

ĐIỀU KHIỂN TRƯỢT DỪNG MẠNG NƠON ĐỘNG CƠ KHÔNG ĐỒNG BỘ BA PHA

Nguyễn Chí Ngôn¹, Phạm Minh Phương² và Dương Hoài Nghĩa³

ABSTRACT

With its benefits on stability and robustness, the sliding mode controller (SMC) is applied to control nonlinear objects even under effecting of disturbances and changing of object's parameters. However, designing the SMC requires a mathematic model of the object which may not always obtain, in practically. As a strong nonlinear object, three-phase induction motor is difficult to control and need feedback sensors, especially for magnetic feedback sensor that is high cost and not easy to install. In order to overcome this problem, the article proposes using an artificial neural network to estimate the magnetic instead of using physical sensor, applying in sliding mode control for a three-phase induction motor. Simulation results indicate that the settling time of magnetic response is about 0.012s, and of motor speed is about 0.3s without overshoots under effecting of disturbances and changing 10% of parameter values of the induction motor.

Keywords: Neural networks, Sliding Mode Control, Induction Motor

Title: Sliding mode control using neural networks for induction motor

TÓM TẮT

Với ưu điểm về tính ổn định và bền vững, bộ điều khiển trượt được áp dụng cho các đối tượng phi tuyến ngay khi hệ thống chịu tác động của nhiễu, cũng như sự biến đổi các thông số của đối tượng. Tuy nhiên, việc thiết kế bộ điều khiển trượt đòi hỏi phải biết chính xác mô hình đối tượng – đây là điều không phải lúc nào cũng đạt được trong thực tế. Là một hệ phi tuyến mạnh, động cơ không đồng bộ ba pha rất khó kiểm soát và cần bố trí các cảm biến hồi tiếp, đặc biệt là cảm biến từ thông với chi phí cao, khó lắp đặt. Nhằm khắc phục vấn đề trên, bài báo đề xuất giải pháp sử dụng mạng nơon nhân tạo để ước lượng từ thông thay vì dùng cảm biến vật lý trong hệ điều khiển trượt động cơ không đồng bộ ba pha. Kết quả mô phỏng cho thấy thời gian xác lập của đáp ứng từ thông khoảng 0.012 giây, của tốc độ động cơ khoảng 0.3 giây, các đáp ứng không vọt lố, bền vững dưới tác động của nhiễu và sự biến thiên 10% giá trị của các tham số của động cơ.

Từ khóa: Mạng nơon, điều khiển trượt, Động cơ không đồng bộ

1 GIỚI THIỆU

Động cơ không đồng bộ là loại động cơ được sử dụng phổ biến trong công nghiệp hiện nay, do kết cấu chắc chắn, đơn giản, giá thành rẻ và độ tin cậy cao. Tuy nhiên, việc điều khiển động cơ không đồng bộ là khá phức tạp (Đo Thi Hồng Tham, Dương Hoài Nghĩa, 2007).

Ưu điểm nổi bật của bộ điều khiển trượt là tính ổn định bền vững ngay cả khi hệ thống chịu tác động của nhiễu hoặc khi thông số của đối tượng thay đổi theo thời gian (Etien E., S.C.L. Rambault and G. Champenois, 2002). Tuy vậy, để thiết kế

¹ Khoa Công Nghệ, Trường Đại học Cần Thơ

² Khoa Điện – Điện Lạnh, trường Cao Đẳng Nghề An Giang

³ Khoa Điện – Điện tử, trường Đại Học Bách Khoa – Đại Học Quốc Gia Tp.HCM.

được bộ điều khiển trượt, người thiết kế cần phải biết chính xác mô hình của đối tượng. Trong thực tế, đòi hỏi này không phải lúc nào cũng đáp ứng được. Hơn nữa, nếu biên độ của luật điều khiển trượt quá lớn sẽ gây ra hiện tượng dao động (chattering) quanh mặt trượt. Do vai trò ứng dụng quan trọng của động cơ không đồng bộ trong công nghiệp, hiện nay phương pháp điều khiển trượt động cơ không đồng bộ ba pha được quan tâm đặc biệt (Etien E. *et al.*, 2002, Derdiyok A, Z. Yan, M. Guven and V. Utkin, 2001). Các phương pháp điều khiển này đòi hỏi phải có cảm biến hồi tiếp từ thông. Đây là vấn đề khó thực hiện trong thực tế do việc lắp đặt cảm biến phức tạp và độ tin cậy thấp.

Bài báo nhằm mục tiêu đề xuất giải pháp thiết kế bộ điều khiển trượt dùng mạng nơron nhân tạo (gọi tắt là mạng nơron) để nhận dạng từ thông của động cơ thay cho việc sử dụng cảm biến vật lý. Ngoài ra, với phương pháp này, người thiết kế cũng không cần biết chính xác mô hình của đối tượng.

2 PHƯƠNG TIỆN VÀ PHƯƠNG PHÁP NGHIÊN CỨU

2.1 Mô hình động cơ không đồng bộ ba pha

Để thuận tiện trong việc mô phỏng thay vì phải thực nghiệm trên thiết bị, nghiên cứu này sử dụng mô hình toán của động cơ không đồng bộ ba pha trong hệ tọa độ $\alpha\beta$, được trình bày như (1) (Nguyễn Phùng Quang, 1998).

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= -\gamma \cdot x_1 + \frac{K}{T_r} \cdot x_3 + p \cdot K \cdot x_4 \cdot x_5 + \alpha \cdot u_{s\alpha} \\ \dot{x}_2 &= -\gamma \cdot x_2 + \frac{K}{T_r} \cdot x_4 - p \cdot K \cdot x_3 \cdot x_5 + \alpha \cdot u_{s\beta} \\ \dot{x}_3 &= \frac{L_m}{T_r} \cdot x_1 - \frac{1}{T_r} \cdot x_3 - p \cdot x_4 \cdot x_5 \\ \dot{x}_4 &= \frac{L_m}{T_r} \cdot x_2 - \frac{1}{T_r} \cdot x_4 + p \cdot x_3 \cdot x_5 \\ \dot{x}_5 &= \mu \cdot (x_2 \cdot x_3 - x_1 \cdot x_4) - \frac{T_L}{J} \end{aligned} \tag{1}$$

Trong đó, $x_1 = i_{s\alpha}$, $x_2 = i_{s\beta}$, $x_3 = \psi_{r\alpha}$, $x_4 = \psi_{r\beta}$, $x_5 = \omega$; các đại lượng $(i_{s\alpha}, i_{s\beta})$, $(u_{s\alpha}, u_{s\beta})$, $(\psi_{r\alpha}, \psi_{r\beta})$ lần lượt là các thành phần của dòng điện stator, điện áp stator và từ thông rotor; ω là vận tốc góc; T_L là moment tải. Với:

$$\begin{aligned} \alpha &= \frac{1}{\sigma \cdot L_s}, \quad \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s \cdot L_r}, \quad T_r = \frac{L_r}{R_r}, \quad T_s = \frac{L_s}{R_s}, \\ \gamma &= \frac{1}{\sigma \cdot T_s} + \frac{1 - \sigma}{\sigma \cdot T_r} = \frac{L_r^2 \cdot R_s + L_m^2 \cdot R_r}{\delta \cdot L_r^2 \cdot L_s}, \\ K &= \frac{1 - \sigma}{\sigma \cdot L_m} = \frac{L_s \cdot L_r - L_m^2}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r}, \quad \mu = \frac{3}{2} \cdot \frac{p \cdot L_m}{J \cdot L_r} \end{aligned}$$

Trong đó, R_s là điện trở stator, R_r là điện trở rotor, L_s là điện cảm stator, L_r là điện cảm rotor, L_m là hồ cảm, p là số đôi cực, σ là hệ số tiêu tán tổng, T_s, T_r là hằng số thời gian tương ứng của stator và rotor và J là moment quán tính của động cơ.

2.2 Thiết kế bộ điều khiển

Chọn mặt trượt:

$$S_1 = \frac{1}{\mu} \left[\frac{d}{dt}(\omega - \omega_{ref}) + \frac{1}{T_\omega} \cdot (\omega - \omega_{ref}) \right] \quad (2)$$

$$S_2 = \frac{T_r}{2} \left[\frac{d}{dt}(\phi - \phi_{ref}) + \frac{1}{T_\phi} \cdot (\phi - \phi_{ref}) \right] \quad (3)$$

Trong đó, ω_{ref} là tốc độ đặt; ϕ_{ref} là giá trị đặt của bình phương từ thông rotor; $\phi = \psi_\alpha^2 + \psi_\beta^2$ là đáp ứng của bình phương từ thông rotor.

Nếu $S_1 = 0$ và $S_2 = 0$ thì phương trình (2) và (3) trở thành:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}(\omega - \omega_{ref}) + \frac{1}{T_\omega} \cdot (\omega - \omega_{ref}) &= 0 \\ \frac{d}{dt}(\phi - \phi_{ref}) + \frac{1}{T_\phi} \cdot (\phi - \phi_{ref}) &= 0 \end{aligned} \quad (4)$$

Giải phương trình (4) ta được:

$$\begin{aligned} \omega &= \omega_{ref} + (\omega_0 - \omega_{ref}) \cdot e^{-\frac{1}{T_\omega}t} \\ \phi &= \phi_{ref} + (\phi_0 - \phi_{ref}) \cdot e^{-\frac{1}{T_\phi}t} \end{aligned} \quad (5)$$

với ω_0, ϕ_0 lần lượt là tốc độ và từ thông tại thời điểm $t=0$.

Vậy khi $S_1 = 0$ và $S_2 = 0$ thì ω tiến về ω_{ref} theo hàm mũ với thời hằng T_ω , ϕ tiến về ϕ_{ref} theo hàm mũ với thời hằng T_ϕ . Thời hằng T_ω, T_ϕ được chọn sao cho đáp ứng ω, ϕ theo yêu cầu của hệ truyền động trong thực tế. Nếu $S_1 \neq 0$ và $S_2 \neq 0$ ta cần xác định luật điều khiển (với biến điều khiển u_α, u_β) sao cho S_1 và S_2 tiến về 0.

Định nghĩa hàm Lyapunov:

$$V = \frac{1}{2} \cdot (S_1^2 + S_2^2) \quad (6)$$

Dựa vào mô hình động cơ (1) và cách chọn mặt trượt (2, 3) ta thu được:

$$S_1 = \left((x_2 \cdot x_3 - x_1 \cdot x_4) - \frac{T_L}{J \cdot \mu} - \frac{\dot{\omega}_{ref}}{\mu} + \frac{\tau_1 \cdot \omega}{\mu} - \frac{\tau_1 \cdot \omega_{ref}}{\mu} \right) \quad (7)$$

$$S_2 = L_m \cdot (x_1 \cdot x_3 + x_2 \cdot x_4) + \left(\frac{T_r}{2T_\phi} - 1 \right) \cdot \phi - \frac{T_r}{2} \cdot \left(\dot{\phi}_{ref} + \frac{\phi_{ref}}{T_\phi} \right) \quad (8)$$

Chọn luật điều khiển sao cho $\dot{V} = \frac{dV}{dt} = S_1 \cdot \dot{S}_1 + S_2 \cdot \dot{S}_2 \leq 0$, ta được:

$$\dot{S}_1 = A - \alpha \cdot x_4 \cdot u_{s\alpha} + \alpha \cdot x_3 \cdot u_{s\beta} \tag{9}$$

$$\dot{S}_2 = B + L_m \cdot \alpha \cdot x_3 \cdot u_{s\alpha} + L_m \cdot \alpha \cdot x_4 \cdot u_{s\beta} \tag{10}$$

$$A = \left(\frac{1}{T_\omega} - \gamma - \frac{1}{T_r} \right) \cdot f_2 - \frac{T_L}{J \cdot \mu T_\omega} - p \cdot \omega \cdot (f_1 + K \cdot \phi) - \frac{\tau_l}{\mu} \cdot \dot{\omega}_{ref} - \frac{1}{\mu} \cdot \ddot{\omega}_{ref} \tag{11}$$

$$B = \left(\frac{T_r}{T_\phi 2} - 1 \right) \dot{\phi} + L_m \left[\frac{L_m}{T_r} m_i - \left(\frac{1}{T_r} + \gamma \right) f_1 + \frac{K}{T_r} \phi + p \omega f_2 \right] - \frac{T_r}{2} \ddot{\phi}_{ref} - \frac{T_r}{2 T_\phi} \dot{\phi}_{ref} \tag{12}$$

Trong đó, $m_i = x_1^2 + x_2^2$; $f_1 = x_1 \cdot x_3 + x_2 \cdot x_4$; $f_2 = x_2 \cdot x_3 - x_1 \cdot x_4$

$$\begin{aligned} \Rightarrow \dot{V} &= S_1 \cdot \dot{S}_1 + S_2 \cdot \dot{S}_2 = [S_1 \quad S_2] \cdot \begin{bmatrix} \dot{S}_1 \\ \dot{S}_2 \end{bmatrix} = [S_1 \quad S_2] \cdot \begin{bmatrix} A \\ B \end{bmatrix} + \\ & [S_1 \quad S_2] \cdot \begin{bmatrix} -\alpha \cdot x_4 & \alpha \cdot x_3 \\ L_m \cdot \alpha \cdot x_3 & L_m \cdot \alpha \cdot x_4 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} \\ \Rightarrow \dot{V} &= S \cdot F + S \cdot D \cdot U \end{aligned} \tag{13}$$

Với $S = [S_1 \quad S_2]$, $F = \begin{bmatrix} A \\ B \end{bmatrix}$, $U = \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix}$, $D = \begin{bmatrix} -\alpha \cdot x_4 & \alpha \cdot x_3 \\ L_m \cdot \alpha \cdot x_3 & L_m \cdot \alpha \cdot x_4 \end{bmatrix}$

Chọn luật điều khiển (với biến điều khiển u_α, u_β) sao cho $\dot{V} < 0$. Ta chọn

$$\begin{aligned} U = \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} &= -D^{-1} \cdot \left\{ \begin{bmatrix} |A + \zeta| & 0 \\ 0 & |B + \xi| \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \text{Sign}(S_1) \\ \text{Sign}(S_2) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} A \\ B \end{bmatrix} \right\} \\ \Rightarrow \begin{cases} u_\alpha &= \frac{x_4}{\alpha \cdot \phi} \cdot (U_{01} \cdot \text{Sign}(S_1) + A) - \frac{x_3}{\alpha \cdot L_m \cdot \phi} \cdot (U_{02} \cdot \text{Sign}(S_2) + B) \\ u_\beta &= \frac{-x_3}{\alpha \cdot \phi} \cdot (U_{01} \cdot \text{Sign}(S_1) + A) - \frac{x_4}{\alpha \cdot L_m \cdot \phi} \cdot (U_{02} \cdot \text{Sign}(S_2) + B) \end{cases} \end{aligned} \tag{14}$$

trong đó, $U_{01} = |A| + \zeta$; $U_{02} = |B| + \xi$; với $\xi > 0$.

2.3 Thiết kế bộ điều khiển trượt dùng mạng nơron

2.3.1 Nhận dạng từ thông bằng mạng nơron

Ở luật điều khiển (14) ta cần xác định từ thông rotor $\phi = \psi_\alpha^2 + \psi_\beta^2$. Trên thực tế sẽ rất khó bố trí cảm biến để đo từ thông rotor, vì vậy ta sẽ sử dụng mạng nơron để ước lượng từ thông rotor từ các đại lượng dễ đo hơn là điện áp, dòng điện và từ thông stator. Việc này được thực hiện bằng cách nhận dạng hàm từ thông $\hat{\psi}_\alpha$ và $\hat{\psi}_\beta$ bằng mạng nơron truyền thẳng 3 lớp, với 20 nơron ở lớp ẩn 1, 16 nơron ở lớp ẩn 2 có hàm truyền hyperbolic tangent sigmoid và 2 nơron tuyến tính ở lớp ra, xác định bởi (15).

$$\begin{bmatrix} \hat{\psi}_\alpha \\ \hat{\psi}_\beta \end{bmatrix} = \mathbf{f}_{ANN}(\mathbf{W}, \mathbf{b}, u_\alpha, u_\beta, i_\alpha, i_\beta) \tag{15}$$

Trong đó, \mathbf{W} và \mathbf{b} lần lượt là ma trận trọng số kết nối và vectơ ngưỡng kích hoạt của mạng. Giải thuật truyền ngược Levenberg-Marquardt được áp dụng để điều chỉnh \mathbf{W} và \mathbf{b} để đạt được (16), với N là số mẫu dữ liệu dùng để huấn luyện mạng.

$$\min \left\{ \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \left[\left| \hat{\psi}_\alpha(i) - \psi_\alpha(i) \right|^2 + \left| \hat{\psi}_\beta(i) - \psi_\beta(i) \right|^2 \right] \right\} \quad (16)$$

Dữ liệu dùng để huấn luyện mạng nơron có giám sát được thu thập từ kết quả mô phỏng hệ thống điều khiển trượt, với $u_\alpha, u_\beta, i_\alpha, i_\beta$, là các tín hiệu vào và ψ_α, ψ_β là các tín hiệu ra.

2.3.2 Thiết kế bộ điều khiển trượt dùng mạng nơron

Sau khi sử dụng mạng nơron để nhận dạng các hàm ψ_α và ψ_β ta được các hàm xấp xỉ $\hat{\psi}_\alpha$ và $\hat{\psi}_\beta$. Khi đó, luật điều khiển u được viết lại như (17):

$$\begin{cases} u_\alpha = \frac{x_4}{\alpha \cdot \hat{\phi}} \cdot (U_{01} \cdot \text{Sign}(S_1) + A) - \frac{x_3}{\alpha \cdot L_m \cdot \hat{\phi}} \cdot (U_{02} \cdot \text{Sign}(S_2) + B) \\ u_\beta = \frac{-x_3}{\alpha \cdot \hat{\phi}} \cdot (U_{01} \cdot \text{Sign}(S_1) + A) - \frac{x_4}{\alpha \cdot L_m \cdot \hat{\phi}} \cdot (U_{02} \cdot \text{Sign}(S_2) + B) \end{cases} \quad (17)$$

Trong đó

$$\begin{aligned} A &= \left(\frac{1}{T_\omega} - \gamma - \frac{1}{T_r} \right) \cdot f_2 - \frac{T_L}{J \cdot \mu \cdot T_\omega} - p \cdot \omega \cdot (f_1 + K \cdot \hat{\phi}) - \frac{\tau_1}{\mu} \cdot \dot{\omega}_{\text{ref}} - \frac{1}{\mu} \cdot \ddot{\omega}_{\text{ref}} \\ B &= \left(\frac{T_r}{T_\phi \cdot 2} - 1 \right) \cdot \hat{\phi} + L_m \left[\frac{L_m}{T_r} m_i - \left(\frac{1}{T_r} + \gamma \right) f_1 + \frac{K}{T_r} \hat{\phi} + p \omega f_2 \right] - \frac{T_r}{2} \cdot \dot{\phi}_{\text{ref}} - \frac{T_r}{2T_\phi} \cdot \ddot{\phi}_{\text{ref}} \\ \hat{\phi} &= \hat{\psi}_\alpha^2 + \hat{\psi}_\beta^2 \end{aligned}$$

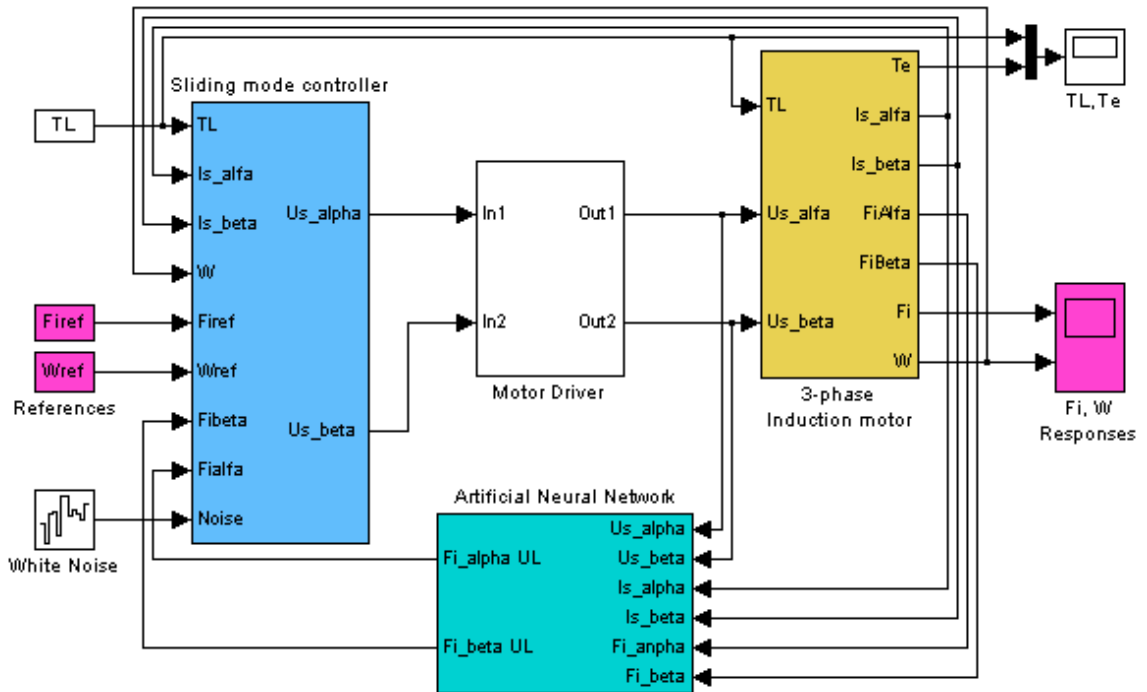
Sơ đồ mô phỏng hệ thống trên Simulink như hình 2, với ngõ ra là đáp ứng từ thông và tốc độ động cơ không đồng bộ 3 pha, có sự ảnh hưởng của nhiễu trắng công suất 0.01W trên các tín hiệu hồi tiếp, đóng vai trò nhiễu cảm biến.

3 KẾT QUẢ VÀ THẢO LUẬN

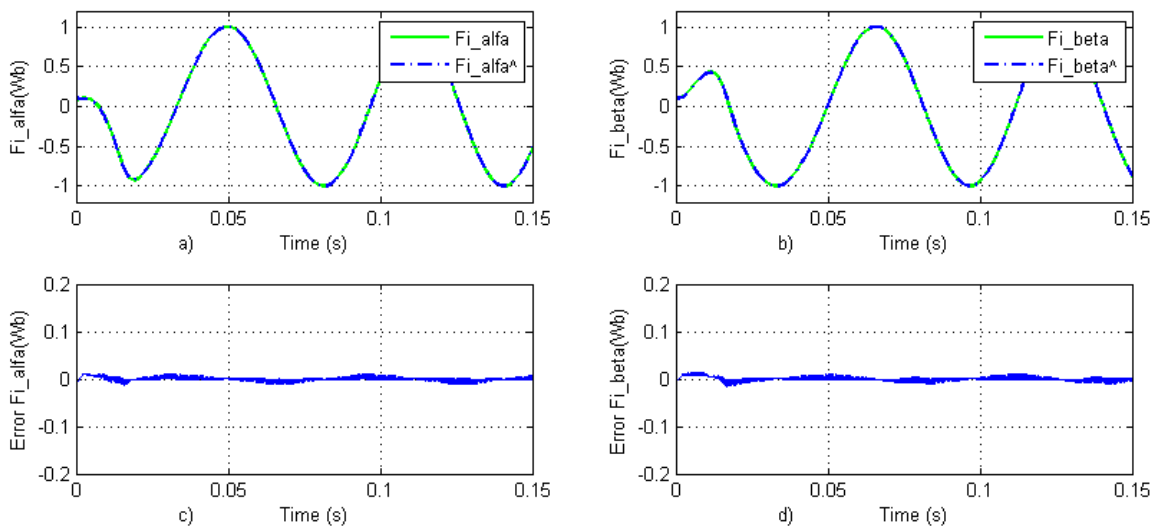
Tham số của động cơ không đồng bộ 3 pha được sử dụng trong mô phỏng dựa theo (Nied A., S. I. S. Junior, G. G. Parma and B. R. Menezes, 2003), gồm công suất $P_n=1500$ W, điện áp $V=220$ V, tốc độ $n=1720$ vòng/phút, tần số $f=50$ Hz, điện trở stator $R_s=4.08$ Ω , điện trở rotor $R_r=4.87$ Ω , điện cảm stator $L_s=0.3154$ H, điện cảm rotor $L_r=0.3235$ H, hỏ cảm $L_m=0.305$ H, moment quán tính $J=0.018$ kg.m², số đôi cực $p=1$, tốc độ đặt ω_{ref} biến thiên từ 80 rad/s đến 120 rad/s, moment tải $T_L=12$ Nm, từ thông đặt $\phi_{\text{ref}}=1$ Wb. Thông số của bộ điều khiển được chọn $T_\omega=0.1$, $T_\phi=0.004$. Thời gian mô phỏng đáp ứng của hệ thống trong 3 giây.

Kết quả nhận dạng hàm $\hat{\psi}_\alpha$ và $\hat{\psi}_\beta$ bằng mạng nơron cho trên hình 3. hình 3a cho thấy kết quả nhận dạng hàm $\hat{\psi}_\alpha$ bám rất tốt ψ_α với sai số cho trên hình 3d. Tương

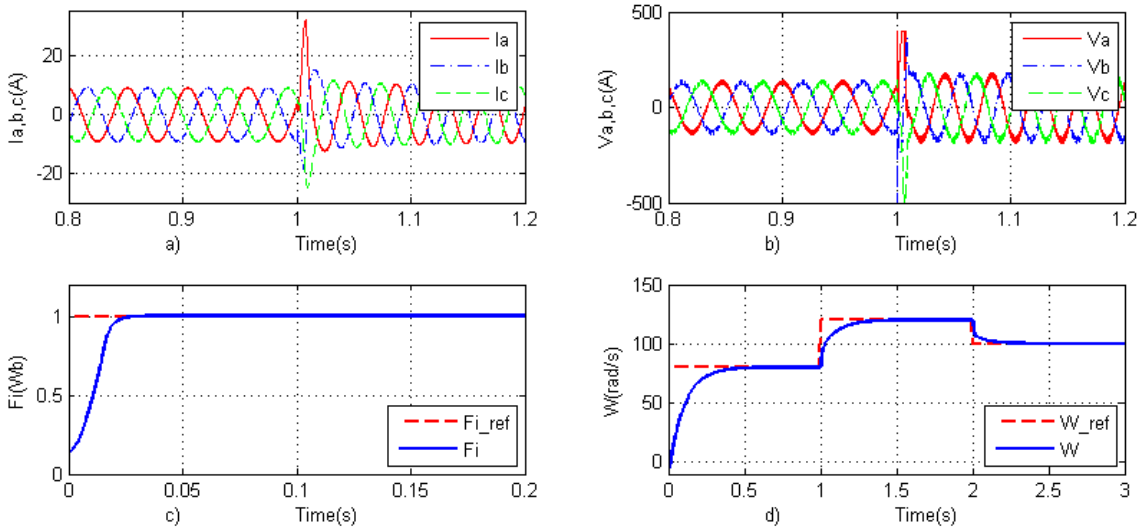
tự, hình 3b cho thấy hàm nhận dạng $\hat{\psi}_\beta$ và ψ_β chỉ sai biệt rất nhỏ, sự sai biệt này được trình bày trên hình 3d. Điều này chứng tỏ khả năng ước lượng từ thông của mạng nơron đã xây dựng là đạt yêu cầu. Đáp ứng từ thông và tốc độ động cơ với bộ điều khiển trượt dùng mạng nơron được trình bày trên hình 4. Lưu ý rằng, để dễ theo dõi, đồ thị hình 4a, b và c chỉ hiển thị một phần của kết quả mô phỏng. Kết quả hình 4c cho thấy, đáp ứng từ thông ϕ bám theo ϕ_{ref} với thời gian đáp ứng khoảng $3T_\phi = 0.012s$ và tốc độ động cơ ω bám theo tốc độ đặt ω_{ref} với thời gian đáp ứng khoảng $3T_\omega = 0.3s$ (Hình 4d). Ở đây tốc độ đặt ω_{ref} được thay đổi từ 80 rad/s rồi tăng lên 120 rad/s và cuối cùng giảm xuống 100 rad/s nhằm khảo sát thời gian tăng tốc và thời gian xác lập của tốc độ động cơ. Cả đáp ứng từ thông và đáp ứng tốc độ đều không xuất hiện vọt lố.



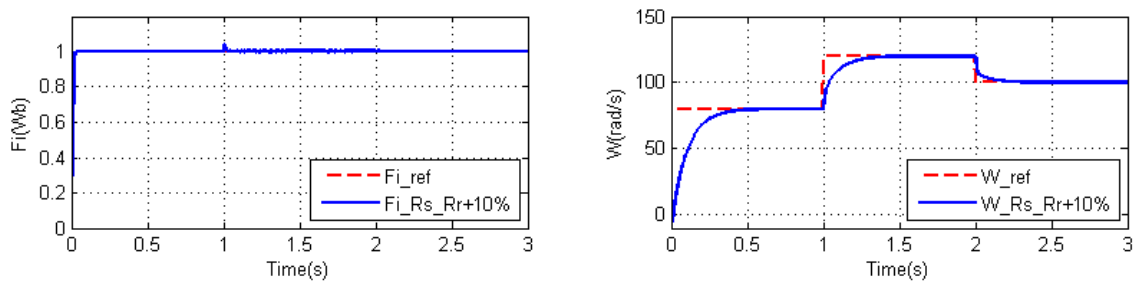
Hình 2: Sơ đồ mô phỏng hệ điều khiển trượt dùng mạng nơron



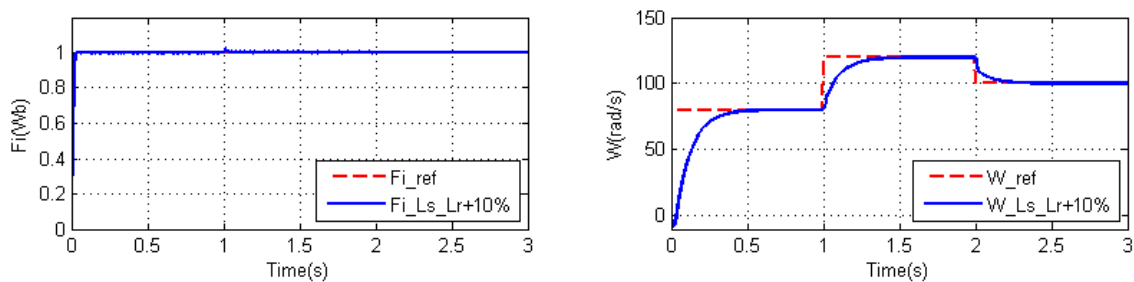
Hình 3: Kết quả nhận dạng từ thông bằng mạng nơron



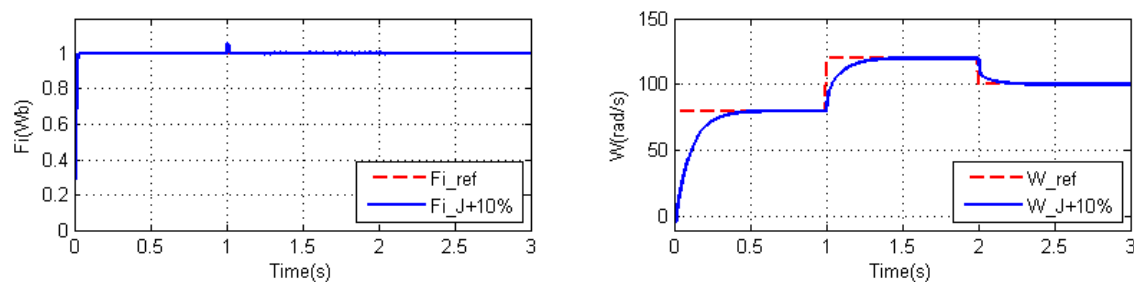
Hình 4: Đáp ứng từ thông và đáp ứng tốc độ với bộ điều khiển trượt dùng mạng nơron



Hình 5: Đáp ứng của hệ thống ở trường hợp có nhiễu và $R_s = R_s \pm 10\%$; $R_r = R_r \pm 10\%$



Hình 6: Đáp ứng của hệ thống ở trường hợp có nhiễu và $L_s = L_s \pm 10\%$; $L_r = L_r \pm 10\%$



Hình 7: Đáp ứng của hệ thống ở trường hợp có nhiễu và $J = J \pm 10\%$

Ngoài ra, để khảo sát tính bền vững của hệ thống điều khiển trượt dùng mạng nơron, hình 5, 6 và 7 trình bày các kết quả mô phỏng của hệ thống khi có sự tác động của nhiễu với công suất 0.01W trên các tín hiệu hồi tiếp và sự biến thiên của

các tham số động cơ tương ứng với các trường hợp: tăng điện trở rotor và stator 10%, tăng điện cảm rotor và stator 10% và tăng moment quán tính 10%. Các kết quả mô phỏng cho thấy đáp ứng từ thông và đáp ứng tốc độ động cơ đều đạt yêu cầu chuyên môn và không bị vọt lố, với thời gian xác lập của đáp ứng tốc độ khoảng 0.3 ± 0.02 giây là phù hợp thực tế.

4 KẾT LUẬN

Bài báo nghiên cứu hệ thống điều khiển trượt dùng mạng nơron áp dụng cho động cơ không đồng bộ ba pha. Ở đó, mạng nơron đóng vai trò là bộ ước lượng từ thông thay cho việc sử dụng cảm biến vật lý khá đắt tiền và khó lắp đặt. Kết quả mô phỏng cho thấy giải pháp được đề xuất là hợp lý vì hệ thống ổn định với thời gian xác lập ngắn, đáp ứng không vọt lố và bền vững khi có sự tác động của nhiễu và sự biến thiên 10% giá trị các tham số của động cơ ở chế độ danh định.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- Derdiyok A., Z. Yan, M. G. and V. Utkin, 2001. A Sliding Mode Speed and Rotor Time Constant Observer for Induction Machines, *Proc. 27th Annual Conf. IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 1400-1405.
- Đo Thi Hong Tham, Duong Hoai Nghia, 2007. Sliding mode control of induction motor, *Proc. Int. Sym. Electrical & Electronics Engineering*, HCM Univ. Technology, Vietnam, Oct 24, 25 2007, pp. 42-47.
- Etien E., S. C. L. Rambault, G. Champenois, 2002. Control Of An Induction Motor Using Sliding Mode Linearization, *Int. J. Appl. Math. Comput. Sci.*, 2002, Vol.12, pp.523-531.
- Karanayil B., M. F. Rahman and C. Grantham, 2001. Rotor Resistance Identification using Artificial Neural Networks for an Indirect Vector Controlled Induction Motor Drive, *Proc. 27th Annual Conf. IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 1315-1320.
- Nied A., S. I. S. Junior, G. G. Parma, B. R. Menezes, 2003. On-line Training Algorithms for an Induction Motor Stator Flux Neural Observer, *Proc. 29th Annual Conf. IEEE IECON'03 Industrial Electronics Society*, 2003, Vol.2, pp. 129-134.
- Nguyễn Phùng Quang, 1998. *Điều Khiển Tự Động Truyền Động Điện Xoay Chiều Ba Pha*. NXB Giáo Dục, Hà Nội, 324p.
- Perruquetti W. and J. P. Barbot, 2002. Chapter 1: Overview of classical sliding mode control, *in Sliding mode control in engineering*, Marcel Dekker.