

# ĐIỀU KHIỂN ĐỘNG CƠ KHÔNG ĐỒNG BỘ BA PHA DÙNG PHƯƠNG PHÁP TUYẾN TÍNH HÓA VÀO RA CONTROL OF THREE-PHASE INDUCTION MOTOR USING INPUT-OUTPUT LINEARIZATION METHOD

Huỳnh Thanh Tường<sup>1</sup>, Bùi Thanh Hiếu<sup>2</sup>, Dương Hoài Nghĩa<sup>3</sup>

<sup>1,2</sup> Trường Đại học Sư phạm Kỹ thuật Vĩnh Long

<sup>3</sup> Trường Đại học Bách Khoa TP.HCM

Ngày tòa soạn nhận bài 20/9/2016, ngày phản biện đánh giá 30/9/2016, ngày chấp nhận đăng 20/10/2016

## 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 góc cực 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 nghiên cứu so sánh các thành phần của động cơ (từ thông, tốc độ, moment, dòng điện ba pha) của phương pháp đề xuất (FLC) với phương pháp FOC 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 moment 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; định hướng trường; tuyến tính hóa vào ra.

## ABSTRACT

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 induction motor is a difficult and complicated problem because of its strong nonlinearity.

This paper applies the feedback linearization control technique (FLC) and the pole assignment 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 motors components (flux, speed, torque, three-phase current) of the proposed method (FLC) with FOC method is conducted. The comparison is done when changing the load on the motor shaft, tracking capability of speed and a sensitivity to changes in operating conditions. Flux and the torque is 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; Field orientation; Input output linearization.

## I. ĐẶT VẤN ĐỀ

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 hồi tiếp tuyến tính hóa (Feedback linearization control - FLC), 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 luận văn này, phương pháp hồi tiếp tuyến tính hóa 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 ngõ ra tuyến tính với biến điều khiển mới.

## II. MÔ HÌNH ĐỘNG CƠ KHÔNG ĐỒNG BỘ BA PHA

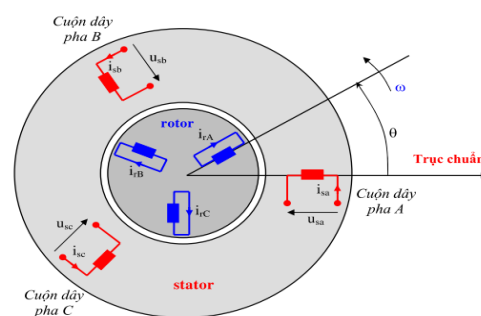
Động cơ không đồng bộ được mô tả bởi một hệ phương trình vi phân bậc cao. Với cấu trúc phân bố các cuộn dây phức tạp về mặt không gian và các mạch từ móc vòng ta phải chấp nhận một số các điều kiện sau đây khi mô hình hóa động cơ.

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

$L_m$ : hồ 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<sup>2</sup>)

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

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

$T_{\text{samp}}$  chu kỳ lấy mẫu

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

Chữ hoa: đại lượng vector, module vector, độ lớn. (2.4.27)

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:

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

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

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

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

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

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

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:

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

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

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:

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

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

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

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

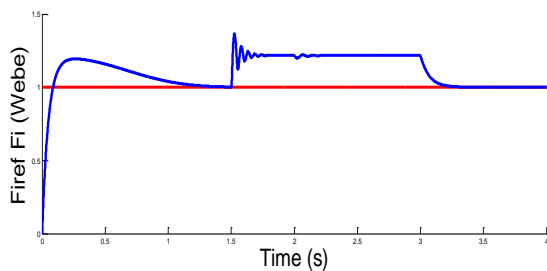
### III. ĐIỀU KHIỂN ĐỊNH HƯỚNG TỪ THÔNG ROTOR

#### 3.1. Điều khiển định hướng từ thông rotor động cơ không đồng bộ [2], [4], [6]

Phương pháp điều khiển gián tiếp: trong phương pháp điều khiển gián tiếp thì góc  $\theta$  được tính toán dựa trên tốc độ trượt và thông tin về tốc độ động cơ. Ta thấy đặc tính của hệ thống phụ thuộc rất nhiều vào việc xác định chính xác các thông số động cơ. Phương pháp này nhìn chung đơn giản hơn phương pháp trực tiếp.

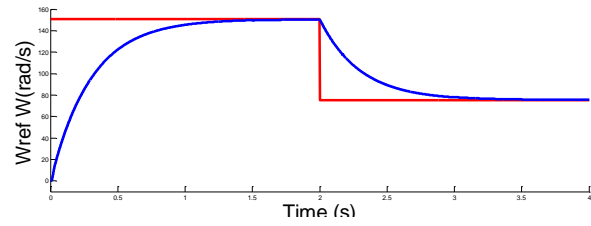
#### 3.2. Kết quả mô phỏng FOC

##### 3.2.1. Từ thông của động cơ:



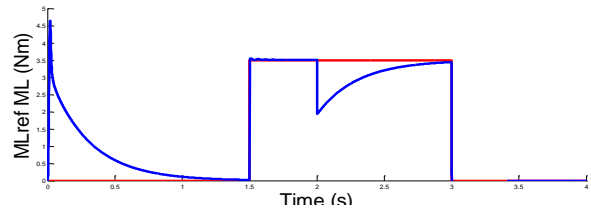
Hình 2. Từ thông của động cơ

##### 3.2.2. Tốc độ của động cơ



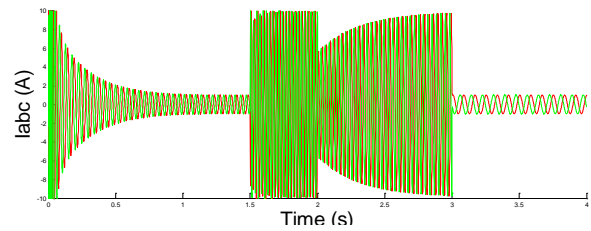
Hình 3. Tốc độ của động cơ

##### 3.2.3. Moment của động cơ:



Hình 4. Moment của động cơ

##### 3.2.4. Dòng điện ba pha của động cơ:



Hình 5. Dòng điện ba pha của động cơ

### VI. ĐIỀU KHIỂN TUYẾN TÍNH HÓA ĐỘNG CƠ KHÔNG ĐỒNG BỘ [5], [7], [8], [9]

#### 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:

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

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:

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

Với:

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

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

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:

Vậy:  $\frac{dh_1(x)}{dt} = v_1$

Đạo hàm ngõ ra thứ hai:

Từ biểu thức, ta có:

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

Với:

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

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

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:

Vậy:  $\frac{dh_2(x)}{dt} = v_2$

Cuối cùng ta có:  $\begin{cases} h_1^{(1)} = T^{(1)} = v_1 \\ h_2^{(2)} = \psi^{(2)} = v_2 \end{cases}$  (14)

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

$$\begin{cases} v_1 = -k_a (T - T_{ref}) + T_{ref}^{(1)} \\ v_2 = -k_{b1} (\psi - \psi_{ref}) - k_{b2} (\psi^{(1)} - \psi_{ref}^{(1)}) + \psi_{ref}^{(2)} \end{cases}$$
 (15)

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:

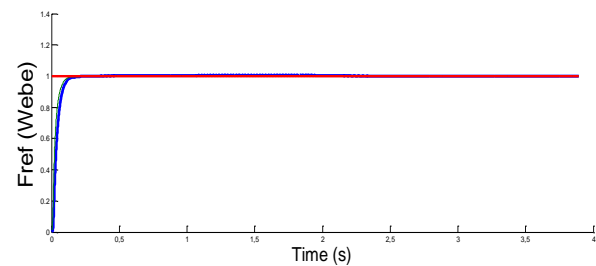
$$\begin{cases} e_T = (T - T_{ref}) \rightarrow 0 & \text{khi } t \rightarrow \infty \\ e_\psi = (\psi - \psi_{ref}) \rightarrow 0 \end{cases}$$

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:

$$T_{ref} = -k_p \cdot \omega + k_i \int_0^t (\omega_{ref} - \omega(\tau)) d\tau$$
 (16)

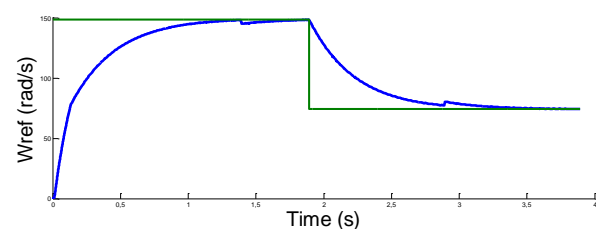
## 4.2. Kết quả mô phỏng FLC

### 4.2.1. Từ thông của động cơ:



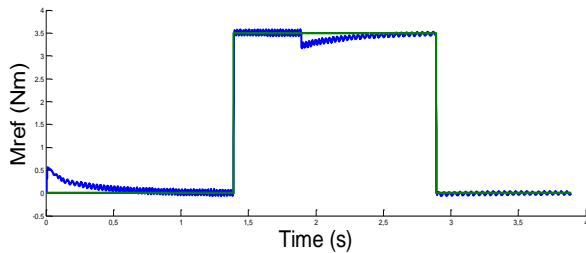
Hình 6. Từ thông của động cơ

### 4.2.2. Tốc độ của động cơ:



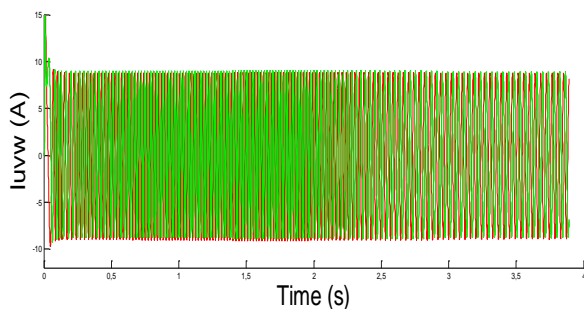
Hình 7. Tốc độ của động cơ

#### 4.2.3. Moment của động cơ



Hình 8. Moment của động cơ

#### 4.2.4. Dòng điện ba pha của động cơ



Hình 9. Dòng điện ba pha của động cơ

### V. 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 moment động cơ

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

### VI. 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. Moment 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 tuyến tính hóa vào ra, 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] Nguyễn Phùng Quang, “Matlab & Simulink”, NXB Khoa học và Kỹ thuật Hà Nội, 2008.
- [3] Trần Công Bình, “Hệ thống điều khiển số”, NXB Đại học Bách Khoa TP.HCM, 2007.
- [4] Rachid Beguenane, Mohand A. Ouhrouche, Andrzej M. Trzynadlowski, “Stator Resistance Tuning in an Adaptive Direct Field-Oriented Induction Motor Drive at Low Speeds”, The 30th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, November 2 - 6, 2004.
- [5] 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 2013.

- [6] T.S Kwon, M.H. Shin, D.S.Hyun, “*Speed Sensorless Flux\_Oriented Control of Induction Motor in the Field weakening Region Using Luenberger Observer*”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol 20, no 4, July 2005.
- [7] Meziane.Salima, Toufouti.Riad, Benalla.Hocine “*Applied Input-Output Linearizing Control For Hight-Performance Induction Motor*”, 2008 Jatit.
- [8] 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 (2011).
- [9] Kanungo Barada Mohanty, Madhu Singh, “*Feedback Linearizing Control of Induction Motor Drive by P-I Controlers in RTDS Environment*”, Vol. 1, no. 4, December 2013.

**Tác giả chịu trách nhiệm bài viết:**

Huỳnh Thanh Tường

Trường Đại học Sư phạm Kỹ thuật Vĩnh Long

Email: [tuonght@vlute.edu.vn](mailto:tuonght@vlute.edu.vn)