

ĐIỀU KHIỂN ĐỘNG CƠ XOAY CHIỀU BA PHA CÓ NHIỀU THAM SỐ BẤT ĐỊNH SỬ DỤNG BỘ ƯỚC LƯỢNG TỐC ĐỘ

LÊ HÙNG LINH¹, PHẠM THƯỢNG CÁT², PHẠM MINH TUẤN³

¹Trường Đại học Công nghệ Thông tin và Truyền thông, Đại học Thái Nguyên

²Viện Công nghệ Thông tin, Viện Hàn lâm Khoa học & Công nghệ Việt Nam

³Viện Công nghệ vũ trụ, Viện Hàn lâm Khoa học & Công nghệ Việt Nam

Tóm tắt. Bài báo khảo sát và đề xuất hệ thống điều khiển động cơ xoay chiều ba pha phối hợp phương pháp ước lượng tốc độ tự thích nghi và thuật toán điều khiển sử dụng mạng nơron để khắc phục tính bất định của nhiều tham số trong mô hình động lực của động cơ như điện trở của rotor, cũng như hệ số ma sát và tải thay đổi khi hệ thống hoạt động. Một số kết quả mô phỏng trên Matlab-Simulink được thực hiện để minh chứng cho phương pháp ước lượng và điều khiển tốc độ đề xuất.

Từ khóa. Động cơ cảm ứng, ước lượng tốc độ, điều khiển động cơ, mạng nơron.

Abstract. This paper investigates and proposes a three-phase AC motor control system combining an adaptive speed estimation method and control algorithms using neural networks to deal with uncertain parameters in dynamic models of the motor such as the rotor's resistance, as well as the friction coefficient and load changes when the system operates. Some simulation results on Matlab-Simulink are provided to show the efficiency of the proposed speed estimation and speed control method.

Key words. Induction motor, speed estimation, motor control, neural network.

1. ĐẶT VẤN ĐỀ

Điều khiển tốc độ động cơ xoay chiều còn nhiều vấn đề cần giải quyết vì mô hình động cơ phần phi tuyến có nhiều đại lượng bất định như điện trở của rotor, từ thông, hệ số ma sát và tải thay đổi. Điều khiển động cơ xoay chiều đã là chủ đề của rất nhiều nghiên cứu trong mấy chục năm gần đây [1, 2, 3, 9]. Một hướng được quan tâm nhiều là tìm các phương pháp điều khiển mới không sử dụng bộ cảm biến tốc độ như: sử dụng bộ lọc Kalman, lọc phi tuyến hay bộ quan sát theo chế độ trượt [8, 9] để ước lượng tốc độ động cơ. Các phương pháp điều khiển này làm giảm giá thành sản phẩm, nhưng hiệu quả điều khiển phụ thuộc vào thuật toán ước lượng và độ chính xác của mô hình động cơ. Do hệ động lực của động cơ xoay chiều có nhiều đại lượng bất định nên việc điều khiển động cơ theo phương pháp truyền thống không đảm bảo chất lượng khi có tải thay đổi lớn. Trong trường hợp này, các phương pháp điều khiển tự thích nghi [4, 5, 6, 7], phương pháp nhận dạng on-line và điều khiển có sự hỗ trợ của mạng nơron thường được sử dụng.

Dóng góp của bài báo này gồm 2 phần: một là đề xuất phương pháp ước lượng tốc độ động cơ tự thích nghi và hai là đề xuất phương pháp điều khiển tốc độ động cơ sử dụng mạng nơron nhân tạo với thuật học on-line để bù các đại lượng bất định trong mô hình động lực của động cơ xoay chiều. Kết quả mô phỏng hệ điều khiển tích hợp hai phần ước lượng và điều khiển tốc độ động cơ trên Matlab được thực hiện để kiểm chứng tính hiệu quả của các phương pháp đề xuất.

2. BỘ ƯỚC LƯỢNG TỐC ĐỘ ĐỘNG CƠ TỰ THÍCH NGHI

Trong hệ tọa độ (α, β) , mô hình toán của động cơ cảm ứng 3 pha có thể biểu diễn bằng các phương trình từ thông rotor và phương trình dòng điện stator như sau [9]

$$\frac{d\Psi}{dt} = - \begin{bmatrix} \eta & \omega \\ -\omega & \eta \end{bmatrix} \Psi + \eta L_m \mathbf{i} \quad (1)$$

$$\frac{d\mathbf{i}}{dt} = \beta \begin{bmatrix} \eta & \omega \\ -\omega & \eta \end{bmatrix} \Psi - \left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \beta L_m \eta \right) \mathbf{i} + \frac{1}{\sigma L_s} \mathbf{u} \quad (2)$$

trong đó $\Psi = [\Psi_\alpha \ \Psi_\beta]^T$, $\mathbf{i} = [i_\alpha \ i_\beta]^T$, $\mathbf{u} = [u_\alpha \ u_\beta]^T$ lần lượt là vectơ từ thông rotor, vectơ dòng điện stator và vectơ điện áp stator trong hệ tọa độ (α, β) ; ω là tốc độ của động cơ; $\eta = \frac{R_r}{L_r}$ là hằng số thời gian rotor; $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$; $\beta = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r}$; R_s là điện trở của cuộn dây stator; R_r là điện trở của cuộn dây rotor; L_s là điện cảm của dây quấn stator; L_r là điện cảm của dây quấn rotor và L_m là hồ cảm giữa cuộn dây stator và cuộn dây rotor. Các đại lượng L_s , L_r , R_s ít thay đổi và có thể đo được chính xác, nhưng điện trở rotor R_r thường bị thay đổi do nhiệt độ của động cơ thay đổi khi hoạt động. Do R_r thay đổi nên hằng số thời gian rotor $\eta = \frac{R_r}{L_r}$ cũng bị thay đổi theo. Hai đại lượng dòng và áp có thể dễ dàng đo được chính xác với các cảm biến thông thường, nhưng tốc độ động cơ ω và từ thông động cơ Ψ chỉ có thể đo được bằng các cảm biến đắt tiền. Bài toán ước lượng tốc độ động cơ ω được đặt ra để giảm chi phí do không cần sử dụng các cảm biến đắt tiền đo ω và Ψ trong điều kiện có các tham số bất định R_r và η . Các đại lượng cần đo là các điện áp và dòng điện của 3 cuộn dây stator trong quá trình động cơ hoạt động.

Phương pháp ước lượng tốc độ đề xuất được cải tiến từ phương pháp [9] gồm 2 bước là xây dựng bộ quan sát dòng stator và xây dựng bộ ước lượng tốc độ ω và hằng số thời gian rotor η của động cơ.

a) Xây dựng bộ quan sát dòng stator

Cấu trúc bộ quan sát dòng stator được chọn như sau

$$\frac{d\hat{\mathbf{i}}}{dt} = - \left(\frac{R_s}{\sigma L_s} \right) \hat{\mathbf{i}} + \frac{1}{\sigma L_s} \mathbf{u} + \mathbf{t} \quad (3)$$

trong đó $\hat{\mathbf{i}} = [\hat{i}_\alpha \ \hat{i}_\beta]^T$ là vectơ ước lượng của dòng stator; \mathbf{t} là vectơ điều chỉnh cần phải xác định để $\hat{\mathbf{i}} \rightarrow \mathbf{i}$. Sở dĩ cần xây dựng bộ quan sát dòng stator là để có thể tìm ra các đại lượng trung gian khi $\hat{\mathbf{i}} \rightarrow \mathbf{i}$ cho bước ước lượng tốc độ động cơ tiếp theo.

Định nghĩa $\mathbf{e} = \hat{\mathbf{i}} - \mathbf{i}$ là vectơ sai lệch dòng. Từ (2), (3) ta có phương trình sai lệch dòng stator

$$\frac{d\mathbf{e}}{dt} = - \left(\frac{R_S}{\sigma L_S} \right) \mathbf{e} + \mathbf{l} + \mathbf{t} \quad (4)$$

trong đó

$$\mathbf{l} = \left\{ -\beta \begin{bmatrix} \eta & \omega \\ -\omega & \eta \end{bmatrix} \boldsymbol{\Psi} + \beta L_m \eta \mathbf{i} \right\}. \quad (5)$$

Ta thấy \mathbf{l} là đại lượng không biết, bao gồm các thông số vật lý của động cơ như từ thông, dòng điện, tốc độ động cơ và hằng số thời gian rotor η . Tuy nhiên các đại lượng này là các đại lượng bị chặn và liên tục, nên ta có \mathbf{l} cũng bị chặn, liên tục $\|\mathbf{l}\| \leq l_{\max}$. Vấn đề cần giải quyết lúc này là cần tìm tín hiệu điều chỉnh \mathbf{t} sao cho sai lệch dòng stator triệt tiêu: $\lim_{t \rightarrow \infty} \mathbf{e}(t) = \lim_{t \rightarrow \infty} (\hat{\mathbf{i}} - \mathbf{i}) = \mathbf{0}$ khi không biết chính xác \mathbf{l} .

Ta biết mạng nơron nhân tạo có khả năng xấp xỉ vạn năng hàm phi tuyến chưa biết, nên ta có thể dùng một mạng nơron có các trọng số tự chỉnh để xấp xỉ đại lượng bất định \mathbf{l} của hệ (4) trên cơ sở thông tin sai lệch dòng $\mathbf{e}(t)$. Theo [10] cấu trúc của mạng nơron nhân tạo có thể chọn là mạng RBF. Ở bài toán quan sát dòng stator này ta chọn mạng RBF 2 đầu vào và 2 đầu ra, 3 lớp để xấp xỉ đại lượng \mathbf{l} . Ở đây, ta chọn lớp đầu vào của mạng nơron là 2 thành phần của sai lệch tốc độ $\mathbf{e}(t)$; lớp ra có 2 nơron tuyến tính; lớp ẩn là 2 nơron có hàm phân bố Gauss dạng

$$\sigma_j = \exp \left(- \frac{(e_j - \varsigma_j)^2}{\lambda_j^2} \right); \quad j = 1, 2$$

trong đó ς_j, λ_j là tham số kỳ vọng và phương sai của hàm phân bố Gauss có thể tự chọn.

Mạng nơron có dạng

$$\mathbf{l} = \mathbf{W}\boldsymbol{\sigma} + \boldsymbol{\chi} \quad (6)$$

trong đó $\mathbf{W} = \begin{bmatrix} w_{11} & w_{12} \\ w_{21} & w_{22} \end{bmatrix}$ là ma trận trọng số, $\boldsymbol{\sigma} = \begin{bmatrix} \sigma_1 \\ \sigma_2 \end{bmatrix}$ vectơ hàm đầu ra của nơron i và $\boldsymbol{\chi}$ sai số xấp xỉ bị chặn: $\|\boldsymbol{\chi}\| \leq \chi_0$. Như vậy để sai lệch dòng $\mathbf{e} = (\hat{\mathbf{i}} - \mathbf{i}) \rightarrow \mathbf{0}$ ta phải chọn \mathbf{t} và luật tự chỉnh các trọng số \mathbf{W} của mạng nơron sao cho hệ (4) ổn định tiệm cận.

Định lý 1. *Bộ quan sát dòng (4) sẽ ổn định tiệm cận và sai lệch dòng sẽ triệt tiêu $\lim_{t \rightarrow \infty} \mathbf{e}(t) = 0$ khi tín hiệu điều chỉnh \mathbf{t} và các trọng số mạng \mathbf{W} được tính như sau*

$$\mathbf{t} = -(\kappa + 1) \mathbf{W}\boldsymbol{\sigma} - \mu \frac{\mathbf{e}}{\|\mathbf{e}\|}, \quad (7)$$

$$\dot{\mathbf{w}}_i = \kappa \sigma_i \mathbf{e} \quad (8)$$

trong đó \mathbf{w}_i là cột i của ma trận trọng số \mathbf{W} và $\kappa > 0; \mu \geq \chi_0$.

Chứng minh:

Sử dụng phương pháp ổn định Lyapunov, ta chọn hàm xác định dương

$$V = \frac{1}{2} \left(\mathbf{e}^T \mathbf{e} + \sum_{i=1}^2 \mathbf{w}_i^T \mathbf{w}_i \right) \quad (9).$$

Lấy đạo hàm hai vế của (9) ta được

$$\dot{V} = \mathbf{e}^T \dot{\mathbf{e}} + \sum_{i=1}^2 \mathbf{w}_i^T \dot{\mathbf{w}}_i = -\frac{R_S}{\sigma L_s} \mathbf{e}^T \mathbf{e} + \mathbf{e}^T \mathbf{l} + \mathbf{e}^T \mathbf{t} + \sum_{i=1}^2 \mathbf{w}_i^T \dot{\mathbf{w}}_i. \quad (10)$$

Thay (6), (8) vào (10) ta có

$$\dot{V} = -\frac{R_S}{\sigma L_s} \|\mathbf{e}\|^2 + \mathbf{e}^T [(\kappa + 1) \mathbf{W}\sigma + \chi + \mathbf{t}] \leq -\frac{R_S}{\sigma L_s} \|\mathbf{e}\|^2 + \chi_0 \|\mathbf{e}\| + \mathbf{e}^T [(\kappa + 1) \mathbf{W}\sigma + \mathbf{t}]. \quad (11)$$

Tiếp tục thay (7) vào (11) với $\mu \geq \chi_0$ ta có

$$\dot{V} \leq -\frac{R_S}{\sigma L_s} \|\mathbf{e}\|^2 - (\mu - \chi_0) \|\mathbf{e}\| \leq 0. \quad (12)$$

Như vậy theo lý thuyết ổn định Lyapunov thì hệ (4) ổn định tiệm cận hay nói cách khác sai lệch dòng triệ tiêu $\mathbf{e} = (\hat{\mathbf{i}} - \mathbf{i}) \rightarrow \mathbf{0}$.

b) *Xây dựng bộ ước lượng tốc độ ω và hằng số thời gian rotor η của động cơ*

Lấy đạo hàm hai vế của (5) với giả thiết từ thực tế là vận tốc góc rotor ω và hằng số thời gian rotor η thay đổi rất chậm so với tốc độ biến thiên của dòng điện và từ thông trong động cơ nên ta có

$$\dot{\mathbf{i}} = \left\{ -\beta \begin{bmatrix} \eta & \omega \\ -\omega & \eta \end{bmatrix} \dot{\Psi} + \beta L_m \eta \dot{\mathbf{i}} \right\}. \quad (13)$$

So sánh hai phương trình (1) và (5) ta dễ dàng rút ra $\dot{\Psi} = \frac{1}{\beta} \mathbf{l}$ và thay vào (13) ta nhận được

$$\dot{\mathbf{i}} = - \begin{bmatrix} \eta & \omega \\ -\omega & \eta \end{bmatrix} \mathbf{l} + \beta L_m \eta \dot{\mathbf{i}}. \quad (14)$$

Lưu ý là ta có thể xác định được $\mathbf{l} = [l_\alpha \ l_\beta]^T = -\mathbf{t}$ từ phương trình (4) khi bộ quan sát dòng đã hội tụ ($\mathbf{e}, \dot{\mathbf{e}} \approx \mathbf{0}$). Phương trình (14) cho ta mối quan hệ vi phân giữa tốc độ động cơ ω và hằng số thời gian rotor η là các đại lượng cần tìm và các đại lượng đã biết là $\mathbf{l} = -\mathbf{t}$ và $\dot{\mathbf{i}}$. Để ước lượng được vận tốc góc rotor ω và hằng số thời gian rotor η ta xây dựng bộ ước lượng

$$\dot{\zeta} = - \begin{bmatrix} \hat{\eta} & \hat{\omega} \\ -\hat{\omega} & \hat{\eta} \end{bmatrix} \mathbf{l} + \beta L_m \hat{\eta} \dot{\mathbf{i}} - \gamma \varepsilon \quad (15)$$

trong đó $\hat{\omega}, \hat{\eta}$ là các giá trị ước lượng của ω, η , γ là một hằng số dương, $\varepsilon = \zeta - \mathbf{l}$ là sai số giữa giá trị ước lượng ζ và \mathbf{l} . Lấy (15) trừ đi (14) ta có phương trình sai số

$$\dot{\varepsilon} = - \begin{bmatrix} \tilde{\eta} & \tilde{\omega} \\ -\tilde{\omega} & \tilde{\eta} \end{bmatrix} \mathbf{l} + \beta L_m \tilde{\eta} \dot{\mathbf{i}} - \gamma \varepsilon \quad (16)$$

trong đó $\tilde{\omega} = (\hat{\omega} - \omega)$, $\tilde{\eta} = (\hat{\eta} - \eta)$ là các sai lệch giữa giá trị ước lượng $\hat{\omega}, \hat{\eta}$ và giá trị thật của ω, η . Ta cần tìm thuật tự chỉnh $\tilde{\omega}, \tilde{\eta}$ sao cho hệ (16) ổn định tiệm cận và các sai lệch này triệt tiêu: $\tilde{\omega} = (\hat{\omega} - \omega) \rightarrow 0$, $\tilde{\eta} = (\hat{\eta} - \eta) \rightarrow 0$.

Định lý 2. Bộ ước lượng tốc độ và hằng số thời gian rotor động cơ (16) sẽ ổn định tiệm cận và vectơ sai lệch $\lim_{t \rightarrow \infty} \boldsymbol{\varepsilon}(t) = \mathbf{0}$ nếu luật cập nhật tốc độ ước lượng $\dot{\omega}$ và hằng số thời gian rotor ước lượng $\dot{\eta}$ được tính như sau

$$\dot{\omega} = \boldsymbol{\varepsilon}^T \tilde{\mathbf{l}}, \quad (17)$$

$$\dot{\eta} = \boldsymbol{\varepsilon}^T (\mathbf{1} - \beta L_m \dot{\mathbf{i}}) \quad (18)$$

trong đó $\tilde{\mathbf{l}} = [l_\beta - l_\alpha]^T$.

Chứng minh:

Chọn hàm xác định dương

$$V_2 = \frac{1}{2} (\boldsymbol{\varepsilon}^T \boldsymbol{\varepsilon} + \tilde{\omega}^2 + \tilde{\eta}^2) \geq 0. \quad (19)$$

Lấy đạo hàm V_2 theo thời gian và với thực tế ω, η thay đổi chậm ta có $\dot{\omega} \approx \dot{\tilde{\omega}}; \dot{\eta} \approx \dot{\tilde{\eta}}$

$$\dot{V}_2 = \boldsymbol{\varepsilon}^T \dot{\boldsymbol{\varepsilon}} + \tilde{\omega} \dot{\tilde{\omega}} + \tilde{\eta} \dot{\tilde{\eta}}. \quad (20)$$

Thay (16) vào (20) và sau khi rút gọn ta có

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= \boldsymbol{\varepsilon}^T \left(- \begin{bmatrix} \tilde{\eta} & \tilde{\omega} \\ -\tilde{\omega} & \tilde{\eta} \end{bmatrix} \mathbf{1} + \beta L_m \tilde{\eta} \dot{\mathbf{i}} - \gamma \boldsymbol{\varepsilon} \right) + \tilde{\omega} \dot{\tilde{\omega}} + \tilde{\eta} \dot{\tilde{\eta}} \\ &= -\gamma \|\boldsymbol{\varepsilon}\|^2 - \tilde{\eta} \boldsymbol{\varepsilon}^T (\mathbf{1} - \beta L_m \dot{\mathbf{i}}) - \tilde{\omega} \boldsymbol{\varepsilon}^T \tilde{\mathbf{l}} + \tilde{\omega} \dot{\tilde{\omega}} + \tilde{\eta} \dot{\tilde{\eta}} \end{aligned} \quad (21)$$

Thay thế luật cập nhật (17) và (18) vào (21) và sau khi rút gọn ta được

$$\dot{V}_2 = -\gamma \|\boldsymbol{\varepsilon}\|^2 \leq 0. \quad (22)$$

Từ (22) ta thấy $V_2 > 0$ và $\dot{V}_2 < 0$ với mọi $\boldsymbol{\varepsilon} \neq \mathbf{0}$ và $\dot{V}_2 = 0$ khi và chỉ khi $\boldsymbol{\varepsilon} = \mathbf{0}$, do vậy suy ra $\boldsymbol{\varepsilon} \rightarrow \mathbf{0}$ và từ (17), (18) ta có $\dot{\omega} \rightarrow 0, \dot{\eta} \rightarrow 0$ tức là $\tilde{\omega} \rightarrow 0$ và $\tilde{\eta} \rightarrow 0$. Mặt khác khi $\boldsymbol{\varepsilon}, \dot{\boldsymbol{\varepsilon}} \rightarrow \mathbf{0}$ từ (16) ta có

$$- \begin{bmatrix} \tilde{\eta} & \tilde{\omega} \\ -\tilde{\omega} & \tilde{\eta} \end{bmatrix} \mathbf{1} + \beta L_m \tilde{\eta} \dot{\mathbf{i}} = -\tilde{\eta} (\mathbf{1} - \beta L_m \dot{\mathbf{i}}) - \tilde{\omega} \tilde{\mathbf{l}} = \mathbf{0} \quad (23)$$

trong đó $\mathbf{1} - \beta L_m \dot{\mathbf{i}} = [l_\alpha - \beta L_m \dot{i}_\alpha \quad l_\beta - \beta L_m \dot{i}_\beta]^T; \tilde{\mathbf{l}} = [l_\beta \quad -l_\alpha]^T$.

Hai vectơ trên độc lập tuyến tính với nhau nên phương trình (23) chỉ bằng 0 khi $\tilde{\eta} \rightarrow 0; \tilde{\omega} \rightarrow 0$, hay $\tilde{\eta} \rightarrow \eta$ và $\tilde{\omega} \rightarrow \omega$.

Từ phương trình (17), ta xác định được $\dot{\omega}$ và thay vào (1), ta tính được $\hat{\boldsymbol{\Psi}} = [\hat{\Psi}_\alpha \quad \hat{\Psi}_\beta]^T$

$$\frac{d\hat{\boldsymbol{\Psi}}}{dt} = - \begin{bmatrix} \hat{\eta} & \hat{\omega} \\ -\hat{\omega} & \hat{\eta} \end{bmatrix} \hat{\boldsymbol{\Psi}} + \hat{\eta} L_m \dot{\mathbf{i}} \quad (24)$$

và ta xác định được $\theta_{\hat{\boldsymbol{\Psi}}} = \arctan(\hat{\Psi}_\beta / \hat{\Psi}_\alpha)$ là lệch góc giữa từ thông với trục tham chiếu α .

Như vậy, luật cập nhật (17) và (18) cho ta giá trị tốc độ góc rotor ω và hằng số thời gian rotor η mà không cần sử dụng các cảm biến đắt tiền để đo cho việc điều khiển tốc độ động cơ.

3. ĐIỀU KHIỂN ĐỘNG CƠ XOAY CHIỀU CÓ NHIỀU THAM SỐ BẮT ĐỊNH

Sử dụng các giá trị ước lượng của tốc độ và hằng số thời gian rotor ta có thể xây dựng được bộ điều khiển tốc độ động cơ xoay chiều ngay cả khi hệ số ma sát, mômen quán tính của động cơ và tải không biết chính xác.

a) *Xây dựng mô hình*

Mô hình động lực của động cơ cảm ứng được xây dựng trên cơ sở lý thuyết điều khiển tuyến tính trong không gian tham chiếu d, q . Mô men quay được tạo ra bởi động cơ cảm ứng được xác định như sau [3, 12]

$$\tau_e = \frac{3P}{2} \frac{L_m}{L_r} (\psi_{rd} i_{sq} - \psi_{rq} i_{sd}) = J \frac{d\omega}{dt} + B\omega + \tau_L \quad (25)$$

trong đó i_{sq} và i_{sd} là dòng điện stator và Ψ_{rq} và Ψ_{rd} là từ thông rotor trên trục d, q ; P là số cực; B là hệ số ma sát; J là mô men quán tính của rotor; τ_L là mômen tải. Ta giả thiết các tham số B, J không biết chính xác và mô men tải τ_L thay đổi không biết trước.

Phương pháp điều khiển vectơ nhằm bảo đảm tốc độ của vectơ từ thông rotor đạt tới một tốc độ đồng bộ và từ thông rotor theo hướng thẳng đứng của trục d . Thành phần của từ thông Ψ_{rq} theo hướng trục q bị triệt tiêu và từ thông rotor nằm trọn vẹn trên trục d [11], nên ta có

$$i_{sq}^* = \frac{2L_r}{3PL_m\psi_{rd}^*} \tau_e^* \quad (26)$$

Ký hiệu Ψ_{rd}^* , τ_e^* và i_{sq}^* là giá trị các đại lượng tương ứng khi Ψ_{rq} đã bị triệt tiêu. Phương trình (26) cho biết nếu từ thông rotor Ψ_{rd}^* không đổi thì mômen điện từ τ_e^* sẽ thay đổi tuyến tính với tín hiệu điều khiển dòng i_{sq}^* . Vì vậy, phương pháp điều khiển vectơ cho động cơ cảm ứng lúc này có cấu trúc như điều khiển động cơ một chiều DC.

Từ phương trình (25) ta có thể viết rút gọn như sau

$$Ku(t) = J \frac{d\omega}{dt} + B\omega + \tau_L \quad (27)$$

trong đó $K = \frac{3P}{2} \frac{L_m}{L_r}$ gọi là hằng số mômen; $u(t) = (\psi_{rd} i_{sq} - \psi_{rq} i_{sd})$ gọi là điện áp điều khiển. Và khi ψ_{rq} đã bị triệt tiêu ta có $u(t) = (\psi_{rd} i_{sq} - \psi_{rq} i_{sd}) = \psi_{rd}^* i_{sq}^*$.

Từ phương trình (27), ta có thể chuyển thành dạng

$$u(t) = J_{\text{eff}} \dot{\omega} + B_{\text{eff}} \omega + \tau_{\text{eff}} \quad (28)$$

trong đó, $J_{\text{eff}} = \frac{J}{K} = \widehat{J}_{\text{eff}} + \Delta J_{\text{eff}}$; $B_{\text{eff}} = \frac{B}{K} = \widehat{B}_{\text{eff}} + \Delta B_{\text{eff}}$; $\tau_{\text{eff}} = \frac{\tau_L}{K}$; $\widehat{J}_{\text{eff}}, \widehat{B}_{\text{eff}}$ là các phần biết; $\Delta J_{\text{eff}}, \Delta B_{\text{eff}}$ là các phần không biết.

Đặt

$$f = \tau_{\text{eff}} + \Delta J_{\text{eff}} \dot{\omega} + \Delta B_{\text{eff}} \omega. \quad (29)$$

Do $\Delta J_{\text{eff}}, \Delta B_{\text{eff}}$ và τ_{eff} là các đại lượng vật lý bị giới hạn nên $|f| \leq \delta_0; \delta_0 \geq 0$. (30)

Thay (30) vào (29), ta có hệ động lực mô tả tốc độ động cơ có các tham số bất định như sau

$$u(t) = \widehat{J}_{\text{eff}}\dot{\omega} + \widehat{B}_{\text{eff}}\omega + f. \quad (31)$$

Như vậy, bài toán điều khiển động cơ trở về xác định tín hiệu điều khiển $u(t)$ sao tốc độ động cơ ω bám theo tốc độ ω_d mong muốn trong khi không biết rõ các tham số $J_{\text{eff}}, B_{\text{eff}}$ và mô men tải τ_{eff} thay đổi không biết trước.

b) *Xây dựng thuật toán điều khiển*

$$\text{Chọn } u(t) = u_0 + u_1 \quad (32)$$

trong đó u_0 là tín hiệu phản hồi dạng PD và bù hệ số ma sát B_{eff} .

$$u_0 = \widehat{J}_{\text{eff}}(\dot{\omega}_d - K_D(\omega - \omega_d)) + \widehat{B}_{\text{eff}}\omega, \quad (33)$$

$\omega_d, \dot{\omega}_d$ là tốc độ và gia tốc mong muốn của động cơ; $K_D > 0$ là hệ số phản hồi tốc độ.

u_1 là tín hiệu bù các đại lượng bất định f sẽ được xác định sau.

Thay (32), (33) vào (31) ta được

$$u_1 - f = \widehat{J}_{\text{eff}}((\dot{\omega} - \dot{\omega}_d) + K_D(\omega - \omega_d)). \quad (34)$$

Hay

$$\dot{\varepsilon} + K_D\varepsilon = \frac{u_1}{\widehat{J}_{\text{eff}}} - \frac{f}{\widehat{J}_{\text{eff}}} \quad (35)$$

trong đó sai số tốc độ: $\varepsilon = \omega - \omega_d$. Đặt $u' = \frac{u_1}{\widehat{J}_{\text{eff}}}$; $f' = \frac{f}{\widehat{J}_{\text{eff}}}$ và thay vào (35) ta có

$$\dot{\varepsilon} + K_D\varepsilon = u' - f'. \quad (36)$$

Như vậy, bài toán điều khiển trở thành tìm u' sao cho hệ (36) ổn định tiệm cận trong khi không biết f' . Ta sẽ sử dụng một mạng nơron để xấp xỉ hàm $f' : f' = \hat{f} + \delta$. (37)

Ta xấp xỉ hàm f' bằng mạng nơron RBF ba lớp có đầu vào là tín hiệu sai số ε , lớp giữa là lớp ẩn có đầu ra là σ có hàm ra dạng Gauss $\sigma = \exp\left(-\frac{(\varepsilon - c)}{\lambda}\right)$, c, λ là tham số trọng tâm và sai lệch chuẩn tự chọn và đầu ra tuyến tính của mạng $\hat{f} = w\sigma$. (38) trong đó w là trọng số liên kết được hiệu chỉnh on-line trong quá trình điều khiển.

Định lý 3. [12] *Tốc độ ω của động cơ cảm ứng (25), (27) sẽ bám theo giá trị mong muốn ω_d khi không biết chính xác hệ số ma sát B , mômen quán tính J và mômen tải τ_L nếu thuật điều khiển động cơ $u(t)$ và thuật học \dot{w} của mạng nơron được xác định như sau*

$$u(t) = \widehat{J}_{\text{eff}}(\dot{\omega}_d - K_D(\omega - \omega_d)) + \widehat{B}_{\text{eff}}\omega + \widehat{J}_{\text{eff}}u', \quad (39)$$

$$u' = \left[(1 + m)\hat{f} - \alpha \frac{\varepsilon}{|\varepsilon|} \right], \quad (40)$$

$$\dot{w} = -m\varepsilon\sigma, \quad (41)$$

trong đó các tham số tự chọn $K_D, m, \alpha > 0$.

Chứng minh: Chọn hàm V_3 xác định dương như sau

$$V_3 = \frac{1}{2} (\varepsilon^2 + w^2). \quad (42)$$

Lấy đạo hàm V_3 theo t và từ (36), (40), (41) ta có

$$\dot{V}_3 = \varepsilon \dot{\varepsilon} + w \dot{w} = -K_D \varepsilon^2 + \varepsilon (u' - (1+m)w\sigma - \delta)$$

$$\dot{V}_3 = -K_D \varepsilon^2 + \varepsilon \left(-\alpha \frac{\varepsilon}{|\varepsilon|} - \delta \right) \leq -K_D \varepsilon^2 - \alpha |\varepsilon| + |\varepsilon| \cdot |\delta| \leq -K_D \varepsilon^2 - \alpha |\varepsilon| + |\varepsilon| \cdot \delta_0. \quad (43)$$

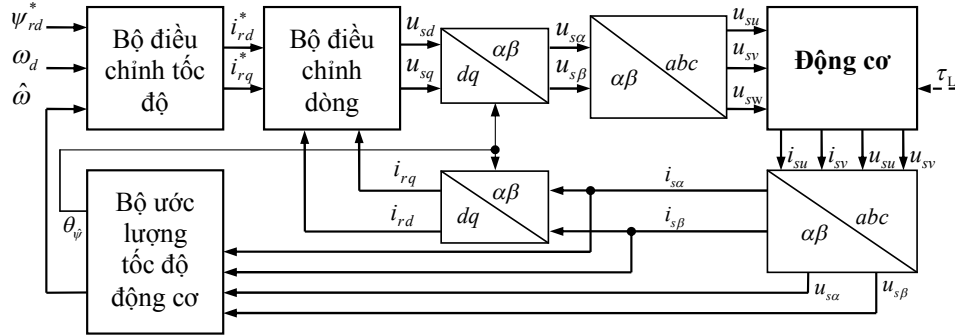
Nếu chọn $\alpha = \delta_0 + v$; $v > 0$ ta có $-\alpha |\varepsilon| + |\varepsilon| \cdot \delta_0 \leq -v |\varepsilon|$. (44)

Thay (44) vào (43), ta nhận được: $\dot{V}_3 \leq -K_D \varepsilon^2 - v |\varepsilon| \leq 0$. (45)

Ta thấy $\dot{V}_3 < 0$ khi $\varepsilon \neq 0$ và $\dot{V}_3 = 0$ khi và chỉ khi $\varepsilon = 0$. Theo lý thuyết ổn định Lyapunov thì hệ (36) ổn định tiệm cận hay nói cách khác sai lệch tốc độ triệt tiêu $\varepsilon = (\omega - \omega_d) \rightarrow 0$.

c) Tích hợp bộ ước lượng tốc độ động cơ và mô hình điều khiển động cơ xoay chiều có nhiều tham số bất định

Hình 1 mô tả hệ điều khiển động cơ có nhiều tham số bất định sử dụng bộ ước lượng tốc độ. Bộ điều chỉnh tốc độ được thực hiện sử dụng mạng nơ-ron đề xuất ở mục 3. Tốc độ động cơ được xác định qua bộ ước lượng tốc độ đề xuất mục 2.



Hình 1. Mô hình điều khiển động cơ sử dụng bộ ước lượng tốc độ

Hệ thống tích hợp cần áp dụng một bộ điều chỉnh dòng bảo đảm ổn định của vòng điều khiển kín. Bộ điều chỉnh dòng được xác định như sau.

Mô hình trạng thái liên tục dòng điện stator và từ thông rotor trên hệ tọa độ tựa từ thông rotor (dq) có thể viết như sau

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \psi'_{rd} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{sd} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\omega_s i_{sd} - \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) i_{sq} - \frac{1-\sigma}{\sigma} \hat{\omega} \psi'_{rd} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{sq} \\ \frac{d\psi'_{rd}}{dt} = \frac{1}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \psi'_{rd} \end{cases} \quad (46)$$

trong đó, $\psi'_{rd} = \psi_{rd}/L_m$; $\psi'_{rq} = \psi_{rq}/L_m$; $T_r = 1/\hat{\eta}$; $\omega_s = \hat{\omega} + \omega_e$ là vận tốc góc đồng bộ, $\omega_e = \frac{i_{sq}}{T_r \psi'_{rd}}$ là sai lệch giữa vận tốc góc đồng bộ và vận tốc góc rotor.

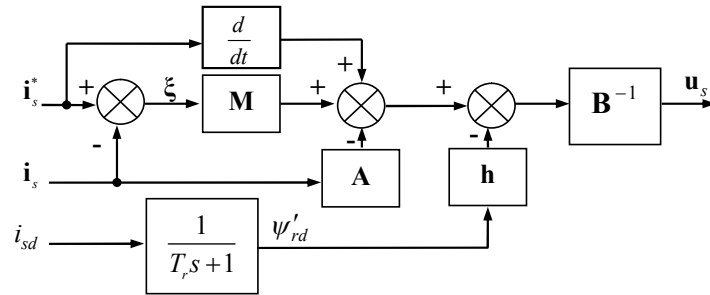
Hay viết dưới dạng vectơ

$$\begin{cases} \frac{d\mathbf{i}_s}{dt} = \mathbf{A}\mathbf{i}_s + \mathbf{B}\mathbf{u}_s + \mathbf{h}\psi'_{rd} \\ \frac{d\psi'_{rd}}{dt} = -\frac{1}{T_r}\psi'_{rd} + \frac{1}{T_r}i_{sd} \end{cases} \quad (47)$$

trong đó, $\mathbf{i}_s = [i_{sd} \ i_{sq}]^T$; $\mathbf{u}_s = [u_{sd} \ u_{sq}]^T$;

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) & \omega_s \\ -\omega_s & -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) \end{bmatrix}; \quad \mathbf{h} = \begin{bmatrix} \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \\ -\frac{1-\sigma}{\sigma} \hat{\omega} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \end{bmatrix}.$$

Xây dựng mô hình bộ điều chỉnh dòng:



Hình 2. Mô hình bộ điều chỉnh dòng

Từ mô hình điều khiển ta xác định được điện áp đặt lên stator

$$\mathbf{u}_s = \mathbf{B}^{-1} \left(-\mathbf{A}\mathbf{i}_s + \dot{\mathbf{i}}_s^* + \mathbf{M}\boldsymbol{\xi} - \mathbf{h}\psi'_{rd} \right) \quad (48)$$

trong đó chọn \mathbf{M} là ma trận đường chéo xác định dương và đặt $\boldsymbol{\xi} = \mathbf{i}_s^* - \mathbf{i}_s$ là vectơ sai lệch giữa dòng mong muốn và dòng điều chỉnh. Khi đó

$$\dot{\boldsymbol{\xi}} = \dot{\mathbf{i}}_s^* - \dot{\mathbf{i}}_s = \dot{\mathbf{i}}_s^* - (\mathbf{A}\mathbf{i}_s + \mathbf{B}\mathbf{u}_s + \mathbf{h}\psi'_{rd}). \quad (49)$$

Thay (48) vào (47) và từ (49) ta có

$$\dot{\boldsymbol{\xi}} = -\mathbf{M}\boldsymbol{\xi} \Rightarrow \dot{\boldsymbol{\xi}} + \mathbf{M}\boldsymbol{\xi} = 0. \quad (50)$$

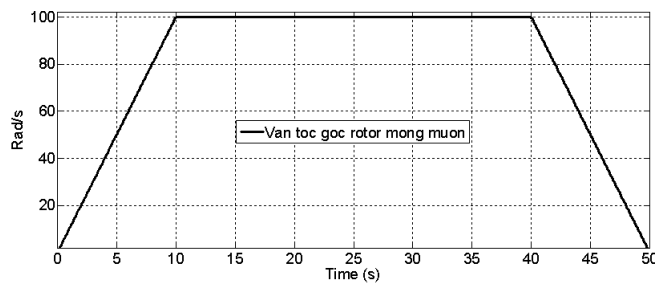
Như vậy vectơ sai lệch giữa dòng mong muốn và dòng điều chỉnh $\boldsymbol{\xi} \rightarrow \mathbf{0}$ tức là $\mathbf{i}_s \rightarrow \mathbf{i}_s^*$.

4. MÔ PHỎNG KIỂM CHỨNG

Ta sử dụng động cơ cảm ứng 4 cực lồng sóc 1.5kW của LEROY SOMER với vận tốc góc mong muốn như Hình 3 và vận tốc góc ổn định $\omega_d = 100 \text{ Rad/s}$ (956rpm), từ thông mong muốn $\psi_{rd}^* = 1.5(\text{Wb})$.

Bảng thông số của động cơ [7]

Công suất	1.5 KW	Điện cảm stator (L_s)	0.253 H
Dải điện áp stator	220/380 V	Điện cảm rotor (L_r)	0.253 H
Dải dòng điện stator	6.1/3.4 A	Hỗ cảm (L_m)	0.113 H
Điện trở stator (R_s)	4.58 Ω	Mô men quán tính (J)	0.023 Nms ² /rad
Điện trở rotor (R_r)	4.468 Ω	Hệ số ma sát (B)	0.0026 Nms/rad



Hình 3. Vận tốc góc rotor mong muốn ω_d

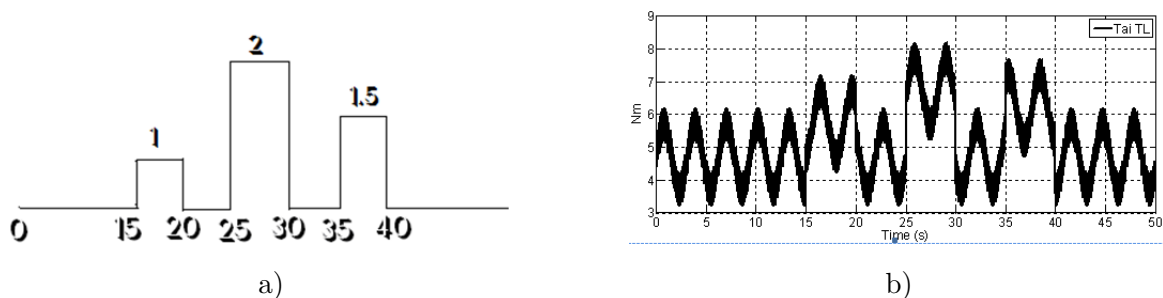
Ta mô phỏng hệ điều khiển tốc độ động cơ với các tham số bất định được giả thiết như sau $B = \hat{B} + \Delta B$; $\hat{B} = 0.85B$; $\Delta B = 0.15B$ và $J = \hat{J} + \Delta J$; $\hat{J} = 0.85J$; $\Delta J = 0.15J$.

Giả thiết điện trở rotor thay đổi trong khoảng $R_r = 4.468\Omega \pm 1\Omega$, trong đó hằng số mômen $K = \frac{3P L_m}{2 L_r} = 2.68$; $\mathbf{M} = \begin{bmatrix} 500 & 0 \\ 0 & 500 \end{bmatrix}$; $\gamma = 4000$; $K_D = 50$.

Tải tổng hợp tác động lên động cơ thay đổi có dạng như Hình 4b

$$\tau_L = \hat{\tau}_L + \Delta\tau_L; \Delta\tau_L = 1.5 \sin(2t) + 0.5 \sin(50t) \text{ (Nm)}$$

với $\hat{\tau}_L$ có thành phần biết trước là 4.7 (Nm), thành phần không biết trước như Hình 4a.

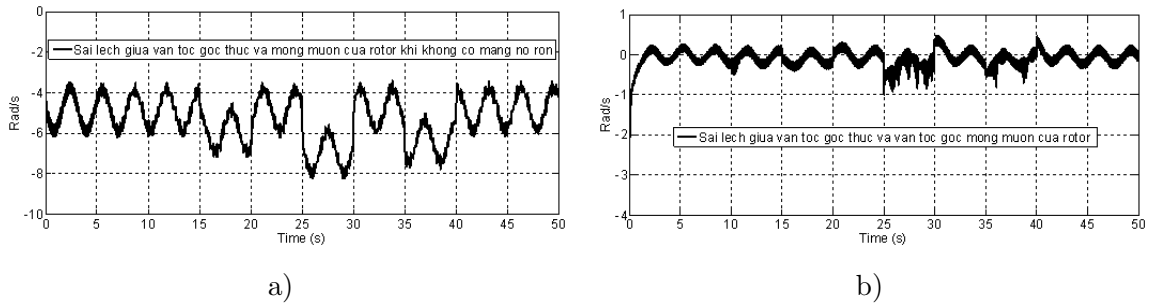


Hình 4. a) Thành phần tải thay đổi đột biến; b) Biến thiên của tải τ_L

- Mạng nơron của vòng điều khiển: $\alpha = 200$; $m = 15$; $c = 0.1$; $\lambda = 2$.

- Mạng nơron trong bộ ước lượng: $\mu = 10$; $\kappa = 10$; $\zeta_j = 0.1$; $\lambda_j = 2$.

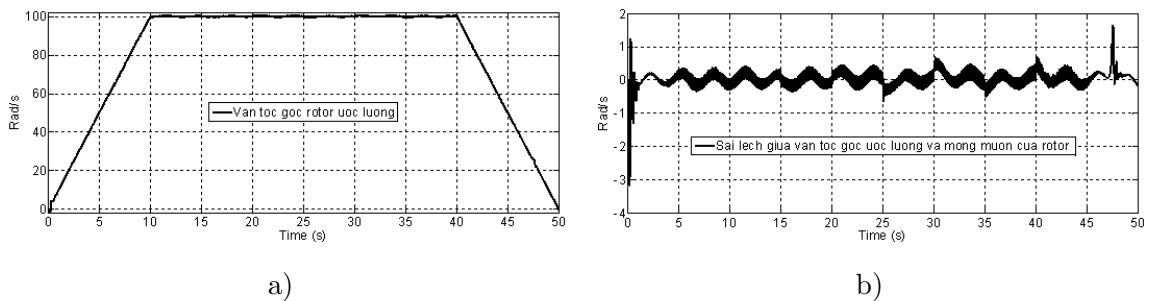
Mô phỏng với tín hiệu điều khiển sử dụng mạng nơron và tín hiệu phản hồi trực tiếp vận tốc góc rotor động cơ



Hình 5. Đồ thị sai lệch $\varepsilon = \omega - \omega_d$ giữa vận tốc góc thực và mong muốn của rotor a) khi không có mạng nơron; b) khi có mạng nơron

Với kết quả mô phỏng sử dụng mạng nơron và sử dụng tín hiệu phản hồi trực tiếp vận tốc góc rotor của động cơ trong Hình 5b, ta thấy vận tốc góc rotor đã được điều khiển bám sát với vận tốc mong muốn. Tại thời điểm động cơ bắt đầu hoạt động thì sai lệch vận tốc góc là 3.5%. Tại các thời điểm tải thay đổi đột biến thì sai lệch vận tốc góc là 1.5%. Tại các thời điểm này, vận tốc góc rotor có quá trình quá độ nhất định nhưng chỉ sau một khoảng thời gian ngắn mạng nơron tự học đưa vận tốc rotor về với vận tốc mong muốn. Điều này chứng tỏ khả năng tự thích nghi của hệ và minh chứng cho tính hiệu quả của phương pháp điều khiển tốc độ động cơ sử dụng mạng nơron với thuật học on-line để bù các đại lượng bất định và tải thay đổi lớn trong hệ điều khiển tốc độ động cơ xoay chiều.

Mô phỏng với tín hiệu điều khiển sử dụng mạng nơron và ước lượng vận tốc góc rotor động cơ bằng phương pháp tự thích nghi a) b)



Hình 6. a) Đồ thị vận tốc góc rotor mong muốn ω_d và giá trị ước lượng $\hat{\omega}$
 b) Đồ thị sai lệch $\omega_d - \hat{\omega}$ giữa vận tốc góc ước lượng và mong muốn của rotor

Với kết quả mô phỏng sử dụng mạng nơron và ước lượng vận tốc góc rotor động cơ bằng phương pháp tự thích nghi trong Hình 6, ta thấy tốc độ của rotor đã được điều khiển bám sát với tốc độ mong muốn. Tại thời điểm động cơ bắt đầu hoạt động thì sai lệch giữa vận tốc góc rotor mong muốn và ước lượng là khoảng 3.5%. Tại thời điểm tải thay đổi đột biến, sai lệch vận tốc góc rotor chỉ khoảng 1.5%. Khi vận tốc góc rotor giảm, hệ thống làm việc trong vùng suy giảm từ thông nên có sai lệch đột biến khoảng 3% trong khoảng giây thứ 47,48. Như vậy chứng tỏ tính hiệu quả của phương pháp ước lượng tốc độ động cơ tự thích nghi kết hợp phương pháp điều khiển tốc độ động cơ sử dụng mạng nơron nhân tạo với thuật học on-line để bù các đại lượng bất định và tải thay đổi lớn trong hệ điều khiển tốc độ động cơ xoay chiều.

5. KẾT LUẬN

Bài báo đề xuất một phương pháp ước lượng tốc độ động cơ tự thích nghi sử dụng chế độ trượt với vectơ đơn vị và mạng nơron với thuật học online xấp xỉ các đại lượng bất định. Đồng thời, bài báo khảo sát việc kết hợp phương pháp ước lượng tốc độ động cơ đề xuất với phương pháp điều khiển tốc độ động cơ sử dụng mạng nơron khi ma sát, mô men quán tính và tải thay đổi lớn trong mô hình động lực của động cơ xoay chiều. Độ ổn định tiệm cận của mô hình ước lượng tốc độ và thuật điều khiển sử dụng mạng nơron được chứng minh bằng phương pháp ổn định Lyapunov. Các kết quả mô phỏng minh chứng hiệu quả của phương pháp ước lượng và điều khiển tốc độ động cơ đề xuất.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] W. Leonhard, *Control of Electric Drives*, Springer Verlag, 2001.
- [2] P. Krause, *Analysis of Electric Machinery*, McGrawHill, 1986.
- [3] R. J. Wai, Robust decoupled control of direct field-oriented induction motor drive, *IEEE Transactions on Industrial* **52** (3) (June 2005).
- [4] S. Rao, M. Buss, and V. Utkin, An adaptive sliding mode observer for induction machines, *Proceedings of the 2008 American Control Conference*, Seattle, Washington, USA, June 2008 (1947–1951).
- [5] R. Marino, S. Peresada, and P. Valigi, Adaptive input output linearizing control of induction motors, *IEEE Transactions on Automatic Control* **38** (2) (Feb 1993) 208–221.
- [6] V. I. Utkin, J. G. Guldner, and J. Shi, *Sliding Mode Control in Electromechanical Systems*, Taylor & Francis, 1999.
- [7] K. Halbaoui, D. Boukhetala, and F. Boudjema, A new robust model reference adaptive control for induction motor drives using a hybrid controller, *Proceedings of the International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives*, Italy, June 11–13, 2008 (1109–1113).
- [8] Z. Yan and V. Utkin, Sliding mode observers for electric machines an overview, *Proceedings of the IECON 02* **3** (2) Meliá Lebreros Hotel, Sevilla, Spain, Nov. 5 - 8, 2002 (1842–1847).
- [9] A. Derdiyok, Z. Yan, M. Guven, and V. Utkin, A sliding mode speed and rotor time constant observer for induction machines, *Proceedings of the IECON 01 - The 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Vol. 2*, Hyatt Regency Tech Center, Denver, Colorado, USA, Nov. 29 - Dec. 2, 2001 (1400–1405).
- [10] N.E. Cotter, The Stone- Weierstrass and its application to neural networks, *IEEE Tran on Neural Networks* **1** (4) (1990) 290–295.
- [11] P. Marino, M. Milano, F. Vasca, Linear quadratic state feedback and robust neural network estimator for field-oriented-controlled induction motors, *IEEE Trans. Ind. Electron* **46** (1) (1999) 150–161.
- [12] Pham Thuong Cat, Le Hung Linh, Pham Minh Tuan, Speed control of 3-phase asynchronous motor using artificial neural network, *2010 8th IEEE International on Control and Automation*, Xiamen, China, June 9–11, 2010 (832–836).

Ngày nhận bài 08 - 07 - 2013
 Nhận lại sau sửa ngày 15 - 11 - 2013