

СИНТЕЗ АЛГОРИТМУ ІДЕНТИФІКАЦІЇ АКТИВНОГО ОПОРУ СТАТОРА І РОТОРА АСИНХРОННОГО ДВИГУНА ПРИ НЕРУХОМОМУ РОТОРІ

Пересада С.М., д.т.н., проф., Коноплінський М.А., Приступа Д.Л. аспіранти;
кафедра автоматизації електромеханічних систем та електроприводу

Вступ. Основним недоліком сучасних алгоритмів векторного керування асинхронним двигуном (АД), являється їх чутливість до варіацій активного опору ротора, точне значення якого недоступне для вимірювання. Відомі алгоритми ідентифікації активного опору ротора потребують знання активного опору статора [1]. Отже, створення алгоритмів одночасної ідентифікації активних опорів статора і ротора АД при початковій ідентифікації системи є актуальним науковим завданням.

Мета роботи полягає в синтезі нового алгоритму одночасної ідентифікації активних опорів статора і ротора АД за умови, що кутова швидкість ротора дорівнює нулю.

Матеріали досліджень. Модель двигуна при умові, що кутова швидкість ротора рівна нулю, має вигляд [1]:

$$\begin{aligned} \dot{i}_a &= \frac{R_2 \beta}{L_2} \psi_{2a} - \left(\frac{R_1}{\sigma} + \frac{L_m R_2 \beta}{L_2} \right) i_a + \frac{1}{\sigma} u_a \\ \dot{\psi}_{2a} &= -\frac{R_2}{L_2} \psi_{2a} + \frac{R_2 L_m}{L_2} i_a, \end{aligned} \quad (1)$$

де u_a, i_a, ψ_{2a} – компоненти векторів напруги статора, струму статора та потокозчеплення ротора; L_1, L_2, L_m – індуктивності статора, ротора та намагнічуючого контура відповідно; R_1, R_2 – активні опори статора і ротора відповідно. Додатні константи пов'язані з електричними параметрами таким чином:

$$\beta = \frac{L_m}{\sigma L_2}, \sigma = L_1 \left(1 - \frac{L_m^2}{L_1 L_2} \right).$$

З системи (1) маємо

$$\dot{\psi}_{2a} = \frac{1}{\beta} \left(-\frac{R_1}{\sigma} i_a + \frac{1}{\sigma} u_a - i_a \right). \quad (2)$$

Після диференціювання (1) з урахуванням (2), отримаємо

$$\ddot{i}_a = - \left(\frac{R_1}{\sigma} + \frac{(L_m \beta + 1) R_2}{L_2} \right) \dot{i}_a - \frac{R_1 R_2}{\sigma L_2} i_a + \frac{1}{\sigma} \dot{u}_a + \frac{R_2}{L_2 \sigma} u_a. \quad (3)$$

Для зручності введемо наступні позначення:

$$\alpha_1 = -\frac{R_1}{\sigma} - \frac{L_m R_2 \beta}{L_2} - \frac{R_2}{L_2}, \quad \alpha_2 = -\frac{R_1 R_2}{\sigma L_2}, \quad \alpha_3 = \frac{1}{\sigma}, \quad \alpha_4 = \frac{R_2}{\sigma L_2}. \quad (4)$$

З урахуванням (4) вираз (3) перепишеться у вигляді

$$\ddot{i}_a = \alpha_1 \dot{i}_a + \alpha_2 i_a + \alpha_3 \dot{u}_a + \alpha_4 u_a. \quad (5)$$

Додавши до правої і лівої частини виразу (5) $c \dot{i}_a$, де $c = \text{const} > 0$, отримаємо

$$\ddot{i}_a + c \dot{i}_a = (c + \alpha_1) \dot{i}_a + \alpha_2 i_a + \alpha_3 \dot{u}_a + \alpha_4 u_a. \quad (6)$$

Рівняння (6) у вигляді зображень по Лапласу запишеться

$$pi_a(p+c) = (c+\alpha_1)pi_a + \alpha_2 i_a + \alpha_3 pu_a + \alpha_4 u_a, \quad (7)$$

де p - оператор Лапласа.

Розділимо праву та ліву частини виразу (7) на $(p+c)$

$$pi_a = (c+\alpha_1)\frac{pi_a}{(p+c)} + \alpha_2 \frac{i_a}{(p+c)} + \alpha_3 \frac{pu_a}{(p+c)} + \alpha_4 \frac{u_a}{(p+c)}. \quad (8)$$

Позначивши $i_{a0} = \frac{i_a}{(p+c)}$, $i_{a1} = \frac{pi_a}{(p+c)}$, $u_{a0} = \frac{u_a}{(p+c)}$, $u_{a1} = \frac{pu_a}{(p+c)}$, вираз (8)

перепишеться у вигляді

$$pi_a = (c+\alpha_1)i_{a1} + \alpha_2 i_{a0} + \alpha_3 u_{a1} + \alpha_4 u_{a0}. \quad (9)$$

Операторні рівняння у формі диференційних мають вигляд

$$\begin{aligned} \dot{i}_a &= (c+\alpha_1)i_{a1} + \alpha_2 i_{a0} + \alpha_3 u_{a1} + \alpha_4 u_{a0}; \\ \dot{i}_{a0} &= i_a - ci_{a0}; \quad i_{a1} = i_a - ci_{a0}; \\ \dot{u}_{a0} &= u_a - cu_{a0}; \quad u_{a1} = u_a - cu_{a0}. \end{aligned} \quad (10)$$

Рівняння динаміки струмів (10) містить лише фільтровані значення компонент струму i_a та напруги u_a , а також константи, що залежать від параметрів двигуна.

Перепишемо перше рівняння в (10) у вигляді

$$\dot{i}_a = ci_{a1} + \frac{1}{\sigma}u_{a1} - \frac{1}{\sigma}i_{a1}R_1 + \left(\frac{1}{\sigma L_2}u_{a0} - \frac{1+L_m\beta}{L_2}i_{a1}\right)R_2 - \frac{1}{\sigma L_2}i_{a0}R_1R_2. \quad (11)$$

З виразу (11) запишемо рівняння спостерігача струму

$$\dot{\hat{i}}_a = ci_{a1} + \frac{1}{\sigma}u_{a1} - \frac{1}{\sigma}i_{a1}\hat{R}_1 + \left(\frac{1}{\sigma L_2}u_{a0} - \frac{1+L_m\beta}{L_2}i_{a1}\right)\hat{R}_2 - \frac{1}{\sigma L_2}i_{a0}\hat{R}_1\hat{R}_2 + k(i_a - \hat{i}_a), \quad (12)$$

де $\hat{i}_a$ - оцінене значення компоненти вектору струму i_a , $\hat{R}_1$, $\hat{R}_2$ - оцінені значення параметрів R_1 , R_2 відповідно, $k = \text{const} > 0$.

Рівняння динаміки похибки спостереження струму $\tilde{i}_a = i_a - \hat{i}_a$, з (11) і (12) має вигляд

$$\dot{\tilde{i}}_a = -k\tilde{i}_a - \frac{1}{\sigma}i_{a1}\tilde{R}_1 + \left(\frac{1}{\sigma L_2}u_{a0} - \frac{1+L_m\beta}{L_2}i_{a1}\right)\tilde{R}_2 - \frac{1}{\sigma L_2}i_{a0}(\hat{R}_1\tilde{R}_2 + \tilde{R}_1\hat{R}_2 + \tilde{R}_1\tilde{R}_2), \quad (13)$$

де $\tilde{R}_1 = R_1 - \hat{R}_1$, $\tilde{R}_2 = R_2 - \hat{R}_2$ похибки оцінювання R_1 та R_2 .

При розгляді лінійної апроксимації (13) квадратичною компонентою $\frac{1}{\sigma L_2}i_{a0}\tilde{R}_1\tilde{R}_2$

можна знехтувати.

Для синтезу алгоритму ідентифікації розглянемо наступну функцію Ляпунова

$$V = \frac{1}{2}\tilde{i}_a^2 + \frac{1}{2\sigma L_2\gamma_1}\tilde{R}_1^2 + \frac{1}{2\sigma L_2\gamma_2}\tilde{R}_2^2, \quad (14)$$

де $\gamma_1 = \text{const} > 0$, $\gamma_2 = \text{const} > 0$,

Похідна від (14) з урахуванням (13) має вигляд

$$\begin{aligned} \dot{V} = & \frac{1}{\sigma L_2} (-L_2 i_{a1} \tilde{i}_a - i_{a0} \tilde{i}_a \hat{R}_2 + \frac{1}{\gamma_1} \dot{\hat{R}}_1) \tilde{R}_1 + \frac{1}{\sigma L_2} (u_{a0} \tilde{i}_a - (1 + L_m \beta) \sigma i_{a1} \tilde{i}_a - \\ & - i_{a0} \hat{R}_1 \tilde{i}_a + \frac{1}{\gamma_2} \dot{\hat{R}}_2) \tilde{R}_2 - k \tilde{i}_a^2. \end{aligned} \quad (15)$$

Звідси запишемо рівняння динаміки оцінок $\hat{R}_1, \hat{R}_2$

$$\dot{\hat{R}}_1 = -\hat{R}_1 = -\gamma_1 (-L_2 i_{a1} - i_{a0} \hat{R}_2) \tilde{i}_a \quad (16)$$

$$\dot{\hat{R}}_2 = -\hat{R}_2 = -\gamma_2 (u_{a0} - (1 + L_m \beta) \sigma i_{a1} - i_{a0} \hat{R}_1) \tilde{i}_a.$$

Остаточний вигляд похідної від функції Ляпунова з врахуванням (16) буде

$$\dot{V} = -k \tilde{i}_a^2. \quad (17)$$

З (12) та (16) запишемо рівняння спостерігача

$$\begin{aligned} \dot{\hat{i}}_a = & c i_{a1} + \frac{1}{\sigma} u_{a1} - \frac{1}{\sigma} i_{a1} \hat{R}_1 + \left(\frac{1}{\sigma L_2} u_{a0} - \frac{1 + L_m \beta}{L_2} i_{a1} \right) \hat{R}_2 - \frac{1}{\sigma L_2} i_{a0} \hat{R}_1 \hat{R}_2 + k (i_a - \hat{i}_a) \\ \dot{\hat{R}}_1 = & \gamma_1 (-L_2 i_{a1} - i_{a0} \hat{R}_2) \tilde{i}_a \\ \dot{\hat{R}}_2 = & \gamma_2 (u_{a0} - (1 + L_m \beta) \sigma i_{a1} - i_{a0} \hat{R}_1) \tilde{i}_a. \end{aligned} \quad (18)$$

Алгоритм ідентифікації (18) містить чотири додатних параметрів налаштування:

c, k, γ_1, γ_2 , його входами є u_a, i_a , а виходами оцінені значення $\hat{R}_1$ і $\hat{R}_2$ для активних опорів статора і ротора.

Умови локальної експотенційної стійкості положення рівноваги $(\tilde{i}_a, \Delta \hat{R}_1, \Delta \hat{R}_2) = 0$ системи (13), (16), визначеної спостерігачем (18), доводяться наступним чином.

З (14) та (17) слідує, що $\tilde{i}_a, \hat{R}_1, \hat{R}_2$ є обмеженими. Оскільки i_a, u_a обмежені, то з (10) слідує, що i_{a0}, u_{a0}, a , отже, i_{a1}, u_{a1} також обмежені. Рівняння динаміки похибок оцінювання з (13) і (16) можуть бути представлені в наступній стандартній формі:

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\mathbf{i}}} &= \mathbf{A} \tilde{\mathbf{i}} + \mathbf{W}(t) \tilde{\mathbf{p}} \\ \dot{\tilde{\mathbf{p}}} &= -\Lambda \mathbf{W}^T(t) \tilde{\mathbf{i}}, \end{aligned} \quad (19)$$

$$\text{де } \mathbf{A} = [-k], \mathbf{W}^T(t) = \left(-\frac{1}{\sigma} i_{a1} - \frac{1}{\sigma L_2} i_{a0} \hat{R}_2, \frac{1}{\sigma L_2} u_{a0} - \frac{1 + L_m \beta}{L_2} i_{a1}, -\frac{1}{\sigma L_2} i_{a0} \hat{R}_1 \right),$$

$$\tilde{\mathbf{i}} = (\tilde{i}_a, \tilde{i}_b)^T, \tilde{\mathbf{p}} = (\tilde{R}_1, \tilde{R}_2)^T, \Lambda = \text{diag}(\gamma_1 L_2 \sigma, \gamma_2 L_2 \sigma).$$

Оскільки $\tilde{\mathbf{p}}$ обмежений, $\mathbf{W}(t)$ також обмежена, то з (16) слідує, що $\dot{\tilde{\mathbf{i}}}$ буде обмеженим. З іншого боку з (14) слідує

$$\int_0^t \dot{V}(\tau) d\tau = -k \int_0^t \tilde{i}_a^2(\tau) d\tau = V(t) - V(0), \quad (20)$$

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

[2] дає

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{i}_a, \tilde{i}_b) = 0. \quad (21)$$

Остання умова дозволяє з (19) встановити, що

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \mathbf{W}(t) \tilde{\mathbf{p}} = 0. \quad (22)$$

Додатково, якщо матриця

$$\int_t^{t+T} \mathbf{W}(\tau) \mathbf{W}^T(\tau) d\tau \geq c_1 \mathbf{I} > 0, \quad (23)$$

для деякого $T > 0$, $c_1 > 0$ і всіх $t \geq 0$, то умова персистентності збудження для системи (19) виконуються і вектори $(\tilde{\mathbf{i}}, \tilde{\mathbf{p}})$ експотенційно затухають в нуль [2].

Дослідження динамічних процесів ідентифікації активних опорів статора і ротора проведено методом математичного моделювання при його автономній роботі та наявності початкових похибок $\hat{R}_1(0) = 0.5R_{1N}$, $\hat{R}_2(0) = 0.5R_{2N}$.

Вхідний сигнал напруги статору $u_a(t)$, похибка оцінювання струму статора $\tilde{i}_a(t)$ та про масштабовані номінальними значеннями похибки оцінювання опорів статора $\tilde{R}_1(t) / R_{1N}$ та ротора $\tilde{R}_2(t) / R_{2N}$ зображено на рис.1.

При дослідженні використовувалися номінальні параметри асинхронного двигуна потужністю 0,75 кВт: $R_1 = 11 \text{ } \hat{\text{I}} \hat{\text{I}}$, $R_2 = 5.6 \text{ } \hat{\text{I}} \hat{\text{I}}$, $L_1 = 0.95 \text{ } \hat{\text{A}} \hat{\text{I}}$, $L_2 = 0.95 \text{ } \hat{\text{A}} \hat{\text{I}}$, $L_m = 0.91 \text{ } \hat{\text{A}} \hat{\text{I}}$.

Алгоритм ідентифікації досліджувався при наступних значеннях параметрів налаштування: $c = 1, k = 10, \gamma_1 = 20, \gamma_2 = 20$.

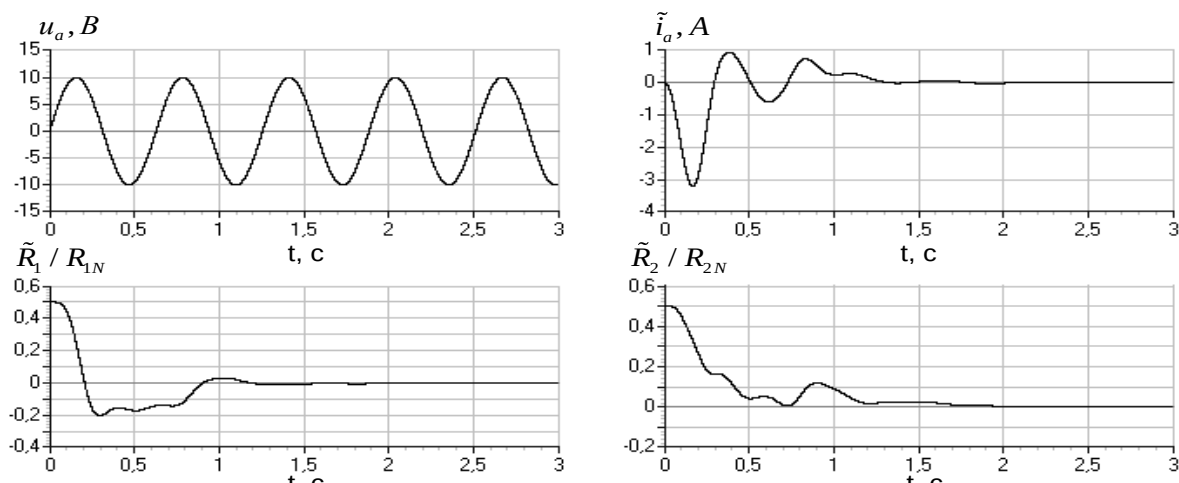


Рисунок 1 – Динамічні процеси ідентифікації активних опорів

Висновки. Синтезований алгоритм одночасної ідентифікації активних опорів статора та ротора за умови нульової кутової швидкості забезпечує локальне експотенційне оцінювання на основі інформації про струм та напругу статорної обмотки.

Перелік посилань

1. Marino R. Global adaptive output feedback control of induction motors with uncertain rotor resistance / Peresada S., Tomei P. – IEEE Trans. on Automatic Control. – May 1999. –Vol. 44, No. 6. –P. 967–983
2. R. Marino and P. Tomei, Nonlinear Control Design—Geometric, Adaptive and Robust. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1995.