & \alpha & 0 & \hat{\eta}_a - (1 + \beta\mathbf{L}_m)\mathbf{i}_{1a} \\ -\mathbf{p}_n\omega & 0 & 0 & \alpha & \hat{\eta}_b - (1 + \beta\mathbf{L}_m)\mathbf{i}_{1b} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{z}}_a \\ \tilde{\mathbf{z}}_b \\ \tilde{\eta}_a \\ \tilde{\eta}_b \\ \tilde{\alpha} \end{bmatrix}, \tag{8}$$

або в компактній формі

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}\tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{W}\mathbf{D}^{-1}\tilde{\mathbf{z}}, \tag{9}$$

де  $\tilde{\mathbf{x}} = (\tilde{\mathbf{i}}_{1a}, \tilde{\mathbf{i}}_{1b})^T$ ;  $\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -(\mathbf{k}_1 + \mathbf{R}_1\sigma^{-1}) & -\mathbf{p}_n\omega \\ \mathbf{p}_n\omega & -(\mathbf{k}_1 + \mathbf{R}_1\sigma^{-1}) \end{bmatrix}$ ;  $\mathbf{W} = \begin{bmatrix} 0 & \mathbf{p}_n\omega & 1 & 0 & \hat{\eta}_a - (1 + \beta\mathbf{L}_m)\mathbf{i}_{1a} \\ -\mathbf{p}_n\omega & 0 & 0 & 1 & \hat{\eta}_b - (1 + \beta\mathbf{L}_m)\mathbf{i}_{1b} \end{bmatrix}$  –

відома матриця регресії;  $\mathbf{D} = \text{diag}(1, 1, \alpha^{-1}, \alpha^{-1}, 1)$  – позитивно-визначена діагональна матриця;

$\tilde{\mathbf{z}} = (\tilde{\mathbf{z}}_a, \tilde{\mathbf{z}}_b, \tilde{\eta}_a, \tilde{\eta}_b, \tilde{\alpha})^T$  – вектор похибок оцінювання невідомих змінних і параметра  $\alpha$ .

Для синтезу спостерігача розглянемо наступну кандидатуру функції Ляпунова:

$$V = \frac{1}{2}(\tilde{\mathbf{x}}^T\tilde{\mathbf{x}} + \tilde{\mathbf{z}}^T\mathbf{\Gamma}^{-1}\mathbf{D}^{-1}\tilde{\mathbf{z}}) \triangleq \frac{1}{2}\left((\tilde{\mathbf{i}}_{1a}^2 + \tilde{\mathbf{i}}_{1b}^2) + \frac{1}{\mathbf{k}_2}(\tilde{\mathbf{z}}_a^2 + \tilde{\mathbf{z}}_b^2) + \frac{\alpha}{\mathbf{k}_3}(\tilde{\eta}_a^2 + \tilde{\eta}_b^2) + \frac{1}{\lambda}\tilde{\alpha}^2\right) > 0, \tag{10}$$

де  $(\mathbf{k}_2, \mathbf{k}_3, \lambda) > 0$  – коефіцієнти зворотного зв'язку спостерігача;  $\mathbf{\Gamma} = \text{diag}(\mathbf{k}_2, \mathbf{k}_2, \mathbf{k}_3, \mathbf{k}_3, \lambda)$ .

Похідна від (10) вздовж траєкторій (7) дорівнює

$$\begin{aligned}
\dot{V} &= \frac{1}{2}\tilde{\mathbf{x}}^T(\mathbf{A}^T + \mathbf{A})\tilde{\mathbf{x}} + \tilde{\mathbf{x}}^T\mathbf{W}\mathbf{D}^{-1}\tilde{\mathbf{z}} + \tilde{\mathbf{z}}^T\mathbf{\Gamma}^{-1}\mathbf{D}^{-1}\dot{\tilde{\mathbf{z}}} \triangleq -(\mathbf{k}_1 + \mathbf{R}_1\sigma^{-1})(\tilde{\mathbf{i}}_{1a}^2 + \tilde{\mathbf{i}}_{1b}^2) + (\hat{\eta}_a - (1 + \beta\mathbf{L}_m)\mathbf{i}_{1a})\tilde{\mathbf{i}}_{1a}\tilde{\alpha} + \\
&+ (\hat{\eta}_b - (1 + \beta\mathbf{L}_m)\mathbf{i}_{1b})\tilde{\mathbf{i}}_{1b}\tilde{\alpha} + \alpha\tilde{\mathbf{i}}_{1a}\tilde{\eta}_a + \alpha\tilde{\mathbf{i}}_{1b}\tilde{\eta}_b + \mathbf{p}_n\omega\tilde{\mathbf{i}}_{1a}\tilde{\mathbf{z}}_b - \mathbf{p}_n\omega\tilde{\mathbf{i}}_{1b}\tilde{\mathbf{z}}_a + \\
&+ \mathbf{k}_2^{-1}(\tilde{\mathbf{z}}_a\dot{\tilde{\mathbf{z}}}_a + \tilde{\mathbf{z}}_b\dot{\tilde{\mathbf{z}}}_b) + \alpha\mathbf{k}_3^{-1}(\tilde{\eta}_a\dot{\tilde{\eta}}_a + \tilde{\eta}_b\dot{\tilde{\eta}}_b) + \lambda^{-1}\tilde{\alpha}\dot{\tilde{\alpha}}.
\end{aligned} \tag{11}$$

З (11) слідує, що динаміка невідомих змінних має бути

$$\dot{\tilde{\mathbf{z}}} = \dot{\mathbf{z}} - \dot{\hat{\mathbf{z}}} = -\mathbf{\Gamma}\mathbf{W}^T\tilde{\mathbf{x}}, \tag{12}$$

де  $\dot{\mathbf{z}} = (\dot{\mathbf{z}}_a, \dot{\mathbf{z}}_b, \dot{\eta}_a, \dot{\eta}_b, 0)^T$ ;  $\dot{\hat{\mathbf{z}}} = (\dot{\hat{\mathbf{z}}}_a, \dot{\hat{\mathbf{z}}}_b, \dot{\hat{\eta}}_a, \dot{\hat{\eta}}_b, \dot{\hat{\alpha}})^T$ ; тоді похідна (11) переписеться як

$$\dot{V} = \tilde{\mathbf{x}}^T(\mathbf{A}^T + \mathbf{A})\tilde{\mathbf{x}} \triangleq -(\mathbf{k}_1 + \mathbf{R}_1\sigma^{-1})(\tilde{\mathbf{i}}_{1a}^2 + \tilde{\mathbf{i}}_{1b}^2) \leq 0. \tag{13}$$

Оскільки  $\dot{\tilde{\alpha}} = -\dot{\hat{\alpha}}$ ,  $\dot{\tilde{\mathbf{z}}}_a = \dot{\mathbf{z}}_a - \dot{\hat{\mathbf{z}}}_a$ ,  $\dot{\tilde{\mathbf{z}}}_b = \dot{\mathbf{z}}_b - \dot{\hat{\mathbf{z}}}_b$ ,  $\dot{\tilde{\eta}}_a = \dot{\eta}_a - \dot{\hat{\eta}}_a$ ,  $\dot{\tilde{\eta}}_b = \dot{\eta}_b - \dot{\hat{\eta}}_b$ , з (1) і (12) частина спостерігача, яка оцінює невідомі змінні, а також параметр  $\alpha$ , набуває вигляду

$$\begin{aligned}
\dot{\tilde{\mathbf{z}}}_a &= -\mathbf{R}_1\sigma^{-1}\tilde{\mathbf{i}}_{1a} + \sigma^{-1}\mathbf{u}_{1a} - \mathbf{k}_2\mathbf{p}_n\omega\tilde{\mathbf{i}}_{1b}, \\
\dot{\tilde{\mathbf{z}}}_b &= -\mathbf{R}_1\sigma^{-1}\tilde{\mathbf{i}}_{1b} + \sigma^{-1}\mathbf{u}_{1b} + \mathbf{k}_2\mathbf{p}_n\omega\tilde{\mathbf{i}}_{1a}, \\
\dot{\tilde{\eta}}_a &= -\mathbf{R}_1\sigma^{-1}\tilde{\mathbf{i}}_{1a} + \sigma^{-1}\mathbf{u}_{1a} + \mathbf{k}_3\tilde{\mathbf{i}}_{1a}, \\
\dot{\tilde{\eta}}_b &= -\mathbf{R}_1\sigma^{-1}\tilde{\mathbf{i}}_{1b} + \sigma^{-1}\mathbf{u}_{1b} + \mathbf{k}_3\tilde{\mathbf{i}}_{1b}, \\
\dot{\tilde{\alpha}} &= \lambda\left[(\hat{\eta}_a - (1 + \beta\mathbf{L}_m)\mathbf{i}_{1a})\tilde{\mathbf{i}}_{1a} + (\hat{\eta}_b - (1 + \beta\mathbf{L}_m)\mathbf{i}_{1b})\tilde{\mathbf{i}}_{1b}\right].
\end{aligned} \tag{14}$$

З (10) і (13) слідує, що  $(\tilde{x}, \tilde{z})$  є обмеженими для всіх  $t \geq 0$ , відповідно  $\dot{\tilde{z}}$  також обмежений. З (9) та (14) слідує, що вектори похідних  $(\dot{\tilde{x}}, \dot{\tilde{z}})$  обмежені, а  $(\tilde{x}, \tilde{z})$  – рівномірно безперервні. Оскільки  $V(t) \leq (k_1 + R_1 \sigma^{-1})^{-1} V(0)$ , то вектор  $\tilde{x}$  є квадратично інтегрованим, і у відповідності з лемою Барбалат [9] з цього слідує, що

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \|\tilde{x}(t)\| = 0. \quad (15)$$

Оскільки  $A$  є Гурвіцевою матрицею,  $W, \dot{W}$  є обмеженими, і якщо існує позитивна константа  $T$  така, що матриця  $5 \times 5$

$$\int_t^{t+T} W^T(\tau)W(\tau)d\tau > 0 \quad (16)$$

для всіх  $t \geq 0$  (умови персистентності збудження), то  $(\tilde{x}, \tilde{z})^T = 0$  є глобально експоненційно стійким положенням рівноваги системи

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{x}} &= A\tilde{x} + WD^{-1}\tilde{z}, \\ \dot{\tilde{z}} &= -\Gamma W^T \tilde{x}. \end{aligned} \quad (17)$$

Система (17) має стандартну форму згідно леми про персистентність збудження [9]. З аналізу слідує, що компоненти вектора потокозчеплення, а також активний опір ротора (параметр  $\alpha = R_2/L_2$ ) оцінюються асимптотично з експоненціальним рівнем затухання похибок до нуля, якщо умови персистентності збудження виконуються. Аналітичне доведення умови (16) є достатньо складним і, зазвичай, виконання цієї умови досліджується моделюванням для типових режимів роботи АД. Наявність надлишкового оцінювання змінних  $z_a, z_b$  передбачає, що режими роботи двигуна для забезпечення (16) можуть вимагати змінних у часі кутової швидкості, моменту або модуля потокозчеплення.

**Дослідження динаміки спостерігача.** Дослідження динамічних режимів адаптивного спостерігача (3), (14) проведено засобами моделювання. Параметри номінального режиму і параметри схеми заміщення досліджуваного АД наступні:  $P = 0.75$ , кВт;  $\omega_n = 300$  рад/с;  $M_n = 2.5$  Нм;  $R_1 = 11$  Ом;  $R_2 = 5.6$  Ом;  $L_1 = L_2 = 0.95$  Гн;  $L_m = 0.91$  Гн;  $J = 0.003$  кгм<sup>2</sup>;  $p_n = 1$ ; номінальні значення параметрів  $\alpha_n = 5.9$  с<sup>-1</sup>;  $\sigma = 0.08$  Гн;  $\beta = 12.2$  Гн<sup>-1</sup>.

Умовами тестування передбачено, що АД працює в системі непрямого векторного керування швидкістю (якщо не вказано інакше). Задані траєкторії швидкості, потокозчеплення і профіль моменту навантаження показано на рис. 1.

Спостерігач (3), (14) працює в автономному режимі з наступним налаштуванням коефіцієнтів зворотного зв'язку:  $k_1 = 60$ ,  $k_2 = 3$ ,  $k_3 = 6$ ,  $\lambda = 50$ . Усі початкові умови спостерігача і АД задано нульовими, окрім  $\hat{\alpha}(0)$ .

На рис. 2 і 3 показано графіки перехідних процесів похибок оцінювання компоненти струму статора  $\tilde{i}_{1a}$ , компоненти масштабованого потокозчеплення статора  $\tilde{z}_b$  і параметра  $\tilde{\alpha}$  для двох випадків налаштування початкових умов спостерігача  $\hat{\alpha}(0) = 0.5\alpha_n$  та  $\hat{\alpha}(0) = 2\alpha_n$  відповідно.

З рис. 2 і 3 слідує, що спостерігач забезпечує асимптотичне оцінювання компонент вектора струму статора та активного опору ротора (параметра  $\alpha$ ). При цьому компоненти вектора потокозчеплення статора (масштабованого)  $z_a, \eta_a, z_b, \eta_b$  оцінюються зі статичною похибкою внаслідок відсутності персистентності збудження. Час оцінювання активного опору ротора для прийнятих параметрів налаштування спостерігача становить менше 0.3 с.

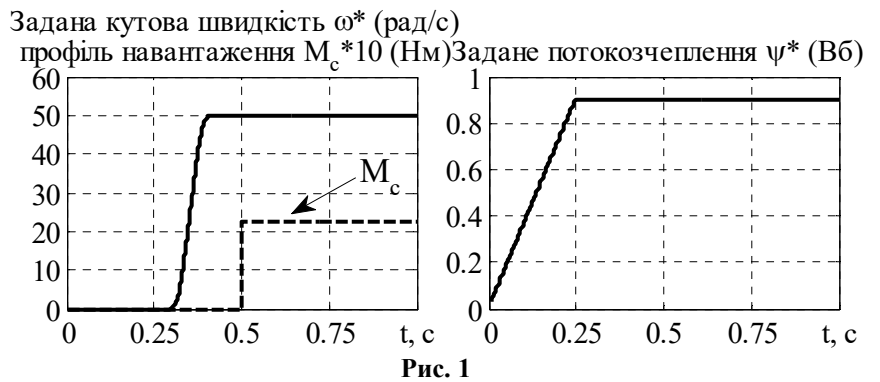


Рис. 1

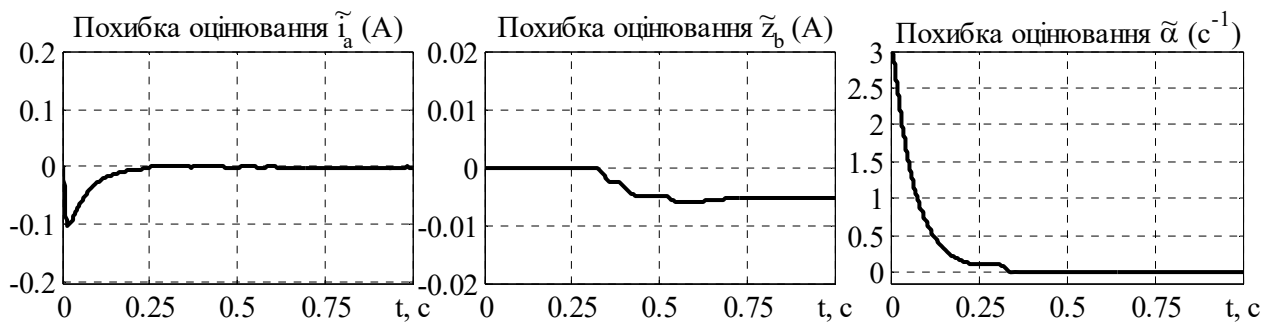


Рис. 2

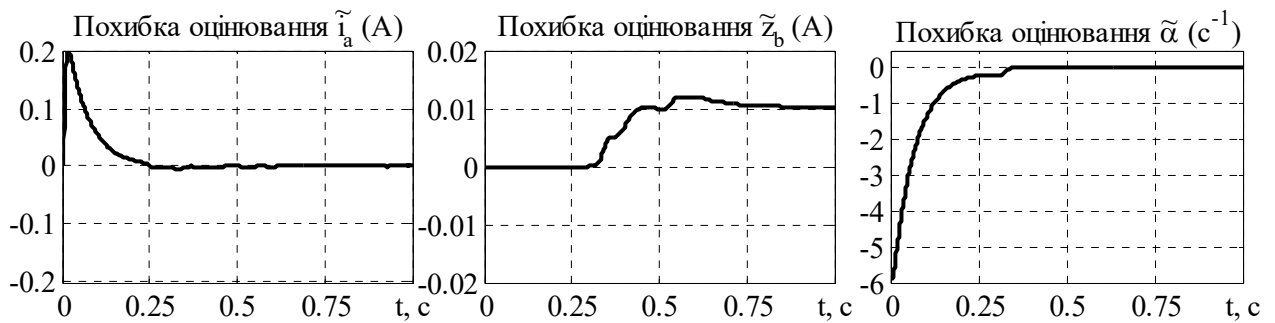


Рис. 3

На рис. 4 наведено графіки перехідних процесів оцінювання для тесту, в умовах якого встановлено початкові умови потокозчеплення АД  $\psi_{2a}(0) = \psi_{2b}(0) = 0.02$  Вб. При цьому в спостерігачі всі початкові умови нульові, окрім  $\hat{\alpha}(0) = 2\alpha_n$ . Аналогічно до попередніх випадків, асимптотичність оцінювання компонент вектора потокозчеплення статора  $z_a, \eta_a, z_b, \eta_b$  не забезпечується, в той час як струми і активний опір ротора оцінюються коректно.

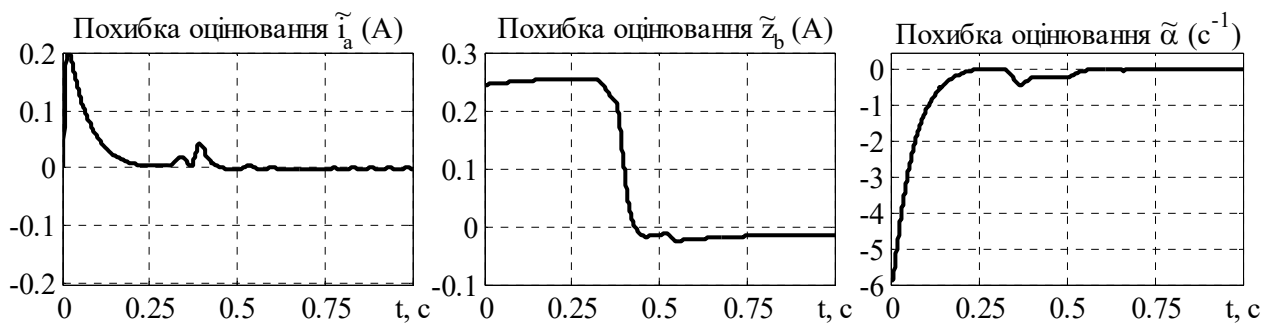


Рис. 4

Зазначимо, що у випадку виконання умов персистентності збудження має забезпечуватися асимптотичність оцінювання всіх змінних. Як приклад, на рис. 5 наведено графіки перехідних процесів кутової швидкості АД і похибок оцінювання в режимі частотного керування швидкістю з синусоїдним завданням швидкості частотою 10 Гц. Задана траєкторія потокозчеплення не змінилася, момент навантаження не прикладається. Графіки, наведені на рис. 5, підтверджують властивості асимптотичної стійкості спостерігача.

Таким чином дослідження, результати яких зображено на рис. 2 – 5, свідчать про те, що навіть за умов відсутності персистентності збудження, активний опір оцінюється коректно, і тому синтезований спостерігач може використовуватися як алгоритм ідентифікації в системах “self-commissioning”.

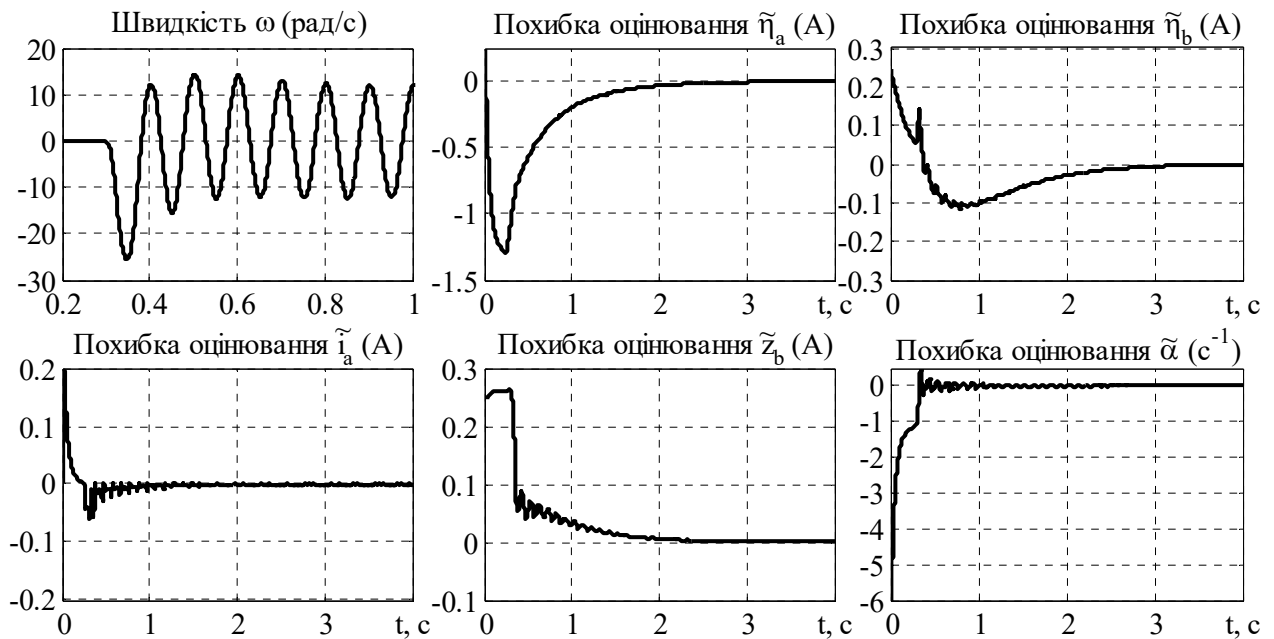


Рис. 5

**Висновки.** Синтезовано адаптивний до активного опору ротора спостерігач вектора потокозчеплення асинхронного двигуна, який має простішу за існуючі аналоги структуру та, за умов персистентності збудження, гарантує глобальну асимптотичну експоненціальну стійкість оцінювання електричних координат АД і невідомого активного опору ротора. Наявність в структурі спостерігача надлишкового оцінювання передбачає, що забезпечення умов персистентності збудження вимагає змінних у часі кутової швидкості, моменту або модуля потокозчеплення. Методом математичного моделювання показано, що за умов відсутності персистентності збудження, активний опір оцінюється коректно, і тому синтезований спостерігач може використовуватися як алгоритм ідентифікації в системах “self-commissioning”.

1. Загірняк М.В., Клепиков В.Б., Ковбаса С.М., Михальський В.М., Пересада С.М., Садовой О.В., Шаповал І.А. Енергоэффективні електромеханічні системи широкого технологічного призначення. Київ: Інститут електродинаміки НАН України, 2018. 310 с.
2. Chiasson J. Modeling and high performance control of electric machines. John Wiley & Sons, 2005. 734 p.
3. Gorter R.J.A., Eindhoven T.U. Grey-box identification of induction machines: on-line and off-line approaches. Profeschrift. Technische Universiteit Eindhoven, 1997. 314 p.
4. Garces L.J. Parameter adaptation for the speed-controlled static AC drive with a squirrel-cage induction motor. *IEEE Transactions on Industrial Applications*. 1980. Vol. IA-16. No 2. Pp. 173-178. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIA.1980.4503768>.
5. Kubota H., Matsuse K., Nakano T. New adaptive flux observer of induction motor for wide speed range motor drives. 16<sup>th</sup> Annual Conference of *IEEE Industrial Electronics Society (IECON90)*. Pacific Grove, CA, USA, November 27-30, 1990. Pp. 921-926. DOI: <https://doi.org/10.1109/IECON.1990.149262>
6. Marino R., Peresada S., Tomei P. Exponentially convergent rotor resistance estimation for induction motors. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 1995. Vol. 42. No 5. Pp. 508-515. DOI: <https://doi.org/10.1109/41.464614>
7. Verrelli C.M., Savoia A., Mengoni M., Marino R., Tomei P., Zarri L. On-line identification of winding resistances and load torque in induction machines. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*. 2014. Vol. 22. No 4. Pp. 1629-1637. DOI: <https://doi.org/10.1109/TCST.2013.2285604>
8. Marino R., Tomei P., Verrelli C. M. Induction motor control design. Springer Science & Business Media, 2010. 371 p.
9. Narendra K.S., Annaswamy A.M. Stable adaptive systems. New Jersey. Englewood Cliffs: Prentice Hall, 1989. 480 p.

## FLUX OBSERVER ADAPTIVE TO INDUCTION MOTORS ACTIVE ROTOR RESISTANCE VARIATIONS

S.M. Peresada<sup>1</sup>, Y.O. Nikonenko<sup>1</sup>, S.M. Kovbasa<sup>1</sup>, O. Kuznietsov<sup>2</sup>

<sup>1</sup>National Technical University of Ukraine “Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute”,  
Peremohy av. 37, Kyiv, 03056, Ukraine,

e-mail: [sergei.peresada@gmail.com](mailto:sergei.peresada@gmail.com)

<sup>2</sup>Technische Hochschule Mittelhessen,

Wilhelm-Leuschner-Straße 13 D, 61169 Friedberg, Germany

*A flux observer for induction motors which is adaptive to the active rotor resistance variations is presented. Due to the added fluxes overestimation in the observer structure, the global exponential stability properties of the current and flux vector components and active rotor resistance estimation are ensured under conditions of persistency of excitation. The proposed observer has a simpler structure compared to existing solutions with the global stability properties. The simulation results of the observer dynamic performance investigation confirm its effectiveness. It is shown that even if the conditions of persistency of excitation are not met, the active rotor resistance is estimated correctly; consequently, the designed observer can be implemented as an identification algorithm in self-commissioning systems of induction electric drives. References 9, figures 5.*

**Keywords:** induction motor, adaptive observer, flux, active rotor resistance.

1. Zahiriak M.V., Klepikov V.B., Kovbasa S.M., Mikhalskii V.M., Peresada S.M., Sadovoi O.V., Shapoval I.A. Energy efficient electromechanical systems for a wide range of technological purposes. Kyiv: Instytut elektrodynamiky NAN Ukrainy, 2018. 310 p. (Ukr)
2. Chiasson J. Modeling and high performance control of electric machines. John Wiley & Sons, 2005. 734 p.
3. Gorter R.J.A., Eindhoven T.U. Grey-box identification of induction machines: on-line and off-line approaches. Profeschrift. Technische Universiteit Eindhoven, 1997. 314 p.
4. Garces L.J. Parameter adaptation for the speed-controlled static AC drive with a squirrel-cage induction motor. *IEEE Transactions on Industrial Applications*. 1980. Vol. IA-16. No 2. Pp. 173-178. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIA.1980.4503768>.
5. Kubota H., Matsuse K., Nakano T. New adaptive flux observer of induction motor for wide speed range motor drives. 16<sup>th</sup> Annual Conference of *IEEE Industrial Electronics Society (IECON90)*. Pacific Grove, CA, USA, November 27-30, 1990. Pp. 921-926. DOI: <https://doi.org/10.1109/IECON.1990.149262>
6. Marino R., Peresada S., Tomei P. Exponentially convergent rotor resistance estimation for induction motors. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 1995. Vol. 42. No 5. Pp. 508-515. DOI: <https://doi.org/10.1109/41.464614>
7. Verrelli C.M., Savoia A., Mengoni M., Marino R., Tomei P., Zarri L. On-line identification of winding resistances and load torque in induction machines. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*. 2014. Vol. 22. No 4. Pp. 1629-1637. DOI: <https://doi.org/10.1109/TCST.2013.2285604>
8. Marino R., Tomei P., Verrelli C. M. Induction motor control design. Springer Science & Business Media, 2010. 371 p.
9. Narendra K.S., Annaswamy A.M. Stable adaptive systems. New Jersey. Englewood Cliffs: Prentice Hall, 1989. 480 p.

Надійшла 22.06.2022