

NGHIÊN CỨU THỰC NGHIỆM ĐIỀU KHIỂN TỐC ĐỘ ĐỘNG CƠ KHÔNG ĐỒNG BỘ 3 PHA DỰA TRÊN PHƯƠNG PHÁP PI MỜ

NGUYỄN VĂN THỌ*, NGÔ THANH QUYỀN

Khoa Công nghệ Điện, Trường Đại học Công nghiệp Thành phố Hồ Chí Minh

*Tác giả liên hệ: nguyenvantho@iuh.edu.vn

DOIs: <https://doi.org/10.46242/jstiuh.v67i01.5030>

Tóm tắt. Trong bài báo này, sự kết hợp giữa bộ điều khiển PI và bộ điều khiển mờ, còn được biết đến là bộ điều khiển PI mờ được đề xuất để điều khiển tốc độ cho động cơ không đồng bộ (KĐB) 3 pha. Mô hình toán học của động cơ dựa trên phương pháp vec-tơ không gian, và phương trình động lực học của động cơ không đồng bộ định hướng từ trường điều khiển gián tiếp được dẫn ra và trình bày trong nghiên cứu này. Bộ điều khiển PI mờ được thiết kế để đảm bảo tính ổn định của hệ thống ở tốc độ mong muốn trong điều kiện khi có tải thay đổi. Các thí nghiệm được thực hiện với động cơ KĐB 3 pha 0.75 kW sử dụng card điều khiển NI MYRIO 1900 và phần mềm LabView. Kết quả thí nghiệm thu được thể hiện hiệu quả vượt trội của phương pháp điều khiển đề xuất so với bộ điều khiển PI và bộ điều khiển mờ thông thường, đặc biệt khi có tải thay đổi trong quá trình điều khiển.

Từ khóa. Bộ điều khiển PID, điều khiển mờ, vector không gian, điều khiển động cơ AC, LabView.

1. GIỚI THIỆU

Động cơ KĐB 3 pha là loại động cơ được sử dụng rộng rãi trong công nghiệp và đã thu hút được sự quan tâm của các nhà nghiên cứu bởi cấu trúc đơn giản, độ tin cậy và hiệu quả cao, chi phí thấp. Cùng với bộ biến tần, bài toán điều khiển tốc độ đã và đang là vấn đề cốt lõi và được xem xét đầu tiên trong hầu hết các hệ thống điều khiển tự động [1-2]. Điều này dễ hiểu là bởi vì các động cơ KĐB 3 pha có mặt trong hầu hết các ứng dụng công nghiệp chung, cũng như trong các hệ thống tự động từ máy bơm, quạt hút, băng tải, robot hay các hệ truyền động.

Các bộ điều khiển công nghiệp phổ biến như bộ điều khiển PI (Proportional-Integral), bộ điều khiển PD (Proportional-Derivative) và bộ điều khiển PID (Proportional-Integral-Derivative) thường được sử dụng để điều khiển tốc độ động cơ AC, chẳng hạn như bộ điều khiển PI được ứng dụng rất phổ biến trong việc vận hành hệ thống các quá trình công nghiệp, do khả năng điều khiển hiệu quả, cấu trúc đơn giản và phạm vi ứng dụng tương đối rộng [3-6]. Bộ điều khiển PID được sử dụng trong phần lớn các hệ thống điều khiển trên thế giới, chiếm hơn 95% các bộ điều khiển trong các hệ thống tự động trong sản xuất công nghiệp bởi khả năng hiệu chỉnh sai số thấp nhất có thể, chức năng rõ ràng, tăng tốc độ đáp ứng, giảm độ vọt lố và hạn chế sự dao động [7-9].

Bộ điều khiển PID có khả năng đáp ứng được tính ổn định và độ bền vững cao cho hầu hết các hệ thống nếu các thông số của bộ điều khiển được lựa chọn một cách thích hợp. Tuy nhiên, đối với một số hệ thống, việc thực nghiệm, phân tích và chỉnh định các tham số thích hợp cho bộ điều khiển PID mất khá nhiều thời gian [10]. Nhiều phương pháp điều khiển khác nhau đã được đề xuất cho thuật toán điều khiển tốc độ động cơ AC. Trong đó, A. H. Jones và P. B. De Moura Oliveira đã đề xuất sử dụng giải thuật di truyền để chỉnh định một cách tự động các thông số của bộ điều khiển PID dựa trên mô hình được nhận dạng bởi dữ liệu đo lường và giải thuật di truyền [11]. Để đảm bảo độ chính xác cao về điều khiển tốc độ của động cơ ở trạng thái tĩnh, cũng như độ ổn định của bộ điều khiển dưới tác động của những yếu tố không chắc chắn và nhiễu đo lường thì Guang Lei Feng và các cộng sự đã đề xuất một phương pháp mới dựa trên bộ điều khiển phi tuyến ADRC (Auto-Disturbance Rejection Controller) [12]. Bên cạnh đó, một trong những phương pháp được áp dụng nhiều và hiệu quả trong những năm gần đây đối với những mô hình phi tuyến có thông số không chắc chắn đó là điều khiển logic mờ (Fuzzy Logic Controller). Bộ điều khiển logic mờ được phát triển từ lý thuyết tập mờ, được giới thiệu lần đầu tiên bởi L.A. Zadeh vào năm

1965 [13] và sau đó được áp dụng rộng rãi trong các hệ thống điều khiển nhờ sự thích nghi và tính hiệu quả cao. Do đó, đối với đối tượng điều khiển là động cơ DC hoặc AC, mà mô hình toán học của chúng rất khó xác định một cách chính xác, thì A. A. Sadiq và các cộng sự đã đề xuất sử dụng bộ điều khiển logic mờ để điều khiển tốc độ động cơ bằng cách sử dụng kết hợp điện áp phản ứng và cường độ điện trường bằng cách thay đổi điện áp phản ứng trong vùng mô-men không đổi và cường độ điện trường trong vùng công suất không đổi [14].

Tuy nhiên, về cơ bản thì các bộ điều khiển này không đáp ứng tốt được các yêu cầu điều khiển bám khi có tải hoặc khi tốc độ thay đổi. Do đó, một số cấu trúc điều khiển nâng cao đã được sử dụng để nâng cao tính hiệu quả điều khiển của bộ PID trong các điều kiện hoạt động phức tạp như tải hoặc tốc độ thay đổi lớn.

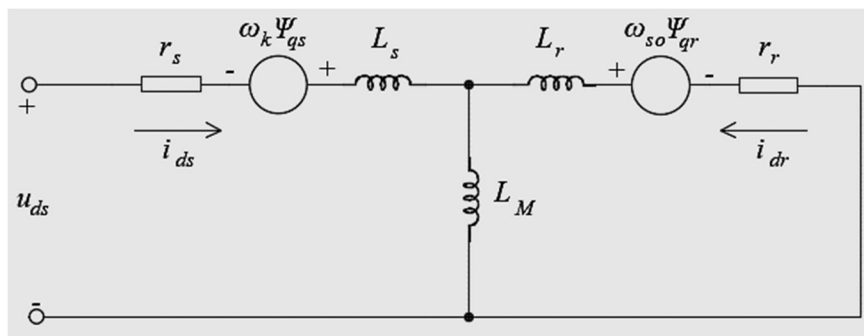
Sự kết hợp giữa bộ điều khiển PID và bộ điều khiển mờ tạo ra bộ điều khiển PID mờ (Hybrid of PID and Fuzzy) mang lại hiệu quả điều khiển tốt hơn so với bộ điều khiển PID truyền thống với độ vọt lố thấp hơn và khả năng kiểm soát tốc độ tốt hơn khi có tải thay đổi.

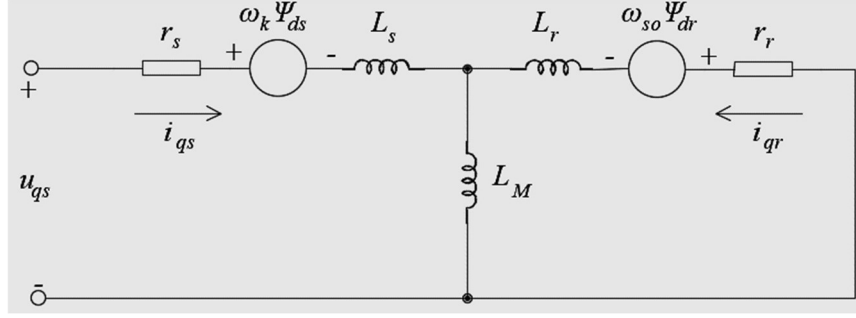
Về nguyên tắc, có hai kiểu tinh chỉnh bộ điều khiển PID đã được nghiên cứu và triển khai ứng dụng. Đó là, tinh chỉnh ngay trong quá trình hoạt động của hệ thống và tinh chỉnh trước khi vận hành hệ thống hoặc chỉ cho hệ thống vận hành một thời gian nhất định. Trong đó, việc áp dụng giải thuật di truyền được xem là một phương pháp hiệu quả để tinh chỉnh trước khi vận hành bộ điều khiển [3,11,15]. Tuy nhiên, việc tìm kiếm các giá trị tối ưu theo thời gian thực của các thông số bộ điều khiển trong miền xác định của chúng đòi hỏi rất nhiều thời gian, cũng như có thể phải cần đến mô hình toán học của đối tượng hoặc điều khiển PI mờ [16,17].

Trong bài báo này, nhóm tác giả đề xuất giải thuật điều khiển thông minh bằng việc kết hợp giữa bộ điều khiển PID truyền thống và bộ điều khiển mờ thông qua phần mềm Labview có tích hợp sẵn card nhúng NI MYRIO 1900 để điều khiển tốc độ động cơ không đồng bộ 3 pha trong điều kiện khi có tải thay đổi. Kết quả điều khiển của phương pháp đề xuất được phân tích và so sánh về thời gian quá độ, độ vọt lố (overshoot) và sai số tĩnh so với hai phương pháp điều khiển PID và điều khiển mờ. Bố cục của bài báo được trình bày như sau: phần 2 giới thiệu về mô hình toán học của động cơ, phần 3 trình bày về thiết kế bộ điều khiển cho hệ thống, phần 4 là kết quả thực nghiệm và so sánh, phần 5 là đưa ra các kết luận.

2. MÔ HÌNH TOÁN CỦA ĐỘNG CƠ KĐB 3 PHA

Động cơ KĐB 3 pha được sử dụng rộng rãi trong các ứng dụng điều chỉnh tốc độ mà không đòi hỏi đáp ứng động lực học nhanh. Để có thể điều khiển động cơ với đáp ứng động lực học chất lượng thì cần mô tả toán học cho động cơ. Có nhiều kỹ thuật khác nhau để biểu diễn mô hình toán học của động cơ KĐB 3 pha, tùy thuộc vào phương pháp điều khiển được áp dụng. Trong phạm vi nghiên cứu của bài báo này, mô hình toán học của động cơ được xây dựng dựa trên vector không gian, qua đó cho phép điều khiển tốc độ động cơ KĐB 3 pha với phạm vi rộng, chính xác và đáp ứng động lực học nhanh [18]. Khái niệm vector không gian, được phát triển đầu tiên bởi Blaschke (1971-1973), dựa trên phương pháp điều khiển của các động cơ DC kích từ độc lập [19]. Trong kỹ thuật vector không gian, dòng điện sinh ra từ thông (i_d) và dòng điện trực giao sinh ra mô-men (i_q) trong động cơ được điều khiển một cách độc lập [18-20]. Kỹ thuật điều khiển này được mô tả trong hệ tọa độ tham chiếu (d-q), gắn với từ thông của rotor. Mạch điện tương đương của động cơ trong hệ tọa độ tham chiếu (d-q) được thể hiện như trên Hình 1.





Hình 1: Mạch điện tương đương của động cơ KĐB 3 pha trong hệ tọa độ (d-q).

Trong đó, r_s và r_r tượng trưng cho điện trở cuộn dây pha của stator và rotor tương ứng; L_s và L_r lần lượt là điện kháng tản của cuộn dây stator và rotor; L_M là hồ cảm giữa stator và rotor; ω_k là vận tốc góc của rotor so với stator; ω_{so} là vận tốc góc của từ thông rotor so với rotor, còn gọi là vận tốc trượt; Ψ_{ds} và Ψ_{qs} là các từ thông stator; Ψ_{dr} và Ψ_{qr} là các từ thông rotor; i_{ds} và i_{qs} là các dòng điện stator; i_{dr} và i_{qr} là các dòng điện rotor.

Mô hình toán học của động cơ KĐB 3 pha trong hệ tọa độ tham chiếu (d-q) được thể hiện bởi các phương trình sau đây:

Phương trình điện áp stator trên hệ tọa độ (d-q):

$$u_{qs} = r_s i_{qs} + \omega_k \Psi_{ds} + \frac{d}{dt} \Psi_{qs} \quad (1)$$

$$u_{ds} = r_s i_{ds} - \omega_k \Psi_{qs} + \frac{d}{dt} \Psi_{ds} \quad (2)$$

Phương trình điện áp rotor được cho bởi:

$$u_{qr} = 0 = r_r i_{qr} + \omega_{so} \Psi_{dr} + \frac{d}{dt} \Psi_{qr} \quad (3)$$

$$u_{dr} = 0 = r_r i_{dr} - \omega_{so} \Psi_{qr} + \frac{d}{dt} \Psi_{dr} \quad (4)$$

trong đó: $\omega_{so} = \omega_k - \omega_r = \frac{L_M}{L_r} \frac{r_r i_{qs}}{\Psi_{dr}}$ và ω_r là vận tốc góc đồng bộ của động cơ.

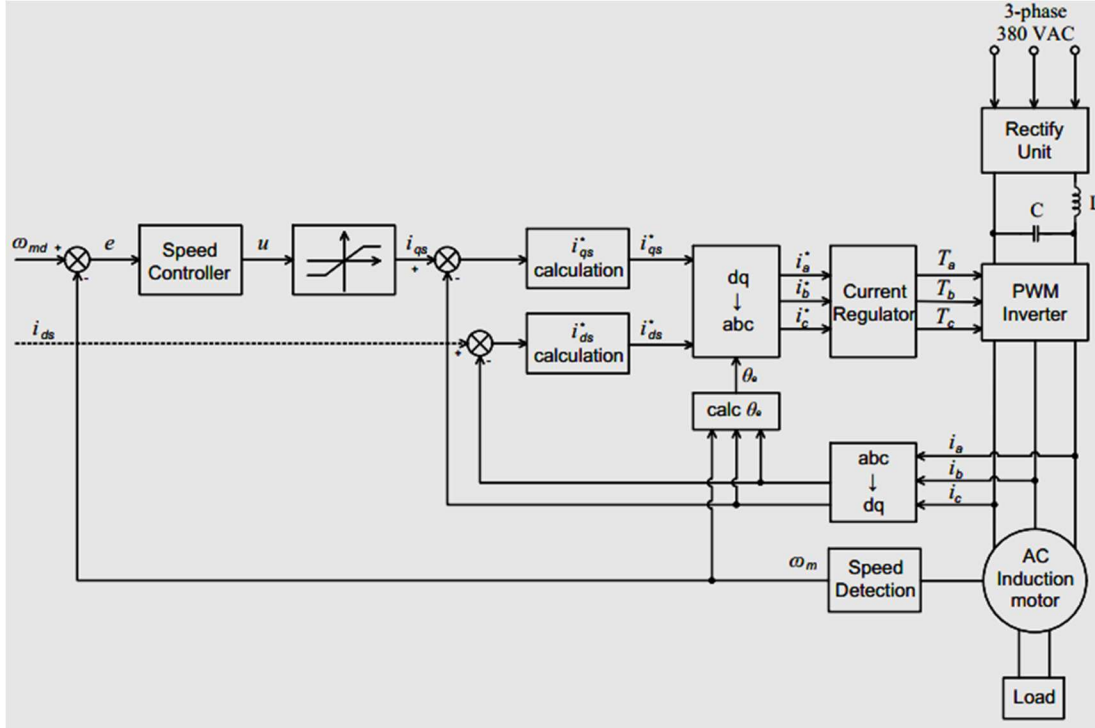
Và phương trình từ thông trên stator và rotor được cho bởi:

$$\Psi_{qs} = L_s i_{qs} + L_M i_{qr} \quad (5)$$

$$\Psi_{ds} = L_s i_{ds} + L_M i_{dr} \quad (6)$$

$$\Psi_{qr} = L_r i_{qr} + L_M i_{qs} \quad (7)$$

$$\Psi_{dr} = L_r i_{dr} + L_M i_{ds} \quad (8)$$



Hình 2: Cấu trúc tổng quát hệ thống điều khiển tốc độ của động cơ KĐB 3 pha.

Phương trình mô-men:

$$T_e = \frac{3n_p}{2} \frac{L_M}{L_r} (\Psi_{dr} i_{qs} - \Psi_{qr} i_{ds}) \quad (9)$$

trong đó n_p là số đôi cực của động cơ.

Theo [18], trong hệ tọa độ tham chiếu (d-q), từ thông $\Psi_{qr} = 0$ và Ψ_{dr} là hằng số. Do vậy, phương trình (9) có thể viết lại như sau:

$$T_e = \frac{3n_p}{2} \frac{L_M}{L_r} \Psi_{dr} i_{qs} = K_T i_{qs} \quad (10)$$

với $K_T = \frac{3n_p}{2} \frac{L_M}{L_r} \Psi_{dr}$ là hằng số mô-men.

Cấu trúc hệ thống điều khiển gián tiếp tốc độ động cơ KĐB 3 pha trong nghiên cứu này được biểu diễn như trong Hình 2. Hệ thống bao gồm 1 động cơ dây quấn 3 pha kết nối Y (0.75kW), 2 cực, loại động cơ dây quấn 60-Hz, thẳng từ sử dụng dòng điện 1 chiều được dùng làm tải cho động cơ, một biến tần PWM và một bộ điều khiển tốc độ động cơ. Theo các nghiên cứu [21-23], phương trình động lực học của động cơ KĐB 3 pha định hướng trường điều khiển gián tiếp có thể được mô tả như sau:

$$J \dot{\omega}_m + B \omega_m + T_L = T_e \quad (11)$$

trong đó J là mô-men quán tính, B là hệ số giảm chấn, ω_m là vận tốc rotor, T_L đại diện cho mô-men tải tác động lên trục động cơ, và T_e là mô-men điện từ.

Phương trình (11) có thể viết lại dưới dạng:

$$\begin{aligned} \dot{\omega}_m &= -\frac{B_0}{J_0} \omega_m - \frac{T_{L0}}{J_0} + \frac{K_{T0}}{J_0} i_{qs} + f(B, K_T, T_L, J, t) \\ &= F \omega_m + G u + D \end{aligned} \quad (12)$$

trong đó: $F = -\frac{B_0}{J_0}$, $G = \frac{K_{T0}}{J_0}$, $D = -\frac{T_{L0}}{J_0} + f(B, K_T, T_L, J, t)$

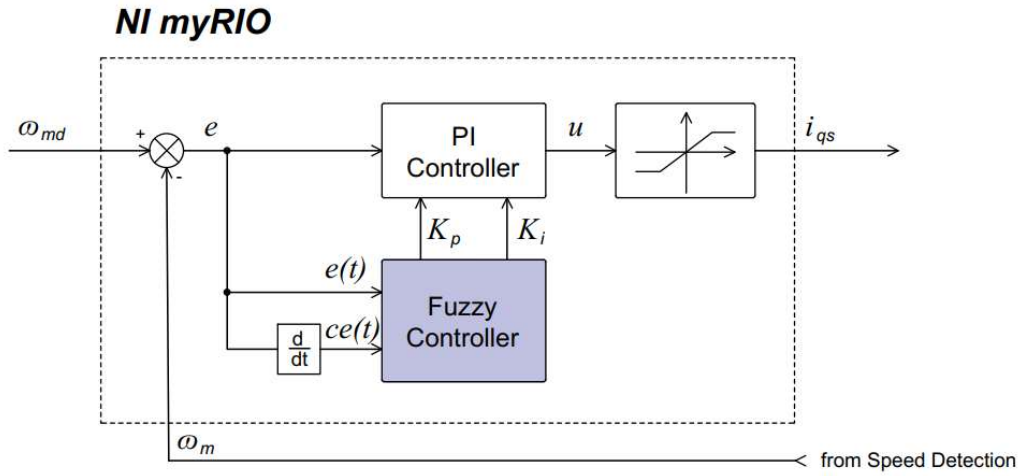
với $f(B, K_T, T_L, J, t)$ đại diện cho các thành phần không chắc chắn do mô-men tải thay đổi và thông số thay đổi do nhiễu không xác định.

Mục tiêu của nghiên cứu này là thiết kế bộ điều khiển sao cho tốc độ quay thực trên trục động cơ (ω_m) bám theo tốc độ quay mong muốn (ω_{md}) khi động cơ chạy không tải hoặc có tải. Khi đó, sai số tốc độ được xác định như sau:

$$e(t) = \omega_{md}(t) - \omega_m(t) \quad (13)$$

3. THIẾT KẾ BỘ ĐIỀU KHIỂN

Trong bài báo này, bộ điều khiển mờ được đưa vào cấu trúc điều khiển PI mờ để điều khiển tốc độ động cơ KĐB 3 pha. Sơ đồ khối của bộ điều khiển PI mờ được thể hiện như ở Hình 3. Với bộ điều khiển này, đầu vào là $\{e(t); ce(t)\}$ và đầu ra của bộ điều khiển mờ sẽ chỉnh định các giá trị của thông số K_p, K_i cho bộ điều khiển PI.



Hình 3: Sơ đồ khối bộ điều khiển tốc độ dùng PI mờ.

3.1. Bộ điều khiển PI

Do tính chất phi tuyến của động cơ không đồng bộ mà các bộ điều khiển PI thông thường không thể kiểm soát tốt khi điều kiện tải thay đổi. Khi động cơ có tải và không tải, các thông số PI phải được thay đổi theo thời gian thực để hệ thống đảm bảo chất lượng điều khiển ở tốc độ cao và thấp. Tín hiệu ngõ ra của bộ điều khiển PI được xác định như sau:

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(t) dt \quad (14)$$

trong đó, K_p và K_i lần lượt là độ lợi tỉ lệ và độ lợi tích phân của bộ điều khiển, $e(t)$ là giá trị sai số tốc độ của hệ thống được xác định như trong (13). Nguyên hàm sai số được xác định bởi:

$$ce(t) = e(t) - e(t-1) \quad (15)$$

với $e(t-1)$ là giá trị sai số trước đó.

Nhiệm vụ thiết kế bộ điều khiển PI là chọn lựa bộ giá trị $\{K_p, K_i\}$ thỏa mãn các yêu cầu về chất lượng điều khiển. Các thông số độ lợi K_p và K_i ảnh hưởng trực tiếp đến chất lượng điều khiển như độ vọt lố (overshoot), thời gian tăng (rise time), và thời gian xác lập (settling time) của đáp ứng ngõ ra như được cho trong Bảng 1. Các thông tin này được xem là cơ sở tri thức để xác định luật chỉnh định mờ bộ điều khiển PI.

Bảng 1: Ảnh hưởng của việc thay đổi các thông số của bộ điều khiển PI.

Đáp ứng vòng kín	Thời gian lên	Độ vọt lố	Thời gian xác lập	Sai số xác lập
K_p	Giảm	Tăng	Thay đổi nhỏ	Giảm
K_i	Giảm	Tăng	Tăng	Thay đổi nhỏ

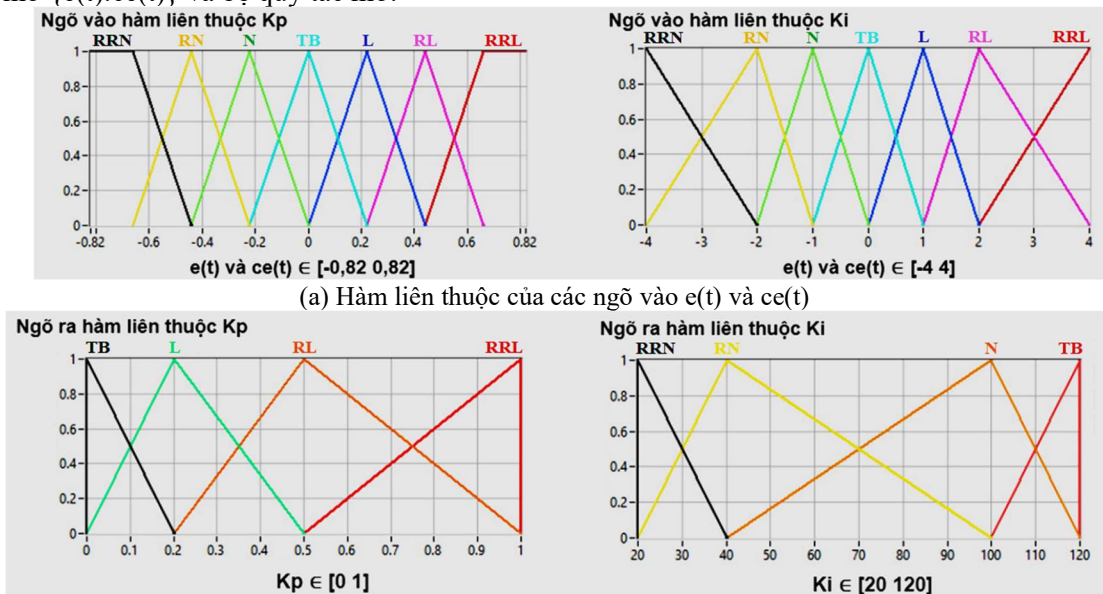
3.2. Bộ điều khiển logic mờ

Bộ điều khiển logic mờ (Fuzzy Logic Controller), được đề xuất lần đầu tiên bởi Lotfi Zadeh vào năm 1965 [13] và đến nay đã được ứng dụng rộng rãi trong mọi lĩnh vực nghiên cứu và thực tiễn. Về cơ bản, bộ điều khiển mờ dựa trên kiến thức về hệ thống của các chuyên gia để lập luận và đưa ra các quyết định điều khiển. Các ngõ vào cấp cho bộ điều khiển mờ phải được xử lý qua ba giai đoạn cơ bản là mờ hóa, suy diễn mờ và giải mờ trước khi tạo tín hiệu ở ngõ ra. Trong giai đoạn mờ hóa, các biến đầu vào được chuyển thành các biến ngôn ngữ thích hợp thông qua các hàm thành viên. Ngõ ra của giai đoạn mờ hóa sau đó được dùng như tín hiệu ngõ vào cho giai đoạn suy diễn mờ theo các luật mờ được định nghĩa trước dựa trên tri thức về đặc trưng của hệ thống đến từ các chuyên gia. Giai đoạn cuối cùng, ngõ ra của bộ mờ sẽ được chuyển đổi thành giá trị rõ được sử dụng để điều khiển hệ thống.

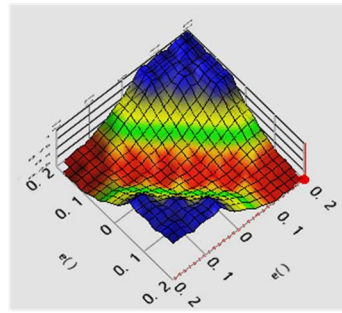
Trong bài báo này, sự kết hợp giữa bộ điều khiển mờ và bộ điều khiển PI được sử dụng để điều khiển tốc độ động cơ KĐB 3 pha. Với cấu trúc điều khiển này, các ngõ vào của bộ điều khiển mờ là $\{e(t); ce(t)\}$ và các ngõ ra của nó sẽ chỉnh định các giá trị của thông số K_p, K_i cho bộ điều khiển PI.

Mờ hóa ngõ vào – ngõ ra:

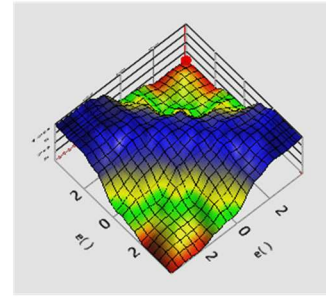
Ở giai đoạn này, các ngõ vào của bộ điều khiển mờ $\{e(t); ce(t)\}$ được chuyển thành các biến ngôn ngữ thích hợp. Mỗi ngõ vào được mờ hóa bởi 7 tập mờ $\{RRN, RN, N, TB, L, RL, RRL\}$ như được thể hiện trên Hình 4a. Ngõ ra K_p được mờ hóa bởi 4 tập mờ $\{TB, L, RL, RRL\}$ và ngõ ra K_i cũng được mờ hóa bởi 4 tập mờ $\{RRN, RN, N, TB\}$ như được biểu diễn trong Hình 4b. Trong đó, RRN là tín hiệu rất rất nhỏ, RN là rất nhỏ, N là nhỏ, TB là trung bình, L là lớn, RL là rất lớn và RRL là rất rất lớn. Quy luật suy diễn mờ cho ngõ ra K_p và K_i được mô tả thông qua sơ đồ bề mặt như trên Hình 4c dựa trên giá trị của các ngõ vào bộ điều khiển mờ $\{e(t); ce(t)\}$ và bộ quy tắc mờ.



(b) Hàm liên thuộc của ngõ ra K_p và K_i



Mô phỏng 3D của K_p



Mô phỏng 3D của K_i

(c)

Hình 4: Hàm liên thuộc các ngõ vào – ra của bộ điều khiển mờ.

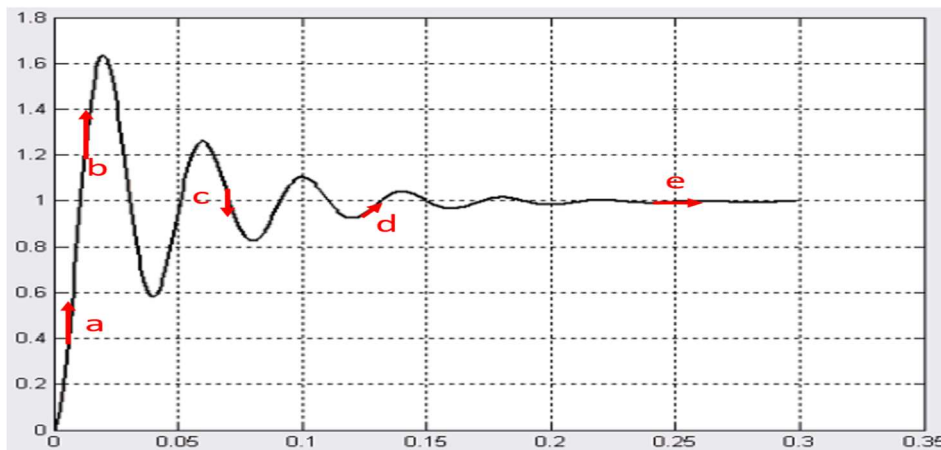
Suy diễn mờ:

Trong giai đoạn này, trên cơ sở các tri thức liên quan đến việc xác định các quy tắc, được biểu diễn dưới dạng các câu lệnh IF-THEN như trong (16), sẽ chi phối các biến ngõ vào – ra theo các hàm liên thuộc. Dựa vào thông tin ở Bảng 1 thì có thể nhận thấy thành phần thông số K_p ảnh hưởng tới quá trình quá độ của hệ thống và thành phần thông số K_i ảnh hưởng đến quá trình xác lập (sai số xác lập). Do đó, các biến ngõ vào (e và ce) sẽ được xử lý bởi công cụ suy diễn mờ gồm 49 quy tắc (7×7) để đưa ra quyết định cho các ngõ ra K_p và K_i như trình bày trong Bảng 2 và Bảng 3. Bộ quy tắc mờ được xây dựng dựa trên thông tin đáp ứng quá độ ở ngõ ra của bộ điều khiển (Hình 5) như sau:

- + Tại điểm a: $e \gg 0$; $ce \gg 0$ nên K_p lớn và K_i nhỏ,
- + Tại điểm b: $e \ll 0$; $ce \ll 0$ nên K_p lớn và K_i nhỏ,
- + Tại điểm c: $e > 0$; $ce \{<0; =0; >0\}$ nên K_p nhỏ và K_i lớn,
- + Tại điểm d: $e > 0$ nhỏ ; $ce > 0$ nhỏ nên K_p giảm dần và K_i tăng dần,
- + Tại điểm e: $e = 0$; $ce = 0$ nên $K_p = 0$ và K_i lớn.

Cơ chế suy diễn mờ được chọn là MAX-MIN và được xác định theo biểu thức:

$$\text{If } e = \text{RRL and } ce = \text{RRL Then } K_p = \text{RRL and } K_i = \text{TB} \quad (16)$$



Hình 5: Đáp ứng quá độ của bộ điều khiển.

Xây dựng các hàm liên thuộc vào-ra để điều khiển K_p . Giới hạn ngõ vào/ra bộ điều khiển mờ K_p với $e(t)$, $ce(t) \in [-0.82; 0.82]$ và $K_p \in [0; 1]$.

Bảng 2: Bảng luật hợp thành bộ điều khiển PI mờ của K_p

$\begin{matrix} e(t) \\ ce(t) \end{matrix}$	RRN	RN	N	TB	L	RL	RRL
RRN	RRL	RRL	RRL	RL	L	TB	TB
RN	RRL	RRL	RL	L	TB	TB	TB
N	RRL	RL	L	TB	TB	TB	L
TB	RL	L	TB	TB	TB	L	RL
L	L	TB	TB	TB	L	RL	RRL
RL	TB	TB	TB	L	RL	RRL	RRL
RRL	TB	TB	L	RL	RRL	RRL	RRL

Xây dựng hàm liên thuộc vào ra để điều khiển K_i . Giới hạn ngõ vào/ra bộ điều khiển mờ K_i với $e(t)$, $ce(t) \in [-4;4]$ và $K_i \in [20;120]$.

Bảng 3: Bảng luật hợp thành bộ điều khiển PI mờ của K_i

$\begin{matrix} e(t) \\ ce(t) \end{matrix}$	RRN	RN	N	TB	L	RL	RRL
RRN	RRN	RRN	RN	RN	N	TB	TB
RN	RRN	RN	RN	N	TB	TB	TB
N	RN	RN	N	TB	TB	TB	N
TB	RN	N	TB	TB	TB	N	RN
L	N	TB	TB	TB	N	RN	RN
RL	TB	TB	TB	N	RN	RN	RRN
RRL	TB	TB	N	RN	RN	RRN	RRN

Giai đoạn giải mờ:

Giải mờ theo phương pháp trọng tâm, được xác định bởi biểu thức:

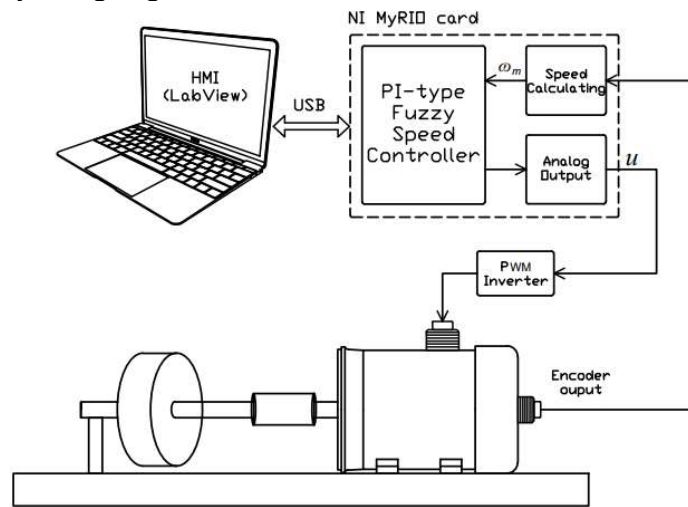
$$\{K_p, K_i\} = \frac{\sum_{i=1}^R a_i \mu_i}{\sum_{i=1}^R \mu_i} \quad (17)$$

với $\{K_p, K_i\}$ là thông số bộ điều khiển PI sẽ đạt được; a_i và μ_i lần lượt là hoành độ điểm trung bình và giá trị của hàm liên thuộc ngõ ra xác định bởi luật thứ i trong R luật tác động tại thời điểm xem xét.

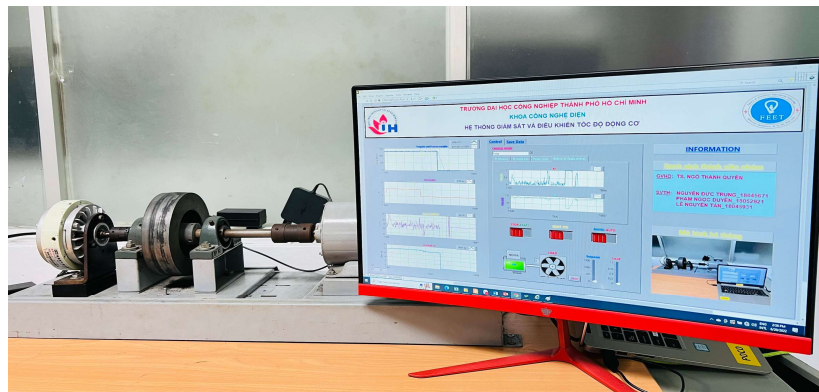
4. KẾT QUẢ THỰC NGHIỆM

Trong phần này, thí nghiệm được thiết lập để điều khiển tốc độ của một động cơ không đồng bộ 3 pha (0.75kW), được kết nối thông qua một biến tần Mitsubishi (0.75kW). Sơ đồ khối của hệ thống điều khiển tốc độ động cơ KĐB 3 pha dùng PI mờ được mô tả như được biểu diễn trên Hình 6. Tín hiệu ngõ ra từ bộ điều khiển trên máy tính được xuất ra thông qua card điều khiển NI (National Instruments) myRIO 1900 dưới dạng điện áp 0 - 10V và đưa đến ngõ vào của biến tần. Biến tần nhận tín hiệu điện áp ở ngõ vào (0 - 10V) và biến đổi thành điện áp có tần số thay đổi (0 - 60 Hz) để điều khiển tốc độ động cơ không đồng bộ. Tốc độ quay của trục động cơ được hồi tiếp về card điều khiển NI myRIO thông qua bộ Encoder (2048 xung/vòng). Thời gian lấy mẫu 0.05s được chọn để áp dụng cho một hệ thống điều khiển dựa trên máy tính thông thường. Chương trình điều khiển và giao diện SCADA thực hiện việc thu thập, giám sát

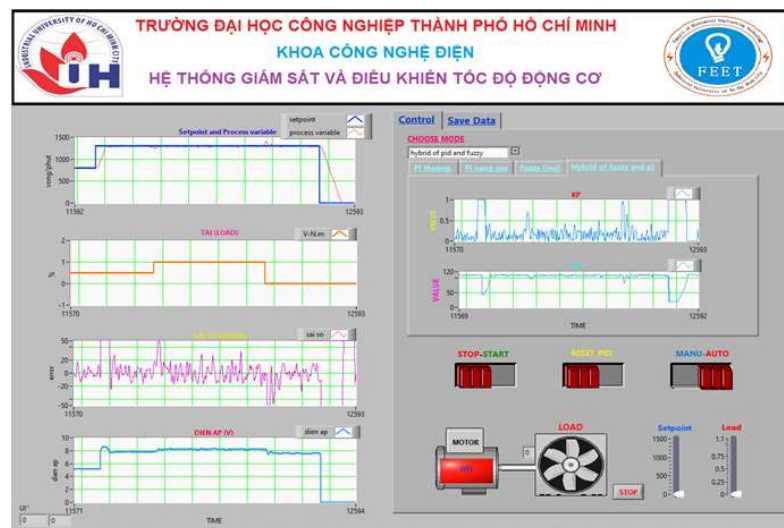
dữ liệu được thực hiện trên máy tính dựa trên phần mềm LabView. Mô hình thí nghiệm thực tế và giao diện điều khiển được trình bày tương ứng như trên Hình 7 và Hình 8.



Hình 6: Sơ đồ khối hệ thống điều khiển tốc độ động cơ dùng PI mờ.



Hình 7: Mô hình thực nghiệm của hệ thống.



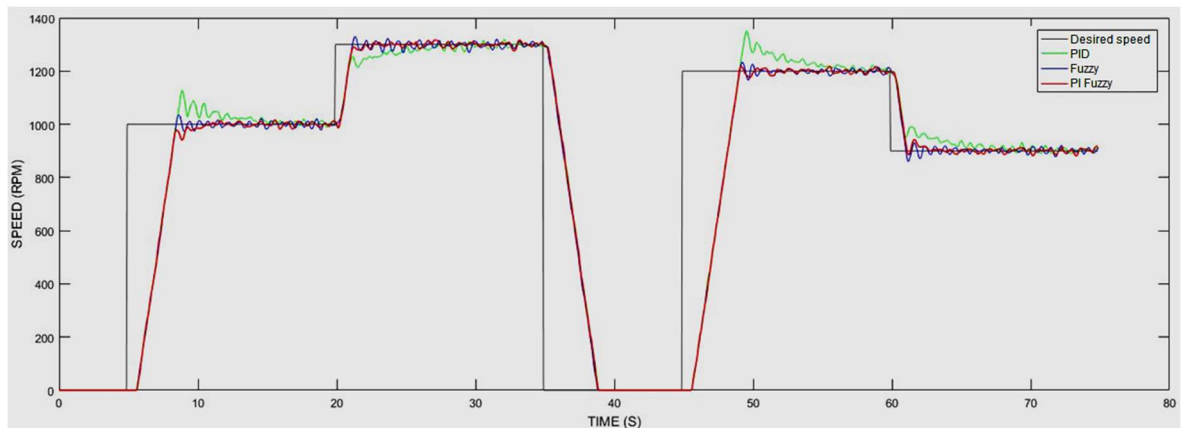
Hình 8: Giao diện điều khiển và giám sát hệ thống trên LabView (SCADA).

Ngoài ra, để đánh giá tính hiệu quả của bộ điều khiển được đề xuất khi hệ thống vận hành không tải và khi có tải thay đổi thì bộ điều khiển PID truyền thống và bộ điều khiển mờ cũng được áp dụng. Dựa trên mô hình toán học của động cơ đã được dẫn ra trong phần trước, cũng như phương pháp Ziegler-Nichols để lựa chọn tham số K_p , K_i và K_d cho bộ điều khiển PID. Thông số động cơ dùng để mô phỏng và tính toán các thông số cho bộ điều khiển được cho trong Bảng 4. Dựa trên kết quả mô phỏng với đáp ứng của động cơ, độ lợi của bộ điều khiển PID được chọn là $K_p=1$, $K_i=35$ và $K_d=0.1$.

Bảng 4: Thông số động cơ KĐB 3 pha

Tên thông số	Ký hiệu	Giá trị	Đơn vị
Tần số	f	50	Hz
Điện trở stator	R_s	9.23	Ω
Điện trở rotor	R_r	9.23	Ω
Điện cảm stator	L_s	1.093	H
Điện cảm rotor	L_r	1.093	H
Hỗ cảm	L_m	0.96	H
Số đôi cực	p	2	
Mô-men quán tính	J	0.01	Kg.m^2

4.1. Kết quả thực nghiệm khi mô hình chạy không tải



Hình 9: Kết quả thực nghiệm khi mô hình chạy không tải.

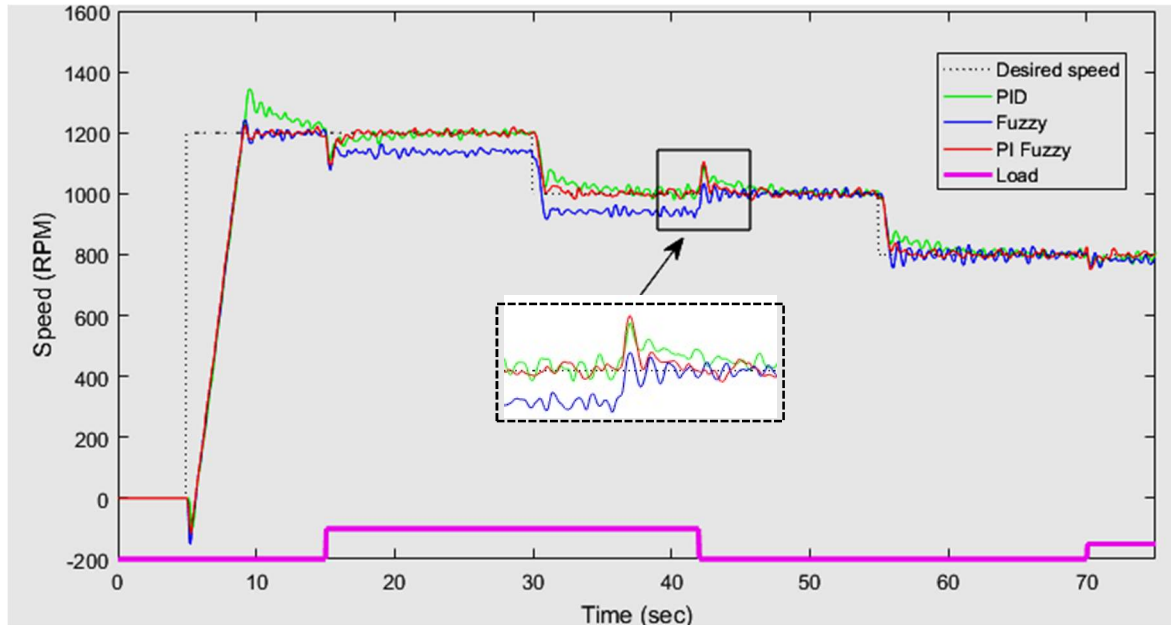
Bảng 5: Kết quả thực nghiệm của 3 phương pháp ở chế độ không tải

Bộ điều khiển	POT (%)	$T_{xl}(s)$	e_{xl} (RPM)	RMSE (RPM)
PID	12.47	10.05	7.387	14.612
Fuzzy	3.46	5	25.277	48.091
PI Fuzzy	0.64	5.5	1.864	8.821

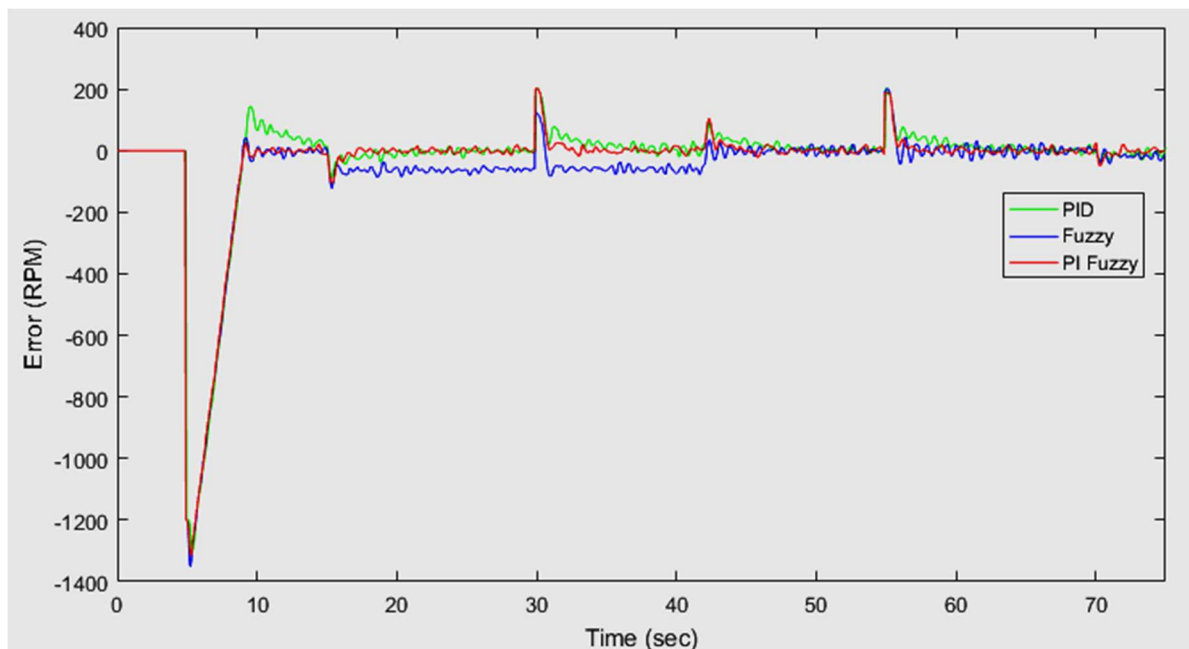
Theo kết quả thực nghiệm như ở Hình 9 và kết quả tính toán ở Bảng 5 cho thấy khi hệ thống chạy không tải thì bộ điều khiển PI mờ cho độ vọt lố tốt nhất với $POT = 0.64\%$ so với 3.46% và 12.47% của bộ

điều khiển mờ và bộ điều khiển PID; đến khi xác lập thì sai số xác lập được tính theo RMSE (Root Mean Square Error) của bộ điều khiển PI mờ cũng cho được kết quả tốt nhất so với hai phương pháp điều khiển còn lại. Thời gian quá độ của bộ điều khiển mờ và PI mờ khá gần nhau (thời gian quá độ khoảng 5 giây), điều này cho thấy hệ thống PI mờ thừa hưởng được những ưu điểm của bộ điều khiển mờ.

4.2. Kết quả thực nghiệm khi mô hình chạy với tải thay đổi



Hình 10: Kết quả thực nghiệm khi mô hình chạy với tải thay đổi.



Hình 11: Sai số ngõ ra ứng với các bộ điều khiển khác nhau.

Bảng 6: Kết quả đáp ứng của 3 phương pháp ở chế độ có tải

Bộ điều khiển	POT (%)	$T_{xl}(s)$	e_{xl} (RPM)	RMSE (RPM)
PID	11.96	9.95	8.472	43.160
Fuzzy	3.35	4.85	64.146	64.699
PI Fuzzy	2.06	4.85	4.561	29.615

Theo kết quả thực nghiệm như ở Hình 10, Hình 11 và kết quả tính toán ở Bảng 6 thì khi hệ thống hoạt động với tải thay đổi trong quá trình điều khiển thì phương pháp điều khiển mờ không còn đáp ứng tốt như khi chạy không tải, cụ thể là sai số xác lập (64.146) lớn hơn rất nhiều so với hai phương pháp còn lại (8.472 đối với bộ điều khiển PID và 4.561 đối với PI mờ). Hệ thống với bộ điều khiển PI mờ đáp ứng tốt tất cả các tiêu chí về độ vọt lố POT (2.06%), thời gian quá độ T_{xl} (4.85 giây) và sai số trung bình bình phương RMSE (29.615) ngay cả khi có tải hoặc không tải.

5. KẾT LUẬN

Từ những kết quả và đánh giá ở trên cho thấy bộ điều khiển được đề xuất dùng PI mờ cho kết quả tối ưu hơn so với bộ điều khiển PID và bộ điều khiển mờ. Bộ điều khiển PI mờ kế thừa những đặc điểm tối ưu từ 2 phương pháp trên, nên việc cho đáp ứng tốc độ ngõ ra là rất tốt với các thông số như độ vọt lố thấp, thời gian xác lập khá nhanh, sai số tĩnh tối ưu và đáp ứng tốt khi hệ thống thay đổi tốc độ hoặc cấp tải cho hệ thống. Với phương pháp PID thì việc điều khiển cho đáp ứng khá tốt, sai số xác lập tương đối nhưng khi thay đổi điều kiện (tốc độ hoặc tải) thì hệ thống không còn đáp ứng tốt như trước với độ vọt lố cao hơn, thời gian xác lập lâu và sai số tĩnh cũng lớn hơn. Đối với phương pháp điều khiển mờ thì thời gian xác lập ở ngõ ra của bộ điều khiển tốt hơn so với hai phương pháp còn lại ở thời điểm bắt đầu khởi động hoặc khi sự thay đổi lớn ở ngõ vào tham chiếu. Tuy nhiên, sai số tĩnh của bộ điều khiển mờ lớn hơn so với 2 phương pháp PID và PI mờ, đặc biệt khi có tải thay đổi.

Tóm lại, bài báo trên đã đề xuất được phương pháp điều khiển PI mờ để điều khiển tốc độ cho động cơ KĐB 3 pha. Kết quả đánh giá thông qua thực nghiệm trên mô hình thực đã chứng minh tính hiệu quả của phương pháp đề xuất so với bộ điều khiển PI và bộ điều khiển mờ thông thường, đặc biệt khi có tải thay đổi trong quá trình điều khiển. Tuy nhiên, đáp ứng tốc độ ngõ ra vẫn chưa được nhanh và sai số còn lớn. Đồng thời, việc sử dụng khâu tích phân trong bộ điều khiển có thể dẫn đến hiện tượng bão hòa tích phân khiến cho ngõ ra của bộ điều khiển tăng quá mức giới hạn. Do vậy, những hạn chế trên của bài báo sẽ được các tác giả tập trung khai thác cho hướng nghiên cứu sắp tới.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] W. Cui, Y. Gong, and M. H. Xu, "A Permanent Magnet Brushless DC Motor With Bifilar Winding for Automotive Engine Cooling Application," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 48, Art. no. 11, 2012.
- [2] T. Kenjo and S. Nagamori, "Brushless Motors: Advanced Theory and Modern Applications," Japan, Tokyo: Sogo Electronics Press, 2003.
- [3] Salami, M. and G. Cain, 1995, "An adaptive PID controller based on genetic algorithm processor," *IEEE Conference*, Publ. No. 414, 12-14 Sep 1995, pp. 88-93.
- [4] S. Assaf, R. Mohammed, and B. Salih, "DC Motor Speed Control Using PID Controller Implementation by Simulink and Practical," *International Journal of Electrical Engineering*, Volume 11, no. 1, pp. 39-49, Jan. 2018.
- [5] P. Gastaldo, M. M. Sabir, and J. A. Khan, "Optimal Design of PID Controller for the Speed Control of DC Motor by Using Metaheuristic Techniques," *Advances in Artificial Neural Systems*, vol. 2014, p. 126317, 2014.

- [6] H. Jain, K. Tibrewal, and M. K. Hota, "DC Motor Speed Control using PID Controller, IR Sensor and PWM Hysteresis," *International Journal of Innovative Technology and Exploring Engineering*, vol. 8, no. 6, 2019.
- [7] J. Zhang, N. Wang, and S. Wang, "A developed method of tuning PID controllers with fuzzy rules for integrating processes," in *Proceedings of the 2004 American Control Conference*, 2004, vol. 2, p. 1109–1114 vol.2.
- [8] K. H. Ang, G. Chong, and Y. Li, "PID control system analysis, design, and technology," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 13, Art. no. 4, 2005.
- [9] Y. A. Almatheel and A. Abdelrahman, "Speed control of DC motor using Fuzzy Logic Controller," in *2017 International Conference on Communication, Control, Computing and Electronics Engineering (ICCCCEE)*, 2017, pp. 1–8.
- [10] R. Wang and Y. Pi, "Fractional-order PI speed control for permanent magnet synchronous motor," in *2012 IEEE International Conference on Mechatronics and Automation*, 2012, pp. 2303–2308.
- [11] A. H. Jones and P. B. De Moura Oliveira, "Genetic auto-tuning of PID controllers," in *First International Conference on Genetic Algorithms in Engineering Systems: Innovations and Applications*, 1995, pp. 141–145.
- [12] G. Feng, Y.-F. Liu, and L. Huang, "A new robust algorithm to improve the dynamic performance on the speed control of induction motor drive," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, Art. no. 6, 2004.
- [13] L. A. Zadeh, "Fuzzy sets," *Information and Control*, vol. 8, Art. no. 3, 1965.
- [14] A. A. Sadiq, G. A. Bakare, E. C. Anene, and H. B. Mamman, "A Fuzzy-Based Speed Control of DC Motor Using Combined Armature Voltage and Field Current," *IFAC Proceedings*, vol. 46, Art. no. 20, 2013.
- [15] Kwok, D.P. and P. Wang, "Fine-tuning of classical PID Controllers based on Genetic Algorithms," *IEEE International Workshop on Emerging Technologies and Factory Automation*, pp. 37-43, 1992.
- [16] Mitsukura Y., T. Yamamoto and M. Kaneda, "A Genetic Tuning Algorithm of PID Parameters," *Proc. IEEE Confer. Syst, Man and Cyber.*, Orlando, Oct. 1997, pp. 923-928.
- [17] A. Uysal, S. Gokay, E. Soylu, T. Soylu, and S. Çaşka, "Fuzzy proportional-integral speed control of switched reluctance motor with MATLAB/Simulink and programmable logic controller communication," *Measurement and Control*, vol. 52, Art. no. 7–8, 2019.
- [18] M. Popescu, "Induction motor modelling for vector control purposes," *Picaset Oy*, 2000.
- [19] F. Blaschke, "A new method for the structural decoupling of A.C. induction machines," *Conf. Rec. IFAC, Duesseldorf, Germany*, Oct. 1971, pp. 1–15.
- [20] H. Sarde, A. Auti, V. Gadhave, "Speed Control of Induction Motor Using Vector Control Technique," *International Journal of Engineering Research & Technology (IJERT)* Volume 03, Issue 04 (April 2014).
- [21] Bose BK, "Power electronics and AC drives," *Prentice-Hall*, Englewood Cliffs, 1986.
- [22] Novotny DW, Lipo TA, "Vector control and dynamics of AC drives," *Oxford University Press*, New York, 1996.
- [23] C.-M. Liaw and F.-J. Lin, "Position control with fuzzy adaptation for induction servomotor drive," *Proceedings IEE - Electric Power Applications*, Volume 142, Issue 6, p.397–404 1995.

EXPERIMENTAL STUDY ON A PI-TYPE FUZZY CONTROLLER FOR SPEED CONTROL OF 3-PHASE ASYNCHRONOUS MOTOR USING LABVIEW

VAN THO NGUYEN*, THANH QUYEN NGO

Faculty of Electrical Engineering Technology, Industrial University of Ho Chi Minh City

*Corresponding: nguyenvantho@iuh.edu.vn

Abstract. In this paper, a combination of PI controller and fuzzy logic controller (FLC), also known as PI-type Fuzzy controller, is proposed for speed control of a 3-phase induction motor. The mathematical model which is based on the concept of vector control, and the dynamic equation of the indirect field-oriented induction motor are derived and presented in this study. The PI-type Fuzzy controller is then developed to ensure the stability of the system at the desired speed under variable load. The experiments are carried out with a 0.75 kW 3-phase induction motor using the NI MYRIO 1900 control card and LabView software to show the efficiency of the controller. The obtained experimental results demonstrate the superior performance of the proposed controller compared to conventional PI and fuzzy controllers, especially when there is a variable load during control.

Keywords. PID, Fuzzy Logic Control, AC motor control, vector control, LabView.

Ngày nhận bài: 14/02/2023

Ngày chấp nhận đăng: 27/03/2023