

THIẾT KẾ BỘ ĐIỀU KHIỂN TRƯỢT DỰA TRÊN MÔ HÌNH MỜ TAKAGI-SUGENO CHO ĐỘNG CƠ KHÔNG ĐỒNG BỘ

DESIGN OF A TAKAGI-SUGENO FUZZY-MODEL-BASED SLIDING MODE CONTROLLER FOR INDUCTION MOTOR DRIVES

Lê Nam Dương^{1,*}

DOI: <https://doi.org/10.57001/huih5804.2026.154>

TÓM TẮT

Bài báo trình bày phương pháp thiết kế bộ điều khiển trượt cho động cơ không đồng bộ trên cơ sở mô hình mờ Takagi-Sugeno (T-S). Mô hình động cơ được xây dựng trong hệ tọa độ quay đồng bộ d-q tựa theo từ thông rotor, sau đó các thành phần phi tuyến phụ thuộc vào tốc độ điện và dòng điện được biểu diễn bằng ba biến tiền đề của mô hình T-S để thu được tám mô hình con tuyến tính cục bộ. Trên cơ sở mô hình T-S, bộ điều khiển trượt được thiết kế bằng cách sử dụng mặt trượt theo sai lệch trạng thái và luật điều khiển gồm thành phần tương đương và thành phần đóng cắt. Điều kiện ổn định được chứng minh thông qua hàm Lyapunov, đồng thời dạng giả nghịch đảo $(B^T B)^{-1} B^T$ được sử dụng để bảo đảm kích thước ma trận và biên độ tín hiệu điều khiển phù hợp với hệ có hai ngõ vào điện áp. Các kết quả mô phỏng Matlab/Simulink cho thấy tốc độ, từ thông và dòng điện bám tốt giá trị đặt khi có biến thiên mômen tải, qua đó chứng minh tính khả thi của phương pháp đề xuất cho bài toán điều khiển động cơ không đồng bộ.

Từ khóa: Điều khiển tựa từ thông; điều khiển trượt; mô hình mờ Takagi-Sugeno; động cơ không đồng bộ; hệ tọa độ quay d-q.

ABSTRACT

This paper presents the design of a sliding mode controller for induction motor drives based on a Takagi-Sugeno (T-S) fuzzy model. The motor model is first formulated in the synchronous d-q reference frame aligned with the rotor flux. The nonlinear terms related to the electrical speed and stator current components are then represented by three premise variables of the T-S fuzzy model, resulting in eight local linear subsystems. Based on the obtained T-S model, a sliding mode controller is developed using a state-error sliding surface and a control law consisting of equivalent and switching components. The stability condition is verified using a Lyapunov function, while the pseudo-inverse form $(B^T B)^{-1} B^T$ is adopted to ensure consistent matrix dimensions and realistic voltage control amplitudes for the two-input system. Matlab/Simulink simulation results show that the proposed controller provides good tracking of speed, rotor flux and stator currents under load torque variations, demonstrating the feasibility of the proposed method for induction motor control.

Keywords: Field-oriented control; sliding mode control; Takagi-Sugeno fuzzy model; induction motor; synchronous d-q reference frame.

¹Trường Đại học Quy Nhơn

*Email: lenamduong@qnu.edu.vn

Ngày nhận bài: 25/3/2026

Ngày nhận bài sửa sau phản biện: 10/5/2026

Ngày chấp nhận đăng: 29/6/2026

1. GIỚI THIỆU

Động cơ không đồng bộ (ĐCKĐB) được ứng dụng rộng rãi trong công nghiệp nhờ các ưu điểm nổi bật về độ tin cậy, kết cấu bền vững và chi phí chế tạo thấp. Tuy nhiên, điều khiển chính xác ĐCKĐB vẫn là một thách thức do mô hình động lực học có bản chất phi tuyến, các tham số điện thay đổi theo nhiệt độ và chế độ vận hành, trong

khi từ thông rotor không thể đo trực tiếp. Các bộ điều khiển PI trong cấu trúc điều khiển tựa từ thông có ưu điểm đơn giản nhưng phụ thuộc nhiều vào điểm làm việc và tham số động cơ. Các phương pháp điều khiển mờ có khả năng xử lý phi tuyến tốt hơn nhưng thường thiếu cơ sở chứng minh ổn định rõ ràng. Điều khiển trượt có tính bền vững cao đối với nhiễu và bất định tham số, song dễ

phát sinh hiện tượng chattering nếu luật đóng cắt không được lựa chọn phù hợp. Vì vậy, việc kết hợp mô hình mờ T-S với điều khiển trượt là một hướng tiếp cận có tiềm năng nhằm vừa khai thác được khả năng xấp xỉ phi tuyến của mô hình T-S, vừa duy trì được ưu điểm bền vững của điều khiển trượt.

Tổng quan các công trình liên quan cho thấy mô hình T-S đã được sử dụng trong phân tích ổn định, thiết kế quan sát và điều khiển cho các hệ phi tuyến; điều khiển trượt cũng đã được áp dụng cho truyền động ĐCKĐB trong nhiều cấu trúc khác nhau. Tuy nhiên, các nghiên cứu trước thường tập trung riêng lẻ vào bộ điều khiển mờ tốc độ, điều khiển trượt trực tiếp hoặc các bộ quan sát nhiễu, trong khi việc trình bày đầy đủ quá trình lựa chọn biến tiền đề T-S, xây dựng tám mô hình con, kiểm tra kích thước ma trận của luật điều khiển và đánh giá định lượng đáp ứng trong cùng một cấu trúc FOC còn chưa được làm rõ. Điểm mới của bài báo này là: (i) lựa chọn ba biến tiền đề có ý nghĩa vật lý trực tiếp trong mô hình d-q của ĐCKĐB để xây dựng tám luật T-S; (ii) thiết kế luật SMC theo sai lệch trạng thái có xét đến dạng giả nghịch đảo của ma trận ngõ vào nhằm bảo đảm tính khả thi của tín hiệu điện áp; (iii) bổ sung phân tích ổn định Lyapunov và đánh giá định lượng các đại lượng tốc độ, từ thông, dòng điện khi mômen tải thay đổi.

Phần còn lại của bài báo được sắp xếp như sau: Phần 2 trình bày mô hình toán học ĐCKĐB trong hệ tọa độ quay d-q, quá trình xây dựng mô hình mờ T-S, định nghĩa các biến và thiết kế bộ điều khiển trượt. Phần 3 trình bày kịch bản mô phỏng, kết quả đáp ứng và các chỉ tiêu đánh giá định lượng. Phần 4 đưa ra kết luận và hướng phát triển tiếp theo.

2. MÔ HÌNH HÓA VÀ XÂY DỰNG BỘ ĐIỀU KHIỂN

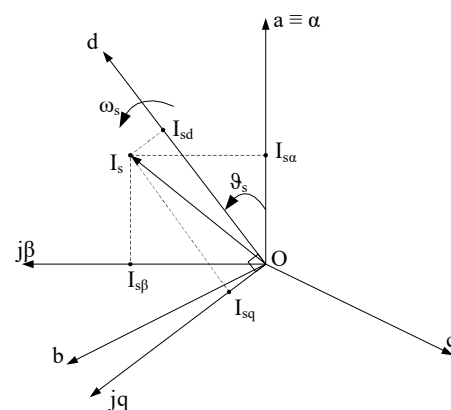
Bảng 1. Thông số động cơ

STT	Thông số	Giá trị	Đơn vị
1	Công suất	7,5	kW
2	Điện trở Stator	2,522	Ω
3	Điện trở Rotor	0,976	Ω
4	Điện cảm Stator	0,183	H
5	Điện cảm Rotor	0,186	H
6	Hỗ cảm	0,176	H
7	Momen quán tính J	0,117	kg.m ²
8	Số cặp cực	2	
9	Tốc độ định mức	3000	rpm
10	Momen tải	± 50	Nm

Bài báo sử dụng ĐCKĐB với thông số được cho như trong bảng 1.

2.1. Mô hình hóa động cơ trên hệ tọa độ quay d-q

Do hệ thống cuộn dây và nguồn cấp điện ba pha, ĐCKĐB có cấu trúc phức tạp dẫn đến sự khó khăn trong việc mô tả toán học. Khi mô hình hóa động cơ xuất hiện những thành phần dòng điện xen kẽ làm cho việc thiết kế bộ điều khiển trở nên phức tạp, cồng kềnh. Bản chất của phương pháp điều khiển là dựa trên phép biến đổi không gian vector để xây dựng mô hình ĐCKĐB trong môi trường ảnh, từ đó phục vụ việc xây dựng mô hình điều khiển động cơ. Phương pháp FOC dùng phép biến đổi vector tách các thành phần dòng tạo từ thông và dòng tạo momen quay. Nếu làm được như vậy, động cơ xoay chiều bây giờ được mô hình hoá giống như động cơ một chiều và có thể áp dụng các phương pháp điều khiển máy điện một chiều đã có vào động cơ xoay chiều. Ta chọn hệ tọa độ tựa từ thông rotor d-q quy đồng bộ với tốc độ quay của từ trường rotor, khi đó các thành phần biến thiên như dòng điện, điện áp hay từ thông đều là các thành phần tĩnh trên hệ tọa độ d-q.



Hình 1. Vector dòng điện trên các hệ tọa độ

Sau khi chuyển các vector dòng điện, điện áp, ta xây dựng mô hình liên tục của ĐCKĐB trên hệ tọa độ quay tựa từ thông rotor d-q như dưới đây [2]:

$$\begin{cases}
 \frac{di_{sd}}{dt} = \left(\frac{1}{sT_s} + \frac{1-s}{sT_r} \right) i_{sd} + w_s i_{sq} + \frac{1-s}{sT_r} y'_{rd} + \frac{1-s}{s} w y'_{rq} + \frac{1}{sL_s} u_{sd} \\
 \frac{di_{sq}}{dt} = -w_s i_{sd} - \left(\frac{1}{sT_s} + \frac{1-s}{sT_r} \right) i_{sq} - \frac{1-s}{s} w y'_{rd} + \frac{1-s}{sT_r} y'_{rq} + \frac{1}{sL_s} u_{sq} \\
 \frac{dy'_{rd}}{dt} = \frac{1}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} y'_{rd} + (w_s - w) y'_{rq} \\
 \frac{dy'_{rq}}{dt} = \frac{1}{T_r} i_{sq} - (w_s - w) y'_{rd} - \frac{1}{T_r} y'_{rq} \\
 \frac{dw}{dt} = \frac{z_p}{J} \frac{3}{2} z_p (1-s) L_s (y'_{rd} i_{sq} - y'_{rq} i_{sd}) - \frac{z_p}{J} T_L
 \end{cases} \quad (1)$$

Trong đó:

$$\begin{aligned} T_s &= L_s/R_s & T_r &= L_r/R_r \\ \psi'_{rd} &= \psi_{rd}/L_m & \psi'_{rq} &= \psi_{rq}/L_m \\ \sigma &= 1 - L_m^2/(L_s L_r) \end{aligned}$$

2.2. Tuyến tính hóa mô hình toán học sử dụng biến đổi Takagi-Sugeno

Nhận thấy trong ma trận không gian trạng thái A của ĐCKĐB sau khi mô hình hoá có chứa các biến trạng thái của hệ thống. Điều này dẫn tới việc thiết kế bộ điều khiển trở nên khó khăn và chất lượng điều khiển kém do các biến thay đổi trong quá trình vận hành hệ thống. Mô hình mờ Takagi-Sugeno (T-S) được sử dụng ở đây để tính gần đúng hệ thống mô hình cảm ứng trong khung d - q đồng bộ quay theo hướng trường điện từ. Khi tựa được góc tựa từ thông thì các thành phần dòng điện được tách biệt ra, có thể điều khiển độc lập như máy điện một chiều 2 [3]:

Để làm rõ cơ sở lựa chọn biến tiền đề, bài báo xét các phần tử phi tuyến xuất hiện trong ma trận trạng thái của mô hình d - q . Ba biến được chọn gồm tốc độ điện/tốc độ rotor và hai thành phần dòng điện stator trong hệ d - q vì đây là các đại lượng làm thay đổi trực tiếp các hệ số liên kết điện - từ của động cơ. Việc chọn ba biến này giúp số luật mờ chỉ là $2^3 = 8$, đủ để biểu diễn các miền làm việc chính mà không làm tăng quá mức độ phức tạp tính toán của bộ điều khiển.

$$\begin{cases} \psi_{rd} = \psi_{rd.ref} \\ \psi_{rq} = 0 \end{cases} \quad (2)$$

Từ phương trình số 4 của hệ (1) và phương trình số (5), tốc độ điện của stator trên hệ toạ độ quay đồng bộ d - q được tính theo công thức:

Trong các biểu thức ma trận, γ là hệ số quy đổi liên quan đến điện cảm tản và hằng số thời gian stator, thường được xác định từ $\gamma = (1-\sigma)/(\sigma T_r)$ hoặc dạng tương đương tùy cách chuẩn hóa mô hình; C_w là hệ số điện-cơ quy đổi mômen sang phương trình tốc độ, với $C_w = (3/2)(pL_m/JL_r)$ khi mômen điện từ được biểu diễn theo từ thông rotor và dòng điện stator. Hai ký hiệu này được bổ sung nhằm tránh nhầm lẫn trong quá trình đọc và kiểm tra kích thước phương trình.

$$\omega_s = \omega + \frac{i_{sq}}{T_r \times \psi'_{rd.ref}} \quad (3)$$

Điều này dẫn đến sự thay đổi trong mô hình không gian trạng thái được viết như sau:

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu + D \\ y = Cx \end{cases} \quad (4)$$

Với

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} i_{sd} & i_{sq} & \psi'_{rd} & \psi'_{rq} & \omega \end{bmatrix}^T \quad u = \begin{bmatrix} u_{sd} & u_{sq} \end{bmatrix}^T$$

$$x = \begin{bmatrix} i_{sd} & i_{sq} & \psi_{rd} & \psi_{rq} & \omega \end{bmatrix}^T$$

$$A = \begin{bmatrix} \gamma & \left(\omega + \frac{i_{sq}}{T_r \times \psi_{rd.ref}} \right) \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} & \frac{1-\sigma}{\sigma} \omega & 0 & 0 \\ -\left(\omega + \frac{i_{sq}}{T_r \times \psi_{rd.ref}} \right) & \gamma & -\frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \omega & \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} & 0 \\ \frac{1}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \frac{i_{sq}}{T_r \times \psi_{rd.ref}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{T_r} & -\frac{i_{sq}}{T_r \times \psi_{rd.ref}} & -\frac{1}{T_r} & 0 \\ 0 & 0 & C_w i_{sq} & -C_w i_{sd} & 0 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$D = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-Z_p}{J} T_L \end{bmatrix}^T$$

Đặt $Z_j(t)$, $j = 1, 2, 3$ là các biến tiền đề được chọn từ các phần tử phi tuyến chi phối ma trận A. Cụ thể: $Z_1(t) = \omega(t)$ đặc trưng cho tốc độ quay; $Z_2(t) = i_{sd}(t)$ đặc trưng cho thành phần dòng tạo từ thông; $Z_3(t) = i_{sq}(t)$ đặc trưng cho thành phần dòng tạo mômen. Lý do lựa chọn ba biến này là chúng xuất hiện trực tiếp trong các tích chéo điện-từ của mô hình d - q và có thể đo hoặc ước lượng trong cấu trúc FOC.

$$C_w = \frac{Z_p}{J} \frac{3}{2} Z_p (1-\sigma) L_s$$

$$\gamma = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \right)$$

Sau khi đưa ma trận không gian trạng thái A về dạng chỉ chứa các biến trạng thái tường minh, ta tiến hành tuyến tính hóa theo biến đổi T-S.

Các biến tiền đề Z_j được giới hạn trong miền làm việc $[Z_{j,min}, Z_{j,max}]$. Với mỗi biến Z_j , hai hàm trọng lượng được xác định tương ứng với biên dưới và biên trên của miền làm việc, bảo đảm tính không âm và tổng bằng 1.

$$\begin{cases} z_1(t) = \omega(t) \\ z_2(t) = i_{sd}(t) \\ z_3(t) = i_{sq}(t) \end{cases} \quad (5)$$

Với mỗi biến Z_j ở trên, ta xây dựng được hai hàm trọng lượng như dưới đây [1]:

$$\begin{cases} \eta_{0j} = \frac{z_{j,\max} - z_j}{z_{j,\max} - z_{j,\min}} \\ \eta_{1j} = 1 - z_{0j} \end{cases} \quad j = 1, 2, 3 \quad (6)$$

Chú ý 1: Việc xây dựng mô hình mờ T-S có thể tham khảo ở [4-7]. Trong bài báo này, mô hình T-S không được sử dụng như một bộ điều khiển mờ kinh nghiệm, mà đóng vai trò xấp xỉ đa mô hình tuyến tính cục bộ để thiết kế SMC có chứng minh ổn định.

Nếu (z_1 là η_{11}) và (z_2 là η_{12}) và (z_3 là η_{13}) thì

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= A_i x(t) + B_i u(t) + D_i \\ y(t) &= C_i x(t) \end{aligned} \quad i = 1, 2, 3, \dots, 8 \quad (7)$$

$$w_i(z_j(t)) = \prod_{j=1}^3 \eta_{ij}(z_j(t)) \quad (8)$$

Với 3 biến trạng thái, và mỗi biến có 2 hàm trọng lượng nên có tất cả $2^3 = 8$ luật ứng với 8 miền tuyến tính của hệ. Sau khi tính toán thực hiện 8 luật, ta tổng hợp được phương trình không gian trạng thái như sau:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = \sum_{i=1}^8 w_i(z_i(t)) (A_i x(t) + B_i u(t) + D_i) \\ y(t) = \sum_{i=1}^8 w_i(z_i(t)) C_i x(t) \end{cases} \quad (9)$$

$$\text{Trong đó: } \sum w_i(z_j(t)) = 1 \quad (10)$$

Thay số và tính toán thu được 8 miền tuyến tính của hệ thống ứng với 8 ma trận không gian trạng thái.

$$A_1 = \begin{bmatrix} -223,5375 & 311,8227 & 57,7753 & 3298,5970 & 0 \\ -311,8227 & -223,5375 & -3298,5970 & 57,7753 & 0 \\ 5,2545 & 0 & -5,2545 & 11,8227 & 0 \\ 0 & 5,2545 & -11,8227 & -5,2545 & 0 \\ 0 & 0 & 154,4176 & -171,5751 & 0 \end{bmatrix}$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} -223,5375 & 311,8227 & 57,7753 & 3298,5970 & 0 \\ -311,8227 & -223,5375 & -3298,5970 & 57,7753 & 0 \\ 5,2545 & 0 & -5,2545 & 11,8227 & 0 \\ 0 & 5,2545 & -11,8227 & -5,2545 & 0 \\ 0 & 0 & 154,4176 & 171,5751 & 0 \end{bmatrix}$$

$$A_3 = \begin{bmatrix} -223,5375 & 288,1773 & 57,7753 & 3298,5970 & 0 \\ -288,1773 & -223,5375 & -3298,5970 & 57,7753 & 0 \\ 5,2545 & 0 & -5,2545 & -11,8227 & 0 \\ 0 & 5,2545 & 11,8227 & -5,2545 & 0 \\ 0 & 0 & -154,4176 & -171,5751 & 0 \end{bmatrix}$$

$$A_4 = \begin{bmatrix} -223,5375 & 288,1773 & 57,7753 & 3298,5970 & 0 \\ -288,1773 & -223,5375 & -3298,5970 & 57,7753 & 0 \\ 5,2545 & 0 & -5,2545 & -11,8227 & 0 \\ 0 & 5,2545 & 11,8227 & -5,2545 & 0 \\ 0 & 0 & -154,4176 & 171,5751 & 0 \end{bmatrix}$$

$$A_5 = \begin{bmatrix} -223,5375 & -288,1773 & 57,7753 & -3298,5970 & 0 \\ 288,1773 & -223,5375 & 3298,5970 & 57,7753 & 0 \\ 5,2545 & 0 & -5,2545 & 11,8227 & 0 \\ 0 & 5,2545 & -11,8227 & -5,2545 & 0 \\ 0 & 0 & 154,4176 & -171,5751 & 0 \end{bmatrix}$$

$$A_6 = \begin{bmatrix} -223,5375 & -288,1773 & 57,7753 & -3298,5970 & 0 \\ 288,1773 & -223,5375 & 3298,5970 & 57,7753 & 0 \\ 5,2545 & 0 & -5,2545 & 11,8227 & 0 \\ 0 & 5,2545 & -11,8227 & -5,2545 & 0 \\ 0 & 0 & 154,4176 & 171,5751 & 0 \end{bmatrix}$$

$$A_7 = \begin{bmatrix} -223,5375 & -311,8227 & 57,7753 & -3298,5970 & 0 \\ 311,8227 & -223,5375 & 3298,5970 & 57,7753 & 0 \\ 5,2545 & 0 & -5,2545 & -11,8227 & 0 \\ 0 & 5,2545 & 11,8227 & -5,2545 & 0 \\ 0 & 0 & -154,4176 & -171,5751 & 0 \end{bmatrix}$$

$$A_8 = \begin{bmatrix} -223,5375 & -311,8227 & 57,7753 & -3298,5970 & 0 \\ 311,8227 & -223,5375 & 3298,5970 & 57,7753 & 0 \\ 5,2545 & 0 & -5,2545 & -11,8227 & 0 \\ 0 & 5,2545 & 11,8227 & -5,2545 & 0 \\ 0 & 0 & -154,4176 & 171,5751 & 0 \end{bmatrix}$$

Do các ma trận B, C và D là các ma trận hằng số trong mô hình đã xây dựng, mô hình T-S của ĐCKĐB được viết lại dưới dạng tổng có trọng số của tám mô hình con tuyến tính. Tín hiệu điều khiển $u = [u_{sd}, u_{sq}]^T$ là vector điện áp trong hệ tọa độ d-q. Vì số ngõ vào điều khiển là hai trong khi vector trạng thái có năm thành phần, luật điều khiển sử dụng ma trận giả nghịch đảo $B^+ = (B^T B)^{-1} B^T$ thay cho biểu thức nhân trực tiếp $(B^T B) B^T$.

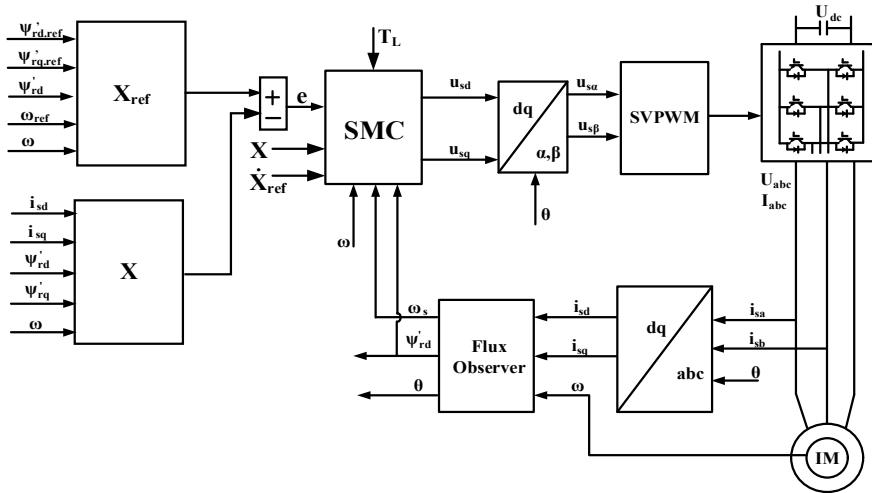
Trong đó D là nhiễu gộp của hệ thống, bao gồm mômen tải và các sai lệch tham số, với giả thiết $\|D\| \leq D_{\max}$.

Khi mô hình trên hệ tọa độ d-q, lượng đặt của hệ thống được chọn là $x_{ref} = [\bar{i}_{sd,ref}, \bar{i}_{sq,ref}, \psi_{rd,ref}, 0, \omega_{ref}]^T$. Thành phần $\psi_{rq,ref}$ được đặt bằng 0 theo điều kiện tựa từ thông rotor. Sai lệch trạng thái được định nghĩa bởi $e(t) = x_{ref}(t) - x(t)$.

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = \sum_{i=1}^8 w_i(t) (A_i x(t)) + B u(t) + D \\ y(t) = C x(t) \end{cases} \quad (11)$$

với λ là ma trận đường chéo xác định dương có kích thước 5×5 , tương ứng với năm sai lệch trạng thái.

$$e(t) = x_r(t) - x(t) \quad (12)$$



Hình 2. Cấu trúc điều khiển động cơ

Chọn mặt trượt

$$S = e + \lambda \int e \quad (13)$$

Tại trạng thái trượt lý tưởng, thành phần điều khiển tương đương u_{eq} được xác định từ điều kiện $\dot{S}_{dot} = 0$. Do B không phải là ma trận vuông, biểu thức u_{eq} được tính thông qua $B^+ = (B^T B)^{-1} B^T$:

$$U = U_{eq} + U_{sw} \quad (14)$$

Trong đó u_{eq} là thành phần điều khiển tương đương và u_{sw} là thành phần điều khiển đóng cắt.

Từ phương trình (13), ta có:

$$\begin{aligned} \dot{S} &= \dot{e} + \lambda e = \dot{x}_r(t) - \dot{x}(t) + \lambda e \\ &= \dot{x}_r(t) - \left(\sum_{i=1}^8 w_i(t) (A_i x(t)) + B u(t) + D \right) + \lambda e \end{aligned} \quad (15)$$

Tín hiệu $u = u_{eq}$ đạt được tại $t = t_0$ và

$$\dot{S}(x, t) = 0 \quad (16)$$

Ta chọn tín hiệu đóng cắt ở dạng:

$$u_{eq}(t) = (B^T B)^{-1} B^T \left[\dot{x}_r(t) - \sum_{i=1}^8 w_i(t) (A_i x(t)) + \lambda e \right] \quad (17)$$

Khi thiết kế mặt trượt phải thỏa mãn tiêu chuẩn ổn định Lyapunov với hàm xác định dương được chọn là:

$$V(s) = \frac{1}{2} S^T S \quad (18)$$

với K là ma trận đường chéo xác định dương kích thước 5×5 . Trong triển khai mô phỏng, để giảm chattering, hàm $\text{sign}(S)$ có thể được thay bằng hàm bão hòa $\text{sat}(S/\varphi)$, trong đó φ là độ dày lớp biên.

$$\dot{V}(s) = S^T \dot{S} < 0 \text{ khi } S(x) \neq 0 \quad (19)$$

Thành phần đóng cắt được chọn theo luật sau:

$$\text{trong đó } B^+ = (B^T B)^{-1} B^T \quad (20)$$

với K là ma trận đường chéo xác định dương.

Thay phương trình (13) vào phương trình (19) ta thu được:

$$\dot{V}(s) = S^T \left[\dot{x}_r(t) - \left(\sum_{i=1}^8 w_i(t) (A_i x(t)) + B u(t) + D \right) + \lambda e \right] \quad (21)$$

Để bảo đảm $V_{dot}(S) < 0$, cần chọn K sao cho giá trị nhỏ nhất của K lớn hơn cận trên của nhiễu quy đổi D_{max} .

Như vậy, với K xác định dương và $K > D_{max}$, đạo hàm hàm Lyapunov luôn âm với mọi $S(t) \neq 0$. Điều này chứng minh mặt trượt được chọn thỏa mãn điều kiện ổn định Lyapunov và sai lệch trạng thái hội tụ về vùng lân cận mặt trượt.

$$\dot{V}(s) = S^T [-K \text{sign}(S) + D] \quad (22)$$

Phương trình (22) có thể biểu diễn lại như sau.

$$\dot{V}(s) = |S| [-K + D_{max}] \quad (23)$$

Để $\dot{V}(s) \leq 0$, ta cần có $K \geq D_{max}$.

Ma trận K và λ được chọn là ma trận đường chéo 5×5 như dưới đây. Các hệ số được lựa chọn dựa trên yêu cầu cân bằng giữa tốc độ hội tụ, biên độ điện áp điều khiển và mức chattering:

Cấu trúc điều khiển được sử dụng thống nhất trong bài báo là SMC-T-S cho hệ trạng thái d-q đầy đủ gồm năm biến. Vòng tốc độ bên ngoài chỉ tạo giá trị đặt $i_{sq,ref}$ từ ω_{ref} và mômen tải, trong khi bộ SMC-T-S sinh trực tiếp hai tín hiệu điện áp u_{sd} và u_{sq} . Do đó, bộ điều khiển không chỉ thay thế vòng dòng điện đơn lẻ mà được thiết kế trên mô hình trạng thái đầy đủ của hệ truyền động.

Tổng hợp lại ta có tín hiệu điều khiển:

$$u(t) = (B^T B)^{-1} B^T \left[\dot{x}_r(t) - \left(\sum_{i=1}^8 w_i(t) (A_i x(t)) \right) + \lambda e \right] + (B^T B)^{-1} B^T K \text{sign}(s) \quad (24)$$

Mặt trượt thiết kế như ở phương trình (13).

3. MÔ PHỎNG VÀ KẾT QUẢ

Kịch bản mô phỏng được thiết kế thống nhất như sau:

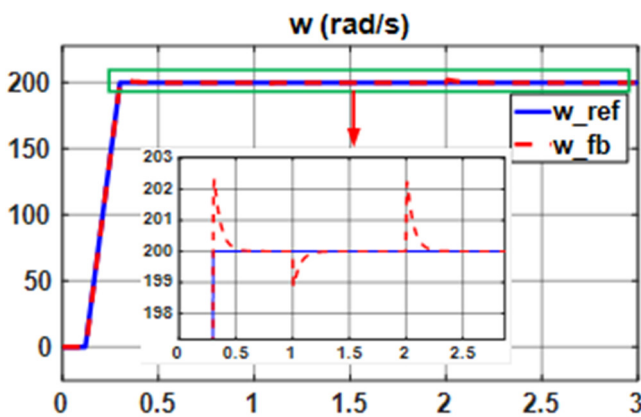
- Từ 0 đến 0,12s là khoảng thời gian từ hóa động cơ, tốc độ đặt bằng 0.

- Từ 0,12s đến 0,30s, tốc độ đặt tăng theo hàm ramp từ 0 đến 200rad/s.

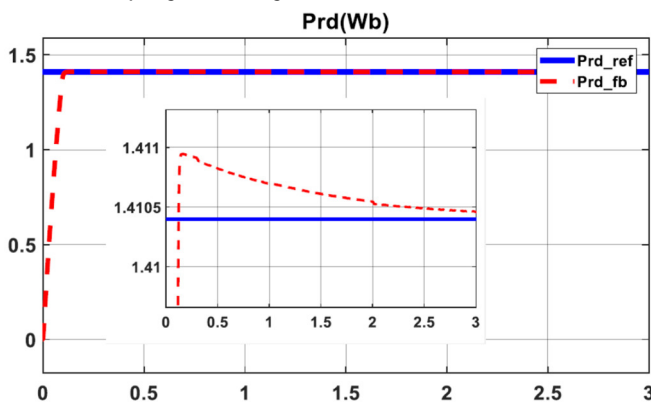
Tại $t = 1,0s$, đặt mômen tải $T_L = +30N.m$; tại $t = 2,0s$, đảo tải với $T_L = -30N.m$. Các thông số này được sử dụng thống nhất trong phần mô tả, đồ thị và nhận xét kết quả.

Với thông số động cơ trong bảng 1, mô hình T-S gồm tám luật và bộ điều khiển SMC được triển khai trên Matlab/Simulink. Các chỉ tiêu được dùng để đánh giá gồm sai lệch xác lập tốc độ, sai lệch từ thông, sai lệch dòng điện, thời gian phục hồi sau nhiễu tải và mức dao động dòng do thành phần đóng cắt.

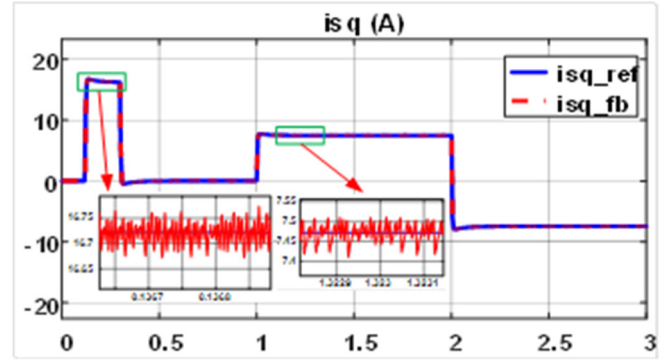
Về đáp ứng tốc độ (hình 3): Tốc độ động cơ bám sát giá trị đặt với sai lệch xác lập tối đa khoảng 2,5rad/s, tương ứng 1,25% so với tốc độ đặt 200rad/s. Trong giai đoạn tăng tốc từ 0 đến 200rad/s (0,12 - 0,30s), đáp ứng tốc độ trơn, không xuất hiện vọt lố lớn. Khi cấp tải +30N.m tại $t = 1,0s$ và đảo tải -30N.m tại $t = 2,0s$, tốc độ chỉ dao động quá độ trong thời gian ngắn rồi trở về giá trị đặt, thể hiện tính bền vững của bộ điều khiển trước nhiễu tải.



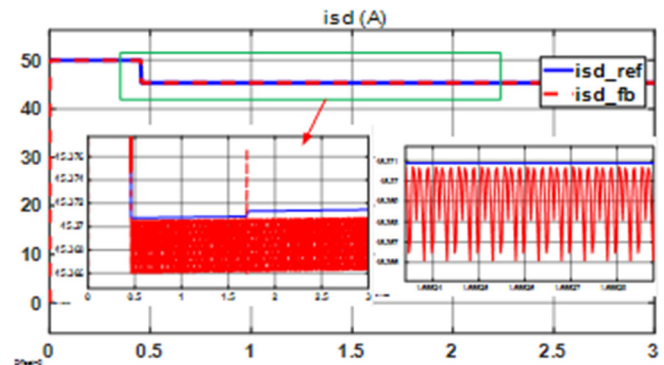
Hình 3. Đáp ứng tốc độ động cơ



Hình 4. Đáp ứng từ thông rotor



Hình 5. Đáp ứng dòng điện i_{sq}



Hình 6. Đáp ứng dòng điện i_{sd}

Để tăng tính thuyết phục, bài báo bổ sung đánh giá định lượng dựa trên các đại lượng đo từ kết quả mô phỏng. Khi có thêm dữ liệu mô phỏng đối chứng, có thể bổ sung thêm cột PI và SMC truyền thống vào bảng so sánh để làm rõ mức cải thiện của phương pháp đề xuất.

Bảng 2. Bảng đánh giá các đại lượng đo

Chỉ tiêu	Giá trị đặt/điều kiện	Kết quả SMC-T-S	Nhận xét
Sai lệch tốc độ cực đại	$\omega_{ref} = 200\text{rad/s}$	$\approx 2,5\text{rad/s}$ (1,25%)	Bám tốt giá trị đặt
Sai lệch từ thông	$\Psi_{rd,ref} \approx 1,405\text{Wb}$	$\approx 0,003\text{Wb}$ (0,0375%)	Từ thông ổn định
Sai lệch dòng i_{sd}	Dòng tạo từ thông	$\approx 0,05A$ (0,625%)	Ít bị ảnh hưởng khi i_{sq} thay đổi
Sai lệch dòng i_{sq}	Dòng tạo mômen	$\approx 0,075A$ (1,0%)	Đáp ứng theo biến thiên tải
Khả năng kháng nhiễu tải	+30N.m tại 1s; -30N.m tại 2s	Tốc độ hồi phục về giá trị đặt sau dao động quá độ	Thể hiện tính bền vững của SMC

Về đáp ứng từ thông (hình 4): Từ thông rotor được duy trì ổn định với sai lệch xác lập xấp xỉ 0,003Wb. Kết quả này khẳng định phương pháp tựa từ thông rotor đã được thực hiện đúng, trong đó Ψ_{rd} bám giá trị định mức và Ψ_{rq} được duy trì xấp xỉ 0. Đây là cơ sở để tách kênh giữa thành phần dòng tạo từ thông và thành phần dòng tạo mômen.

Về đáp ứng dòng điện (hình 5 và 6): Hai thành phần i_{sd} và i_{sq} được tách biệt rõ ràng. Dòng i_{sd} duy trì ổn định với sai lệch khoảng 0,05A, trong khi i_{sq} thay đổi theo yêu cầu mômen tải với sai lệch khoảng 0,075A. Khi i_{sq} biến thiên tại các thời điểm thay đổi tải, i_{sd} hầu như không bị tác động, cho thấy cấu trúc FOC và mô hình T-S được xây dựng phù hợp.

Nhìn chung, kết quả mô phỏng minh chứng tính khả thi của bộ điều khiển trượt dựa trên mô hình mờ T-S trong bài toán điều khiển ĐCKĐB. Tuy nhiên, để khẳng định ưu thế vượt trội so với PI hoặc SMC truyền thống, cần bổ sung thêm các mô phỏng đối chứng trên cùng mô hình, cùng kích bản tải và cùng bộ tiêu chí đánh giá như bảng 2. Đây là nội dung được đề xuất bổ sung khi có dữ liệu mô phỏng đối chứng đầy đủ.

4. KẾT LUẬN

Bài báo đã trình bày phương pháp thiết kế bộ điều khiển trượt dựa trên mô hình mờ Takagi-Sugeno cho động cơ không đồng bộ trong hệ tọa độ quay $d-q$ tựa theo từ thông rotor. Mô hình phi tuyến của động cơ được biểu diễn bằng tám mô hình con tuyến tính thông qua ba biến tiền đề có ý nghĩa vật lý. Luật điều khiển SMC được xây dựng trên mô hình trạng thái đầy đủ, sử dụng ma trận giả nghịch đảo của B để phù hợp với hệ có hai ngõ vào điện áp và năm biến trạng thái. Điều kiện ổn định được phân tích bằng hàm Lyapunov. Kết quả mô phỏng cho thấy tốc độ, từ thông và dòng điện bám tốt giá trị đặt khi mômen tải thay đổi. Các hạn chế còn tồn tại gồm hiện tượng chattering và việc chưa có đủ bộ kết quả đối chứng với PI/SMC truyền thống trên cùng điều kiện mô phỏng. Hướng nghiên cứu tiếp theo là bổ sung bộ quan sát nhiễu, thay hàm sign bằng hàm bão hòa hoặc luật tiếp cận bậc cao, và thực nghiệm trên bộ truyền động ĐCKĐB để kiểm chứng khả năng triển khai thực tế.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1]. Zsófia Lendek, Thierry Marie Guerra, Robert Babuška, Bart De Schutter, *Stability Analysis and Nonlinear Observer Design Using Takagi-Sugeno Fuzzy Models*. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2010. DOI 10.1007/978-3-642-16776-8
- [2]. Quang NP, Dittrich JA, *Vector Control of Three-Phase AC Machines - System Development in the Practice*. Springer Berlin Heidelberg, 2008.
- [3]. Nguyễn Doãn Phước, "Điều khiển trượt cơ bản và trượt nâng cao," *Tạp chí Khoa học và Công nghệ, Đại học Thái Nguyên*, 118, 4, 2014.
- [4]. Allouche Moez, Souissi Mansour, Chaabane Mohamed, Mehdi Driss, "Takagi-Sugeno Fuzzy Control of Induction Motor," *International Journal of Electrical and Electronics Engineering*, 2009.
- [5]. Van Nam Giap, Shyh-Chour Huang, Quang Dich Nguyen, And Te-Jen Su. "Disturbance Observer-Based Linear Matrix Inequality for the Synchronization of Takagi-Sugeno Fuzzy Chaotic Systems," *IEEE Access*, 2020. DOI: 10.1109/ACCESS.2020.3045416
- [6]. Van Nam Giap, Quang Dich Nguyen, Shyh-Chour Huang, "Synthetic adaptive fuzzy disturbance observer and sliding-mode control for chaos-based secure communication systems," *IEEE Access*, 2021.
- [7]. Van-Nam Giap, Shyh-Chour Huang, Quang D Nguyen, Te-Jen Su, "Robust control-based disturbance observer and optimal states feedback for T-S fuzzy systems," *Journal of Low Frequency Noise, Vibration and Active Control*, 2021.
- [8]. V. N. Giap, H. S. Vu, Q. D. Nguyen, S. C. Huang, "Robust Observer Based on Fixed-Time Sliding Mode Control of Position/Velocity for a T-S Fuzzy MEMS Gyroscope," *IEEE Access*, 9, 96390-96403, 2021. doi: 10.1109/ACCESS.2021.3095465.
- [9]. Giap V. N., Nguyen Q. D., Trung N. K., Huang S. C., "Time-varying disturbance observer based on sliding-mode observer and double phases fixed-time sliding mode control for a TS fuzzy micro-electro-mechanical system gyroscope," *Journal of Vibration and Control*, 2022.
- [10]. Neelofar Shaukat, Bilal Khan, Chaudhary Arshad Mehmood, S. M. Ali, "Takagi-Sugeno Fuzzy logic based speed control of Induction Motor," in *2016 International Conference on Frontiers of Information Technology*, 2016. doi: 10.1109/FIT.2016.47
- [11]. Habib Ben Zina, Moez Allouche, Mansour Souissi, Mohamed Chaabane, "A Takagi-Sugeno fuzzy control of induction motor drive: experimental results," *Int. J. Automation and Control*, 12, 1, 2018.
- [12]. Nabil Farah, M.H.N. Talib, Z. Ibrahim, J.M. Lazi, Maaspaliza Azri, "Self-tuning Fuzzy Logic Controller Based on Takagi-Sugeno Applied to Induction Motor Drives," *International Journal of Power Electronics and Drive System (IJPEDS)*, 9, 4, 1967~1975, 2018. DOI: 10.11591/ijpeds.v9.i4.pp1967-1975.
- [13]. José L. Azcúe-Puma, Alfeu J. Sguarezi Filho, Ernesto Ruppert, "Fuzzy logic based vector control for three-phase induction motor," *Przeglad Elektrotechniczny*, 5(5):111-116, 2013.
- [14]. F. Betin, D. Depernet, P. Floczek, A. Faqir, D. Pinchon, C. Goeldel, "Control of induction machine drive using fuzzy logic approach: Robustness study," in *Proceedings of the 2002 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 2, 2002.
- [15]. Youssef H. A, Wahba M.A., "Adaptive fuzzy mimo control of induction motors," *Expert systems with applications*, 2008.
- [16]. Ibrahim Z, Levi E., "A comparative analysis of fuzzy logic and pi speed control in high performance ac drives using experimental approach," *IEEE, Trans. Ind. APPL*, 38(5):1210-1218, 2002.
- [17]. H. Rehman, R. Dhaouadi, "A fuzzy learning-sliding mode controller for direct field-oriented induction machines," *Neurocomputing*, 71:2693-2701, 2008.

AUTHOR INFORMATION

Le Nam Duong

Quy Nhon University, Vietnam