УДК 681.5:62-83

С.М. Пересада, д-р техн. наук, Украина
М.А. Коноплинский Киев

Национальный технический университет Украины "Киевский политехнический институт"

АЛГОРИТМ ОДНОВРЕМЕННОЙ ИДЕНТИФИКАЦИИ АКТИВНЫХ СОПРОТИВЛЕНИЙ СТАТОРА И РОТОРА АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Представлен алгоритм идентификации активных сопротивлений статора и ротора асинхронного двигателя в синхронной полеориентированной системе координат, синтезированный по второму методу Ляпунова, который позволяет дать физическую интерпретацию условий персистности возбуждения.

Представлено алгоритм ідентифікації активних опорів статора и ротора асинхронного двигуна в синхронній полеорієнтованій системі координат, синтезований за другим методом Ляпунова, який дозволяє дати фізичну інтерпретацію умов персистності збудження.

A stator and rotor resistances identification algorithm is designed by Liapunov's second method in the synchronous field-oriented reference frame. This algorithm allows a physical interpretation of the persistence of excitation conditions in vector controlled induction motors.

Введение. Основным недостатком алгоритмов векторного управления асинхронным двигателем (АД) является их чувствительность к вариациям активного сопротивления ротора, точное значение которого недоступно для непосредственного измерения и может изменяться в процессе работы АД. Известные алгоритмы идентификации активного сопротивления ротора требуют знания активного сопротивления статора, которое также может изменяться в процессе работы АД [1].

Впервые общетеоретическая задача одновременной идентификации активных сопротивлений статора и ротора асинхронного двигателя была решена в [2] при использовании уравнений динамики в стационарной системе координат (a-b). Алгоритм [2] гарантирует экспоненциальное оценивание активных сопротивлений статора и ротора, если АД работает в режимах, когда условия персистности возбуждения (ПВ) выполняются. Однако представление идентификатора в стационарной системе не позволяет простым образом дать физическую интерпретацию условий ПВ, которые присутствуют при полеориентированном векторном управлении.

Целью статьи является синтез алгоритма идентификации активных сопротивлений статора и ротора в синхронной полеориентированной системе координат, в которой реализуется векторное управление АД и условия ПВ имеют физическую трактовку.

Материал и результаты исследования. Математическая модель электрической части АД в условиях стандартных допущений, представленная в синхронной системе координат (d–q),

$$
\begin{aligned}
\dot i_{1d} &= -\alpha_1 i_{1d} - \alpha_2 \beta L_m i_{1d} + \omega_0 i_{1q} + \alpha_2 \beta \psi_{2d} + \beta\omega\psi_{2q} + \sigma^{-1} u_{1d} \\
\dot i_{1q} &= -\alpha_1 i_{1q} - \alpha_2 \beta L_m i_{1q} - \omega_0 i_{1d} + \alpha_2 \beta \psi_{2q} - \beta\omega\psi_{2d} + \sigma^{-1} u_{1q} \\
\dot\psi_{2d} &= -\alpha_2 \psi_{2d} + (\omega_0 - \omega)\psi_{2q} + \alpha_2 L_m i_{1d} \\
\dot\psi_{2q} &= -\alpha_2 \psi_{2q} - (\omega_0 - \omega)\psi_{2d} + \alpha_2 L_m i_{1q},
\end{aligned}
\qquad (1)
$$

где $(i_{1d}, i_{1q})^T, (\psi_{2d}, \psi_{2q})^T, (u_{1q}, u_{1d})^T$ – компоненты векторов тока статора, потокосцепления ротора и напряжения статора, ω – угловая скорость, ω_0 – угловая скорость вращающейся системы координат (d-q) относительно стационарной системы координат (a-b). Положительные константы в (1), связанные с электрическими параметрами АД, определены стандартным образом [1], $\alpha_1 = R_1/\sigma$, $\alpha_2 = R_2/L_2$. Без потери общности принята одна пара полюсов.

Следуя процедуре, представленной в [2], для синхронной системы координат (d-q) синтезирован следующий алгоритм идентификации активных сопротивлений статора и ротора:

$$
\begin{aligned}
\dot{\hat i}_{1d} &= -\hat\alpha_2 \beta L_m i_{1d} + \omega_0 \hat i_{1q} + \hat\alpha_2 \beta \hat\psi_{2d} + \sigma^{-1} u_{1d} + k_1 \tilde i_{1d} + v_d \\
\dot{\hat i}_{1q} &= -\hat\alpha_2 \beta L_m i_{1q} - \omega_0 \hat i_{1d} - \beta\omega\hat\psi_{2d} + \sigma^{-1} u_{1q} + k_1 \tilde i_{1q} + v_q \\
\dot{\hat\psi}_{2d} &= -\hat\alpha_2 \hat\psi_{2d} + \hat\alpha_2 L_m i_{1d} - k_2 \beta^{-1} \tilde i_{1d} - \beta^{-1} v_d \\
\dot\varepsilon_0 &= \omega_0 = \omega + \hat\alpha_2 L_m (i_{1q}/\hat\psi_{2d}) - (k_2 \tilde i_{1q} + v_q)(\beta\hat\psi_{2d})^{-1}, \hat\psi_{2d} > 0,
\end{aligned}
\qquad (2)
$$

$$
\begin{aligned}
\dot{\hat z}_d &= -\gamma_1 \tilde i_{1d} - \gamma_2 \omega \tilde i_{1q} + \omega_0 \hat z_q \\
\dot{\hat z}_q &= -\gamma_1 \tilde i_{1q} + \gamma_2 \omega \tilde i_{1d} - \omega_0 \hat z_d \\
\dot{\hat\alpha}_1 &= -\gamma_3 [\tilde i_{1d}(i_{1d} + \omega\eta_q) + \tilde i_{1q}(i_{1q} - \omega\eta_d)] \\
\dot{\hat\alpha}_2 &= \gamma_4 \beta [\tilde i_{1d}(\hat\psi_{2d} - L_m i_{1d}) + \tilde i_{1q}(-L_m i_{1q})] \\
\dot{\hat\alpha} &= -\gamma_5 (\eta_d \tilde i_{1d} + \eta_q \tilde i_{1q}) \\
v_d &= -\hat\alpha_1 i_{1d} + \omega \hat z_q - \hat\alpha_1 \omega \eta_q - \hat\alpha \eta_d \\
v_q &= -\hat\alpha_1 i_{1q} - \omega \hat z_d + \hat\alpha_1 \omega \eta_d - \hat\alpha \eta_q \\
\begin{pmatrix} \eta_d \\ \eta_q \end{pmatrix} &= \begin{bmatrix} \cos\varepsilon_0 & \sin\varepsilon_0 \\ -\sin\varepsilon_0 & \cos\varepsilon_0 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} x_a \\ x_b \end{pmatrix},
\end{aligned}
\qquad (3)
$$

где $(\hat i_{1d}, \hat i_{1q})^T, (\hat\psi_{2d}, \hat\psi_{2q})^T$ –оцененные значения $(i_{1d}, i_{1q})^T$ и $(\psi_{2d}, \psi_{2q})^T$ соответственно; $\tilde i_{1d} = i_{1d} - \hat i_{1d}$, $\tilde i_{1q} = i_{1q} - \hat i_{1q}$ – ошибки оценивания токов статора $(\eta_d, \eta_q)^T$, $(\hat z_d, \hat z_q)^T$ – дополнительные переменные; $\hat\alpha_1, \hat\alpha_2, \hat\alpha$ – оцененные значения параметров α_1, α_2 и $\alpha = \alpha_1\alpha_2$ соответственно; $x_a = \int_0^t i_a(\tau)\,d\tau$, $x_b = \int_0^t i_b(\tau)\,d\tau$; i_a, i_b – токи статора в синхронной системе координат α-β;

ε_0 – угловое положение вращающейся системы координат d-q относительно стационарной системы координат α-β. $(k_1, k_2, \gamma_1, \gamma_2, \gamma_3, \gamma_4, \gamma_5) > 0$ – настроечные параметры, причем $\gamma_1 = k_1 - k_2 > 0$.

Выполнив динамическое превращение координат $z_d = \tilde{i}_{1d} + \beta\tilde{\psi}_{2d} + \alpha_1\eta_d$, $z_q = \tilde{i}_{1q} + \beta\tilde{\psi}_{2q} + \alpha_1\eta_q$ и определив ошибки оценивания и идентификации в виде $\tilde{\psi}_{2d} = \psi_{2d} - \hat{\psi}_{2d}$, $\tilde{\psi}_{2q} = \psi_{2q} - \hat{\psi}_{2q}$, $\tilde{z}_d = z_d - \hat{z}_d$, $\tilde{z}_q = z_q - \hat{z}_q$, $\tilde{\alpha}_1 = \alpha_1 - \hat{\alpha}_1$, $\tilde{\alpha}_2 = \alpha_2 - \hat{\alpha}_2$, $\tilde{\alpha} = \alpha - \hat{\alpha}$, можно записать уравнения их динамики:

$$
\begin{aligned}
\dot{\tilde{i}}_{1d} &= -(k_1 + \alpha_2)\tilde{i}_{1d} + (\omega_0 - \omega)\tilde{i}_{1q} + \alpha_2 z_d + \omega\tilde{z}_q - \\
&-\tilde{\alpha}_1(i_{1d} + \omega\eta_q) + \tilde{\alpha}_2\beta(\hat{\psi}_{2d} - L_m i_{1d}) - \eta_d\tilde{\alpha} \\
\dot{\tilde{i}}_{1q} &= -(k_1 + \alpha_2)\tilde{i}_{1q} - (\omega_0 - \omega)\tilde{i}_{1d} + \alpha_2 z_d - \omega\tilde{z}_d - \\
&-\tilde{\alpha}_1(i_{1q} - \omega\eta_d) - \tilde{\alpha}_2\beta L_m i_{1q} - \eta_d\tilde{\alpha} \\
\dot{z}_d &= -\gamma_1\tilde{i}_{1d} + \omega_0 z_q \\
\dot{z}_q &= -\gamma_1\tilde{i}_{1q} - \omega_0 z_d,
\end{aligned}
\tag{4}
$$

$$
\begin{aligned}
\dot{\tilde{z}}_d &= \gamma_2\omega\tilde{i}_{1q} + \omega_0\tilde{z}_q \\
\dot{\tilde{z}}_q &= -\gamma_2\omega\tilde{i}_{1d} - \omega_0\tilde{z}_d \\
\dot{\tilde{\alpha}}_1 &= \gamma_3(\tilde{i}_{1d}(i_{1d} + \omega\eta_q) + \tilde{i}_{1q}(i_{1q} - \omega\eta_d)) \\
\dot{\tilde{\alpha}}_2 &= \gamma_4\beta[\tilde{i}_{1d}(\hat{\psi}_{2d} - L_m i_{1d}) + \tilde{i}_{1q}(-L_m i_{1q})] \\
\dot{\tilde{\alpha}} &= \gamma_5(\tilde{i}_{1d}\eta_d + \tilde{i}_{1q}\eta_q).
\end{aligned}
\tag{5}
$$

Уравнения динамики ошибок (4), (5) представляются в следующей стандартной форме:

$$
\begin{aligned}
\dot{\tilde{\mathbf{i}}} &= \mathbf{A}(t)\tilde{\mathbf{i}} + \mathbf{W}^T(t)\tilde{\mathbf{p}} \\
\dot{\tilde{\mathbf{p}}} &= -\mathbf{\Lambda}\mathbf{W}(t)\tilde{\mathbf{i}} + \mathbf{S}(t)\tilde{\mathbf{p}},
\end{aligned}
\tag{6}
$$

где $\tilde{\mathbf{i}} = (\tilde{i}_{1d}, \tilde{i}_{1q})^T$, $\tilde{\mathbf{p}} = (z_d, z_q, \tilde{z}_d, \tilde{z}_q, \tilde{\alpha}_1, \tilde{\alpha}_2, \tilde{\alpha})^T$, $\mathbf{A}(t) \in R^{2\times 2}$,

$$
\mathbf{W}^T(t) = \begin{bmatrix} \alpha_2 & 0 & 0 & -\omega & (-i_{1d} - \omega\eta_q) & \beta(\hat{\psi}_{2d} - L_m i_{1d}) & -\eta_d \\ 0 & \alpha_2 & \omega & 0 & (-i_{1q} + \omega\eta_d) & \beta(-L_m i_{1q}) & -\eta_q \end{bmatrix},
$$

$\mathbf{S}(t) = -\mathbf{S}^T(t) \in R^{7\times 7}$, $\mathbf{\Lambda} = diag\left[(\gamma_1/\alpha_2), (\gamma_1/\alpha_2), \gamma_2, \gamma_2, \gamma_3, \gamma_4, \gamma_5\right] > 0$.

Структура уравнений (6) отличается от стандартной для систем адаптивного управления [3]. Однако, поскольку $\mathbf{S}(t)$ кососимметричная матрица, то если существуют две положительные константы T и c такие, что $\int_t^{t+T} \mathbf{W}(\tau)\mathbf{W}^T(\tau)d\tau \geq c\mathbf{I} > 0, \forall t \geq 0$, тогда условия ПВ удовлетворяются [1] и положение равновесия $\tilde{\mathbf{i}} = 0$, $\tilde{\mathbf{p}} = 0$ для системы (6) является равномерно асимптотически устойчивым, то есть $\lim_{t\to\infty}(\tilde{i}_{1d}, \tilde{i}_{1q}, z_d, z_q, \tilde{z}_d, \tilde{z}_q, \tilde{\alpha}_1, \tilde{\alpha}_2, \tilde{\alpha}) = 0$.

Важно отметить, что, несмотря на сложность аналитического использования условия ПВ, оно может быть конструктивно трактовано при полеориентированном управлении в системе координат d-q. В частности, из вида $\mathbf{W}(t)$ в (6) следует, что для идентификации R_2 (α_2) необходимо, чтобы момент АД, то есть i_{1q} не равнялся нулю, а модуль потока не был постоянным $(\psi_{2d} - L_m i_{1d}) \neq 0$.

Активное сопротивление статора будет идентифицироваться, если одновременно не равны нулю $(-i_{1d} - \omega\eta_q)$ и $(-i_{1q} + \omega\eta_d)$.

Примечание. Для данного наблюдателя ошибки оценивания потока могут не превращаться в нуль. Однако в этом случае реальные потокосцепления можно установить из условий

$$
\begin{aligned}
&\lim_{t\to\infty}[\beta(\hat{\psi}_{2d}(t) - \psi_{2d}(t)) + \hat{\alpha}_1(t)\eta_d(t)] = 0 \\
&\lim_{t\to\infty}[\beta(\hat{\psi}_{2q}(t) - \psi_{2q}(t)) + \hat{\alpha}_1(t)\eta_q(t)] = 0,
\end{aligned}
\tag{7}
$$

используя оцененные значения $\hat{\psi}_{2d}$, $\hat{\psi}_{2q}$, $\hat{\alpha}_1$, а также известные переменные η_d и η_q.

Поскольку компоненты вектора потокосцепления ротора ψ_{2d} и ψ_{2q} могут быть рассчитаны с использованием (7), то допустимо считать, что идентификатор (2) является также и адаптивным к изменениям активных сопротивлений статора и ротора наблюдателем потокосцепления ротора.

Выводы. Синтезированный алгоритм идентификации активных сопротивлений статора и ротора в синхронной полеориентированной системе координат позволяет дать физическую трактовку условиям ПВ, при выполнении которых гарантируется асимптотичность оценивания активных сопротивлений статора и ротора. Такое свойство важно для доказательства устойчивости композитной адаптивной системы путем использования нелинейного принципа разделения.

Список использованной литературы

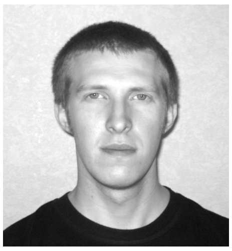
1. Marino R. Global adaptive output feedback control of induction motors with uncertain rotor resistance / R.Marino S.Peresada, P.Tomei – IEEE Trans. on Automatic Control. – May 1999.– Vol.44.– No.6.– P. 967-983.

2. Marino R. On-line stator and rotor resistance estimation for induction motors / R.Marino, S.Peresada, P.Tomei – IEEE Trans. Contr. Syst.Technol. – May 2000. – Vol. 8. – No. 3. – P.570-579.

3. Narendra K.S. Srable Adaptive Systems / K.S. Narendra A.M. Annasmamy – Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall. – 1989.

Получено 12.07.2011

Пересада
Сергей Михайлович,
д.т.н., проф., зав. каф.
Нац. технич. ун-та Украины "КПИ",
пр. Победы, 37, г. Киев, 03056,
097-3847413,
sergei.peresada@gmail.com



Коноплинский
Максим Анатольевич,
аспирант Нац. технич. ун-т Украины "КПИ",
пр. Победы, 37, г. Киев, 03056,
066-7436647,
konoplinskyi@mail.ru