

ĐIỀU KHIỂN ĐỘNG CƠ KHÔNG ĐỒNG BỘ BA PHA SỬ DỤNG MẠNG NƠN NHÂN TẠO

PHẠM MINH TUẤN¹, LÊ HÙNG LINH²

¹Viện Công nghệ Thông tin, Viện Khoa học và Công nghệ Việt Nam

²Khoa Công nghệ Thông tin, Đại học Thái Nguyên

Tóm tắt. Động cơ xoay chiều không đồng bộ ba pha được dùng rộng rãi trong công nghiệp và đời sống do giá thành rẻ, có tính bền vững cao trong môi trường sản xuất khắc nghiệt. Tuy nhiên, điều khiển tốc độ động cơ xoay chiều là một bài toán còn nhiều vấn đề cần nghiên cứu do độ phi tuyến cao và nhiều tham số bất định như từ thông và điện trở của rôto, hệ số ma sát và tải thay đổi vv... Đã có nhiều nghiên cứu trong thời gian qua để khắc phục các trở ngại này. Báo cáo này đề xuất một phương pháp điều khiển tốc độ động cơ sử dụng mạng nơon nhân tạo với thuật học on-line để bù các đại lượng bất định trong mô hình động lực của động cơ xoay chiều. Độ ổn định tiệm cận toàn cục của hệ thống điều khiển sử dụng mạng nơon được chứng minh chặt chẽ bằng phương pháp ổn định Lyapunov. Một số kết quả mô phỏng trên Matlab được giới thiệu để kiểm chứng tính đúng đắn của phương pháp đề xuất.

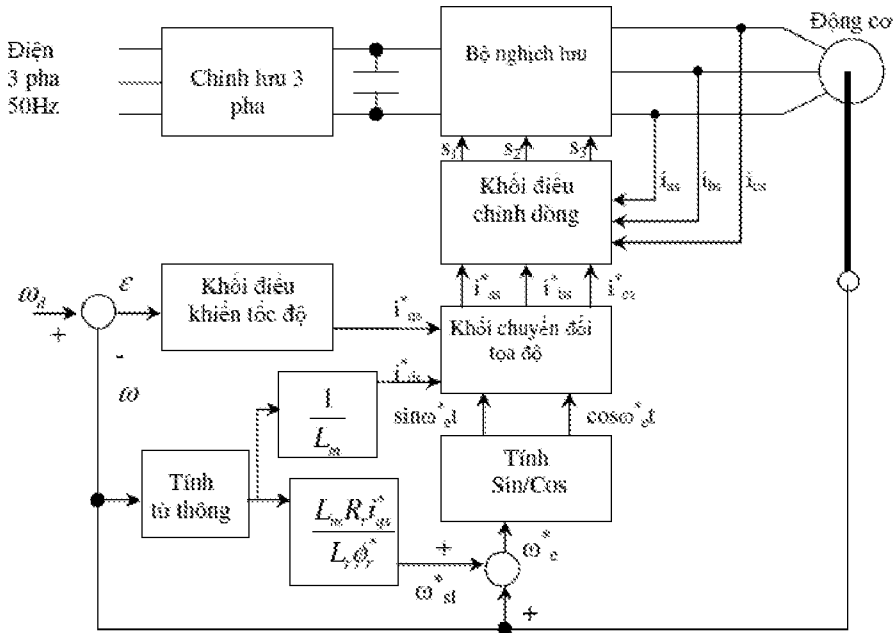
Abstract. Speed control of an alternating current (AC) motor has been one of the difficult control problems. Many approaches have been proposed to solve these problems. In this paper, a speed control method is proposed using artificial neural network (ANN) with an online self-learning algorithm to compensate uncertain parameters in the dynamics model of AC motor. The global asymptotic stability of the control system is proved using Lyapunov stability method. Simulation results on MATLAB show the reliability and accuracy of the proposed method.

1. ĐẶT VẤN ĐỀ

Động cơ xoay chiều 3 pha không đồng bộ được sử dụng nhiều trong công nghiệp và đời sống. Điều khiển tốc độ động cơ xoay chiều còn nhiều vấn đề cần giải quyết bởi nó phụ thuộc vào nhiều thành phần phi tuyến có tham số bất định như điện trở của rôto (phụ thuộc vào nhiệt độ), từ thông, hệ số ma sát và tải thay đổi (phụ thuộc vào ứng dụng của mỗi động cơ). Điều khiển động cơ xoay chiều đã là chủ đề của rất nhiều nghiên cứu vài chục năm gần đây [1, 2, 3, 9]. Trong các nghiên cứu đó được chia làm 2 hướng:

Hướng 1: Sử dụng các bộ cảm biến để đo các tham số của động cơ xoay chiều và dựa vào đó đưa ra các tín hiệu điều khiển phù hợp. Khi sử dụng cảm biến sẽ làm tăng giá thành của động cơ và phức tạp trong kết nối điều khiển, nhưng hướng này cho độ chính xác cao mà thuật toán điều khiển không phức tạp.

Hướng 2: Không sử dụng các bộ cảm biến mà ta dùng mô hình toán học để ước lượng



Hình 1. Điều khiển tốc độ động cơ cảm ứng bằng phương pháp gián tiếp tựa từ thông (field-oriented)

tốc độ động cơ thay cảm biến tốc độ. Trong hướng này, các nghiên cứu tập trung vào một số phương pháp như: sử dụng các bộ lọc Kalman, lọc phi tuyến hay bộ quan sát theo chế độ trượt [8, 9] để ước lượng tốc độ động cơ. Hướng này giúp giảm giá thành sản phẩm, nhưng hiệu quả điều khiển phụ thuộc vào nhiều thuật toán ước lượng và độ chính xác của mô hình động cơ.

Tuy nhiên, do hệ động lực của động cơ xoay chiều có nhiều tham số bất định nên việc điều khiển động cơ theo các phương pháp cổ truyền có cảm biến hay không có cảm biến đều 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], các phương pháp nhận dạng on-line và điều khiển có sự hỗ trợ của mạng nơon thường được sử dụng.

Báo cáo này đề xuất một phương pháp điều khiển tốc độ động cơ sử dụng mạng nơon nhân tạo với thuật học on-line để bù các đại lượng bất định trong mô hình động lực của động cơ xoay chiều và có sử dụng bộ cảm biến tốc độ rôto. Một số kết quả mô phỏng trên Matlab được thực hiện để kiểm chứng tính hiệu quả của phương pháp đề xuất.

2. MÔ HÌNH HỆ ĐIỀU KHIỂN ĐỘNG CƠ KHÔNG ĐỒNG BỘ

Như chúng ta đã biết mô hình động lực của động cơ cảm ứng thường được xây dựng trên cơ sở lý thuyết điều khiển tuyến tính trong hệ tọa độ quay dq [5, 6]. Cấu trúc hệ thống điều khiển tốc độ của động cơ xoay chiều được trình bày trên Hình 1 [7].

Phần cứng của hệ điều khiển tốc độ động cơ gồm một động cơ cảm ứng, khối điều chỉnh dòng, bộ nghịch lưu được điều khiển theo độ rộng xung với kỹ thuật điều khiển véc tơ, một khối tạo dòng điều khiển và một khối điều khiển tốc độ.

Với giả thiết bộ điều khiển dòng và bộ nghịch lưu bảo đảm các dòng vào các cuộn dây starto i_{as}, i_{bs}, i_{cs} của mô tơ cảm ứng luôn bám sát các tín hiệu dòng mong muốn $i_{as}^*, i_{bs}^*, i_{cs}^*$, ta có thể xác định được hệ động lực của động cơ cảm ứng trong hệ tọa độ quay dq như sau [7]:

$$\begin{bmatrix} R_s - L_\sigma p & \omega_e L_\sigma & \frac{L_m p}{L_r} & \omega_e \frac{L_m}{L_r} \\ -\omega_e L_\sigma & R_s - L_\sigma p & -\omega_e \frac{L_m}{L_r} & \frac{L_m p}{L_r} \\ -R_r \frac{L_m}{L_r} & 0 & \frac{R_r}{L_r} + p & \omega_e - \omega_r \\ 0 & -R_r \frac{L_m}{L_r} & -(\omega_e - \omega_r) & \frac{R_r}{L_r} + p \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1)$$

Mômen quay được tạo ra bởi động cơ cảm ứng là:

$$T_e = \frac{3P L_m}{4 L_r} (\phi_{dr}^e i_{qs}^e - \phi_{qr}^e i_{ds}^e) = J \frac{d\omega_r}{dt} + B\omega_r + T_L \quad (2)$$

Trong đó, v_{qs} và v_{ds} là điện áp của stator trên trục tọa độ d, q ; i_{qs} và i_{ds} là dòng điện stator trên trục d, q ; ϕ_{qr} và ϕ_{dr} là từ thông rôto trên trục d, q ; R_s và R_r là điện trở stator và rôto; L_s, L_r và L_m là cảm kháng stator, rôto, và hồ cảm; $L_\sigma = (L_r L_s - L_m^2)/L_r$ là cảm ứng thất thoát (leakage inductance); p là toán tử vi phân; P là số cực; ω_e, ω , và $\omega_{sl} = (\omega_e \omega_r)$ là tốc độ đồng bộ, tốc độ rôto và tốc độ trượt (slip); B là hệ số ma sát; J là quán tính của rôto; và T_L là mômen tải.

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

$$\phi_{qr} = p\phi_{qr} = 0 \quad (3)$$

$$\phi_{dr} = \phi_r = \text{hằng số} \quad (4)$$

Trong đó, ϕ_r biểu thị từ thông rôto.

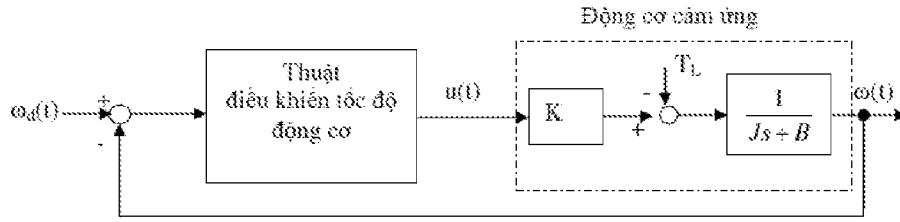
Thay (3) và (4) vào (1) và (2), ta có:

$$\omega_{sl}^* = \frac{R_r L_m i_{qs}^*}{\phi_r^* L_r} \quad (5)$$

$$i_{ds}^* = \frac{\phi_r^*}{L_m} \quad (6)$$

$$\text{và } i_{qs}^* = \frac{4L_r}{3PL_m \phi_r^*} T_e^* \quad (7)$$

Trong đó ký hiệu "*" đặc trưng cho tín hiệu điều khiển cần đạt được. Phương trình (7) cho biết nếu từ thông rôto không đổi thì mômen điện từ T_e^* sẽ thay đổi tuyến tính với tín



Hình 2. Mô hình điều khiển tốc độ động cơ

hiệu điều khiển dòng i_{qs}^* . Vì vậy, phương pháp điều khiển véc tơ cho máy điện cảm ứng lúc này có cấu trúc như điều khiển động cơ một chiều DC.

Từ phương trình (2) và (3) ta có:

$$Ku(t) = J \frac{d\omega_r}{dt} + b\omega_r + T_L \quad (8)$$

trong đó $K = \frac{3P L_m}{4 L_r}$ là hằng số mômen, $u(t) = \phi_r^* i_{qs}^*$ gọi là điện áp điều khiển [3].

Lấy Laplace hai vế phương trình (8) ta có

$$Ku(s) = Js\omega(s) + B\omega(s) + T_L(s) \quad (9)$$

ở đây s là toán tử Laplace. Rút $\omega(s)$ ra ta được:

$$\omega(s) = \frac{1}{Js + B} (Ku(s) - T_L(s)) = G(s)u(s) - \frac{T_L(s)}{Js + B} \quad (10)$$

trong đó

$$G(s) = \frac{K}{Js + B} \quad (11)$$

Mô hình điều khiển tốc độ động cơ cảm ứng theo phương pháp véc tơ được mô tả như trong Hình 2.

Mô hình động cơ khi có nhiều tham số bất định

Để đơn giản trong ký hiệu ta gọi tốc độ mong muốn là ω_d , tốc độ rôto là ω thay vì ω_r và viết lại phương trình (8):

$$u(t) = \frac{J}{K}\dot{\omega} + \frac{B}{K}\omega + \frac{T_L}{K} \quad (12)$$

$$u(t) = J_{eff}\dot{\omega} + B_{eff}\omega + T_{eff} \quad (13)$$

Trong đó

$$J_{eff} = \frac{J}{K} = \hat{J}_{eff} + \Delta J_{eff} \quad (14)$$

$$B_{eff} = \frac{B}{K} = \hat{B}_{eff} + \Delta B_{eff} \quad (15)$$

$$T_{eff} = \frac{T_L}{K} \quad (16)$$

\hat{J}_{eff} và \hat{B}_{eff} là các phần biết. ΔJ_{eff} và ΔB_{eff} là các phần không biết. Thay (14), (15) và (16) vào (12) ta có:

$$u(t) = \hat{J}_{eff}\dot{\omega} + \hat{B}_{eff}\omega + T_{eff} + \Delta J_{eff}\dot{\omega} + \Delta B_{eff}\omega \quad (17)$$

Đặt

$$f = T_{eff} + \Delta J_{eff}\dot{\omega} + \Delta B_{eff}\omega \quad (18)$$

Do ΔJ_{eff} , ΔB_{eff} và T_{eff} là các đại lượng bị giới hạn, ta có thể xác định được giới hạn của:

$$|f| \leq \delta_0; \delta_0 \geq 0 \quad (19)$$

Thay (18) vào (17) ta có hệ động lực mô tả tốc độ mô tơ có các tham số bất định như sau:

$$u(t) = \hat{J}_{eff}\dot{\omega} + \hat{B}_{eff}\omega + f \quad (20)$$

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

3. PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU KHIỂN TỐC ĐỘ ĐỘNG CƠ VỚI NHIỀU THAM SỐ BẤT ĐỊNH

3.1. Xác định tín hiệu phản hồi và bù hệ số ma sát

Chọn

$$u(t) = u_0 + u_1 \quad (21)$$

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

$$u_0 = \hat{J}_{eff}(\dot{\omega}_d - K_D(\omega - \omega_d)) + \hat{B}_{eff}\omega \quad (22)$$

$\omega_d, \dot{\omega}_d$ là tốc độ và gia tốc

$K_D > 0$ 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 (21), (22) vào (20) và giản lược, ta được

$$u_1 - f = \hat{J}_{eff}((\dot{\omega} - \dot{\omega}_d) + K_D(\omega - \omega_d)) \quad (23)$$

Hay

$$\dot{\varepsilon} + K_D\varepsilon = \frac{u_1}{\hat{J}_{eff}} - \frac{f}{\hat{J}_{eff}} \quad (24)$$

trong đó sai số tốc độ

$$\varepsilon = \omega - \omega_d \quad (25)$$

Đặt

$$u' = \frac{u_1}{J_{eff}} \quad (26)$$

$$f' = \frac{f}{J_{eff}} \quad (27)$$

Thay vào phương trình (24) ta có:

$$\dot{\varepsilon} + K_D \varepsilon = u' - f' \quad (28)$$

Như vậy, bài toán điều khiển trở thành tìm u' sao cho hệ (28) ổn định tiệm cận trong khi không biết f' . Ta sẽ sử dụng một mạng nơon để xấp xỉ hàm f' .

3.2. Xác định mạng nơon xấp xỉ đại lượng bất định f' :

Theo định lý Stone Weierstrass [10] mạng nơon RBF (Radial Basis Function) có khả năng xấp xỉ hàm liên tục có cấu trúc không biết trước. Ta xấp xỉ hàm f' bằng \hat{f} là đầu ra của mạng nơon RBF với một nút nơon ở lớp ẩn với sai số xấp xỉ được mô tả theo phương trình:

$$f' = \hat{f} + \delta \quad (29)$$

trong đó δ là sai số xấp xỉ.

Ta chọn mạng nơon \hat{f} RBF ba lớp như sau:

- Lớp đầu vào là tín hiệu sai số ε
- Lớp giữa là lớp ẩn có đầu ra là σ có hàm ra dạng Gauss:

$$\sigma = \exp\left(-\frac{\varepsilon - c}{\lambda}\right) \quad (30)$$

trong đó σ là đầu ra; c, λ là tham số trọng tâm và sai lệch chuẩn của hàm Gauss được tự do chọn.

- Lớp đầu ra tuyến tính

$$\hat{f} = w\sigma \quad (31)$$

trong đó w là trọng liên kết được hiệu chỉnh on-line trong quá trình điều khiển.

- Thuật học của mạng được chọn là

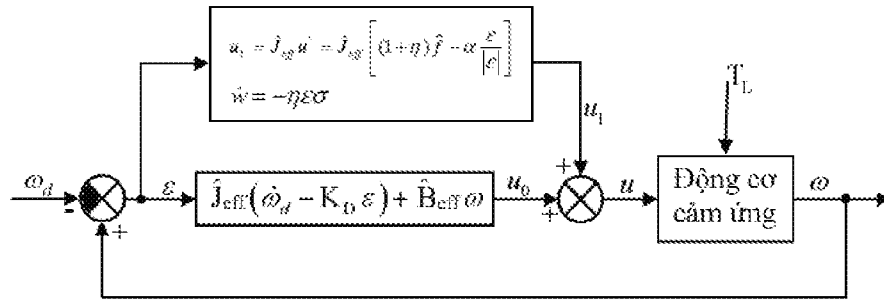
$$\dot{w} = -\eta\varepsilon\sigma \quad (32)$$

trong đó $\eta > 0$ là hệ số học chọn tự do.

3.3. Xác định thuật điều khiển u_1

Ta chọn tín hiệu bù các đại lượng bất định u_1 sử dụng đầu ra của mạng nơon \hat{f} như sau:

$$u_1 = \hat{J}_{eff} u' = \hat{J}_{eff} \left[(1 + \eta)\hat{f} - \alpha \frac{\varepsilon}{|\varepsilon|} \right] \quad (33)$$



Hình 3. Mô hình điều khiển động cơ bằng mạng nơ-ron on-line

trong đó $\alpha > 0$ được chọn tự do.

3.4. Khảo sát tính ổn định tiệm cận của thuật toán

Định lý 1. Tốc độ ω của động cơ cảm ứng xoay chiều có nhiều tham số bất định (12) với mạng nơ-ron (29)-(30) sẽ bám theo tốc độ mong muốn ω_d với sai số $\varepsilon = (\omega - \omega_d) \rightarrow 0$ nếu ta chọn thuật điều khiển u và thuật học \dot{w} của mạng nơ-ron như sau:

$$u(t) = \hat{J}_{eff}(\dot{\omega}_d - K_D(\omega - \omega_d)) + \hat{B}_{eff}\omega + \hat{J}_{eff}u' \quad (34)$$

$$u' = \left[(1 + \eta)f - \alpha \frac{\varepsilon}{|\varepsilon|} \right] \quad (35)$$

$$\dot{w} = -\eta\varepsilon\sigma \quad (36)$$

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

Cấu trúc của hệ điều khiển có thể mô tả theo sơ đồ trên Hình 3. Tín hiệu điều khiển u gồm hai thành phần chính: $u_0 = J_{eff}(\dot{\omega}_d - K_D(\omega - \omega_d)) + \hat{B}_{eff}\omega$ là thành phần phản hồi PD và bù thành phần ma sát, u_1 là thành phần bù có mạng nơ-ron với thuật học on-line để xấp xỉ các thành phần bất định. Định lý này được chứng minh bằng phương pháp ổn định Lyapunov đảm bảo tính ổn định tiệm cận toàn cục của cả hệ thống như trong Hình 3:

Chứng minh:

Chọn hàm V xác định dương như sau:

$$V = \frac{1}{2} (\varepsilon^2 + w^2) \quad (37)$$

Ta có $V > 0$ khi $\varepsilon, w \neq 0$; $V = 0$ khi và chỉ khi $\varepsilon = w = 0$; $V \rightarrow \infty$ khi $\varepsilon, w \rightarrow \infty$.

Lấy đạo hàm V theo t ta có

$$\dot{V} = \varepsilon\dot{\varepsilon} + w\dot{w} \quad (38)$$

Từ (28) ta rút ra:

$$\dot{\varepsilon} = u' - f' - K_D\varepsilon \quad (39)$$

Thay (39) vào (38), đạo hàm V theo t có dạng:

$$\dot{V} = -K_D\varepsilon^2 + \varepsilon(u' - f') + w\dot{w} \quad (40)$$

Với thuật học on-line (36) $\dot{w} = -\eta\varepsilon\sigma$ ta có thể xác định được:

$$w\dot{w} = -\eta\varepsilon w\sigma \tag{41}$$

Thay (41) và (29) vào (40) ta có:

$$\dot{V} = -K_D\varepsilon^2 + \varepsilon(u' - (1 + \eta)w\sigma - \delta) \tag{42}$$

Thay (35) vào (42) ta được

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

Nếu chọn $\alpha = \delta_0 + \mu; \mu > 0$, thay vào (43) dẫn đến

$$\dot{V} \leq -K_D\varepsilon^2 - \alpha|\varepsilon| + \delta_0|\varepsilon| \leq -K_D\varepsilon^2 - \mu|\varepsilon| \leq 0 \tag{44}$$

Ta thấy $\dot{V} < 0$ khi $\varepsilon \neq 0$ và $V = 0$ khi và chỉ khi $\varepsilon = 0$. Theo nguyên lý ổn định Lyapunov ta có sai lệch tốc độ $\varepsilon \rightarrow 0$. Như vậy hệ (17) là ổn định tiệm cận và do đó $\omega(t) \rightarrow \omega_d$ hay nói cách khác tốc độ mô tơ bám theo tốc độ mong muốn với sai lệch bằng 0. Định lý 1 cũng như tính ổn định tiệm cận toàn cục của hệ điều khiển tốc độ động cơ sử dụng mạng nơon mô tả trong Hình 3 đã được chứng minh. ■

4. MÔ PHÒNG KIỂM CHỨNG PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU KHIỂN

Để kiểm chứng thuật toán điều khiển, ta khảo sát hệ điều khiển động cơ có nhiều tham số bất định với 2 trường hợp sử dụng và không sử dụng mạng nơon với phần tải thay đổi không biết trước.

Ta giả thiết tín hiệu tốc độ mong muốn ω_d biến thiên theo dạng hình thang gồm phần tăng tốc đều từ 0 [rad/s] tới tốc độ mong muốn $\omega_d = 1$ [rad/s], phần giữ tốc độ ổn định $\omega = \omega_d$, và phần giảm tốc đều về 0. Thời gian tăng tốc là 10 giây, thời gian giữ tốc độ ổn định là 40 giây và thời gian giảm tốc là 10 giây. Ta mô phỏng hệ điều khiển tốc độ động cơ với các tham số bất định và tải được mô tả bằng phương trình:

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

Trong đó các tham số bất định được giả thiết như sau:

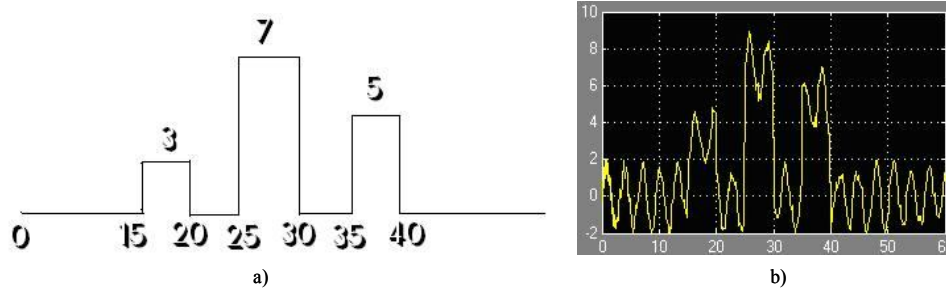
$B = \hat{B} + \Delta B$	$J = \hat{J} + \Delta J$	$K = \hat{K} + \Delta K$
$\hat{B} = 3$	$\hat{J} = 5$	$\hat{K} = 6$
$\Delta B = 0,3$	$\Delta J = 0,5$	$\Delta K = 0,6$

Ta giả thiết tải thay đổi không biết trước có dạng:

$$T_L = \hat{T}_L + \Delta T_L$$

$$\Delta T_L = 1,5 \sin(2t) + 0,5 \sin(50t) \text{ [Nm]}$$

\hat{T}_L có biên độ thay đổi theo thời gian như Hình 4 :



Hình 4. (a) Thành phần tải thay đổi đột biến của mô tơ; (b) Biến thiên của tải T_L

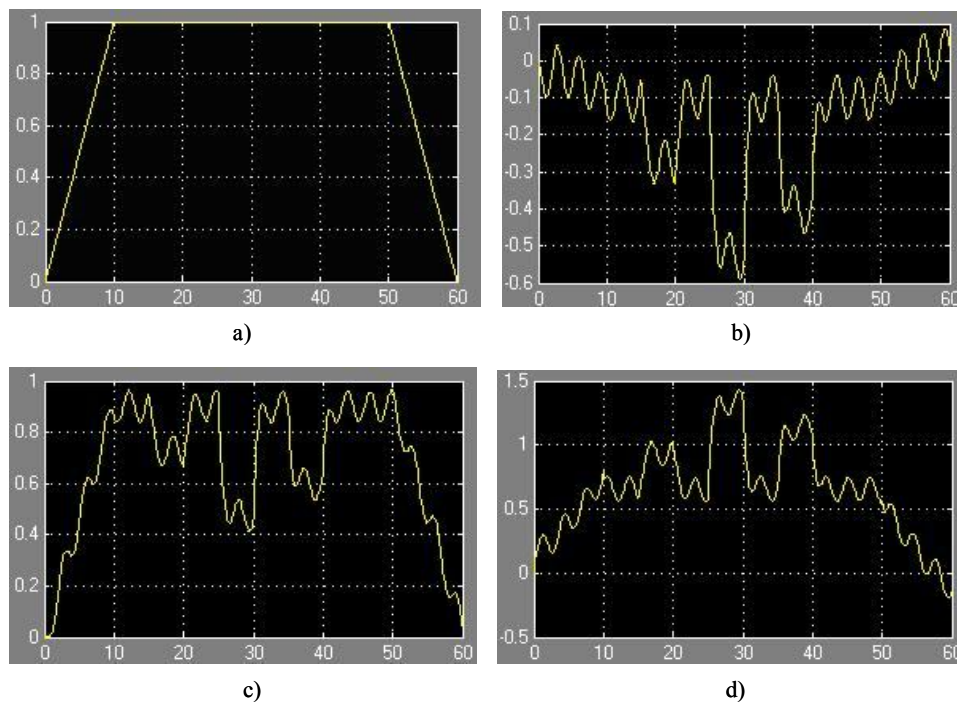
\hat{T}_L và ΔT_L là tải thay đổi tác động vào động cơ và ta không biết trước. Như vậy ta đã giả thiết tải thay đổi với 3 thành phần: đột biến, nhiễu do điện lưới 50 Hz và nhiễu do rung tần số thấp 2 Hz gây nên.

a) Mô phỏng với trường hợp không sử dụng mạng nơron

Lúc này tín hiệu điều khiển $u(t)$ có dạng:

$$\begin{aligned} u(t) &= u_0 + u_1, \\ u_0 &= \hat{J}_{eff}(\dot{\omega}_d - K_D(\omega - \omega_d)) + \hat{B}_{eff}\omega, \\ u_1 &= 0, \end{aligned}$$

K_D được chọn là 2, 5. Kết quả mô phỏng được mô tả trong Hình 6.



Hình 5. Kết quả mô phỏng khi không có mạng nơron:

- (a) Tốc độ mong muốn ω_d ; (b) Sai số bám ε ;
(c) Tốc độ mô tơ ω ; (d) Tín hiệu điều khiển $u(t)$

Nhìn vào Hình 5 d, ta thấy tải thay đổi rất lớn là tổ hợp của 3 sự biến thiên. Sai số giữa tốc độ yêu cầu và tốc độ rôto khá lớn và biến thiên liên tục (Hình 5 b). Tốc độ của động cơ không ổn định và biến thiên lớn với sai số khoảng 40% (Hình 5 c). Tốc độ bị giảm khi tải tăng đột biến tại các thời điểm 15s, 25s, 35s.

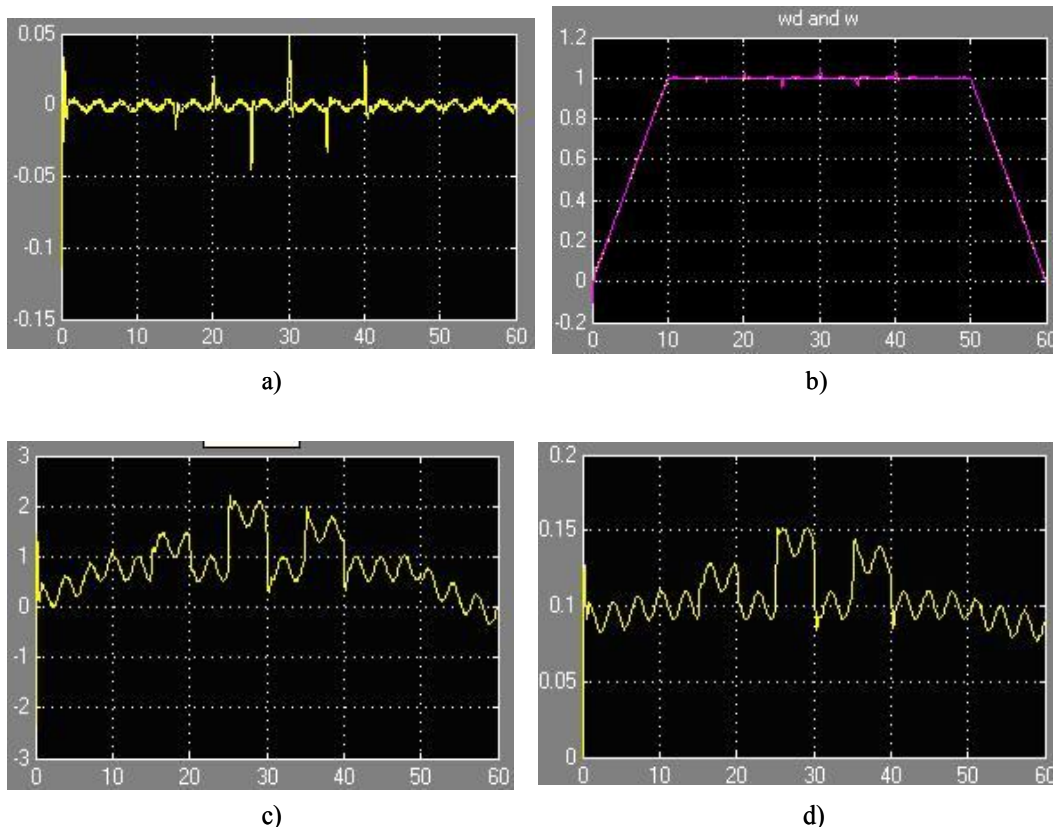
Để khắc phục điều này ta sẽ sử dụng mạng nơon được học on-line để bù lại tác động thay đổi của tải và đột biến định của các tham số động cơ.

b) *Mô phỏng với tín hiệu điều khiển sử dụng mạng nơon*

Lúc này tín hiệu điều khiển $u(t)$ có dạng:

$$\begin{aligned}
 u(t) &= u_0 + u_1 \\
 u_0 &= \hat{J}_{eff}(\dot{\omega}_d - K_D(\omega - \omega_d)) + \hat{B}_{eff}\omega \\
 u_1 &= \hat{J}_{eff}u' = \hat{J}_{eff} \left[(1 + \eta)\hat{f} - \alpha \frac{\varepsilon}{|\varepsilon|} \right] \\
 \dot{w} &= -\eta\varepsilon\sigma
 \end{aligned}$$

Các tham số mạng nơon được chọn là: $\alpha = 3; c = 1; \lambda = 0, 3; \eta = 0, 2$. Các kết quả mô phỏng được mô tả trong Hình 6 .



Hình 6. Kết quả mô phỏng khi điều khiển có mạng nơon
 (a) Sai số tốc độ; (b) Tốc độ mô tơ ω và ω_d ;
 (c) Tín hiệu điều khiển $u(t)$; (d) Biến thiên của trọng số w

So sánh kết quả Hình 6 với kết quả mô phỏng khi không sử dụng mạng nơron (Hình 5) ta thấy tốc độ của rôto đã được điều khiển bám sát với tốc độ yêu cầu (Hình 6 b). Tại các thời điểm tải thay đổi đột biến tốc độ rôto có quá trình quá độ nhất định nhưng chỉ sau một khoảng thời gian rất ngắn mạng nơron tự học và tác động đưa tốc độ mô tơ về với tốc độ yêu cầu. Sai số trung bình $< 10^{-3}$ và tại các điểm tải thay đổi đột biến lớn sai số dạng xung $< 0,05$ (Hình 6 a) trong khi tải thay đổi lớn không biết trước (Hình 4 b). 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.

5. KẾT LUẬN

Báo cáo này đề xuất một 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 mô hình động lực của động cơ xoay chiều. Độ ổn định tiệm cận toàn cục của hệ thống điều khiển sử dụng mạng nơron được chứng minh chặt chẽ bằng phương pháp ổn định Lyapunov. Các mô phỏng trên Matlab với thay đổi tải và nhiễu tham số bất định cho kết quả rất khả quan. Kết quả của điều khiển sử dụng mạng nơron đã được so sánh với kết quả điều khiển không có mạng nơron cho thấy rõ tính tự thích nghi cao của hệ. Các kết quả mô phỏng đã minh chứng hiệu quả của phương pháp điều khiển đề xuất.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] W. Leonhard, *Control of Electric Drives*, SpringerVerlag, 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 Electronics* **52** (3) (Jun. 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, Jun. 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 and 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 2008 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*, Ischia, Italy, 2008 (1109–1113).

- [8] Z. Yan, and V. Utkin, Sliding mode observers for electric machines an overview, *Proceedings of the IEEE 2002 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society IECON'02* **3** (2) Servilla, Spain, Nov. 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 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society IECON'01* **2**, Aachen, Germany, Dec. 2001 (1400–1405).
- [10] N.E Cotter, The Stone- Weierstrass and its application to neural networks, *IEEE Transaction on Neural Networks* **1** (4) (1990) 290–295.
- [11] P. Marino, M. Milano, and F. Vasca, Linear quadratic state feedback and robust neural network estimator for field-oriented-controlled induction motors, *IEEE Transaction on Industrial Electronics* **46** (1999) 150–161.

Nhận bài ngày 18 - 12 - 2009