

SO SÁNH KỸ THUẬT ĐIỀU KHIỂN TUYẾN TÍNH HÓA VÀO RA VÀ PHƯƠNG PHÁP CUỐN CHIẾU CHO ĐỘNG CƠ KHÔNG ĐỒNG BỘ

A COMPARATIVE STUDY BETWEEN INPUT-OUTPUT LINEARIZATION CONTROL TECHNIQUE AND BACKSTEPPING CONTROL METHOD FOR INDUCTION MOTOR

Bùi Thị Kim Huệ, Mai Nhật Thiên, Lương Hoài Thương,
Huỳnh Thị Dư, Ngô Bích Nền, Huỳnh Thanh Trường
Trường Đại học Sư phạm Kỹ thuật Vĩnh Long, Việt Nam

Ngày toà soạn nhận bài 17/12/2020, ngày phản biện đánh giá 18/02/2021, ngày chấp nhận đăng 04/03/2021.

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 hồi tiếp tuyến tính hóa (Feedback Linearization Control – FLC) và phương pháp điều khiển cuộn chiếu (Backstepping) để thiết kế hệ thống điều khiển từ thông và tốc độ động cơ không đồng bộ ba pha, trong đó từ thông và mô-men được ước lượng từ các giá trị dòng điện và điện áp của động cơ. Việc so sánh các thành phần của động cơ (từ thông, tốc độ, mô-men, dòng điện ba pha) của kỹ thuật đề xuất FLC với phương pháp cuộn chiếu 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. Các kết quả mô phỏng sẽ cho thấy hiệu quả của phương pháp đề xuất FLC.

Từ khóa: điều khiển cuộn chiếu; điều khiển phi tuyến; điều khiển trực tiếp mô-men; điều khiển vector; định hướng trường; động cơ không đồng bộ; tuyến tính hóa vào ra.

ABSTRACT

Three-phase induction motors are widely used in industry because of their advantages such as simple structure, solid, reliable operation, low maintenance and repairs, low-cost and high efficiency. However, the control of an induction motor is a difficult and complicated problem because of its strong nonlinearity. This paper applies the feedback linearization control technique (FLC) and the backstepping control method to design a control system for flux and speed for three-phase induction motor in which the torque and the flux are estimated from measurement of voltages and currents of the motor. The comparative of the motors components e.g. (flux, speed, torque and three-phase current) of the proposed FLC technique and Backstepping method is conducted. The comparison is carried out when changing the load on the motor shaft, the tracking capability of speed and the sensitivity when operating conditions are changed. The simulation results show the effectiveness of the proposed technique and method FLC.

Keywords: Backstepping control; Nonlinear control; Direct torque control; Vector control; Field orientation; Asynchronous motor; Input output linearization.

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 (Nguyễn Phùng Quang, 1996). 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 linh kiện 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. 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 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 trực tiếp mô-men (direct torque control - DTC), điều khiển trượt (sliding mode control - SMC), điều khiển thụ động (passive control), điều khiển thích nghi (adaptive control)... để tác động lên mô hình toán học của động cơ.

Trong báo này, phương pháp điều khiển hồi tiếp tuyến tính hóa được sử dụng mô hình toán học của động cơ. Mục đích chính của phương pháp này là tiến hành đổi biến điều khiển sao cho ngõ ra tuyến tính với biến điều khiển mới.

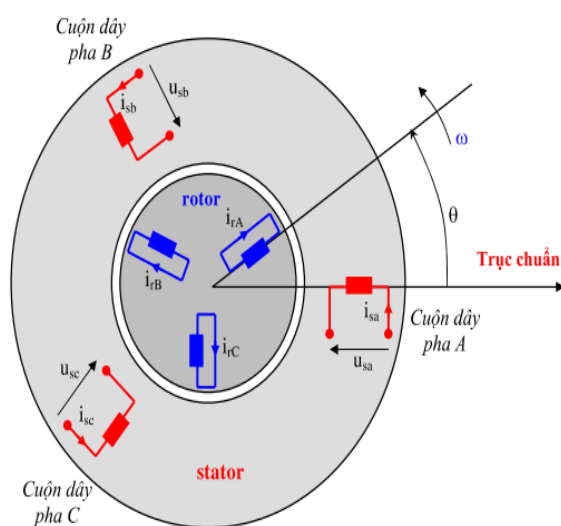
2. ĐỘNG CƠ KHÔNG ĐỒNG BỘ BA PHA [2]

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.

Xây dựng mô hình động cơ không đồng bộ ba pha

Một số quy ước 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 quy 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 quy đổi về stator
- p : số đôi cực của động cơ
- J : moment quán tính cơ (kg.m^2)

Các thông số định nghĩa thêm:

- $L_s = L_m + L_{\sigma s}$: điện cảm stator
- $L_r = L_m + L_{\sigma r}$: điện cảm rotor
- $T_s = \frac{L_s}{R_s}$: hằng số thời gian stator
- $T_r = \frac{L_r}{R_r}$: hằng số thời gian rotor

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

T_{samp} chu kỳ lấy mẫu

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

$$\vec{i}_r^r = \vec{i}_r^s e^{-j\theta}$$

$$\vec{\psi}_r^r = \vec{\psi}_r^s e^{-j\theta}$$

Từ hai phương trình trên ta có:

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

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 (4c) và (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 từ thông từ (9) vào (7) ta được:

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

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

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:

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

3. PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU KHIỂN CUỐN CHIẾU ĐỘNG CƠ KHÔNG ĐỒNG BỘ [3], [4], [5], [6]

3.1 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 $\psi'_{rq} = 0$ 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:

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

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:

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

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:

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

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

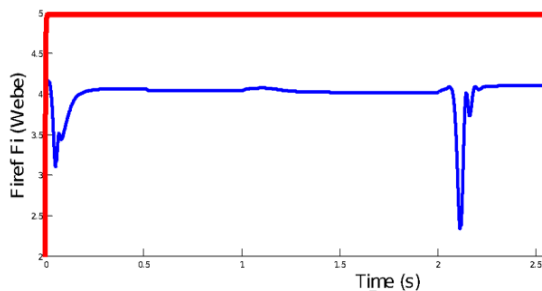
$$\begin{cases} \mu e_1 + \phi_2 + k_2 e_2 - \frac{1}{\sigma L_s} u_{sd} \psi'_{rd} = 0 \\ \phi_4 + k_4 e_4 + e_3 - \frac{1}{\sigma L_s} \frac{1}{T_r} u_{sd} = 0 \\ \left(\frac{\mu e_1 + \phi_2 + k_2 e_2}{\frac{1}{\sigma L_s} \psi'_{rd}} = u_{sd} \right) \& \left(\frac{\phi_4 + k_4 e_4 + e_3}{\frac{1}{\sigma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

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:

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

3.2 Kết quả mô phỏng cuộn chiếu

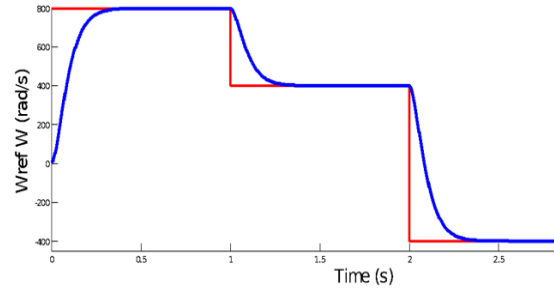
3.2.1 Từ thông của động cơ:



Hình 2. Từ thông của động cơ

Hình 2 so sánh từ thông đặt trước và từ thông đo được trực tiếp từ động cơ. Kết quả mô phỏng cho thấy, đáp ứng của từ thông thực tế không có độ vọt lố.

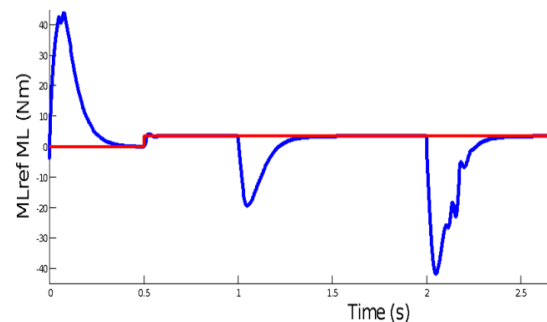
3.2.2 Tốc độ của động cơ:



Hình 3. Tốc độ của động cơ

Hình 3 so sánh tốc độ đặt trước và tốc độ đo được trực tiếp từ động cơ. Kết quả mô phỏng cho thấy, đáp ứng của tốc độ thực tế không có độ vọt lố.

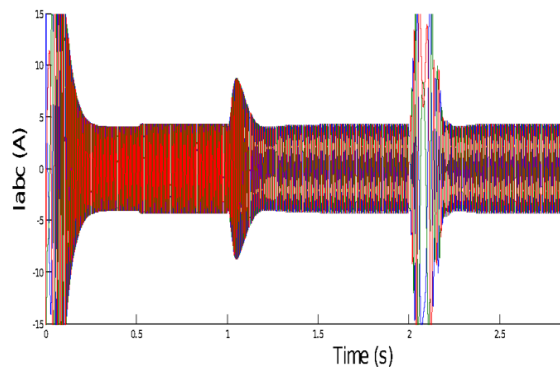
3.2.3 Mô-men của động cơ:



Hình 4. Mô-men của động cơ

Hình 4 so sánh mô-men đặt trước và mô-men đo được trực tiếp từ động cơ. Kết quả mô phỏng cho thấy, đáp ứng của mô-men thực tế có độ vọt lố 0.3 % (tại 2s là lúc đảo chiều quay động cơ).

3.2.4 Dòng điện ba pha của động cơ:



Hình 5. Dòng điện ba pha của động cơ

Hình 5 so sánh dòng điện đặt trước và dòng điện đo được trực tiếp từ động cơ. Dòng điện khởi động bằng 4 lần dòng xác lập (0-1giây: quá trình khởi động 24A; 1-1,5 giây: quá trình định mức 6A).

4. ĐIỀU KHIỂN TUYẾN TÍNH HÓA ĐỘNG CƠ KHÔNG ĐỒNG BỘ [7], [8], [9], [10]

4.1 Áp dụng điều khiển tuyến tính hóa

Từ $u = \frac{1}{L_g L_f^{(m-1)} h(x)} [v - L_f^m h(x)]$, ta có

luật điều khiển tuyến tính hóa như sau:

$$\begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} = D^{-1}(x) \cdot \begin{bmatrix} -L_f h_1(x) + v_1 \\ -L_f^2 h_2(x) + v_2 \end{bmatrix} \\ = D^{-1}(x) \cdot \begin{bmatrix} -B_1 + v_1 \\ -B_2 + v_2 \end{bmatrix}$$

Với: $B_1 = L_f h_1(x)$, $B_2 = L_f^2 h_2(x)$

Ta có:

$$D^{-1}(x) = \frac{1}{\det(D)} \begin{bmatrix} A_{22} & -A_{12} \\ -A_{21} & A_{11} \end{bmatrix}$$

Với:

$$\frac{1}{\det(D)} = \frac{1}{A_{11} \cdot A_{22} - A_{12} \cdot A_{21}}$$

Vậy ta được:

$$\begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{A_{11} \cdot A_{22} - A_{12} \cdot A_{21}} \begin{bmatrix} A_{22} & -A_{12} \\ -A_{21} & A_{11} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -B_1 + v_1 \\ -B_2 + v_2 \end{bmatrix} \\ = \frac{1}{A_{11} \cdot A_{22} - A_{12} \cdot A_{21}} \begin{bmatrix} A_{22} \cdot (-B_1 + v_1) & -A_{12} \cdot (-B_2 + v_2) \\ -A_{21} \cdot (-B_1 + v_1) & A_{11} \cdot (-B_2 + v_2) \end{bmatrix}$$

Nhận xét: $A_{11} \cdot A_{22} - A_{12} \cdot A_{21} \neq 0 \Rightarrow$ các tín hiệu điều khiển $u_{s\alpha}$, $u_{s\beta}$ là các tín hiệu thực.

Đạo hàm ngõ ra thứ nhất:

Từ biểu thức:

$$\frac{dh_1(x)}{dt} = L_f h_1(x) + L_{g1} h_1(x) u_{s\alpha} + L_{g2} h_1(x) u_{s\beta}$$

Với:

$$u_{s\alpha} = \frac{1}{A_{11} \cdot A_{22} - A_{12} \cdot A_{21}} \begin{bmatrix} A_{22} \cdot (-B_1 + v_1) & -A_{12} \cdot (-B_2 + v_2) \end{bmatrix} \\ u_{s\beta} = \frac{1}{A_{11} \cdot A_{22} - A_{12} \cdot A_{21}} \begin{bmatrix} -A_{21} \cdot (-B_1 + v_1) & A_{11} \cdot (-B_2 + v_2) \end{bmatrix}$$

Thay $u_{s\alpha}$, $u_{s\beta}$, $L_f h_1(x)$, $L_{g1} h_1(x)$, $L_{g2} h_1(x)$ vào biểu thức trên, ta được:

$$\text{Vậy: } \frac{dh_1(x)}{dt} = v_1$$

Đạo hàm ngõ ra thứ hai:

Từ biểu thức, ta có:

$$\frac{dh_2(x)}{dt} = L_f^2 h_2(x) + L_{g1} L_f h_2(x) u_{s\alpha} + L_{g2} L_f h_2(x) u_{s\beta}$$

Với:

$$u_{s\alpha} = \frac{1}{A_{11} \cdot A_{22} - A_{12} \cdot A_{21}} \begin{bmatrix} A_{22} \cdot (-B_1 + v_1) & -A_{12} \cdot (-B_2 + v_2) \end{bmatrix}$$

$$u_{s\beta} = \frac{1}{A_{11} \cdot A_{22} - A_{12} \cdot A_{21}} \begin{bmatrix} -A_{21} \cdot (-B_1 + v_1) & A_{11} \cdot (-B_2 + v_2) \end{bmatrix}$$

Thay $u_{s\alpha}$, $u_{s\beta}$, $L_f^2 h_2(x)$, $L_{g1} L_f h_2(x)$, $L_{g2} L_f h_2(x)$ vào biểu thức trên, ta được:

$$\text{Vậy: } \frac{dh_2(x)}{dt} = v_2$$

$$\text{Cuối cùng ta có: } \begin{cases} h_1^{(1)} = T^{(1)} = v_1 \\ h_2^{(2)} = \psi^{(2)} = v_2 \end{cases} \quad (24)$$

Bộ điều khiển moment (T) và từ thông ψ bám theo tín hiệu đặt T_{ref} và ψ_{ref} , ta có luật điều khiển tuyến tính hóa như sau:

$$\begin{cases} v_1 = -k_a (T - T_{ref}) + T_{ref}^{(1)} \\ v_2 = -k_{b1} (\psi - \psi_{ref}) - k_{b2} (\psi^{(1)} - \psi_{ref}^{(1)}) + \psi_{ref}^{(2)} \end{cases} \quad (25)$$

Các hệ số k được chọn sao cho phương trình đặt trung có tất cả các nghiệm với phần thực âm để các sai số:

$$\begin{cases} e_T = (T - T_{ref}) \rightarrow 0 & \text{khi } t \rightarrow \infty \\ e_\psi = (\psi - \psi_{ref}) \rightarrow 0 \end{cases}$$

Moment đặt (T_{ref}) được tính từ tốc độ đặt và tốc độ hồi tiếp thông qua khâu PI (khâu tích phân - tỉ lệ) như sau:

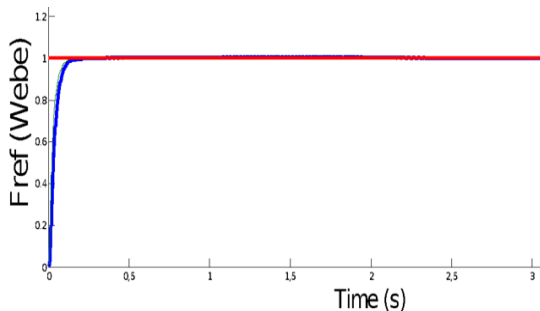
$$T_{ref} = -k_p \cdot \omega + k_i \int_0^t (\omega_{ref} - \omega(\tau)) d\tau \quad (26)$$

4.2 Kết quả mô phỏng FLC

4.2.1 Thông số của động cơ không đồng bộ

Thông số của động cơ không đồng bộ	
Thông số	Giá trị
Công suất của động cơ	P = 10HP
Số đôi cực	P = 2
Điện trở stator	$R_s = 1.177 \Omega$
Điện trở rotor	$R_r = 1.382 \Omega$
Điện cảm stator	$L_s = 0.118 \text{ H}$
Điện cảm rotor	$L_r = 0.113 \text{ H}$
Moment quán tính	$J = 0.00126 \text{ (kg.m}^2\text{)}$
Hỗ cảm	$L_m = 0.113 \text{ (H)}$
Các giá trị đặt	
Tốc độ đặt	$W_{ref} = 1420$ (vòng/phút) = 148,7 (rad/s)
Từ thông đặt	$F_{i_{ref}} = 1 \text{ (Weber)}$
Moment tải đặt	$T_L = 3.5 \text{ (N.m)}$

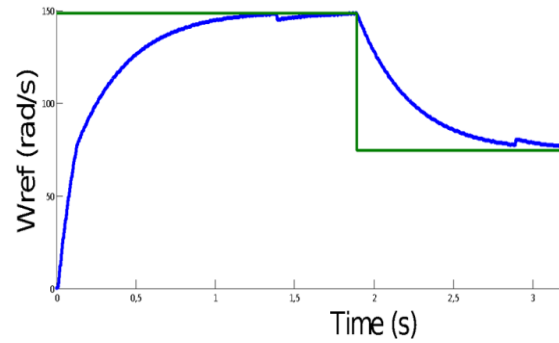
4.2.2 Từ thông của động cơ



Hình 6. Từ thông của động cơ

Hình 6 so sánh từ thông đặt trước và từ thông đo được trực tiếp từ động cơ. Kết quả mô phỏng cho thấy, đáp ứng của từ thông thực tế không có độ vọt lố.

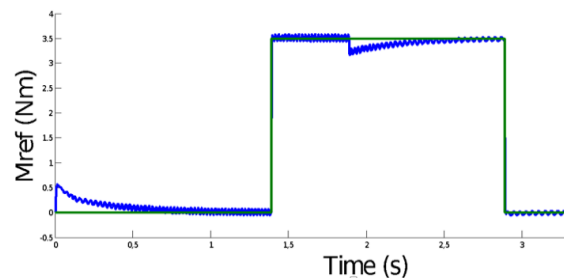
4.2.3 Tốc độ của động cơ



Hình 7. Tốc độ của động cơ

Hình 7 so sánh tốc độ đặt trước và tốc độ đo được trực tiếp từ động cơ. Kết quả mô phỏng cho thấy, đáp ứng của tốc độ thực tế không có độ vọt lố (tại 1.5s là lúc có tải nên tốc độ thay đổi đột ngột).

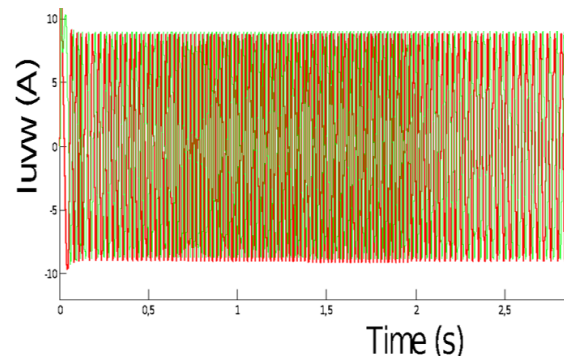
4.2.4 Mô-men của động cơ



Hình 8. Mô-men của động cơ

Hình 8 so sánh mô-men đặt trước và mô-men đo được trực tiếp từ động cơ. Kết quả mô phỏng cho thấy, đáp ứng của mô-men thực tế có độ vọt lố 0.2 % (tại 1.5s là lúc có tải nên mô-men thay đổi đột ngột).

4.2.5 Dòng điện ba pha của động cơ



Hình 9. Dòng điện ba pha của động cơ

Hình 9 so sánh dòng điện khởi động và dòng điện đo được trực tiếp từ động cơ. Dòng điện khởi động bằng 2 lần dòng xác lập

(0-0.2giây: quá trình khởi động 12A; 0.2-3 giây: quá trình định mức 6A).

5. SO SÁNH KẾT QUẢ MÔ PHỎNG

5.1. So sánh:

Bảng 1. So sánh đáp ứng cuộn chiếu và FLC.

Đáp ứng	Cuộn chiếu		FLC	
	Thời gian (s)	Độ vọt lố (%)	Thời gian (s)	Độ vọt lố (%)
Từ thông	0,3	0	0,1	0
Tốc độ	1,2	0	0,1	0
Mô-men	0,01	0,3	0,1	0,2
Dòng điện	1	200	0,2	100

5.2. Nhận xét:

Bảng 2. Nhận xét hai phương pháp cuộn chiếu và FLC.

CUỘN CHIẾU	FLC
+ Từ thông không có độ vọt lố. Như vậy đáp ứng từ thông đạt yêu cầu.	+ Từ thông không có độ vọt lố. Như vậy đáp ứng từ thông đạt yêu cầu.
+ Tốc độ không vọt lố. Như vậy đáp ứng của tốc độ đạt yêu cầu, không có sai số tĩnh.	+ Tốc độ không vọt lố. Như vậy đáp ứng của tốc độ đạt yêu cầu, không có sai số tĩnh.
+ Mô-men vọt lố 0,3% khoảng thời gian 0,01 giây. Mô-men của động cơ tăng theo mô-men tải đến giá trị đặt (3,5 N.m) với độ vọt lố cho phép.	+ Mô-men vọt lố 0,2% khoảng thời gian 0,1 giây. Mô-men của động cơ tăng theo mô-men tải đến giá trị đặt (3,5 N.m) với độ vọt lố cho phép.
+ Dòng điện ba pha của động cơ tăng	+ Dòng điện ba pha của động cơ tăng

đến 24 (A) trong quá trình khởi động trong khoảng thời gian 0,1 giây. Sau đó, dòng điện xác lập tại giá trị 6 (A). Như vậy, dòng khởi động bằng 4 lần dòng xác lập.	đến 12 (A) trong quá trình khởi động trong khoảng thời gian 0,1 giây. Sau đó, dòng điện xác lập tại giá trị 6 (A). Như vậy, dòng khởi động bằng 2 lần dòng xác lập.
---	---

6. KẾT LUẬN

Qua kết quả mô phỏng trên Simulink/Matlab cho thấy phương pháp FLC đạt yêu cầu. Dòng điện và từ thông của động cơ đáp ứng nhanh, không vọt lố, không dao động. Mô-men, tốc độ động cơ bám khá sát giá trị đặt. Dòng điện khởi động bằng hai lần dòng xác lập. Bài báo này thành công góp phần kiểm chứng và phát triển phương pháp FLC và Backstepping, 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 động cơ không đồng bộ 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 (1996), *Điều khiển tự động truyền động điện xoay chiều ba pha*, NXB Giáo dục.
- [2] Nguyễn Phùng Quang (2008), *Matlab & Simulink*, NXB Khoa học và kỹ thuật Hà Nội.

- [3] Trần Công Bình (2007), *Hệ Thống Điều Khiển Số*, NXB Đại Học Bách Khoa TP.HCM.
- [4] LiuKou Road, Yangliuqing Town, Xiqing District, Tianjin “Design and Simulation of PMSM Feedback Linearization Control System ”, e-ISSN: 2087-278X, Vol.11, No.3, March 2015.
- [5] Mehazzem, A. Reama, H. Benalla. “*Sensorless nonlinear adaptive backstepping control of induction motor*”. ICGST-ACSE Journal, ISSN 1687-4811, Volume 8, Issue III, January 2019.
- [6] Meziane.Salima, Toufouti.Riad, Benalla.Hocine “Applied Input-Output Linearizing Control for High-Performance Induction Motor”, 2018 Jatit.
- [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, 2016.
- [8] H.T.Lee, L.C.Fu and F.L.Lian. “*Sensorless adaptive backstepping speed control of induction motor*”. Proceedings of the 45th IEEE Conference on Decision & Control, San Diego, CA, USA. December 13-15, 2016.
- [9] A. Belhani, K. Belarbi and F. Mehazzem. “*Design of multivariable backstepping speed controllers using genetic algorithms*”. ICGST Conference on Automatic Control and system engineering, (ACSE, 05), Cairo, Egypt. 19-21 Dec. 2015.
- [10] Alan Mullane, G. Lightbody and R. Yacamini “Comparison of Cascade and Feedback Linearisation Scheme for DC Link Voltage Control in a Grid Connected Wind Turbine”, Rev. Energ. Ren: Power Engineering (2017).

Tác giả chịu trách nhiệm bài viết:

Huỳnh Thanh Tường

Trường Đại học Sư phạm Kỹ thuật Vĩnh Long

Email: tuonght@vlute.edu.vn