

ĐIỀU KHIỂN ĐỘNG CƠ KHÔNG ĐỒNG BỘ BA PHA DÙNG PHƯƠNG PHÁP CUỐN CHIẾU CONTROL OF THREE-PHASE INDUCTION MOTOR USING BACKSTEPPING METHOD

Huỳnh Thanh Tường, Thạch Thị Sochet,
Nguyễn Thanh Ngọc, Bùi Thị Kim Huệ
Trường Đại học Sư phạm Kỹ thuật Vĩnh Long, Việt Nam

Ngày toà soạn nhận bài 10/3/2018, ngày phân biện đánh giá 02/4/2018, ngày chấp nhận đăng 20/4/2018.

TÓM TẮT

Động cơ không đồng bộ ba pha được sử dụng rộng rãi trong công nghiệp vì các ưu điểm như cấu tạo đơn giản, chắc chắn, vận hành tin cậy, ít bảo trì sửa chữa, giá thành thấp, hiệu suất cao... Tuy nhiên, việc điều khiển động cơ không đồng bộ là một vấn đề khó khăn, phức tạp vì tính phi tuyến của mô hình động cơ.

Bài báo này ứng dụng kỹ thuật điều khiển cuộn chiếu (Backstepping) và phương pháp điều khiển điều khiển trực tiếp mômen để thiết kế hệ thống điều khiển từ thông và tốc độ động cơ không đồng bộ ba pha, trong đó từ thông và mômen được ước lượng từ các giá trị dòng điện và điện áp của động cơ.

Việc nghiên cứu so sánh các thành phần của động cơ (từ thông, tốc độ, mômen, dòng điện ba pha) của phương pháp đề xuất (Backstepping) với phương pháp DTC được tiến hành. Việc so sánh được thực hiện khi thay đổi tải ở trục động cơ, khả năng bám của tốc độ và độ nhạy khi thay đổi điều kiện vận hành. Từ thông và mômen được ước lượng từ các giá trị dòng và áp của động cơ. Các kết quả mô phỏng sẽ cho thấy hiệu quả của phương pháp đề xuất.

Từ khóa: điều khiển phi tuyến; điều khiển vector; động cơ không đồng bộ; điều khiển trực tiếp mômen; điều khiển cuộn chiếu.

ABSTRACT

A three-phase induction motor is the main equipment in AC drives because of the advantages such as simple structure, solid, reliable operation, low maintenance repairs, low cost, high performance. However, the control of the induction motor is a difficult and complicated problem because of its strong nonlinearity.

This paper applies the backstepping control technique and the direct torque control method to design a speed and flux controller for induction motors. The torque and the flux are estimated from measurement of voltages and currents of the motor.

The comparative study of the components of the motor (flux, speed, torque, three-phase current) of the proposed method (backstepping) with direct torque control (DTC) method is conducted. The comparison is done when changing the load on the motor shaft, tracking capability of speed and sensitivity to changes in operating conditions. Flux and the torque are estimated from the value of the motor current and voltage. The simulation results showed the effectiveness of the proposed method.

Keywords: Nonlinear control; Vector control; Asynchronous motor; Direct torque control; Backstepping control.

1. ĐẶT VẤN ĐỀ [1]

Cùng với sự phát triển ngày càng lớn mạnh của các ngành công nghiệp, đặc biệt là ngành điều khiển tự động, yêu cầu chất lượng đối với các loại máy móc ngày càng cao: cơ cấu máy móc đòi hỏi phải đạt độ nhanh, nhạy, chính xác cao, năng lượng phải được sử dụng có hiệu quả.

Động cơ không đồng bộ chính thức được công nhận từ những năm 1970 tuy nhiên chúng không được sử dụng rộng rãi bởi vì có những khó khăn mà chúng mang lại: khó điều khiển và chất lượng thấp. Tuy nhiên, cùng với sự phát triển mạnh mẽ của công nghệ chế tạo các thiết bị bán dẫn công suất và các bộ vi xử lý có khả năng xử lý mạnh mẽ, những khó khăn đó đã được khắc phục. Động cơ không đồng bộ hiện nay được xem là công nghệ mới.

Với những ưu điểm của mình động cơ không đồng bộ đang được xem là một trong những giải pháp cho những vấn đề đã nêu ở trên. Một số ưu điểm nổi bật của động cơ tuyến tính: tốc độ cao, độ chính xác cao, đáp ứng nhanh, độ bền cơ học cao.

Ngày nay, cùng với sự phát triển mạnh mẽ của lý thuyết điều khiển tự động, kỹ thuật điều khiển động cơ không đồng bộ cũng thay đổi nhanh chóng. Trong lý thuyết điều khiển hiện đại, động cơ không đồng bộ ba pha được xem là một đối tượng phi tuyến (vì mô hình toán học của động cơ không đồng bộ được mô tả bằng các phương trình vi phân bậc cao). Để điều khiển động cơ một cách chính xác, ta phải áp dụng các phương pháp điều khiển phi tuyến như: điều khiển cuộn chiếu (Backstepping), điều khiển trượt (sliding mode control - SMC), điều khiển trực tiếp mômen (direct torque control), điều khiển thích nghi (adaptive control)... để tác động lên mô hình toán học của động cơ.

Trong bài báo này, phương pháp điều khiển cuộn chiếu được sử dụng để tiếp cận mô hình toán học của động cơ. Mục đích chính của phương pháp này là tiến hành đổi biến điều khiển sao cho ngã ra tuyến tính với biến điều khiển mới.

2. MÔ HÌNH ĐỘNG CƠ KHÔNG ĐỒNG BỘ BA PHA [2]

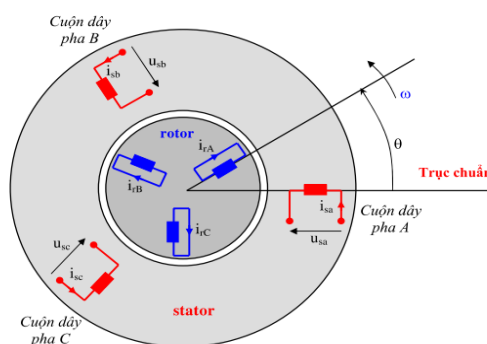
Động cơ không đồng bộ được mô tả bởi một hệ phương trình vi phân bậc cao. Với cấu trúc phân bố các cuộn dây phức tạp về mặt không gian và các mạch từ móc vòng ta phải chấp nhận một số các điều kiện sau đây khi mô hình hóa động cơ.

Bỏ qua các tổn hao trong lõi sắt từ, không xét tới ảnh hưởng của tần số và thay đổi của nhiệt độ đối với điện trở, điện cảm tới các cuộn dây.

Bỏ qua bão hòa mạch từ, tự cảm và hỗ cảm của mỗi cuộn dây được coi là tuyến tính. Dòng từ hóa và từ trường được phân bố hình sin trên bề mặt khe từ.

2.1. Xây dựng mô hình động cơ không đồng bộ ba pha

Ta thống nhất một số qui ước cho các ký hiệu cho các đại lượng và các thông số của động cơ.



Hình 1. Mô hình đơn giản của động cơ không đồng bộ ba pha

Các thông số của động cơ không đồng bộ ba pha:

R_s : điện trở cuộn dây stator

R_r : điện trở rotor qui đổi về stator

L_m : hỗ cảm giữa stator và rotor

$L_{\sigma s}$: điện kháng tản cuộn dây stator

$L_{\sigma r}$: điện kháng tản cuộn dây rotor qui đổi về stator

p : số đôi cực của động cơ

J : moment quán tính cơ (kg.m^2)

Các thông số định nghĩa thêm:

$$L_s = L_m + L_{\sigma_s} \quad \text{điện cảm stator}$$

$$L_r = L_m + L_{\sigma_r} \quad \text{điện cảm rotor}$$

$$T_s = \frac{L_s}{R_s} \quad \text{hằng số thời gian stator}$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad \text{hằng số thời gian rotor}$$

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \quad \text{hệ số từ tản tổng}$$

$$T_{\text{samp}} \quad \text{chu kỳ lấy mẫu}$$

Chữ thường: đại lượng tức thời, biến thiên theo thời gian.

Chữ hoa: đại lượng vector, module vector, độ lớn.

Từ hệ qui chiếu rotor quy về hệ qui chiếu stator theo các phương trình:

$$\vec{i}_r^r = \vec{i}_r^s e^{-j\theta} \quad (1)$$

$$\vec{\psi}_r^r = \vec{\psi}_r^s e^{-j\theta} \quad (2)$$

Từ hai phương trình trên ta có:

$$0 = R_r \vec{i}_r^s + \frac{d\vec{\psi}_r^s}{dt} - j\omega \vec{\psi}_r^s \quad (3)$$

Vậy từ các phương trình trên ta có hệ phương trình:

$$\vec{u}_s^s = R_s \vec{i}_s^s + \frac{d\vec{\psi}_s^s}{dt} \quad (4a)$$

$$0 = R_r \vec{i}_r^s + \frac{d\vec{\psi}_r^s}{dt} - j\omega \vec{\psi}_r^s \quad (4b)$$

$$\vec{\psi}_s^s = L_s \vec{i}_s^s + L_m \vec{i}_r^s \quad (4c)$$

$$\vec{\psi}_r^s = L_m \vec{i}_s^s + L_r \vec{i}_r^s \quad (4d)$$

$$T_e = \frac{3}{2} p (\vec{\psi}_s^s \times \vec{i}_s^s) = -\frac{3}{2} p (\vec{\psi}_r^s \times \vec{i}_r^s) \quad (4e)$$

$$T_e = T_L + \frac{J}{p} \frac{d\omega}{dt} \quad (4f)$$

Để xác định dòng điện stator và từ thông rotor, từ pt (4c) và pt (4d) có:

$$\vec{i}_r^s = \frac{1}{L_r} \left(\vec{\psi}_r^s - L_m \vec{i}_s^s \right) \quad (5)$$

$$\vec{\psi}_s^s = L_s \vec{i}_s^s + \frac{L_m}{L_r} \left(\vec{\psi}_r^s - L_m \vec{i}_s^s \right) \quad (6)$$

Thay (5), (6) vào (4a, b),

Phương trình (4a, b) trở thành:

$$\vec{u}_s^s = R_s \vec{i}_s^s + \sigma L_s \frac{d\vec{i}_s^s}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\vec{\psi}_r^s}{dt} \quad (7)$$

$$0 = -\frac{L_m}{T_r} \vec{i}_s^s + \left(\frac{1}{T_r} - j\omega \right) \vec{\psi}_r^s + \frac{d\vec{\psi}_r^s}{dt} \quad (8)$$

Suy ra

$$\frac{d\vec{\psi}_r^s}{dt} = \frac{L_m}{T_r} \vec{i}_s^s - \left(\frac{1}{T_r} - j\omega \right) \vec{\psi}_r^s \quad (9)$$

Thay (7) vào (9)

$$\frac{d\vec{i}_s^s}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \right) \vec{i}_s^s + \frac{1-\sigma}{\sigma L_m} \left(\frac{1}{T_r} - j\omega \right) \vec{\psi}_r^s + \frac{1}{\sigma L_s} \vec{u}_s^s \quad (10)$$

$$\frac{d\vec{\psi}_r^s}{dt} = \frac{L_m}{T_r} \vec{i}_s^s - \left(\frac{1}{T_r} - j\omega \right) \vec{\psi}_r^s \quad (11)$$

Chuyển sang dạng các thành phần của vector trên hai trục tọa độ:

$$\frac{di_{s\alpha}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \right) i_{s\alpha} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r L_m} \psi_{r\alpha} + \frac{1-\sigma}{\sigma L_m} \omega \psi_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{s\alpha} \quad (12)$$

$$\frac{di_{s\beta}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \right) i_{s\beta} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r L_m} \psi_{r\beta} - \frac{1-\sigma}{\sigma L_m} \omega \psi_{r\alpha} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{s\beta}$$

$$\frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \psi_{r\alpha} - \omega \psi_{r\beta}$$

$$\frac{d\psi_{r\beta}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{s\beta} - \frac{1}{T_r} \psi_{r\beta} + \omega \psi_{r\alpha}$$

Thay các thành phần của vector từ thông rotor và dòng stator ta được:

$$T_e = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} (\psi_{ra} i_{s\beta} - \psi_{r\beta} i_{sa}) \quad (13)$$

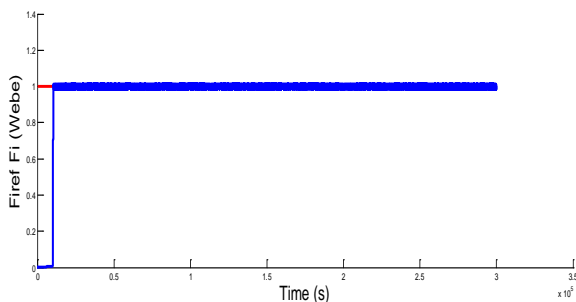
3. PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU KHIỂN TRỰC TIẾP MÔMEN (DTC)

3.1. Điều khiển trực tiếp mômen động cơ không đồng bộ [3], [4], [5]

DTC là phương pháp điều khiển trực tiếp từ thông và mômen. Hai đại lượng được đo là điện áp và dòng điện stator. Điện áp đo là điện áp một chiều sau chỉnh lưu. Tín hiệu điện áp và dòng điện là đầu vào mô hình động cơ, để từ đó tính ra giá trị của từ thông và mômen. Hai bộ so sánh mức so sánh các giá trị này với các giá trị đầu ra của hai bộ điều khiển. Dựa vào đầu ra này, logic đóng mở xác định vị trí van đóng mở tối ưu. Do đó, mỗi điện áp xung được xác định riêng rẽ. Vị trí van đóng mở làm thay đổi điện áp và dòng điện, nó lại ảnh hưởng tới mômen và từ thông. Hệ thống không sử dụng cảm biến tốc độ. Tốc độ động cơ được tính toán bởi một khâu gọi là mô hình động cơ thích nghi.

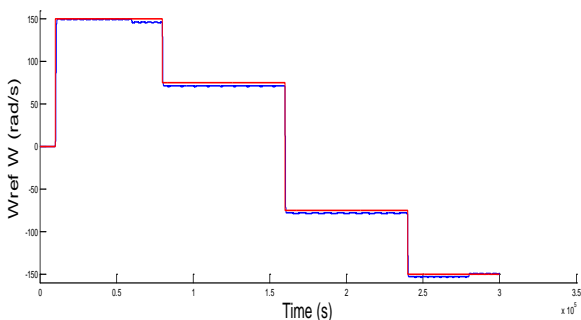
3.2. Kết quả mô phỏng DTC

3.2.1. Từ thông của động cơ:



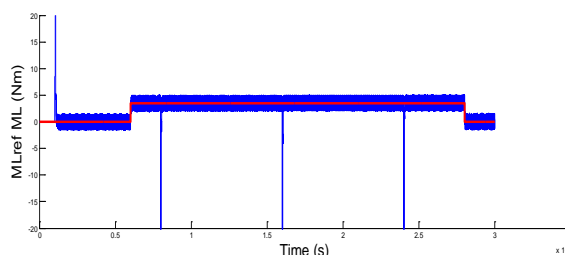
Hình 2. Từ thông của động cơ

3.2.2. Tốc độ của động cơ:



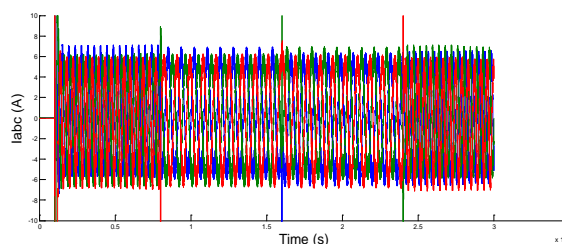
Hình 3. Tốc độ của động cơ

3.2.3. Mômen của động cơ:



Hình 4. Mômen của động cơ

3.2.4. Dòng điện ba pha của động cơ:



Hình 5. Dòng điện ba pha của động cơ

=> Kết quả mô phỏng cho thấy:

- Bộ điều khiển thực hiện tốt các yêu cầu của điều khiển.
- Động cơ vẫn giữ tốt giá trị tốc độ, từ thông khi tải thay đổi.
- Khi đảo chiều thì giá trị tốc độ, từ thông vẫn ổn định.

4. PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU KHIỂN CUỐN CHIẾU ĐỘNG CƠ KHÔNG ĐỒNG BỘ [6], [7], [8], [9]

4.1. Điều khiển cuộn chiếu:

Tính chất phi tuyến thể hiện rất rõ, với số lượng biến đầu vào và ra rất nhiều. Nên việc tìm ra quy luật điều khiển là khó đối với các phương pháp thông thường. Phương pháp thiết kế cuộn chiếu tỏ ra rất hữu ích đối với mô hình này. Bộ điều khiển được thiết kế sẽ giải quyết vấn đề phi tuyến của mô hình.

Từng bước thiết kế bộ điều khiển thỏa đại lượng tốc độ và dòng từ hóa đạt đến giá trị đặt là mục tiêu được đưa ra.

Như đã trình bày ở phần mô hình của động cơ, khi ta xét trong hệ tọa độ dq, do trục q vuông góc với vector $\psi'_{ra} = \mathbf{0}$ làm cho phương trình trở nên đơn giản hơn.

$$\frac{d\omega}{dt} = \left(\frac{3PL_m^2}{2L_r} \psi'_{rd} i_{sq} - T_L \right) \frac{P}{J} \quad (14)$$

Để đơn giản hơn trong việc tính toán, ta định nghĩa giá trị:

$$\mu = \frac{3(PL_m)^2}{2L_r J} \quad (15)$$

Thay (15) vào (14) ta được:

$$\frac{d\omega}{dt} = \mu \psi'_{rd} i_{sq} - T_L \frac{P}{J} \quad (16)$$

Gọi ω_{ref} , ψ_{ref} lần lượt là giá trị tốc độ và từ thông mong muốn. Ta định nghĩa hai giá trị e_1 , e_3 là sai số giữa giá trị tốc độ, từ thông đặt và giá trị ước lượng.

$$\begin{cases} e_1 = \omega_{ref} - \omega \\ e_3 = \psi_{ref} - \psi'_{rd} \end{cases} \quad (17)$$

Xét hàm Lyapunov sau:

$$V = \frac{1}{2} e_1^2 + \frac{1}{2} e_3^2 > 0 \quad (18)$$

Lấy đạo hàm phương trình (18) ta được:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= -k_1 e_1^2 - k_3 e_3^2 + e_1 (k_1 e_1 + \dot{\omega}_{ref} - \mu \psi'_{rd} i_{sq} \\ &+ T_L \frac{P}{J}) + e_3 (k_3 e_3 + \dot{\psi}_{ref} - \frac{1}{T_r} i_{sd} + \frac{1}{T_r} \psi'_{rd}) \end{aligned} \quad (19)$$

Ta thấy rằng để phương trình thỏa mãn định lý ổn định Lyapunov thì \dot{V} phải xác định

$$\Leftrightarrow \begin{cases} \mu e_2 = k_1 e_1 + \dot{e}_1 \Rightarrow \dot{e}_1 = \mu e_2 - k_1 e_1 \\ e_4 = k_3 e_3 + \dot{e}_3 \Rightarrow \dot{e}_3 = e_4 - k_3 e_3 \end{cases} \quad (20)$$

Lấy đạo hàm các giá trị e_2 , e_4 từ hệ phương trình (20) ta được:

$$\begin{cases} \dot{e}_2 = \frac{k_1}{\mu} (\mu e_2 - k_1 e_1) + \frac{1}{\mu} \ddot{\omega}_{ref} - \dot{\psi}'_{rd} i_{sq} - \psi'_{rd} \dot{i}_{sq} \\ \dot{e}_4 = k_3 (e_4 - k_3 e_3) + \ddot{\psi}_{ref} + \frac{1}{T_r} \dot{\psi}'_{rd} - \frac{1}{T_r} \dot{i}_{sd} \end{cases} \quad (21)$$

Để biểu thức đơn giản hơn ta đặt:

$$\begin{aligned} \phi_2 &= \frac{k_1}{\mu} (\mu e_2 - k_1 e_1) + \frac{1}{\mu} \ddot{\omega}_{ref} - \frac{1}{T_r} \dot{i}_{sd} \dot{i}_{sq} + \frac{1}{T_r} \psi'_{rd} \dot{i}_{sq} \\ &+ \omega_r \psi'_{rq} \dot{i}_{sq} + \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \right) \dot{i}_{sd} \psi'_{rd} + \omega_s \dot{i}_{sq} \psi'_{rd} \\ &+ \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \psi'_{rq} \psi'_{rd} - \frac{1-\sigma}{\sigma} \omega \psi'_{rq} \psi'_{rd} \end{aligned}$$

Lúc đó hệ phương trình (21) trở thành:

$$\begin{cases} \dot{e}_2 = \phi_2 - \frac{1}{\sigma L_s} u_{sd} \psi'_{rd} \\ \dot{e}_4 = \phi_4 - \frac{1}{\sigma L_s} \frac{1}{T_r} u_{sd} \end{cases}$$

Đến đây ta xác định hàm Lyapunov để ổn định hóa cả hệ thống, bao gồm cả hai biến e_2 , e_4 .

Ta chọn hàm Lyapunov như sau:

$$V_2 = \frac{1}{2} (e_1^2 + e_2^2 + e_3^2 + e_4^2) > 0 \quad (22)$$

Lấy đạo hàm phương trình (22) ta được:

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= e_1 (\mu e_2 - k_1 e_1) + e_2 (\phi_2 - \frac{1}{\sigma L_s} u_{sd} \psi'_{rd}) \\ &+ e_3 (e_4 - k_3 e_3) + e_4 (\phi_4 - \frac{1}{\sigma L_s} \frac{1}{T_r} u_{sd}) \\ \Leftrightarrow \dot{V}_2 &= \mu e_2 e_1 - k_1 e_1^2 + \phi_2 e_2 - \frac{1}{\sigma L_s} u_{sd} \psi'_{rd} e_2 + e_4 e_3 - k_3 e_3^2 \\ &+ \phi_4 e_4 - \frac{1}{\sigma L_s} \frac{1}{T_r} u_{sd} e_4 - k_2 e_2^2 + k_2 e_2^2 - k_4 e_4^2 + k_4 e_4^2 \\ \Leftrightarrow \dot{V}_2 &= -k_1 e_1^2 - k_3 e_3^2 - k_2 e_2^2 - k_4 e_4^2 \\ &+ e_2 (\mu e_1 + \phi_2 + k_2 e_2 - \frac{1}{\sigma L_s} u_{sd} \psi'_{rd}) \\ &+ e_4 (\phi_4 + k_4 e_4 + e_3 - \frac{1}{\sigma L_s} \frac{1}{T_r} u_{sd}) \end{aligned}$$

Để hệ ổn định theo Lyapunov thì $\dot{V}_2 < 0$. Để có được điều đó thì:

$$\begin{cases} \mu e_1 + \phi_2 + k_2 e_2 - \frac{1}{\sigma L_s} u_{sd} \psi'_{rd} = 0 \\ \phi_4 + k_4 e_4 + e_3 - \frac{1}{\sigma L_s} \frac{1}{T_r} u_{sd} = 0 \\ \left(\frac{\mu e_1 + \phi_2 + k_2 e_2}{\frac{1}{\sigma L_s} \psi'_{rd}} = u_{sd} \right) \& \left(\frac{\phi_4 + k_4 e_4 + e_3}{\frac{1}{\sigma L_s} \frac{1}{T_r}} = u_{sd} \right) \end{cases}$$

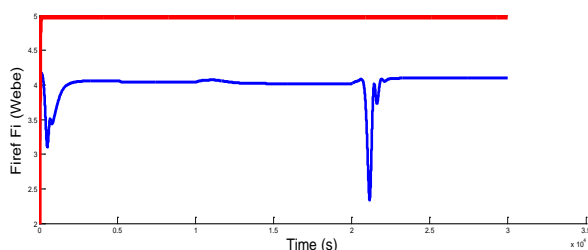
Đến đây ta đã xây dựng được luật điều khiển để tốc độ và từ thông động cơ bám

theo giá trị tốc độ và từ thông đặt với các đại lượng như sau:

$$\left\{ \begin{aligned} e_1 &= \omega_{ref} - \omega \\ e_3 &= \psi_{ref} - \psi_{rd} \\ e_2 &= \frac{k_1 e_1 + \dot{\omega}_{ref} + T_L \frac{P}{J} - \psi_{rd}' i_{sq}}{\mu} \\ e_4 &= k_3 e_3 + \dot{\psi}_{ref} + \frac{1}{T_r} \psi_{rd}' - \frac{1}{T_r} i_{sd} \\ \phi_2 &= \frac{k_1}{\mu} (\mu e_2 - k_1 e_1) + \frac{1}{\mu} \ddot{\omega}_{ref} - \frac{1}{T_r} i_{sd} i_{sq} \\ &+ \frac{1}{T_r} \psi_{rd}' i_{sq} + \omega_r \psi_{rq}' i_{sq} + \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \right) i_{sd} \psi_{rd}' \\ &+ \omega_s i_{sq} \psi_{rd}' + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \psi_{rq}' \psi_{rd}' - \frac{1-\sigma}{\sigma} \omega \psi_{rq}' \psi_{rd}' \\ \phi_4 &= k_3 (e_4 - k_3 e_3) + \ddot{\psi}_{ref} + \left(\frac{1}{T_r} \right)^2 i_{sd} - \left(\frac{1}{T_r} \right)^2 \psi_{rd}' \\ &- \frac{1}{T_r} \omega_r \psi_{rq}' + \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \right) \frac{1}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \omega_s i_{sq} \\ &- \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \frac{1}{T_r} \psi_{rq}' - \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{T_r} \omega \psi_{rq}' \end{aligned} \right. \quad (23)$$

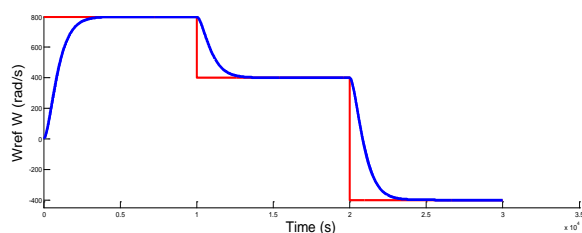
4.2. Kết quả mô phỏng cuộn chiếu

4.2.1. Từ thông của động cơ:



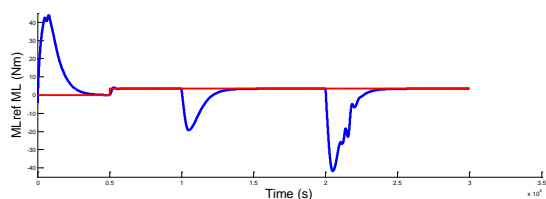
Hình 6. Từ thông của động cơ

4.2.2. Tốc độ của động cơ:



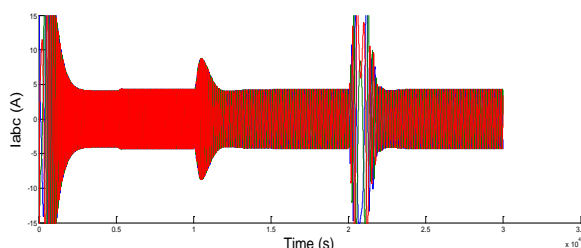
Hình 7. Tốc độ của động cơ

4.2.3. Mômen của động cơ:



Hình 8. Mômen của động cơ

4.2.4. Dòng điện ba pha của động cơ:



Hình 9. Dòng điện ba pha của động cơ

=> Kết quả mô phỏng cho thấy: Đối với các tải nhỏ và tốc độ thấp thì phương pháp điều khiển Backstepping và phương pháp điều khiển DTC đáp ứng tốt về mặt tốc độ, từ thông. Nhưng với tải lớn và tốc độ cao thì phương pháp điều khiển Backstepping cho thấy được những ưu điểm hơn so với phương pháp điều khiển DTC.

5. SO SÁNH KẾT QUẢ MÔ PHỎNG

5.1. So sánh từ thông động cơ

Nhận xét: Từ thông của cả hai phương pháp đều đáp ứng nhanh, không vọt lố, không có sai số tĩnh ở cả hai chế độ quay của động cơ.

5.2. So sánh tốc độ động cơ

Nhận xét: Tốc độ của cả hai phương pháp đều đáp ứng nhanh, không vọt lố, không có sai số tĩnh ở cả hai chế độ quay của động cơ.

5.3. So sánh mômen động cơ

Nhận xét: Mômen động cơ của phương pháp cuộn chiếu có đáp ứng tốt (bám nhanh theo giá trị đặt, biên độ dao động nhỏ và ít bị ảnh hưởng bởi tốc độ động cơ) ở cả hai chế độ quay của động cơ.

5.4. So sánh dòng điện các pha động cơ

Nhận xét: Dòng điện khởi động động cơ của phương pháp cuộn chiếu bằng 2 lần dòng xác lập, không bị ảnh hưởng bởi tốc độ động cơ và sự thay đổi của tải (định mức).

6. KẾT LUẬN

Qua kết quả mô phỏng trên Simulink/Matlab cho thấy phương pháp này đạt yêu cầu. Tốc độ và từ thông của động cơ đáp ứng nhanh, không vọt lố, không dao động. Mômen động cơ bám khá sát giá trị đặt. Dòng điện khởi động bằng hai lần dòng xác lập. Đề tài

nghiên cứu thành công góp phần kiểm chứng và phát triển phương pháp điều khiển cuộn chiều, một phương pháp điều khiển linh hoạt, toàn diện trong không gian trạng thái vào đối tượng điều khiển đang được sử dụng rộng rãi hiện nay là ĐCKĐB ba pha rotor lồng sóc.

Đây sẽ là cơ sở để xây dựng các hệ thống điều khiển có chất lượng cao về độ chính xác, ổn định và thỏa mãn đối với hệ thống truyền động có yêu cầu nghiêm ngặt về mặt động học.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] Nguyễn Phùng Quang, “Điều khiển tự động truyền động điện xoay chiều ba pha”, NXB Giáo dục, 1996.
- [2] Trần Công Bình, “Hệ Thống Điều Khiển Số”, NXB Đại Học Bách Khoa TP.HCM, 2007.
- [3] Nguyễn Phùng Quang, “Matlab & Simulink”, NXB Khoa học và kỹ thuật Hà Nội, 2008.
- [4] Abdul Wahab, H.F., and Sanusi, H., “Simulink Model of Direct Torque Control of Induction Machine”, American Journal of Applied Sciences, pp.1083 – 1090, 2008.
- [5] Chapuis, Y.A. and D. Roye, “Direct Torque Control anh current limitation method in start-up of an induction machine”, IEE Conf.Power Electronics and Variable speed Drives, pp.451- 455, 1998.
- [6] Mehazzem, A. Reama, H. Benalla. “*Sensorless nonlinear adaptive backstepping control of induction motor*”. ICGST-ACSE Journal, ISSN 1687-4811, Volume 8, Issue III, January 2009.
- [7] Ismail Khalil Bousserhane, AbdeldjabbarHazzab, MostefaRahli, MokhtarKamli, BenyounesMazari. “*Direct field-oriented control using backsteppingstratery with fuzzy rotor resistance estimator for induction motor speed control*”. ISSN 1392-124X information technology and control, vol.35, No.4, 2006.
- [8] H.T.Lee, L.C.Fu and F.L.Lian. “*Sensorless adaptive backstepping speed control of induction motor*”. Proceeding of the 45th IEEE Conference on Decision & Control, San Diego, CA, USA. December 13-15, 2006.
- [9] A. Belhani, K. Belarbi and F. Mehazzem. “*Design of multivariablebackstepping speed controller using genetic algorithms*”. ICGST Conference on Automatic Control and system engineering, (ACSE, 05), Cairo, Egypt. 19-21 Dec. 2005.

Tác giả chịu trách nhiệm bài viết:

Huỳnh Thanh Tường

Trường Đại học Sư phạm Kỹ thuật Vĩnh Long

Email: tuonght@vlute.edu.vn