УДК 621.5:62-83

ВЕКТОРНЕ КЕРУВАННЯ МОМЕНТОМ АСИНХРОННОГО ДВИГУНА, АДАПТИВНЕ ДО ВАРІАЦІЙ АКТИВНИХ ОПОРІВ СТАТОРА І РОТОРА, ПОБУДОВАНЕ НА ОСНОВІ НЕЛІНІЙНОГО ПРИНЦИПУ РОЗДІЛЕННЯ

С.М. Пересада, докт. техн. наук, **М.А. Коноплінський,** асист., **В.М. Трандафілов,** асп.
Національний технічний університет України "Київський політехнічний університет",
пр. Перемоги, 37, Київ, 03056, Україна

Представлена нова система векторного керування моментом та потоком асинхронного двигуна, адаптивна до варіацій активних опорів статора та ротора, що побудована з використанням нелінійного принципу розділення. Для цього теоретично доведено правомірність його використання при поєднанні глобально експоненціально стійкої неадаптивної системи векторного керування моментом-потоком та локально експоненціально стійкої системи ідентифікації активних опорів статора та ротора. Ідентифіковані значення опорів статора та ротора збігаються до коректних значень при виконанні умов персистності збудження (електромагнітний момент не дорівнює нулю або модуль вектора потокозчеплення ротора не постійний), завдяки чому композитна адаптивна система гарантує асимптотичне відпрацювання моменту та потоку в умовах варіацій активних опорів. Бібл. 6.
Ключові слова: асинхронний двигун, векторне керування, адаптивний спостерігач, опори статора і ротора, принцип розділення, нелінійні системи.

Ефективність систем векторного керування асинхронними двигунами (АД) суттєво залежить від точності інформації про параметри електричної машини, які використовуються в алгоритмі керування. Найбільш критичним параметром є активний опір ротора, який у загальному випадку є недоступним для вимірювання та може змінюватись у процесі роботи АД в широких межах внаслідок нагрівання [6]. При варіаціях активного опору ротора асимптотичні властивості керування вектором потокозчеплення порушуються [6], що призводить до погіршення динамічних показників якості регулювання механічних координат, зниження енергетичної ефективності процесу електромеханічного перетворення енергії, а в деяких випадках навіть до втрати стійкості електромеханічної системи.

Частково цю проблему можна вирішити за рахунок використання робастних по відношенню до активного опору ротора систем векторного керування [1]. Проте в зоні низьких швидкостей ефективність корегуючих зворотних зв’язків різко знижується, а при нульовій швидкості він має таку ж чутливість до варіацій активного опору ротора, як стандартний алгоритм непрямого векторного керування. В роботах [3, 4] показано, що повне вирішення цієї проблеми можливе лише за рахунок використання методів адаптивного керування.

Варіації активного опору статора не впливають на статичні показники якості стандартних систем векторного керування, завдяки дії інтегральних компонент регуляторів струму статора, однак суттєво впливають на процес ідентифікації активного опору ротора АД, порушуючи його асимптотичність. У роботі [2] запропоновано алгоритм одночасної експоненціальної ідентифікації активних опорів статора і ротора, який може бути використано для побудови системи векторного керування АД з властивостями адаптації до змін цих параметрів.

Принцип розділення в лінійних системах широко застосовується для побудови адаптивних систем на основі спостерігачів стану. Концептуально використання принципу розділення передбачає використання оцінених координат замість виміряних і призводить до глобально асимптотично стійких рішень за умов, якщо в ізольованому стані система керування координатами та спостерігач є асимптотично стійкими.

У нелінійних системах у загальному випадку принцип розділення не є справедливим, і тому можливість його застосування має бути доведена для кожної з конфігурацій нелінійної системи. Синтез алгоритму прямого адаптивного векторного керування з використанням другого методу Ляпунова (дивись, наприклад [4]) дає рішення, які мають сильні властивості стійкості, але є дуже складними.

Метою роботи є побудова системи непрямого векторного керування моментом та потоком АД, адаптивної до варіацій активних опорів статора та ротора, на основі нелінійного принципу розділення з використанням неадаптивного робастного алгоритму векторного керування [1] та алгоритму ідентифікації активних опорів статора та ротора [2].

Постановка задачі адаптивного керування. Припустимо, що для стандартної моделі АД [2], представленої в стаціонарній системі координат (a-b), виконуються наступні припущення:

А.1. Задані траєкторії потоку та моменту відповідно $\psi^* > 0$ та M^* обмежені та мають обмежені відомі похідні $\dot{\psi}^*$, $\ddot{\psi}^*$, $\dot{M}^*$ і відповідають режимам роботи АД, в яких компоненти векторів напруги статора (u_a, u_b), струми статора (i_a, i_b), потокозчеплення ротора (ψ_a, ψ_b), інтеграли від компонент вектора струму статора $\xi_a = \int_0^t i_a(\tau)d\tau$, $\xi_b = \int_0^t i_b(\tau)d\tau$, а також кутова швидкість ротора $\omega(t)$ обмежені для всіх $t \ge 0$.

А.2. Струми статора (i_a, i_b) і кутова швидкість ротора ω вимірюються.

А.3. Всі параметри АД відомі та сталі, окрім активних опорів статора R_1 та ротора R_2, які постійні, обмежені, але невідомі.

При виконанні умов А.1 – А.3 необхідно синтезувати адаптивний нелінійний динамічний регулятор, який гарантує досягнення наступних цілей керування:

О.1. Асимптотичне відпрацювання траєкторії модуля вектора потокозчеплення ротора $|\psi|$ та моменту M, тобто

$$\lim_{t\to\infty}(|\psi| - \psi^*) = 0, \quad \lim_{t\to\infty}(M - M^*) = 0. \tag{1}$$

Асимптотичне розв'язання процесів керування вихідними координатами та оцінювання параметрів.

О.2. Асимптотичність оцінювання параметрів, що пропорційні активним опорам статора і ротора, тобто

$$\lim_{t\to\infty}(\tilde{\boldsymbol{\alpha}}) = \lim_{t\to\infty}(\boldsymbol{\alpha} - \hat{\boldsymbol{\alpha}}) = 0, \tag{2}$$

де $\tilde{\boldsymbol{\alpha}} = (\tilde{\alpha}_1,\ \tilde{\alpha}_2)^T$ – вектор похибок оцінювання невідомих параметрів, пов'язаних з активними опорами статора і ротора; $\hat{\boldsymbol{\alpha}} = \left(\hat{\alpha}_1, \hat{\alpha}_2\right)^T$ – оцінені значення додатних констант $\boldsymbol{\alpha} = \left(\alpha_1, \alpha_2\right)^T$. Параметри α_1 і α_2, які пропорційні активним опорам статора і ротора та $\sigma = L_1 - L_m^2 / L_2$, визначаються так: $\alpha_1 = R_1/\sigma$, $\alpha_2 = R_2/L_2$, де L_1, L_2, L_m – індуктивності статора, ротора та намагнічуючого контура.

О.3. Обмеженість всіх внутрішніх сигналів.

Нелінійний принцип розділення. Необхідною умовою для використання нелінійного принципу розділення є «сильні» властивості стійкості неадаптивної системи, синтезованої з припущенням про те, що всі параметри відомі й сталі, а також системи ідентифікації параметрів, синтез якої проводиться з припущенням, що вхідні змінні та ідентифіковані параметри є обмеженими функціями часу.

З теорії адаптивних систем відомо [3], що структура непрямого адаптивного керування передбачає заміну невідомих параметрів у неадаптивній системі векторного керування на їх ідентифіковані значення. Таким чином, композитна система векторного керування, адаптивна до варіацій активних опорів статора і ротора, складається з двох окремо синтезованих підсистем: регулювання координат та ідентифікації активних опорів.

Припустимо, що композитна система може бути представлена у наступному вигляді:

$$\dot{\mathbf{x}}_p = \mathbf{A}_p(t)\mathbf{x}_p + \mathbf{W}_p(t)\tilde{\boldsymbol{\alpha}} \; ; \tag{3}$$

$$\begin{aligned} &\dot{\tilde{\boldsymbol{\alpha}}} = -\boldsymbol{\Gamma}\mathbf{W}_i^T(t)\mathbf{x}_i; \\ &\dot{\mathbf{x}}_i = \mathbf{A}_i(t)\mathbf{x}_i + \mathbf{W}_i(t)\tilde{\boldsymbol{\alpha}}, \end{aligned} \tag{4}$$

де $\mathbf{x}_p$ – вектор стану підсистеми регулювання координат АД; $\mathbf{x}_0 = (\tilde{\boldsymbol{\alpha}}^T, \mathbf{x}_i^T)^T$ – вектор стану підсистеми оцінювання; $\mathbf{A}_p(t)$, $\mathbf{A}_i(t)$, $\mathbf{W}_p(t)$, $\mathbf{W}_i(t)$, $\boldsymbol{\Gamma} > \mathbf{0}$ – матриці відповідних розмірностей.

Пропозиція. Нехай для системи (3), (4) маємо:

i) матриці $\mathbf{A}_p(t)$, $\mathbf{A}_i(t)$ задовольняють умовам Гурвиця, тобто системи $\dot{\mathbf{x}}_p = \mathbf{A}_p(t)\mathbf{x}_p$, $\dot{\mathbf{x}}_i = \mathbf{A}_i(t)\mathbf{x}_i$ є асимптотично стійкими;

ii) матриця $\mathbf{W}_p(t)$ є обмеженою, тобто $\left\|\mathbf{W}_p(t)\right\| \le c_1 < \infty$;

iii) матриця $\mathbf{W}_i(t)$ така, що $\left\|\mathbf{W}_i(t)\right\|$ та $\left\|\dot{\mathbf{W}}_i(t)\right\|$ є рівномірно обмеженими функціями, умови персистності збудження виконуються [5], тобто

$$\int_t^{t+T} \mathbf{W}_i(\tau)\mathbf{W}_i^T(\tau)d\tau \ge c_2\mathbf{I} > 0 \text{ для всіх } t \ge 0 . \tag{5}$$

При виконанні умов i) – iii) положення рівноваги $\mathbf{x}_p = \mathbf{0}$, $\mathbf{x}_i = \mathbf{0}$, $\tilde{\boldsymbol{\alpha}} = \mathbf{0}$ є експоненціально стійким.

Доведення стійкості базується на наступних структурних властивостях системи (3), (4). Підсистема оцінювання (4) при виконанні припущень i), iii) в силу леми про персистність збудження [5, с. 361] є експоненціально стійкою. Підсистема регулювання (3) при виконанні умови i) в ізольованому стані (за умови $\mathbf{W}_p(t) = 0$) також є експоненціально стійкою, тому композитна система (3), (4) за теоремою про стійкість послідовного включення експоненціально стійких підсистем [5, с. 256] має експоненціально стійке положення рівноваги $(\mathbf{x}_p^T, \mathbf{x}_o^T)^T = 0$, з чого випливає можливість використання нелінійного принципу розділення (локально чи глобально).

Підсистема регулювання координат формується з алгоритму непрямого робастного векторного керування [1], який гарантує асимптотичне відпрацювання заданих траєкторій моменту-потоку при відсутності параметричних збурень, шляхом заміни в ньому постійних параметрів α_1 та α_2 на їх ідентифіковані, за допомогою алгоритму ідентифікації [2] значення $\hat{\alpha}_1$ та $\hat{\alpha}_2$.

Алгоритм адаптивного векторного керування, представлений у полеорієнтованій системі координат (d-q), включає:

– регулятор вектора потокозчеплення ротора у вигляді

$$\begin{aligned} &i_d^* = \frac{1}{\hat{\alpha}_2 L_m}\left(\hat{\alpha}_2\psi^* + \dot{\psi}^*\right), \quad \dot{i}_d^* = \frac{1}{L_m}\left(\dot{\psi}^* + \frac{1}{\hat{\alpha}_2{}^2}\left(\hat{\alpha}_2\ddot{\psi}^* - \dot{\hat{\alpha}}_2\dot{\psi}^*\right)\right), \\ &\dot{\varepsilon}_0 = \omega_0 = \omega + \hat{\alpha}_2 L_m \frac{i_q}{\psi^*} + \frac{\gamma_{1r}\beta\omega\tilde{i}_d}{\psi^*} + \frac{\gamma_{2r}\beta\omega\tilde{\tilde{i}}_d}{\psi^*}, \quad \hat{\alpha}_2 > 0, \quad \psi^* > 0; \end{aligned} \tag{6}$$

– регулятор моменту у вигляді

$$i_q^* = \frac{1}{\mu_1}\frac{M^*}{\psi^*}, \quad \dot{i}_q^* = \frac{1}{\mu_1}\left(\frac{\dot{M}^*}{\psi^*} - \frac{M^*\dot{\psi}^*}{\psi^{*2}}\right); \tag{7}$$

– регулятор струму по осі d у вигляді

$$u_d = \sigma\left[\left(\hat{\alpha}_1 + \hat{\alpha}_2\beta L_m\right)i_d^* - \omega_0 i_q - \hat{\alpha}_2\beta\psi^* + \dot{i}_d^* - k_{i1}\tilde{i}_d - z_d\right], \quad \dot{z}_d = k_{ii}\tilde{i}_d; \tag{8}$$

– регулятор струму по осі q у вигляді

$$u_q = \sigma\left[\left(\hat{\alpha}_1 + \hat{\alpha}_2\beta L_m\right) i_q^* + \omega_0 i_d + \beta\omega\psi^* + \dot{i}_q^* - k_{i1}\tilde{i}_q - z_q\right], \quad \dot{z}_q = k_{ii}\tilde{i}_q; \tag{9}$$

– спостерігач польової компоненти струму статора у вигляді

$$\dot{\hat{i}}_d = -\left(\hat{\alpha}_1 + \hat{\alpha}_2\beta L_m\right)\hat{i}_d + \omega_0 i_q + \hat{\alpha}_2\beta\psi^* + \frac{1}{\sigma}u_d + k_d\tilde{\tilde{i}}_d, \tag{10}$$

де $(i_d,\ i_q)^T$ – вектор струму статора; $(i_d^*,\ i_q^*)^T$ – задані значення компонент вектора струму статора; $\tilde{i}_d = i_d - i_d^*$, $\tilde{i}_q = i_q - i_q^*$ – похибки відпрацювання компонент вектора струму статора; $(u_d,\ u_q)^T$ – вектор керуючої напруги; ε_0 та ω_0 – кутове положення та кутова швидкість системи координат (d-q) по відношенню до нерухомої системи координат (a-b); $\hat{i}_d$, $\tilde{\tilde{i}}_d = i_d - \hat{i}_d$ – оцінене значення та похибка оцінювання компоненти струму i_d; k_{i1}, k_{ii} – коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регуляторів струму; k_d, γ_{1r}, γ_{2r} – додатні параметри настроювання; $\mu_1 = 3L_m/(2L_2)$, $\beta = L_m/(\sigma L_2)$ – додатні константи. Одна пара полюсів в моделі АД [2] та в алгоритмі керування (6)...(10) прийнята без втрати загальності.

З урахуванням виразів (6)...(10), рівняння динаміки похибок відпрацювання та оцінювання в підсистемі моменту-потоку мають такий вигляд [1]:

$$\begin{pmatrix} \dot{\tilde{i}}_d \\ \dot{z}_d \\ \dot{\tilde{i}}_q \\ \dot{z}_q \\ \dot{\tilde{\psi}}_d \\ \dot{\tilde{\psi}}_q \\ \dot{\tilde{\tilde{i}}}_d \end{pmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} -k_i & -1 & 0 & 0 & \alpha_2\beta & \beta\omega & 0 \\ k_{ii} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -k_i & -1 & -\beta\omega & \alpha_2\beta & 0 \\ 0 & 0 & k_{ii} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \alpha_2 L_m & 0 & 0 & 0 & -\alpha_2 & \omega_2 & 0 \\ -\gamma_{1r}\beta\omega & 0 & 0 & 0 & -\omega_2 & -\alpha_2 & -\gamma_{2r}\beta\omega \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \alpha_2\beta & \beta\omega & -k_0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}_p(t)} \begin{pmatrix} \tilde{i}_d \\ z_d \\ \tilde{i}_q \\ z_q \\ \tilde{\psi}_d \\ \tilde{\psi}_q \\ \tilde{\tilde{i}}_d \end{pmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} -i_d^* & \beta(\psi^* - L_m i_d^*) \\ 0 & 0 \\ -i_q^* & -\beta L_m i_q^* \\ 0 & 0 \\ 0 & -(\psi^* - L_m i_d^*) \\ 0 & L_m i_q^* \\ -i_d^* & \beta(\psi^* - L_m i_d^*) \end{bmatrix}}_{\mathbf{W}_p(t)} \begin{pmatrix} \tilde{\alpha}_1 \\ \tilde{\alpha}_2 \end{pmatrix} +$$

$$+ \boldsymbol{\varphi}(\tilde{i}_d, \tilde{i}_q, \tilde{\tilde{i}}_d)\tilde{\boldsymbol{\alpha}} \triangleq \mathbf{A}_p(t)\mathbf{x}_p + \mathbf{W}_p(t)\tilde{\boldsymbol{\alpha}} + \boldsymbol{\varphi}(\tilde{i}_d, \tilde{i}_q, \tilde{\tilde{i}}_d)\tilde{\boldsymbol{\alpha}}, \tag{11}$$

де $\mathbf{x}_p = \left(\tilde{i}_d, z_d, \tilde{i}_q, z_q, \tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q, \tilde{\tilde{i}}_d\right)^T$; $k_i = \left(\alpha_1 + \alpha_2\beta L_m\right) + k_{i1}$, $k_0 = \left(\alpha_1 + \alpha_2\beta L_m\right) + k_d$; $\omega_2 = \omega_0 - \omega$ – частота ковзання; $\tilde{\psi}_d = \psi_d - \psi^*$, $\tilde{\psi}_q = \psi_q$ – похибки відпрацювання компонент вектора потокозчеплення ротора $(\psi_d,\ \psi_q)^T$;

$$\boldsymbol{\varphi}^T(\tilde{i}_d, \tilde{i}_q, \tilde{\tilde{i}}_d) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \tilde{\tilde{i}}_d - \tilde{i}_d \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L_m\tilde{i}_q & \beta L_m(\tilde{\tilde{i}}_d - \tilde{i}_d) \end{bmatrix}. \tag{12}$$

При $\tilde{\boldsymbol{\alpha}} = 0$ ($\hat{\boldsymbol{\alpha}} = \boldsymbol{\alpha}$) підсистема відпрацювання моменту та модуля вектора потокозчеплення (11) має глобально експоненціально стійке положення рівноваги $\mathbf{x}_p = 0$.

Підсистема одночасної ідентифікації активних опорів статора і ротора. Алгоритм ідентифікації активних опорів статора і ротора [2] описує нелінійну динамічну систему десятого порядку у такому вигляді [у системі координат статора (a-b)]:

$$
\begin{aligned}
&\dot{\hat{i}}_a = -(\hat{\alpha}_1 + \hat{\alpha}_2 \beta L_m i_b) i_a + \hat{\alpha}_2 \beta \eta_a + \beta \omega \eta_b + \sigma^{-1} u_a + k_1 \tilde{i}_a + \omega \hat{z}_b - \hat{\alpha}_1 \hat{\alpha}_2 \xi_a - \omega \hat{\alpha}_1 \xi_b;\\
&\dot{\hat{i}}_b = -(\hat{\alpha}_1 + \hat{\alpha}_2 \beta L_m i_b) i_b + \hat{\alpha}_2 \beta \eta_b - \beta \omega \eta_a + \sigma^{-1} u_b + k_1 \tilde{i}_b, - \omega \hat{z}_a - \hat{\alpha}_1 \hat{\alpha}_2 \xi_b + \omega \hat{\alpha}_1 \xi_a;\\
&\dot{\eta}_a = -\hat{\alpha}_2 \eta_a - \omega \eta_b + \hat{\alpha}_2 L_m i_a - k_2 \beta^{-1} \tilde{i}_a + \beta^{-1}(\hat{\alpha}_1 i_a - \omega \hat{z}_b + \hat{\alpha}_1 \hat{\alpha}_2 \xi_a + \omega \hat{\alpha}_1 \xi_b);\\
&\dot{\eta}_b = -\hat{\alpha}_2 \eta_b + \omega \eta_a + \hat{\alpha}_2 L_m - k_2 \beta^{-1} \tilde{i}_b + \beta^{-1}(\hat{\alpha}_1 i_b + \omega \hat{z}_a + \hat{\alpha}_1 \hat{\alpha}_2 \xi_b - \omega \hat{\alpha}_1 \xi_a);\\
&\dot{\hat{z}}_a = -\gamma_1 \tilde{i}_a - \gamma_2 \omega \tilde{i}_b;\\
&\dot{\hat{z}}_b = -\gamma_1 \tilde{i}_b + \gamma_2 \omega \tilde{i}_a;\\
&\dot{\xi}_a = i_a;\\
&\dot{\xi}_b = i_b;\\
&\dot{\hat{\alpha}}_1 = -\gamma_3 \left[\tilde{i}_a \left(i_a + \omega \xi_b + \hat{\alpha}_2 \xi_a \right) + \tilde{i}_b \left(i_b - \omega \xi_a + \hat{\alpha}_2 \xi_b \right) \right];\\
&\dot{\hat{\alpha}}_2 = \gamma_4 \left[\tilde{i}_a \left(\beta(\eta_a - L_m i_a) - \hat{\alpha}_1 \xi_a \right) + \tilde{i}_b \left(\beta(\eta_b - L_m i_b) - \hat{\alpha}_1 \xi_b \right) \right],
\end{aligned}
\tag{13}
$$

де $\hat{i}_a$, $\hat{i}_b$ – оцінені значення струмів статора i_a, i_b відповідно; η_a, η_b, ξ_a, ξ_b – додаткові змінні; $\hat{z}_a$, $\hat{z}_b$ – оцінені значення змінних $z_a = \tilde{i}_a + \beta \tilde{\eta}_a + \alpha_1 \xi_a$, $z_b = \tilde{i}_b + \beta \tilde{\eta}_b + \alpha_1 \xi_b$, $\tilde{\eta}_a = \psi_a - \eta_a$, $\tilde{\eta}_b = \psi_b - \eta_b$; $\tilde{i}_a = i_a - \hat{i}_a$, $\tilde{i}_b = i_b - \hat{i}_b$ – похибки оцінювання компонент струму; k_1, k_2, γ_2, γ_3, γ_4 – додатні параметри настроювання; $\gamma_1 = k_1 - k_2$; $\hat{\alpha}_2 \ge a_{20} > 0$, де α_{20} – мінімально необхідне значення $\hat{\alpha}_2$ для запобігання виродженості у виразі (6). Входами підсистеми ідентифікації (13) є змінні ω, u_a, u_b, i_a, i_b, а виходами – ідентифіковані значення $\hat{\alpha}_1$ і $\hat{\alpha}_2$ для активних опорів статора і ротора відповідно.

Рівняння динаміки похибок оцінювання можуть бути представлені у наступній стандартній формі [5]:

$$
\begin{aligned}
&\dot{\tilde{\boldsymbol{\alpha}}} = -\boldsymbol{\Gamma} \mathbf{W}_{i(a-b)}^T(t) \mathbf{x}_i;\\
&\dot{\mathbf{x}}_i = \mathbf{A}_i(t) \mathbf{x}_i + \mathbf{W}_{i(a-b)}(t) \tilde{\boldsymbol{\alpha}},
\end{aligned}
\tag{14}
$$

де $\mathbf{x}_i = \left(\tilde{i}_a, \tilde{i}_b, z_a, z_b, \tilde{z}_a, \tilde{z}_b \right)^T$, $\tilde{z}_a = z_a - \hat{z}_a$, $\tilde{z}_b = z_b - \hat{z}_b$; $\tilde{\boldsymbol{\alpha}} = \left(\tilde{\alpha}_1, \tilde{\alpha}_2 \right)^T$, $\boldsymbol{\Gamma} = diag\left(\gamma_3, \gamma_4 \right)$;

$$
\mathbf{A}_i(t) = \begin{bmatrix}
-(k_1 + \alpha_2) & -\omega & \alpha_2 & 0 & 0 & \omega \\
\omega & -(k_1 + \alpha_2) & 0 & \alpha_2 & -\omega & 0 \\
-(k_1 - k_2) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & -(k_1 - k_2) & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & \gamma_2 \omega & 0 & 0 & 0 & 0 \\
-\gamma_2 \omega & 0 & 0 & 0 & 0 & 0
\end{bmatrix}; \quad
\mathbf{W}_{i(a-b)}(t) = \begin{bmatrix}
\mathbf{f}_{1(a-b)}(t) & \mathbf{f}_{2(a-b)}(t) \\
\underset{4\times 1}{\mathbf{0}} & \underset{4\times 1}{\mathbf{0}}
\end{bmatrix};
$$

$$
\mathbf{f}_{1(a-b)}(t) = \begin{pmatrix} -i_a - \hat{\alpha}_2 \xi_a - \omega \xi_b \\ -i_b - \hat{\alpha}_2 \xi_b + \omega \xi_a \end{pmatrix}; \quad
\mathbf{f}_{2(a-b)}(t) = \begin{pmatrix} \beta \eta_a - L_m \beta i_a - \hat{\alpha}_1 \xi_a \\ \beta \eta_b - L_m \beta i_b - \hat{\alpha}_1 \xi_b \end{pmatrix}.
$$

У роботі [2] доведено, що положення рівноваги $\mathbf{x}_i = \mathbf{0}$, $\tilde{\boldsymbol{\alpha}} = \mathbf{0}$ частково лінеаризованої системи (14) (при $\tilde{\alpha}_1 \tilde{\alpha}_2 \xi_a = 0$, $\tilde{\alpha}_1 \tilde{\alpha}_2 \xi_b = 0$) є глобально експоненціально стійким, тому положення рівноваги нелінійної системи (з урахуванням $\tilde{\alpha}_1 \tilde{\alpha}_2 \xi_a \ne 0$, $\tilde{\alpha}_1 \tilde{\alpha}_2 \xi_b \ne 0$) буде локально експоненціально стійким при виконанні умов персистності збудження (5).

Доведення стійкості системи адаптивного керування. Динаміка похибок керування, оцінювання та ідентифікації композитної адаптивної системи (11), (14), отриманої при використанні нелінійного принципу розділення, володіє наступними важливими для подальшого аналізу властивостями, що були цілеспрямовано досягнуті при синтезі у роботах [1, 2]:

a) підсистема відпрацювання моменту-потоку (11) є глобально асимптотично експоненціально стійкою при $\tilde{\boldsymbol{\alpha}} = \mathbf{0}$;

b) підсистема оцінювання та ідентифікації (14) є локально експоненціально асимптотично стійкою при обмеженості $\mathbf{W}_{i(a-b)}(t)$ та виконанні умов персистності збудження (5);

c) взаємозв'язок між двома підсистемами здійснюється через перетворення, які промасштабовані вектором $\tilde{\boldsymbol{\alpha}}$.

Матриця $\mathbf{W}_p(t)$ в (11), за рахунок якої здійснюється взаємозв'язок між підсистемами (11) та (14) в прямому каналі, є обмеженою, оскільки залежить лише від обмежених при $\psi^* > 0$, M^*, $\hat{\alpha}_2 \geq a_{20} > 0$ завдань ψ^*, i_d^*, i_q^*. У каналі зворотного зв'язку такий взаємозв'язок формується за рахунок матриці $\mathbf{W}_{i(a-b)}(t)$.

Для визначення властивостей $\mathbf{W}_{i(a-b)}(t)$ виконаємо ряд перетворень. Вектори потокозчеплення ротора $\boldsymbol{\psi}_{(a-b)} = (\psi_a, \psi_b)^T$ та струму статора $\mathbf{i}_{(a-b)} = (i_a, i_b)^T$ у системі координат (a-b) запишуться у вигляді

$$\begin{aligned}\boldsymbol{\psi}_{(a-b)} &= e^{\mathbf{J}\varepsilon_0}\boldsymbol{\psi}^* + e^{\mathbf{J}\varepsilon_0}\tilde{\boldsymbol{\psi}};\\ \mathbf{i}_{(a-b)} &= e^{\mathbf{J}\varepsilon_0}\mathbf{i}^*_{(d-q)} + e^{\mathbf{J}\varepsilon_0}\tilde{\mathbf{i}}_{(d-q)},\end{aligned} \tag{15}$$

де $\boldsymbol{\psi}^* = \begin{pmatrix}\psi^*\\ 0\end{pmatrix}, \tilde{\boldsymbol{\psi}} = \begin{pmatrix}\tilde{\psi}_d\\ \tilde{\psi}_q\end{pmatrix}, \mathbf{i}^*_{(d-q)} = \begin{pmatrix}i_d^*\\ i_q^*\end{pmatrix}, \tilde{\mathbf{i}}_{(d-q)} = \begin{pmatrix}\tilde{i}_d\\ \tilde{i}_q\end{pmatrix}, e^{\mathbf{J}\varepsilon_0} = \begin{bmatrix}\cos\varepsilon_0 & -\sin\varepsilon_0\\ \sin\varepsilon_0 & \cos\varepsilon_0\end{bmatrix}, \mathbf{J} = \begin{bmatrix}0 & -1\\ 1 & 0\end{bmatrix}.$

Використовуючи визначення вектора $\mathbf{z}$ [2], отримуємо

$$\beta\boldsymbol{\eta} = \beta\boldsymbol{\psi}_{(a-b)} + \tilde{\mathbf{i}}_{(a-b)} - \mathbf{z} + \alpha_1\boldsymbol{\xi} = \beta e^{\mathbf{J}\varepsilon_0}\boldsymbol{\psi}^* + \beta e^{\mathbf{J}\varepsilon_0}\tilde{\boldsymbol{\psi}} + \tilde{\mathbf{i}}_{(a-b)} - \mathbf{z} + \alpha_1\boldsymbol{\xi}, \tag{16}$$

де $\boldsymbol{\eta} = (\eta_a, \eta_b)^T$; $\tilde{\mathbf{i}}_{(a-b)} = (\tilde{i}_a, \tilde{i}_b)^T$; $\mathbf{z} = (z_a, z_b)^T$; $\boldsymbol{\xi} = (\xi_a, \xi_b)^T$.

Вектор-функції $\mathbf{f}_{1(a-b)}(\mathrm{t})$ та $\mathbf{f}_{2(a-b)}(\mathrm{t})$ при цьому набувають вигляду

$$\begin{aligned}\mathbf{f}_{1(a-b)}(t) &= -e^{\mathbf{J}\varepsilon_0}\mathbf{i}^*_{(a-b)} - \alpha_2\boldsymbol{\xi} + \omega\mathbf{J}\boldsymbol{\xi} - e^{\mathbf{J}\varepsilon_0}\tilde{\mathbf{i}}_{(d-q)} + \tilde{\alpha}_2\boldsymbol{\xi};\\ \mathbf{f}_{2(a-b)}(t) &= \beta e^{\mathbf{J}\varepsilon_0}(\boldsymbol{\psi}^* - L_m\mathbf{i}^*_{(a-b)}) + \beta e^{\mathbf{J}\varepsilon_0}(\tilde{\boldsymbol{\psi}} - L_m\tilde{\mathbf{i}}_{(d-q)}) + \tilde{\mathbf{i}}_{(a-b)} - \mathbf{z} + \tilde{\alpha}_1\boldsymbol{\xi}.\end{aligned} \tag{17}$$

З урахуванням (17) рівняння динаміки композитної системи (11), (14) будуть представлені таким чином:

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}}_p &= \mathbf{A}_p(t)\mathbf{x}_p + \mathbf{W}_p(t)\tilde{\boldsymbol{\alpha}} + \boldsymbol{\varphi}(\tilde{i}_d, \tilde{i}_q, \tilde{\tilde{i}}_d)\tilde{\boldsymbol{\alpha}};\\ \dot{\tilde{\boldsymbol{\alpha}}} &= -\boldsymbol{\Gamma}\mathbf{W}^T_{i(a-b)}\left(\mathbf{J}\tilde{\boldsymbol{\alpha}}\boldsymbol{\xi}^T, \mathbf{z}, \tilde{\mathbf{i}}, \tilde{\mathbf{i}}_{(d-q)}, \tilde{\boldsymbol{\psi}}, \mathbf{f}^*_{1(a-b)}, \mathbf{f}^*_{2(a-b)}\right)\mathbf{x}_i;\\ \dot{\mathbf{x}}_i &= \mathbf{A}_i(t)\mathbf{x}_i + \mathbf{W}_{i(a-b)}\left(\mathbf{J}\tilde{\boldsymbol{\alpha}}\boldsymbol{\xi}^T, \mathbf{z}, \tilde{\mathbf{i}}, \tilde{\mathbf{i}}_{(d-q)}, \tilde{\boldsymbol{\psi}}, \mathbf{f}^*_{1(a-b)}, \mathbf{f}^*_{2(a-b)}\right)\tilde{\boldsymbol{\alpha}},\end{aligned} \tag{18}$$

де $\mathbf{f}^*_{1(a-b)} = -e^{\mathbf{J}\varepsilon_0}\mathbf{i}^* + (-\alpha_2\mathbf{I} + \omega\mathbf{J})\boldsymbol{\xi}$, $\mathbf{f}^*_{2(a-b)} = \beta e^{\mathbf{J}\varepsilon_0}(\boldsymbol{\psi}^* - L_m\mathbf{i}^*)$.

Для аналізу стійкості адаптивної системи (18) виконаємо її часткову лінеаризацію на початку координат $\mathbf{x}_p = \mathbf{0}$, $\mathbf{x}_i = \mathbf{0}$, $\tilde{\boldsymbol{\alpha}} = \mathbf{0}$, для чого знехтуємо квадратичними компонентами у (18). Отримана після часткової лінеаризації система представляє собою послідовне з'єднання двох підсистем у вигляді

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}}_p &= \mathbf{A}_p(t)\mathbf{x}_p + \mathbf{W}_p(t)\tilde{\boldsymbol{\alpha}};\\ \dot{\tilde{\boldsymbol{\alpha}}} &= -\boldsymbol{\Gamma}\mathbf{F}^{*T}_{(a-b)}(t)\mathbf{x}_i;\\ \dot{\mathbf{x}}_i &= \mathbf{A}_i(t)\mathbf{x}_i + \mathbf{F}^*_{(a-b)}(t)\tilde{\boldsymbol{\alpha}},\end{aligned} \tag{19}$$

де $\mathbf{F}^*_{(a-b)} = \begin{bmatrix} \mathbf{f}^*_{1(a-b)} & \mathbf{f}^*_{2(a-b)} \\ \underset{4\times 1}{\mathbf{0}} & \underset{4\times 1}{\mathbf{0}} \end{bmatrix}$.

Лінеаризована композитна система (19) відповідає структурі системи (3), (4) при $\mathbf{W}_i(t) = \mathbf{F}^*_{(a-b)}$. Таким чином, для частково лінеаризованої системи (19) виконуються умови і) – ііі) *пропозиції.* Отже, положення рівноваги $\mathbf{x}_p = \mathbf{0}$, $\mathbf{x}_i = \mathbf{0}$, $\tilde{\boldsymbol{\alpha}} = \mathbf{0}$ системи (11), (14) є локально експоненціально стійким при виконанні умов персистності збудження (5). Оскільки при обмежених $\psi^* > 0$, M^*, $\hat{\alpha}_2 \ge a_{20} > 0$ задані струми в (6), (7) обмежені, то з умов обмеженості змінних ξ_a, ξ_b при обмежених струмах i_a, i_b встановлюємо обмеженість матриці регресії $\mathbf{F}^*_{(a-b)}$. При обмеженості кутової швидкості також обмеженими будуть ω_0 в (6) та напруги статора (8) і (9) (ціль керування О.1).

З теоретичного аналізу випливає, що система векторного керування, адаптивна до варіацій активних опорів статора і ротора, гарантує локальне асимптотичне відпрацювання заданих траєкторій моменту та потоку, а також асимптотичну ідентифікацію активних опорів АД, тобто цілі керування О.1 та О.2 досягаються.

Представлений аналіз доводить справедливість використання нелінійного принципу розділення для об'єднання підсистеми керування [1] з підсистемою ідентифікації [2] для побудови адаптивної до варіацій активних опорів статора і ротора АД системи векторного керування моментом та потоком АД.

Висновки. Теоретично доведено правомірність використання нелінійного принципу розділення для побудови адаптивних по відношенню до варіацій активних опорів статора і ротора систем непрямого векторного керування моментом та потоком асинхронних двигунів. Показано, що композитна система, яка складається з глобально експоненціально стійкої підсистеми непрямого векторного керування моментом та потоком і локально експоненціально стійкої підсистеми ідентифікації, володіє властивостями локальної експоненціальної стійкості. Додатково при виконанні умов персистності збудження досягаються локальна експоненціальна ідентифікація й адаптація до варіацій активних опорів статорного та роторного кіл, тобто представлена адаптивна система забезпечує асимптотичне відпрацювання траєкторій моменту та потокозчеплення в умовах варіацій активних опорів статора і ротора АД.

1. *Пересада С.М., Ковбаса С.Н., Бовкунович В.С.* Грубое векторное управление моментом и потоком асинхронного двигателя // Техн. електродинаміка. – 2010. – № 1. – С. 60–66.
2. *Пересада С.М., Коноплінський М.А.* Ідентифікація активних опорів асинхронного двигуна за допомогою адаптивного спостерігача потокозчеплення // Техн. електродинаміка. – 2013. – № 1. – С. 40–48.
3. *Marino R., Peresada S., Tomei P.* Adaptive observer-based control of induction motors with unknown rotor resistance // Int. Journal of Adaptive and Signal Processing. – 1996. – Vol. 10. – P. 345–363.
4. *Marino R., Peresada S., Tomei P.* Global adaptive output feedback control of induction motors with uncertain rotor resistance // IEEE Trans. on Automatic Control. – 1999. – Vol. 44, No. 5. – P. 967–983.
5. *Marino R., Tomei P.* Nonlinear control design: Geometric, adaptive and robust. – New Jersey, Englewood Cliffs: Prentice Hall, 1995. – 390 p.
6. *Roboam X., Andrieux C., de Fornel B., Hapiot J.* Rotor flux observation and control in squirrel-cage induction motor: reliability with respect to parameters variations // IEEE Proc. D. – 1992. – Vol. 139. – P. 363–370.

УДК 681.5:62-83
С.М. Пересада, докт. техн. наук, **М.А. Коноплинский, В.Н. Трандафилов,** асп.
Национальный технический университет Украины "Киевский политехнический институт",
пр. Победы, 37, Киев, 03056, Украина
Векторное управление моментом асинхронного двигателя, адаптивное к вариациям активных сопротивлений статора и ротора, построенное на основе нелинейного принципа разделения
Представлена новая система векторного управления моментом и потоком асинхронного двигателя, адаптивная к вариациям активных сопротивлений статора и ротора, построенная с использованием нелинейного принципа разделения. Для этого теоретически доказана правомерность его использования при сочетании глобально экспоненциально устойчивой неадаптивной системы векторного управления моментом-потоком и ло-

кально экспоненциально устойчивой системы идентификации активных сопротивлений статора и ротора. Идентифицированные значения сопротивлений статора и ротора совпадают с корректными значениями при выполнении условий персистности возбуждения (электромагнитный момент не равен нулю или модуль вектора потокосцепления ротора не постоянен), благодаря чему композитная адаптивная система гарантирует асимптотическую отработку момента и потока в условиях вариаций активных сопротивлений. Библ. 6.
Ключевые слова: асинхронный двигатель, векторное управление, адаптивный наблюдатель, сопротивления статора и ротора, принцип разделения, нелинейные системы.

S.M. Peresada, M.A. Konoplinskiy, V.M. Trandafilov
National Technical University of Ukraine "Kyiv Polytechnic Institute",
Peremohy, 37, Kyiv, 03056, Ukraine
Adaptive torque control of induction motors with uncertain stator and rotor resistances: design on the base of nonlinear separation principle
A new torque-flux tracking control of induction motors, which is adaptive with respect of both stator and rotor resistances, is designed based on nonlinear separation principle. Adaptive system is composed from globally exponentially stable torque-flux indirect controller and locally exponentially stable adaptive with respect of rotor stator and rotor resistances observer. It is shown that for bounded torque and flux reference trajectories adaptive controller, in which actual stator and rotor resistances are replaced by estimated ones, guarantees locally asymptotically stable torque-flux tracking and resistances estimation. Both stator and rotor resistances asymptotic estimation is achieved if persistency of excitation conditions are satisfied (electromagnetic torque is not zero or rotor flux vector modulus is not constant). References 6.
Key words: induction motor, vector control, adaptive observer, stator and rotor resistances, separation principle, nonlinear systems.

Надійшла 5.03.2014
Received 5.03.2014