ĐIỀU KHIỂN TỰA TỪ THÔNG CHO ĐỘNG CƠ KHÔNG ĐỒNG BỘ BA PHA Ở VÙNG TỐC ĐỘ THẤP SỬ DỤNG BỘ ĐIỀU KHIỂN PID-MỜ

FLUX-ORIENTED CONTROL FOR THREE PHASE INDUCTION MOTOR IN THE LOW-SPEED REGION USING A FUZZY-PID CONTROLLER

Phạm Văn Tuấn
Trường Đại học Sư phạm Kỹ thuật Vinh
Ngày nhận bài: 11/12/2025 Ngày chấp nhận đăng: 17/3/2026

Tóm tắt:

Bài báo trình bày phương pháp điều khiển tựa từ thông (FOC) cho động cơ không đồng bộ ba pha làm việc ở vùng tốc độ thấp, trong đó bộ điều khiển PID-mờ (Fuzzy-PID) được đề xuất nhằm nâng cao chất lượng điều khiển so với bộ PID kinh điển. Trước hết, các bộ điều khiển PID kinh điển cho các mạch vòng dòng điện và tốc độ được thiết kế dựa trên phương pháp Ziegler–Nichols. Sau đó, cấu trúc bộ điều khiển PID-mờ được xây dựng với khả năng hiệu chỉnh online các tham số K_p, K_i và K_d thông qua tập luật mờ và các hàm liên thuộc. Mô hình mô phỏng được thực hiện trên Matlab/Simulink với thông số động cơ chuẩn Siemens. Kết quả mô phỏng cho thấy bộ PID-mờ cải thiện rõ rệt thời gian đáp ứng, giảm độ quá điều chỉnh và nâng cao độ ổn định của hệ thống, đặc biệt trong các điều kiện tốc độ thấp hoặc tải thay đổi. Điều này chứng minh tính hiệu quả và khả thi của bộ điều khiển PID-mờ trong ứng dụng điều khiển FOC động cơ không đồng bộ ba pha.

Từ khóa: Động cơ không đồng bộ; Điều khiển tựa từ thông rô-to (FOC); PID; PID-mờ.

Abstract:

This paper presents a field-oriented control (FOC) scheme for a three-phase induction motor operating in the low-speed region, in which a Fuzzy-PID controller is proposed to enhance control performance compared to the conventional PID approach. First, the classical PID controllers for the current and speed control loops are designed based on the Ziegler-Nichols tuning method. Then, the structure of the Fuzzy-PID controller is developed with the capability of online adjustment of the parameters Kp, Ki, and Kd through a set of fuzzy rules and membership functions. A simulation model is implemented in Matlab/Simulink using Siemens standard motor parameters. The simulation results demonstrate that the Fuzzy-PID controller significantly improves the dynamic response, reduces overshoot, and enhances system stability, especially under low-speed conditions or varying load disturbances. These findings confirm the effectiveness and feasibility of employing the Fuzzy-PID controller in FOC-based control of three-phase induction motor drives.

Keywords: Induction Motor; Flux-Oriented Control (FOC); PID Controller; Fuzzy-PID Controller.

1. GIỚI THIỆU

Động cơ không đồng bộ (Induction Motor – IM) là một loại động cơ xoay chiều được sử dụng phổ biến trong các ứng dụng yêu cầu điều chỉnh tốc độ, và chiếm khoảng 60% tổng mức tiêu thụ điện năng công nghiệp [1]. Động cơ điện không đồng bộ ba pha thường được sử dụng làm quạt, bơm, hệ thống sưởi và điều hòa không khí, các hệ thống truyền động công nghiệp… [2]. Ưu điểm của loại động cơ này

là cấu tạo đơn giản; so với động cơ điện một chiều, động cơ điện không đồng bộ không có chổi than nên vận hành với độ tin cậy cao, hiệu suất tốt và chi phí bảo dưỡng thấp [3]. Ngoài ra, động cơ không đồng bộ ba pha có thể dùng trực tiếp lưới điện xoay chiều ba pha nên thuận lợi trong thực tế [3], [6]. Trước đây, nhược điểm của động cơ không đồng bộ ba pha là việc điều chỉnh tốc độ và khống chế các quá trình quá độ rất khó khăn so với động cơ điện một chiều [4], tuy nhiên sự phát triển nhanh chóng của lĩnh vực điện tử công suất và vi điều khiển đã cải thiện đáng kể chất lượng làm việc của các hệ truyền động biến tần - động cơ không đồng bộ ba pha [7], [8].

Có hai phương pháp điều khiển chính cho điều khiển tốc độ và mô-men của động cơ không đồng bộ, đó là điều khiển vô hướng (Scalar Control) và điều khiển véc-tơ (Vector Control) [9]. Phương pháp điều khiển vô hướng có cấu trúc đơn giản nhưng độ chính xác thấp. Ngược lại, điều khiển véc-tơ mang lại hiệu năng cao hơn, tuy nhiên yêu cầu thuật toán điều khiển phức tạp hơn. Điều khiển véc-tơ lại được chia thành hai loại: điều khiển tựa từ thông (Field Oriented Control − FOC) và điều khiển trực tiếp mô-men (Direct Torque Control − DTC). Phương pháp FOC có tốc độ đáp ứng nhanh, dải điều khiển tốc độ rộng và hiệu suất cao. Tuy nhiên, FOC có độ nhạy lớn đối với sự thay đổi tham số của động cơ. Ngược lại, DTC có khả năng đáp ứng tốt hơn trước sự biến thiên của các tham số động cơ [10]. Tuy nhiên nhược điểm chính của DTC là độ gợn mô-men và gợn từ thông cao [11]. Trong nghiên cứu này, FOC được lựa chọn do có cấu trúc điều khiển đơn giản hơn so với DTC.

Phương pháp FOC dựa trên mô hình hai pha của động cơ không đồng bộ. Dòng điện stato có thể phân tích thành hai thành phần: thành phần từ thông i_{ds} (thành phần tạo ra từ thông) và thành phần mô-men i_{qs} (tạo ra mô-men của động cơ). Hai thành phần này của dòng điện stato có thể được điều khiển một cách độc lập giống như trong động cơ điện một chiều, gọi là điều khiển tách kênh. Các bộ điều khiển PI được sử dụng ở hai kênh điều khiển, để ổn định từ thông và tốc độ của động cơ điện. Bộ điều khiển PID được sử dụng khoảng 90% trong hệ thống công nghiệp nhờ vào tính đơn giản, dễ áp dụng và độ tin cậy cao [12],[13]. Tuy nhiên, PID có hai nhược điểm chính: khó khăn trong việc xác định các tham số điều khiển tối ưu và độ ổn định giảm khi các tham số của hệ thống thay đổi [14]. Do đó, cần phải có cơ chế hiệu chỉnh tham số PID trực tuyến (online tuning) để hệ thống điều khiển có thể thích nghi với sự thay đổi của đối tượng điều khiển. Điều khiển mờ (Fuzzy Logic Control - FLC) là một kỹ thuật có thể được sử dụng để hiệu chỉnh trực tuyến các tham số của PID, như đã được chứng minh trong [15].

Trong bài báo này, một bộ điều khiển PID-mờ đã được đề xuất và thực hiện. Đây là một phương pháp điều khiển dựa trên lô-gic mờ kết hợp với nguyên lý điều khiển PID. Phương pháp này có ưu điểm về khả năng thích nghi cao và độ chính xác điều khiển tốt, nên được ứng dụng rộng rãi, nhằm nâng cao chất lượng điều khiển động cơ không đồng bộ ba pha, đặc biệt là ở vùng tốc độ thấp.

Để kiểm chứng hiệu quả của bộ điều khiển PID-mờ, một mô hình động cơ được xây dựng trong phần mềm Matlab/Simulink với các tham số chuẩn của hãng Siemens. Các kết quả mô phỏng cho thấy độ quá điều chỉnh (overshoot) và thời gian xác lập của bộ điều khiển PID-mờ được cải thiện rõ rệt so với bộ điều khiển PID kinh điển. Điều này chứng minh rằng bộ điều khiển PID-mờ có hiệu quả tốt hơn trong điều khiển động cơ không đồng bộ ở vùng tốc độ thấp so với bộ điều khiển PID kinh điển.

Cấu trúc của bài báo này, gồm 4 phần: Phần 1 trình bày về tầm quan trọng của động cơ không đồng bộ ba pha và phương pháp điều khiển FOC. Phần 2 trình bày phương pháp điều khiển FOC và thiết kế bộ PID kinh điển cho điều khiển FOC động cơ không đồng bộ ba pha. Tiếp theo, tác giả sẽ trình bày chi tiết về thiết kế bộ PID-mờ thay thế bộ PID kinh điển cho điều khiển FOC động cơ không đồng bộ, khi làm việc ở vùng tốc độ thấp. Phần còn lại, tác giả so sánh các kết quả mô phỏng điều khiển tựa từ thông cho động cơ không đồng bộ ba pha ở vùng tốc độ thấp sử dụng bộ PID-mờ với trường hợp sử dụng bộ PID kinh điển bằng phần mềm Matlab/ simulink

2. THIẾT KẾ BỘ PID KINH ĐIỂN CHO CẤU TRÚC ĐIỀU KHIỂN TỰA TỪ THÔNG ĐỘNG CƠ KHÔNG ĐỒNG BỘ BA PHA

Sơ đồ khối hệ truyền động biến tần − động cơ không đồng bộ ba pha điều khiển tựa từ thông rô-to được chỉ ra như Hình 1. Trong đó góc từ thông θ thu được từ góc vị trí θ_r và góc trượt được tính toán θ_{sl} như sau:

$$\theta = \theta_r + \theta_{sl} = \int \left(\omega_r + \omega_{sl}\right) dt \quad (1)$$

Với ω_r – Tốc độ rô to - dùng cảm biến tốc độ để đo, hoặc có thể dùng bộ quan sát để ước lượng. Tốc độ trượt ω_{sl} được tính như sau:

$$\omega_{sl} = \frac{L_m i_{qs}^*}{T_r \psi_r^*} \quad (2)$$

Do cấu trúc đơn giản nên các bộ điều khiển PID được dùng phổ biến trong các hệ điều khiển công nghiệp và đáp ứng được các yêu cầu đặt ra. Hàm truyền đạt của bộ điều khiển PID:

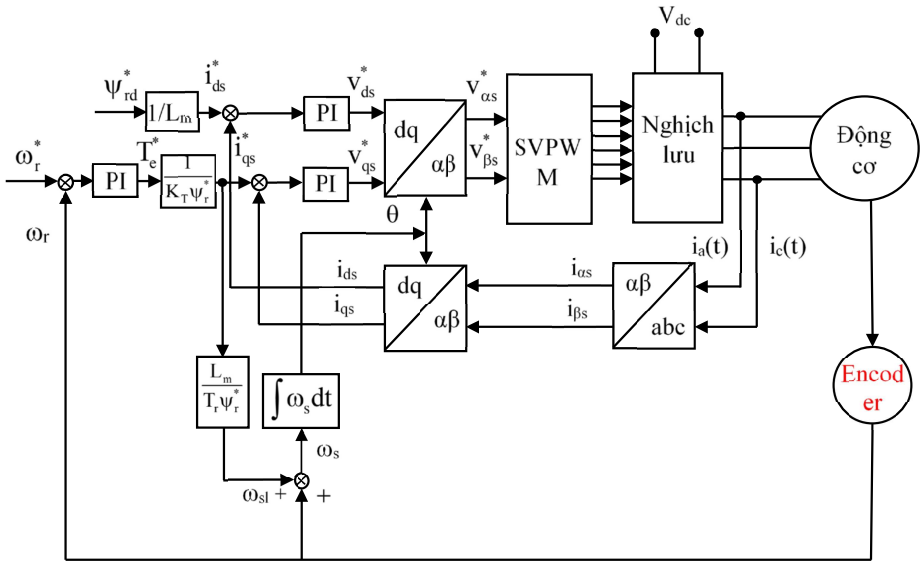
$$G(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s \quad (3)$$

Trong đó: K_p, K_i, K_d, là các hệ số tỷ lệ, tích phân, đạo hàm. Nếu viết theo hàm thời gian thì tín hiệu ra của bộ điều khiển PID là:

$$u(t) = K_p[e(t) + \frac{1}{T_i}\int_0^t e(\tau)\,d\tau + T_d \frac{de(t)}{dt}] \quad (4)$$

Trong đó: e(t) là tín hiệu đầu vào; u(t) là tín hiệu đầu ra; K_p là hệ số khuếch đại; T_i là hằng số tích phân; T_d là hằng số vi phân.

Các bộ PID kinh điển của hai vòng điều khiển dòng điện d, q và một vòng điều khiển tốc độ đã được thiết kế chi tiết ở các tài liệu [16], [17]. Kế thừa tài liệu [16], các thông số PID vòng điều khiển dòng điện trục d, q và vòng điều khiển tốc độ, xác định theo phương pháp Ziegler–Nichols như sau:



Hình 1. Sơ đồ khối hệ truyền động biến tần- động cơ không đồng bộ ba pha điều khiển tựa từ thông rô-to

$$\begin{cases} K_{p\,d,q,\omega} = 0,6K_{ui,\omega} \\ T_{i\,d,q,\omega} = 0,5T_{ui,\omega} \\ T_{d\,d,q,\omega} = 0,125T_{ui,\omega} \end{cases} \quad (5)$$

Trong đó, $K_{ui,\omega}$ và $T_{ui,\omega}$ lần lượt là hệ số khuếch đại và chu kỳ dao động tại giới hạn ổn định khi hệ thống được điều khiển với bộ điều khiển loại P.

Theo [17], các hệ số của bộ điều khiển PID của dòng điện trục d và trục q là giống nhau. Các hệ số của các bộ điều khiển PI cho các vòng điều khiển dòng điện trục d và trục q là:

$$\begin{cases} K_{pd} = K_{pq} = \dfrac{\sigma L_s}{5T_{sw}} \\ T_{id} = T_{iq} = \dfrac{1}{\left(\dfrac{1}{\sigma T_s} + \dfrac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)} \end{cases} \quad (6)$$

Trong đó: L_s là điện cảm stato; L_r là điện cảm rô-to; L_m là hỗ cảm giữa rô-to và stato; T_s là thời gian lấy mẫu; $T_r = \frac{L_r}{R_r}$ là hằng số thời gian rô-to; $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$ là hằng số điện cảm tản. Chu kỳ đóng cắt thường được chọn: $T_{sw} = 5T_s = 0,005$ giây.

Từ các phương trình (5) và (6), xác định được các hệ số K_{ui}, T_{ui} cho bộ điều khiển P của dòng điện trục d và q như sau:

$$\begin{cases} K_{ui} = \dfrac{\sigma L_s}{3T_{sw}} \\ T_{ui} = \dfrac{2}{\left(\dfrac{1}{\sigma T_s} + \dfrac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)} \end{cases} \quad (7)$$

Như vậy, các hệ số của bộ điều khiển PID của vòng điều khiển dòng điện trục d và q được xác định theo hệ phương trình (5), với các hệ số K_{ui}, T_{ui} theo hệ phương trình (7).

Tương tự, kế thừa [17], các hệ số của bộ điều khiển PI cho vòng điều khiển tốc là:

$$\begin{cases} K_{p\omega} = \dfrac{2\xi\omega_n J}{\dfrac{3}{2}p\dfrac{L_m}{L_r}\psi_{rd}^*} \\ T_{i\omega} = \dfrac{2\xi}{\omega_n} \end{cases} \quad (8)$$

Ở đây: ω_n - tần số giao động riêng; ξ- tần số giao động tắt dần ($0<\xi<1$). Ở đây ta chọn $\xi = 0,72; \omega_n = 5,6$; $\psi_{rd}^* \approx \psi_r^* = 0,83$.

Từ các phương trình (5) và (8), xác định được các hệ số $K_{u\omega}$, $T_{u\omega}$ như sau:

$$\begin{cases} K_{u\omega} = \dfrac{20\xi\omega_n J}{9p\dfrac{L_m}{L_r}\psi_{rd}^*} \\ T_{u\omega} = \dfrac{4\xi}{\omega_n} \end{cases} \quad (9)$$

Như vậy, các hệ số của bộ điều khiển PID của vòng điều khiển tốc độ được xác định theo hệ phương trình (5), với các hệ số $K_{u\omega}$, $T_{u\omega}$ theo hệ phương trình (9).

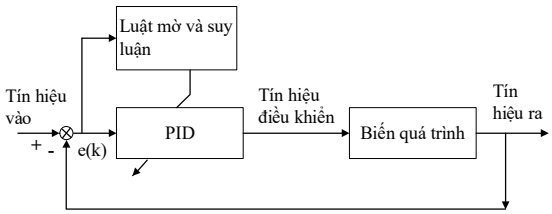
3. THIẾT KẾ BỘ PID-MỜ CHO CẤU TRÚC ĐIỀU KHIỂN TỰA TỪ THÔNG ĐỘNG CƠ KHÔNG ĐỒNG BỘ BA PHA

Trong phần này, trình bày nguyên lý của bộ điều khiển mờ, phương pháp thiết kế và việc ứng dụng chúng trong điều khiển tựa FOC động cơ không đồng bộ ba pha. Lý thuyết lô-gic mờ được xây dựng dựa trên các kỹ thuật của trí tuệ nhân tạo và lần đầu tiên được đề xuất, nghiên cứu bởi Zadeh [18]. Bộ điều khiển logic mờ (Fuzzy Logic Controller – FLC) là một phương pháp hiệu quả để thiết kế các bộ điều khiển phi tuyến, bằng cách sử dụng thông tin kinh nghiệm (heuristic information) và hoạt động dựa trên cơ sở tri thức. Hệ thống điều khiển mờ được mô tả thông qua các quy tắc ngôn ngữ dạng *nếu... thì...* (if...then), tương tự như cách con người suy luận.

Hình 2 mô tả hệ thống điều khiển PID có điều chỉnh các hệ số PID nhờ bộ điều khiển mờ. Giả thiết rằng các hệ số K_p và K_d nằm trong các khoảng giới hạn xác định trước lần lượt là $[K_{p_min} \div K_{p_max}]$và $[K_{d_min} \div K_{d_max}]$. Để thuận tiện, K_p và K_d được chuẩn hóa về khoảng từ 0 đến 1 bằng phép biến đổi tuyến tính sau:

$$K_p^{'} = \frac{\left(K_p - K_{pmin}\right)}{\left(K_{pmax} - K_{pmin}\right)} \quad (10)$$

$$K_d^{'} = \frac{\left(K_d - K_{dmin}\right)}{\left(K_{dmax} - K_{dmin}\right)} \quad (11)$$



Hình 2. Điều chỉnh bộ PID sử dụng FLC

Trong sơ đồ được đề xuất, các tham số PID được xác định dựa trên sai số hiện tại e (k) và sai phân bậc nhất của nó Δe (k-1). Hằng số thời gian vi phân được xác định là:

$$T_d = \frac{K_d}{K_p} \quad (12)$$

Hằng số thời gian tích phân được xác định dựa trên hằng số thời gian vi phân, tức là:

$$T_i = \alpha T_d \quad (13)$$

và do đó hệ số khuếch đại tích phân thu được như sau:

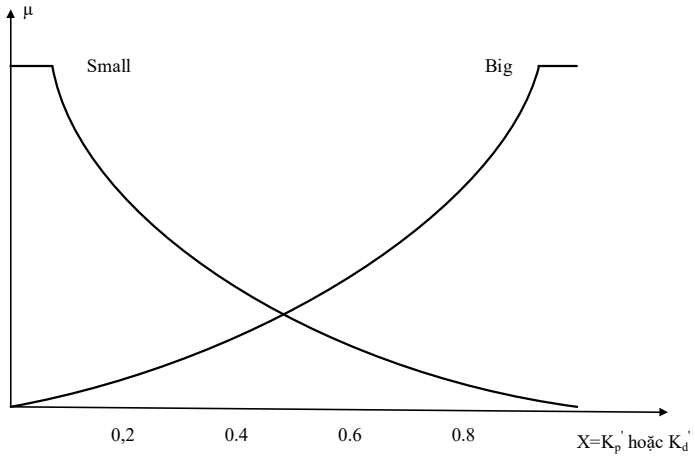
$$K_i = \frac{K_p}{T_i} = \frac{K_p}{\alpha T_d} = \frac{K_p^2}{\alpha K_d} \quad (14)$$

Các tham số $K_p^{'}$, $K_d^{'}$ và α được xác định bởi một tập hợp các luật mờ có dạng: Nếu e (k) là A_i và Δe (k) là B_i thì $K_p^{'}$ là C_i, $K_d^{'}$ là D_i, và $\alpha=\alpha_i$

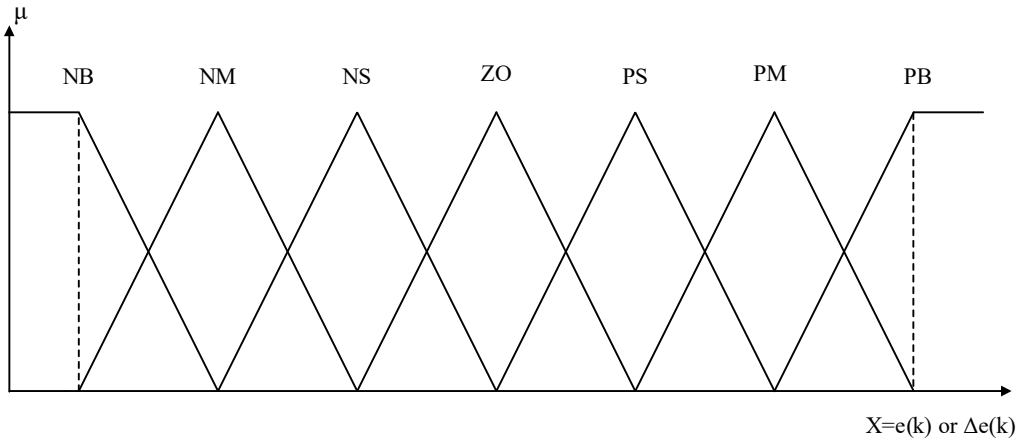
với i=1, 2, ...,m.

Ở đây, A_i, B_i, C_i và D_i là các tập mờ trên các tập nền tương ứng; α_i là một hằng số. Các hàm liên thuộc (MF) của các tập mờ này cho e (k) và Δe (k) được thể hiện trong Hình 3. Trong hình này, N biểu thị âm (Negative), P biểu thị dương (Positive), ZO xấp xỉ không (Approximately Zero), S nhỏ (Small), M trung bình (Medium), B lớn (Big). Do đó, NM là viết tắt của âm-trung bình (Negative-Medium), PB là viết tắt của dương-lớn (Positive-Big), v.v.

Các tập mờ C_i và D_i có thể là Big (Lớn) hoặc Small (Nhỏ) và được đặc trưng bởi các hàm thuộc như trong Hình 4, trong đó giá trị của hàm thuộc μ và biến x (= $K_p^{'}$ hoặc $K_d^{'}$) có mối quan hệ sau:



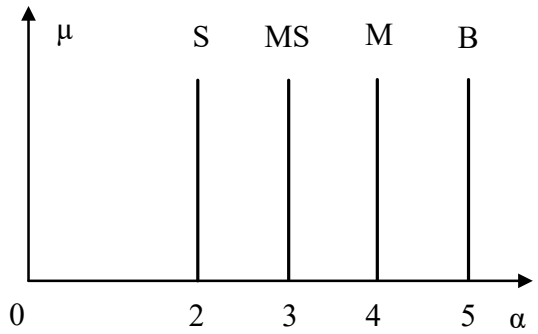
Hình 3. Hàm liên thuộc cho e (k) và Δe (k)



Hình 4. Hàm liên thuộc cho $K_p^{'}$ hoặc $K_d^{'}$

$\mu_{Small}(x) = -\frac{1}{4}\ln x$ hoặc $x_{Small}(\mu) = e^{-4\mu}$ cho tập Small; $\mu_{Big}(x) = -\frac{1}{4}\ln(1-x)$ hoặc $x_{Big}(\mu) = 1 - e^{-4\mu}$ cho tập Big.

Hàm liên thuộc của α được chỉ ra ở Hình 5.



S: Small, MS: Medium Small
M: Medium, B: Big

Hình 5. Hàm liên thuộc α

Như vậy, một tập hợp các luật, như trình bày trong Bảng 1, có thể được sử dụng để điều chỉnh hệ số khuếch đại tỉ lệ K_p'. Các quy tắc điều chỉnh cho K_d' và α được cho trong Bảng 2 và Bảng 3, tương ứng. Trong các bảng này, B biểu thị Big, còn S biểu thị Small.

Bảng 1. Luật hợp thành cho K_p'

K_p' NB		de/dt						
		NM	NS	ZO	PS	PM	PB	
e(t)	NB	B	B	B	B	B	B	B
	NM	S	B	B	B	B	B	S
	NS	S	S	B	B	B	S	S
	ZO	S	S	S	B	S	S	S
	PS	S	S	S	B	B	S	S
	PM	S	B	S	B	B	B	S
	PB	B	B	S	B	B	B	B

Giá trị chân lý μ_i được xác định bằng tích của các giá trị hàm liên thuộc (MF) với luật:

Bảng 2. Luật hợp thành cho K_d'

K_d' NB		de/dt						
		NM	NS	ZO	PS	PM	PB	
e(t)	NB	S	S	S	S	S	S	S
	NM	B	B	S	S	S	B	B
	NS	B	B	B	S	B	B	B
	ZO	B	B	B	B	B	B	B
	PS	B	B	B	S	B	B	B
	PM	B	B	S	S	S	B	B
	PB	S	S	S	S	S	S	S

Bảng 3. Luật hợp thành cho α

α NB		de/dt						
		NM	NS	ZO	PS	PM	PB	
e(t)	NB	2	2	2	2	2	2	2
	NM	3	3	2	2	2	3	3
	NS	4	3	3	2	3	3	4
	ZO	5	4	3	3	3	4	5
	PS	4	3	3	2	3	3	4
	PM	3	3	2	2	2	3	3
	PB	2	2	2	2	2	2	2

$$\mu_i = \mu_{A_i}[\text{üüüü}]\ \mu_{B_i}[\Delta\quad] \qquad (15)$$

Trong *đó,* μ_{A_i} là giá trị hàm liên thuộc (MF-Membership Function) của tập mờ A_i ứng với giá trị của e (k), và μ_{B_i} là giá trị hàm liên thuộc của tập mờ B_i ứng với giá trị của Δe (k).

Dựa trên μ_i, các giá trị của K_p' và K_d' cho mỗi luật được xác định từ các hàm liên thuộc tương ứng của chúng. Quá trình suy diễn (implication) của một luật mờ được minh họa trong Hình 6. Bằng cách sử dụng *các hàm liên thuộc trong Hình* 3, ta có điều kiện sau [18]:

$$\sum_{i\ 1}^{m} \mu_i = 1 \qquad (16)$$

Sau đó, quá trình giải mờ (defuzzification) cho ta kết quả như sau:

$$K_p^{'} = \sum_{i=1}^{m} \mu_i K_{p,i}^{'} \quad (17)$$

$$K_d^{'} = \sum_{i\ 1}^{m} \mu_i K_{d,i}^{'} \quad (18)$$

$$\alpha = \sum_{i=1}^{m} \mu_i \alpha_i \quad (19)$$

Hình 6. Quá trình suy diễn của luật mờ

Ở đây, $K_{p,i}^{'}$ là giá trị của $K_p^{'}$ *tương ứng với* μ_i cho luật thứ i (xem Hình 6). $K_{d,i}^{'}$ cũng được xác định tương tự. Khi các giá trị $K_p^{'}$, $K_d^{'}$, *và* α *đã được xác định, các tham số của bộ điều khiển PID được tính toán theo các phương trình sau*, được suy ra từ (10), (11) và (14):

$$\begin{cases} K_p = \left(K_{p,Max} - K_{p,Min}\right) K_p^{'} + K_{p,Min} \\ K_d = \left(K_{d,Max} - K_{d,Min}\right) K_d^{'} + K_{d,Min} \\ K_i = \dfrac{K_p^2}{\alpha K_d} \end{cases} \quad (20)$$

Kế thừa tài liệu [16] một quy tắc kinh nghiệm (rule of thumb) để xác định miền giá trị của K_p và K_d là:

$$\begin{cases} K_{p,Min} = 0,32.K_u \\ K_{p,Max} = 0,6.K_u \\ K_{d,Min} = 0,08.K_u T_u \\ K_{d,Max} = 0,15.K_u T_u \end{cases} \quad (21)$$

Trong đó K_u và T_u lần lượt là hệ số khuếch đại tới hạn (ultimate gain) và chu kỳ dao động tới hạn (ultimate period) tại giới hạn ổn định khi điều khiển theo chế độ P (Proportional) [19].

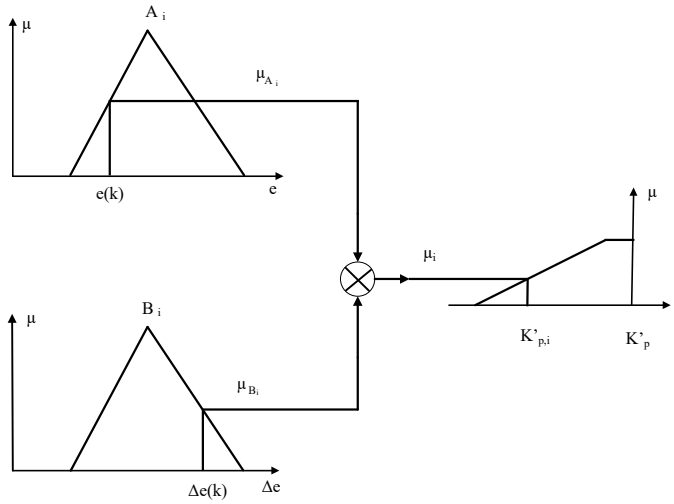
4. PHÂN TÍCH VÀ CÁC KẾT QUẢ MÔ PHỎNG

Các thông số động cơ được sử dụng cho quá trình mô phỏng như Bảng 4.

Với bộ điều khiển PI kinh điển, các tham số được tính toán như sau:

+ Các tham số PI kinh điển cho mạch vòng dòng điện:

Thời gian lấy mẫu là: T_s= 0,001 giây. Chọn chu kỳ đóng cắt thường được chọn T_{sw}= 5T_s= 0,005 giây. Từ các thông số của động cơ không



Hình 4. Hàm liên thuộc cho $K_p^{'}$ hoặc $K_d^{'}$

đồng bộ được cho ở Bảng 4, ta tính được các tham số sau:

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \approx 0,1663516;\ T_r = \frac{L_r}{R_r} \approx 0,073$$

$$T_{Gd} = \frac{1}{\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)} \approx 0,00016447$$

$$K_{Gd} = \frac{1}{\sigma L_s \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)} \approx 0,00215$$

$$T_{cd} = 5.T_{sw} = 0,025$$

Bảng 4. Thông số của động cơ không đồng bộ ba pha 2,0 HP [20]

TT	Thông số	Giá trị
1	Công suất định mức	2,0 HP
2	Điện áp định mức	220 V
3	Tần số định mức	50 Hz
4	Điện trở stato	10 Ω
5	Điện trở rô-to	6,3 Ω
6	Hỗ cảm	0,42 H
7	Điện cảm stato	0,46 H
8	Điện cảm rô-to	0,46 H
9	Số đôi cực	2
10	Tốc độ định mức	1480 vòng/phút
11	Mô-men quán tính	0,03 kgm^2

Xác định được các tham số của bộ PI trong mạch vòng điều khiển dòng điện trục d như sau:

$$\begin{cases} K_{pd} = \dfrac{T_{Gd}}{T_{cd} K_{Gd}} \approx 3,059 \\ T_{id} = T_{Gd} = 0,00016447 \end{cases}$$

Các tham số của bộ PI trong mạch vòng điều khiển dòng điện trục q tương tự như trục d, nghĩa là:

$$\begin{cases} K_{pq} = K_{pd} \approx 3,059 \\ T_{iq} = T_{id} = 0,00016447 \end{cases}$$

+ Các tham số PI kinh điển cho mạch vòng tốc độ:

Với từ thông đặt $\psi_{rd}^* \approx \psi_r^* = 0,83$. Từ phương trình (9), các tham số của bộ PI trong mạch vòng điều khiển tốc độ được xác định như sau:

$$\begin{cases} K_{p\omega} = \dfrac{2\xi\omega_n J}{\frac{3}{2} p \dfrac{L_m}{L_r} \psi_{rd}^*} \approx 0,10641 \\ T_{i\omega} = \dfrac{2\xi}{\omega_n} \approx 0,25714 \end{cases}$$

Với bộ điều khiển PID-mờ, các tham số được tính toán như sau:

+ Các tham số PID-mờ cho mạch vòng dòng điện:

Từ phương trình (7) xác định được các hệ số K_{ui}, T_{ui} cho bộ điều khiển P của các mạch vòng dòng điện trục d và q như sau:

$$\begin{cases} K_{ui} = \dfrac{\sigma L_s}{3T_{sw}} \approx 5,0983 \\ T_{ui} = \dfrac{2}{\left(\dfrac{1}{\sigma T_s} + \dfrac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)} = 0,00032894 \end{cases}$$

Theo (21) ta có:

$$\begin{cases} K_{p,Min} = 0,32.K_{ui} = 1,631456 \\ K_{p,Max} = 0,6.K_{ui} = 3,05898 \\ K_{d,Min} = 0,08.K_{ui}T_{ui} \approx 0,000134 \\ K_{d,Max} = 0,15.K_{ui}T_{ui} \approx 0,000252 \end{cases}$$

Dựa vào phương trình (20) sẽ xác định các tham số của bộ PID-mờ cho các mạch vòng dòng điện, sau mỗi chu kỳ trích mẫu.

+ Các tham số PID-mờ cho mạch vòng tốc độ:

Được tính toán tương tự như các tham số PID-mờ cho mạch vòng dòng điện. Từ phương

trình (9) xác định được các hệ số $K_{u\omega}$, $T_{u\omega}$ cho bộ điều khiển P của mạch vòng tốc độ:

$$\begin{cases} K_{u\omega} = \dfrac{20\xi\omega_n J}{9p\dfrac{L_m}{L_r}\psi_{rd}^*} = 0,17735 \\ T_{u\omega} = \dfrac{4\xi}{\omega_n} = 0,51428 \end{cases}$$

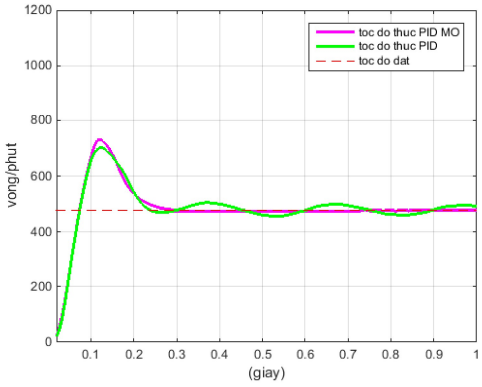
Theo (21) ta có:

$$\begin{cases} K_{p,Min} = 0,32.K_{u\omega} \approx 0,056752 \\ K_{p,Max} = 0,6.K_{u\omega} = 0,10641 \\ K_{d,Min} = 0,08.K_{u\omega}T_{u\omega} \approx 0,007296 \\ K_{d,Max} = 0,15.K_{u\omega}T_{u\omega} \approx 0,013681 \end{cases}$$

Dựa vào phương trình (20) sẽ xác định các tham số của bộ PID-mờ cho mạch tốc độ sau mỗi chu kỳ trích mẫu.

Phần mềm Matlab 2019a được sử dụng để mô phỏng điều khiển FOC cho động cơ không đồng bộ ba pha.

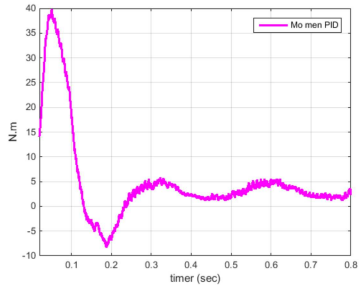
Trường hợp 1: Khi tốc độ đặt và mô-men tải là hằng số (Tốc độ đặt = 50 rad/giây, mô-men tải T_L = 3 Nm).



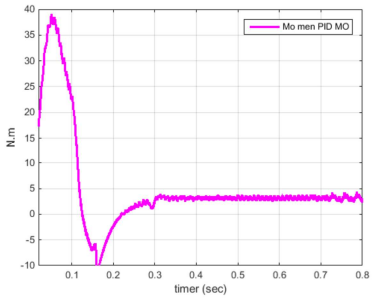
Hình 7. Tốc độ động cơ bao gồm: Tốc độ đặt, tốc độ động cơ (PID), tốc độ động cơ (PID-mờ)

Hình 7 thể hiện đáp ứng tốc độ động cơ (PID và PID-mờ): Kết quả cho thấy bộ điều khiển PID-mờ có sai số xác lập gần như bằng không so với PID kinh điển (sai số xác lập xấp xỉ 6,7%). Điều này chứng minh khả năng thích nghi tốt của bộ PID-mờ trong vùng tốc độ thấp, nơi ảnh hưởng của biến thiên tham số là đáng kể.

Mô-men điện từ (PID và PID-mờ) được chỉ ra ở Hình 8. Kết quả cho thấy, đối với PID kinh điển, mô-men điện từ cho thấy biên độ gợn (ripple) lớn và quá trình ổn định diễn ra chậm (Đập mạch cực đại của mô-men lúc xác lập xấp xỉ 40%). Ngược lại, bộ PID-mờ giảm đáng kể độ gợn mô-men (Đập mạch cực đại của mô-men lúc xác lập xấp xỉ 10%), đồng thời đạt thời gian xác lập nhanh hơn. Mô-men điện từ ổn định hơn là chỉ số cho thấy chất lượng điều khiển dòng điện tốt hơn và khả năng tách kênh (decoupling) của hệ FOC được cải thiện. Điều này đặc biệt quan trọng ở vùng tốc độ thấp, nơi độ nhạy mô-men cao.

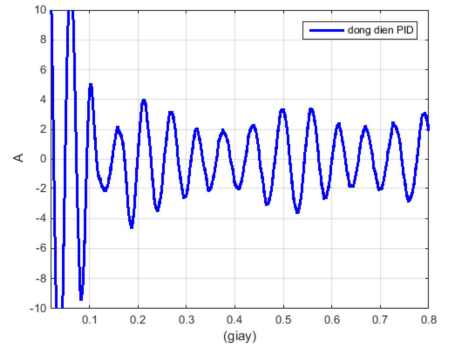


(a)

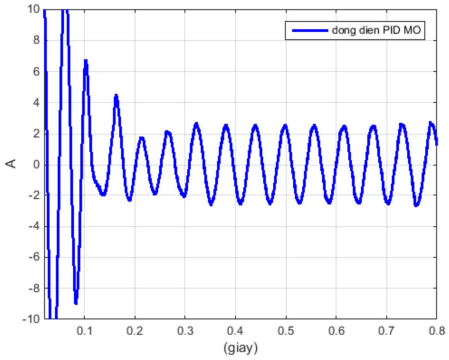


(b)

Hình 8. Mô-men điện từ khi điều khiển bằng PID (a) và PID-mờ (b)



(a)



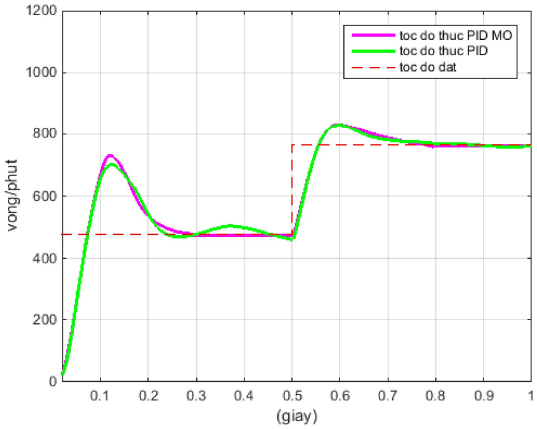
(b)

Hình 9. Dòng điện pha khi điều khiển bằng PID (a) và PID-mờ (b)

Hình 9 chỉ ra dạng sóng dòng điện pha (PID và PID-mờ): Dạng dòng điện của bộ PID kinh điển xuất hiện biến thiên lớn và dạng sóng chưa thực sự chuẩn hình sin. Khi sử dụng PID-mờ, dòng điện có dạng gần sin hơn, biên độ ổn định và độ méo hài giảm rõ rệt. Điều này chứng tỏ PID-mờ đã cải thiện đáng kể độ ổn định mạch vòng dòng điện và nâng cao khả năng điều khiển các thành phần dòng trục d – q trong cấu trúc FOC.

Trường hợp 2: Khi tốc độ đặt tăng từ 50 →80 rad/giây và mô-men tải là hằng số (T_L=3N.m), có thời gian bước bằng 0,5 giây.

Từ Hình 10 ta thấy rằng, khi bước tốc độ xảy ra, PID-mờ thể hiện đặc tính quá độ tốt hơn rõ rệt: thời gian bám nhanh, biên độ dao động nhỏ và gần như không xuất hiện quá điều chỉnh. Trong khi đó, PID kinh điển xuất hiện sai lệch lớn tại thời điểm chuyển mức và thời gian ổn định kéo dài. Kết quả cho thấy PID-mờ có độ bền vững cao hơn trước nhiễu và biến thiên tham số khi làm việc trong chế độ quá độ.

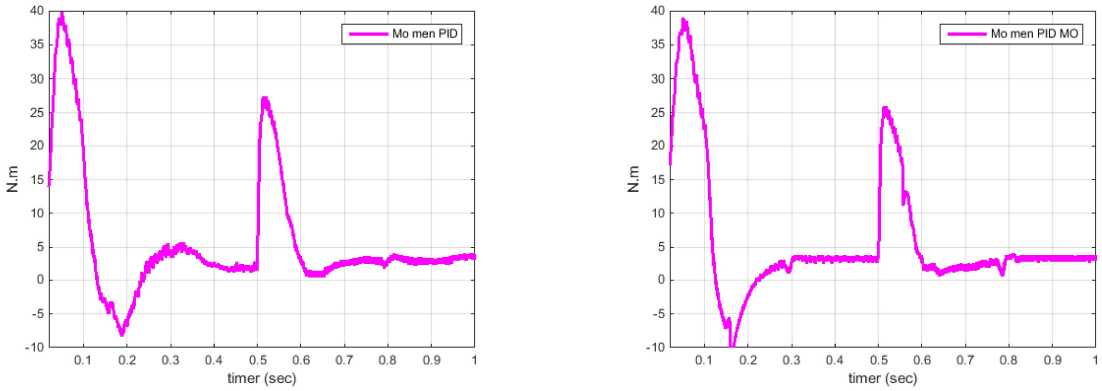


Hình 10. Tốc độ động cơ bao gồm: Tốc độ đặt, tốc độ động cơ (PID), tốc độ động cơ (PID-mờ)

Hình 11. Mô-men điện từ khi thay đổi tốc độ đặt: Ở giai đoạn thay đổi tốc độ, mô-men của PID kinh điển xuất hiện dao động lớn và mất ổn định trong khoảng thời gian đáng kể. PID-mờ giảm mạnh dao động và nhanh chóng đưa mô-men trở lại giá trị ổn định. Điều này chứng minh khả năng điều chỉnh trực tuyến hệ số K_p, K_i, K_d giúp hệ thống thích ứng tốt hơn với thay đổi tải và thay đổi tốc độ đặt.

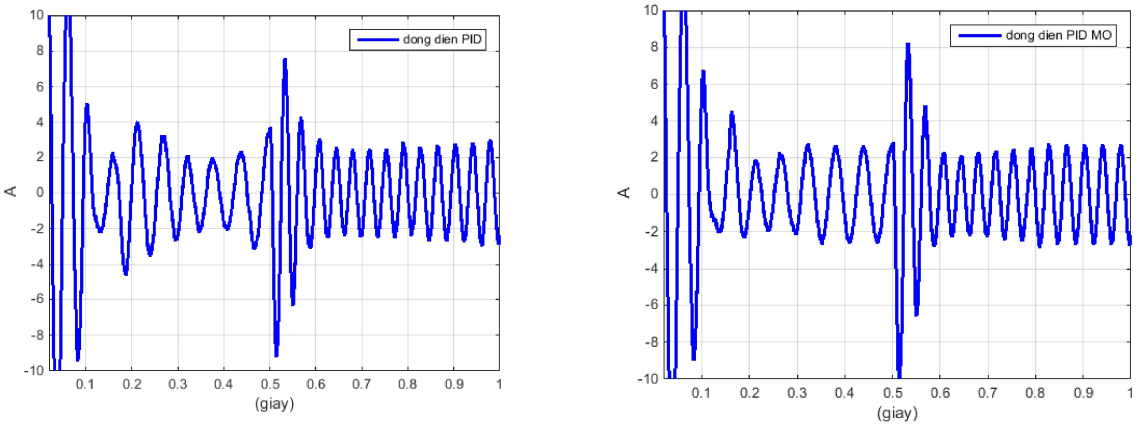
Dòng điện pha khi thay đổi tốc độ đặt (với PID và PID-mờ) được chỉ ra ở Hình 12: Dưới tác động của bước thay đổi tốc độ, dòng điện pha trong hệ dùng PID kinh điển xuất hiện méo dạng và biên độ dao động lớn.

Đối với PID-mờ, dạng sóng dòng điện ít biến thiên và duy trì được độ ổn định. Điều này khẳng định ưu thế của PID-mờ trong việc duy



(a) (b)

Hình 11. Mô-men điện từ khi điều khiển bằng PID (a) và PID-mờ (b)



(a) (b)

Hình 12. Dòng điện pha khi điều khiển bằng PID (a) và PID-mờ (b)

trì sự ổn định của bộ biến tần – động cơ khi hệ thống chuyển trạng thái làm việc.

5. KẾT LUẬN

Bài báo đã đề xuất và đánh giá thành công bộ điều khiển PID-mờ trong cấu trúc FOC cho động cơ không đồng bộ ba pha ở vùng tốc độ thấp. Kết quả mô phỏng khẳng định bộ PID-mờ vượt trội hơn bộ PID kinh điển nhờ khả năng giảm độ quá điều chỉnh, rút ngắn thời gian xác lập và hạn chế gợn mô-men. Nhờ cơ chế hiệu chỉnh tham số trực tuyến theo luật mờ, hệ thống đạt tính thích nghi cao trước sự biến đổi của tải và tốc độ đặt.

Hướng nghiên cứu tiếp theo có thể mở rộng sang điều khiển không cảm biến (sensorless), ứng dụng trí tuệ nhân tạo để tối ưu hóa tham số hoặc thực nghiệm trên mô hình phần cứng. Nghiên cứu này đóng góp một giải pháp hiệu quả để nâng cao chất lượng các hệ truyền động IM trong thực tiễn công nghiệp.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

[1]. M. A. Hannan, J. A. Ali, A. Mohamed, and A. Hussain, "Optimization techniques to enhance the performance of induction motor drives: A review", Renew. Sustain. Energy Rev., vol. 81, no. September 2016, pp. 1611–1626, 2018, doi: 10.1016/j.rser.2017.05.240.

[2]. D. P. Kothari and I. J. Nagrath, Electric Machines (fifth edition). McGraw Hill Education (India) Private Limited, 2018. doi: 10.1355/9789812305268-014.

[3]. K. Kouzi, L. Mokrani, and N. M-S, "High Performances of Fuzzy Self Tuning Scaling Factor of PI Fuzzy Logic Controller Based on Direct Vector Control for Induction Motor Drive without Flux Measurements", 2004 IEEE Int. Conf. Ind. Technol., pp. 1106–1111, 2004.

[4]. V. Gia Hanh, T. Khánh Hà, P. Tử Thụ, and N. Văn Sáu, Máy Điện I. Nhà xuất bản Khoa học và Kỹ thuật, 2003.

[5]. P. M. Menghal and A. J. Laxmi, "Neural network based dynamic simulation of induction motor drive", Int. Conf. Power, Energy Control, pp. 566–571, 2013.

[6]. C. Djamila, M. Yahia, and T. Ali, "Simultaneous Estimation of Rotor Speed and Stator Resistance in Sensorless Indirect Vector Control of Induction Motor Drives Using a Luenberger Observer", Int. J. Comput. Sci. Issues, vol. 9, no. 3, No 2, pp. 325–335, 2012.

[7]. Baburaj Karanayil, Parameter Identification for Vector Controlled Induction Motor Drives Using Artificial Neural Networks and Fuzzy Principles. Thesis submitted to The University of New South Wales for degree of Doctor of Philosophy, School of Electrical Engineering and Telecommunications, 2005.

[8]. N. P. Quang, Điều khiển vector truyền động điện xoay chiều ba pha. Hà Nội: Nhà xuất bản bách khoa Hà Nội, 2016.

[9]. A. Alwadie, "A concise review of control techniques for reliable and efficient control of induction motor", Int. J. Power Electron. Drive Syst., vol. 9, no. 3, pp. 1124–1139, 2018, doi: 10.11591/ijpeds.v9.i3.pp1124-1139.

[10]. N. El Ouanjli et al., "Modern improvement techniques of direct torque control for induction motor drives-a review. Protection and Control of Modern Power Systems 4.1 (2019): 1-12." Prot. Control Mod. Power Syst., vol. 4, no. 1, 2019.

[11]. H. Maghfiroh, J. S. Saputro, F. Adriyanto, A. Sujono, and R. L. Lambang, "Performance Evaluation of Fuzzy-PID in Speed Control of Three Phase Induction Motor", IOP Conf. Ser. Mater. Sci. Eng., vol. 1096, no. 1, p. 012071, 2021, doi: 10.1088/1757-899x/1096/1/012071.

[12]. K. H. Ang, G. Chong, and Y. Li, "PID control system analysis, design, and technology", IEEE Trans. Control Syst. Technol., vol. 13, no. 4, pp. 559–576, 2005, doi: 10.1109/TCST.2005.847331.

[13]. S. Rakhtala and E. S. Roudbari, "Application of PEM Fuel Cell for Stand-alone Based on a Fuzzy PID Control", Bull. Electr. Eng. Informatics, vol. 5, no. 1, pp. 45–61, 2016, doi: 10.11591/eei.v5i1.521.

[14]. A. Balestrino, A. Caiti, V. Calabro, E. Crisostomi, and A. Landi, "From Basic to Advanced PI Controllers: A Complexity vs. Performance Comparison", Adv. PID Control, no. 1, 2011, doi: 10.5772/19390.

[15]. P. Mattavelli, "An improved deadbeat control for UPS using disturbance observers", IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 52, no. 1, pp. 206–212, 2005, doi: 10.1109/TIE.2004.837912.

[16]. Z. Zhao, M. Tomizuka, and S. Isaka, "Fuzzy Gain Scheduling of PID Controllers", vol. 23, no. 5, 1993.

[17]. L. N. Dương, Luận án Tiến sĩ: Nghiên cứu phát triển Chip cho hệ điều khiển tựa từ thông rotor động cơ xoay chiều ba pha trên nền tảng FPGA. Đại học Bách khoa Hà Nội, 2023.

[18]. S. Lekhchine, T. Bahi, and Y. Soufi, "Indirect rotor field oriented control based on fuzzy logic controlled double star induction machine", Int. J. Electr. Power Energy Syst., vol. 57, pp. 206–211, 2014, doi: 10.1016/j.ijepes.2013.11.053.

[19]. J. G. Ziegler and N. B. Nichols, "Optimum settings for automatic controllers", Trans. ASME, vol. 64, pp. 759–768, 1942.

[20]. A. Iqbal and M. R. Khan, "Sensorless control of a vector controlled three-phase induction motor drive using artificial neural network", 2010 Jt. Int. Conf. Power Electron. Drives Energy Syst. 2010 Power India, 2010, doi: 10.1109/PEDES.2010.5712474.