

# ĐIỀU KHIỂN TRƯỢT MẶT TRƯỢT KIỂU PID-FUZZY CHO ĐỘNG CƠ ĐỒNG BỘ KÍCH THÍCH VĨNH CỬU TỪ TRƯỜNG DỌC TRỰC

## PID-FUZZY SLIDING MODE CONTROL FOR AXIAL FLUX PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR

Ngô Mạnh Tùng\*, Phạm Văn Hùng, Phạm Văn Minh, Vũ Thị Yến

Trường Điện - Điện tử, Trường Đại học Công nghiệp Hà Nội, Việt Nam<sup>1</sup>

\*Tác giả liên hệ / Corresponding author: tung\_nm@hau.edu.vn

(Nhận bài / Received: 04/5/2024; Sửa bài / Revised: 05/3/2025; Chấp nhận đăng / Accepted: 07/3/2025)

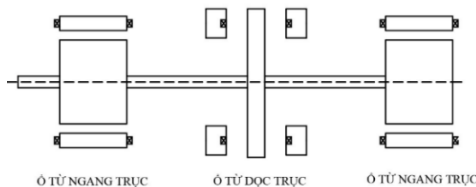
DOI: 10.31130/ud-jst.2025.243

**Tóm tắt** - Bài báo thực hiện xây dựng một thuật toán điều khiển có quỹ đạo trượt dạng PID cho động cơ từ thông dọc trục kích thích vĩnh cửu. Đây là động cơ có stator gồm các ô từ, rotor gồm các cặp nam châm vĩnh cửu. Các dây quấn ba pha của stator khi có dòng điện đi qua sinh ra từ trường dọc trục. Từ đó tương tác với rotor sinh ra lực hút dọc trục và moment làm quay trục động cơ. Căn cứ vào phương trình trạng thái, thuật toán có quỹ đạo mặt trượt dạng PID được thiết kế ứng dụng điều chỉnh và duy trì tốc độ trục động cơ và sự cân bằng của rotor giữa hai stator. Kết quả đáp ứng khi mô phỏng chứng minh tính ổn định cả về tốc độ yêu cầu lẫn vị trí dọc trục ngay cả khi có thành phần bất định tác động ngẫu nhiên vào hệ thống. Ngoài ra, phương pháp điều khiển mờ được tích hợp vào thuật toán đề xuất để hạn chế sự tồn tại của hiện tượng chattering quanh điểm đặt.

**Từ khóa** - Động cơ khe hở dọc trục; PID; điều khiển trượt; động cơ ô từ; điều khiển mờ

### 1. Đặt vấn đề

Động cơ đồng bộ khe hở dọc trục kích thích vĩnh cửu (ĐBKHDTKTVC) là một sản phẩm công nghệ cao đang được nghiên cứu ứng dụng trong nhiều hệ có yêu cầu tốc độ cao và tỉ lệ momen/ khối lượng lớn. Sự khác biệt chủ yếu so với động cơ dùng ổ bi kinh điển đó là động cơ ĐBKHDTKTVC sinh ra lực từ trường để nâng trục rotor. Do đó, việc tiếp xúc trực tiếp với các vòng bi được loại bỏ. Khi đó, động cơ có thể nâng cao tốc độ làm việc, cải thiện chất lượng vận hành trong môi trường khắc nghiệt, giảm nhu cầu bảo dưỡng bảo trì [1]-[4].



**Hình 1.** Cấu trúc động cơ khe hở dọc trục kích thích vĩnh cửu

Cấu trúc động cơ ĐBKHDTKTVC được trình bày ở Hình 1. Lực nâng ngang trục rotor do hai ô từ ngang trục tạo ra. Việc cố định vị trí dọc trục là vai trò của ô từ dọc trục. Ngoài ra, ô từ dọc trục cũng góp phần tổng hợp momen gây ra chuyển động quay trục rotor. Cấu trúc mà bao gồm ô từ dọc trục và động cơ như vậy, ta có thể gọi là

**Abstract** - The article describes the design of a PID sliding mode controller for a permanent magnet synchronous motor with an axial magnetic field. This type of motor has a stator consisting of winding coils and a rotor comprising pairs of permanent magnets. When current flows through the stator windings, it generates an axial magnetic field. This field interacts with the rotor, producing a force between the rotor and the stator that generates torque to rotate the motor shaft. Based on the state equations, the PID sliding mode controller is discussed for stable control of axial position and motor speed. Simulation results demonstrate that the system remains stable in achieving the required speed and maintaining axial position, even when random uncertain disturbances affect the system. However, there still exists a phenomenon of chattering around the set point. The authors will integrate a Fuzzy controller to address this issue.

**Key words** - Linear axial flux magnetic motor; sliding control; PID; magnetic bearing motor; fuzzy

động cơ ĐBKHDTKTVC.

Bài toán điều khiển hệ động cơ ĐBKHDTKTVC có thể được chia thành hai bài toán con: (1) một hệ điều khiển ổn định vị trí dọc trục và tốc độ rotor [5-9] và (2) một hệ điều khiển lực từ ngang trục nâng trục của động cơ. Một số công trình đã giải quyết điều khiển ô từ ngang trục [2], [4], [10] - [13]. Trong bài báo này, nội dung nghiên cứu là đề xuất thiết kế thuật toán điều khiển cho bài toán thứ nhất ở trên.

Đối với động cơ ĐBKHDTKTVC, các công trình ứng dụng thực tế đang tăng dần nhưng số lượng công trình nghiên cứu còn khá hạn chế. Như một số công trình thực hiện điều khiển trực tiếp momen quay nhưng không viết đến sự dịch chuyển dọc trục [14-15], hoặc các bài báo sử dụng cấu trúc điều khiển vector [16]-[17]. Hoặc sử dụng bộ điều khiển trượt cho các mạch vòng trong hệ [18], tuy nhiên hiệu năng động cơ sẽ ảnh hưởng do hiện tượng chattering.

Một đặc điểm cần chú ý đó là khi động cơ làm việc, tải lực dọc trục tác động làm biến thiên khe hở không khí của rotor với từng stator. Lúc này, mô hình toán học động cơ là một mô hình có tham số biến thiên do thông số của stator là độ tự cảm pha thay đổi. Điều này yêu cầu một thuật toán điều khiển bền vững để thích nghi tốt với đặc điểm trên. Một bộ điều khiển trượt có quỹ đạo trượt dạng PID (SMC-PID) được đề xuất trong bài báo này. Tuy nhiên, phương

<sup>1</sup> School of Electrical and Electronic engineering, Hanoi University of Industry, Vietnam (Ngo Manh Tung, Pham Van Hung, Pham Van Minh, Vu Thi Yen)

pháp trượt luôn tồn tại hiện tượng chattering làm giảm chất lượng hệ thống cũng như độ bền sản phẩm. Một kĩ thuật mờ được thêm vào thuật toán điều khiển đề xuất để hạn chế hiện tượng chattering này [8- 10].

Để minh chứng chất lượng làm việc của thuật toán điều khiển đề xuất, quá trình mô phỏng được tiến hành trên phần mềm Matlab-Simulink cùng các phân tích kết quả từ các đồ thị đáp ứng thu được.

## 2. Mô hình hóa động cơ khe hở dọc trục

Động cơ ĐBKHDTKVC bao gồm hai stator và một rotor ở giữa [6], [7], [17] được biểu diễn như Hình 2. Trong phạm vi bài báo, giới hạn rằng các thông số trục  $x$ ,  $y$ ,  $\theta_x$ ,  $\theta_y$  của rotor được kiểm soát bởi việc điều khiển hai ổ từ ngang trục. Nhóm tác giả chỉ tập trung thiết kế thuật toán điều khiển trượt cho bài toán điều khiển hai bậc tự do: tốc độ quay của động cơ và vị trí cân bằng của rotor giữa hai stator. Dựa theo nguyên lý làm việc và tính đối xứng trong cấu trúc, ta thiết lập phương trình cho một phía stator trước rồi tiến hành tương tự với stator còn lại. Việc mô hình hóa này dựa trên nguyên lý điều khiển tựa vector từ thông rotor, các thông số của động cơ sử dụng ma trận chuyển đổi [13] để quy đổi về hệ tọa độ quay  $dq$ .

Trong phương trình toán học động cơ ĐBKHDTKVC xuất hiện thành phần độ tự cảm pha của stator như là một thông số bất định, được biểu diễn tương ứng như hàm tỉ lệ nghịch với  $g$  - khe hở giữa rotor với từng stator như sau [8], [19]:

$$L_{sd} = 3L'_{sd0} \frac{1}{2g} + L_{sl} \quad (1)$$

$$L_{sq} = 3L'_{sq0} \frac{1}{2g} + L_{sl} \quad (2)$$

$L'_{sd0}$  và  $L'_{sq0}$  - giá trị khi chiếu trên các trục  $dq$  độ tự cảm hiệu dụng ứng với đơn vị dài;  $L_{sl}$  - giá trị điện cảm đồng rò;  $g = g_0 \pm z$  là khe hở giữa rotor và stator;  $g_0$  là khe hở khi rotor ở chính giữa hai stator;  $z$  là sai lệch theo hướng dọc trục động cơ so với điểm cân bằng.

Phương trình toán học tổng quát của động cơ ĐBKHDTKVC biểu diễn trên hệ trục  $d, q$  như sau [7]

$$\begin{cases} u_{sd} = R_s i_{sd} + L_{sd} di_{sd}/dt - \omega L_{sq} i_{sq} \\ u_{sq} = R_s i_{sq} + L_{sq} di_{sq}/dt + \omega L_{sd} i_{sd} + \omega \lambda_m \\ \lambda_{sd} = L_{sd} di_{sd} + \lambda_m \\ \lambda_{sq} = L_{sq} di_{sq} \end{cases} \quad (3)$$

Với  $\lambda_m$  - giá trị từ thông móc vòng tạo ra trên stator bởi từ trường rotor;  $i_{sd}$  và  $i_{sq}$  là thành phần dòng điện stator;  $u_{sd}$  và  $u_{sq}$  thành phần điện áp stator;  $\omega$  là tốc độ rotor;  $\lambda_{sd}$  và  $\lambda_{sq}$  là từ thông stator.

Theo [7, 14, 15] dòng điện trên trục  $q$  sinh ra momen tạo ra chuyển động quay, dòng điện trên trục  $d$  sinh ra lực hút dọc trục. Do cấu tạo động cơ có hai stator, để momen tăng gấp đôi và kiểm soát rotor ở chính giữa, hai dòng điện stator trên trục  $d$  và trục  $q$  được xác định như sau:

$$\begin{cases} i_{sq1} = i_{sq2} = i_q \\ i_{sd1} = i_{d0} - i_d \\ i_{sd2} = i_{d0} + i_d \end{cases} \quad (4)$$

Trong đó,  $i_{sd1}$  và  $i_{sd2}$  là dòng điện trên trục  $d$  của hai

stator;  $i_{sq1}$  và  $i_{sq2}$  là dòng điện trên trục  $q$  của hai stator;  $i_{d0}$  là dòng điện bù xấp xỉ bằng 0;  $i_d$  và  $i_q$  là dòng điện được tính ra từ các bộ điều khiển vòng ngoài.

Hai stator sinh ra tổng momen và tổng lực dọc trục tác động lên rotor như sau [3]:

$$F = 4K_{Fd} i_f i_d + \{4K_{Fd}(i_d^2 + i_f^2) + 4K_{Fq} i_q^2\} z / g_0 \quad (5)$$

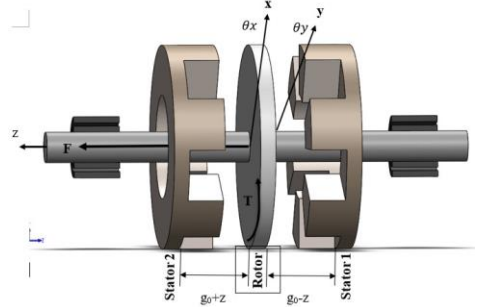
$$T = 2K_T i_q + 2K_R i_d i_q z / g_0 \quad (6)$$

Với  $i_f$  dòng 1 chiều quy đổi từ từ trường vĩnh cửu của roto.

Giả thiết rằng tỉ số giữa  $z$  và  $g_0$  rất nhỏ. Khi này ta có công thức rút gọn của biểu thức (5) và (6) như sau:

$$F = 4K_{Fd} i_f i_d \quad (7)$$

$$T = 2K_T i_q \quad (8)$$



Hình 2. Cấu trúc của động cơ TTKHDT

## 3. Thiết kế thuật toán điều khiển trượt có quỹ đạo trượt kiểu PID (SMC-PID)

Phương pháp trượt là một kỹ thuật điều khiển phi tuyến ứng dụng cho lớp đối tượng có mô hình toán học như sau. Xét  $x \in \mathbb{R}^n$  là vector trạng thái,  $u$  là tín hiệu điều khiển,  $s = s(t, x)$  là mặt trượt, ta có hệ sau:

$$\dot{x}(t) = f(t, x, u) \quad (9)$$

$$s = s(t, x) \quad (10)$$

Khi thực hiện điều khiển cho hệ (9), phương pháp điều khiển trượt sẽ đưa sai số  $e$  về mặt trượt  $s$  sau đó theo thời gian thì mặt trượt  $s$  sẽ tiến về 0 dẫn đến sai số giao động tại 0. Hiện tượng giá trị tín hiệu điều khiển có tần số dao động lớn quanh mặt trượt được hạn chế bằng cách sử dụng hàm trượt dạng PID như sau:

$$s(t) = \dot{e}(t) + \lambda_1 e(t) + \lambda_2 \int_0^t e(\tau) d(\tau) \quad (11)$$

Với  $e(t)$  là sai lệch của tín hiệu đặt và tín hiệu phản hồi.  $\lambda_1$  và  $\lambda_2$  là hai hệ số mặt trượt có giá trị lớn hơn không.

Ta có thể viết lại hàm trượt như sau:

$$s(t) = \dot{r}(t) - \dot{y}(t) + \lambda_1 (r(t) - y(t)) + \lambda_2 \int_0^t (r(\tau) - y(\tau)) d(\tau) \quad (12)$$

Với  $r(t)$  là giá trị mong muốn,  $y(t)$  tín hiệu đầu ra. Theo lý thuyết ổn định Lyapunov, ta chọn hàm  $V$  xác định dương:

$$V(t) = \frac{1}{2} s^2(t) \quad (13)$$

Phương trình trên có thể được viết lại

$$\dot{V} = s(t) \cdot \dot{s}(t) \quad (14)$$

Để  $\dot{V}(t)$  xác định âm:

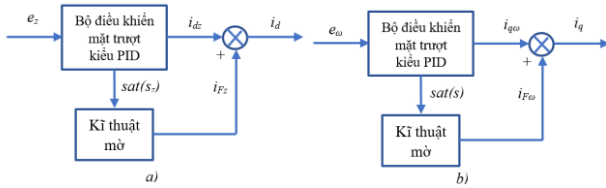
$$\text{Chọn } \dot{s}(t) = -k \cdot \text{sign}(s(t)) - \eta s(t)$$

Thay  $s(t) = -k \cdot \text{sign}(s(t)) - \eta s(t)$  vào  $\dot{V}(t)$  ta được hàm:

$$\dot{V}(t) = s \cdot [-k \cdot \text{sign}(s(t)) - \eta s(t)],$$

với  $k, \eta$  là các hệ số dương.

Để giảm thiểu chattering đã có nhiều công trình được nghiên cứu và công bố, trong bài báo này, một kỹ thuật mờ được sử dụng kết hợp bộ điều khiển mặt trượt dạng PID (Hình 3) để hạn chế hiện tượng này.



**Hình 3.** Sơ đồ bộ điều khiển trượt PID kết hợp kỹ thuật mờ cho a) kiểm soát vị trí dọc trục và b) kiểm soát tốc độ động cơ

Trong phần tiếp theo sẽ trình bày việc thiết kế bộ điều khiển có mặt trượt dạng PID kết hợp kỹ thuật mờ fuzzy (SMC-PID-FUZZY) cho vòng điều khiển tốc độ trục rotor và vòng điều khiển vị trí cân bằng dọc trục.

### 3.1. Thiết kế bộ điều khiển vị trí dọc trục

Phương trình động học dọc trục xác định như sau:

$$m\ddot{z} = F - F_L \quad (15)$$

Trong đó,  $m$  là khối lượng rotor, lực dọc trục  $F$ , lực tải dọc trục  $F_L$ . Từ phương trình (7) ta có:

$$m\ddot{z} = 4K_{Fd}i_f i_d - F_L \quad (16)$$

Giả sử vị trí mong muốn là  $z_{Ref}$ . Ta có:

$$e_{1z} = z_{Ref} - z \quad (17)$$

$$e_{2z} = \dot{z}_{Ref} - \dot{z} \quad (18)$$

Sai số của hệ thống được định nghĩa là:

$$\begin{cases} \dot{e}_{1z} = e_{2z} \\ \dot{e}_{2z} = \ddot{z}_{Ref} - \frac{4K_{Fd}i_f i_d}{m} + \frac{F_L}{m} \end{cases} \quad (19)$$

Chọn mặt trượt có dạng:

$$sz(t) = \dot{e}_{1z}(t) + \lambda_1 e_{1z}(t) + \lambda_2 \int_0^t e_{1z}(\tau) d(\tau)$$

$$\dot{s}z(t) = \ddot{e}_{1z}(t) + \lambda_1 \dot{e}_{1z}(t) + \lambda_2 e_{1z}(t)$$

$$= \ddot{z}_{Ref} - \frac{4K_{Fd}i_f i_d}{m} + \frac{F_L}{m} + \lambda_1 \dot{e}_{1z}(t) + \lambda_2 e_{1z}(t) \quad (20)$$

với  $\lambda_1 > 0$  và  $\lambda_2 > 0$ , tín hiệu điều khiển có khả năng đưa giá trị  $sz(t)$  tiến đến 0. Lựa chọn hàm  $Vz$  xác định dương:

$$Vz(s) = \frac{1}{2}s^2 \quad (21)$$

Theo tiêu chuẩn ổn định Lyapunop, hệ thống ổn định nếu có  $\dot{V}z < 0$ . Do đó ta chọn:

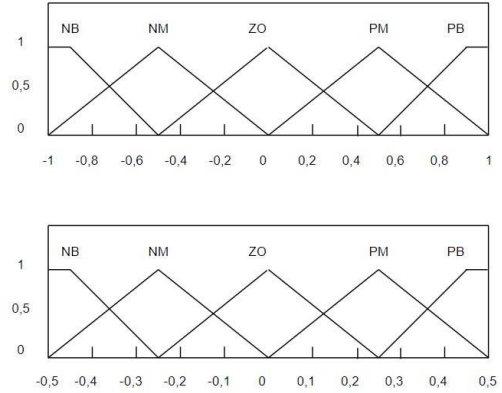
$$\dot{s}z(t) = -k_z \cdot \text{sign}(sz(t)) - \eta_z sz(t)$$

với  $k_z, \eta_z$  là hằng số dương chọn trước.

Từ đó tín hiệu đầu ra dòng điện như sau:

$$i_{dz} = \frac{m}{4k_F d i_f} \left[ \ddot{z}_{ref} + \frac{F_L}{m} + \lambda_1 (\dot{z}_{ref} - \dot{z}) + \lambda_2 (z_{ref} - z) + k_z \text{sign}(sz) + \eta_z sz \right] \quad (22)$$

Để giảm thiểu rung lắc giá trị khe hở không khí theo trục  $z$  do tín hiệu nhiễu loạn xảy ra bởi các lực dọc trục, tín hiệu  $sat(s_z)$  được đưa vào khối kỹ thuật mờ để giảm thiểu sự dao động. Trong Hình 4 NB biểu thị âm lớn, NM biểu thị âm vừa, ZO biểu thị 0, PB biểu thị dương lớn, PM biểu thị dương vừa.



**Hình 4.** (a) Mờ hóa đầu vào tín hiệu  $sat(sz)$  và (b) Mờ hóa đầu ra  $i_{Fz}$

Căn cứ vào sự dao động tín hiệu của hàm  $sat(sz)$ , luật điều khiển mờ được dùng như sau:

**If**  $sat(sz)$  is NB or  $sat(sz)$  is PM, **Then**  $i_{Fz}$  is PB

**If**  $sat(sz)$  is NM or  $sat(sz)$  is PB or  $sat(sz)$  is ZO, **Then**  $i_{Fz}$  is PM

**If**  $sat(sz)$  is ZO or  $sat(sz)$  is NM or  $sat(sz)$  is PM, **Then**  $i_{Fz}$  is ZO

**If**  $sat(sz)$  is PM or  $sat(sz)$  is ZO or  $sat(sz)$  is NB, **Then**  $i_{Fz}$  is NM

**If**  $sat(sz)$  is NM or  $sat(sz)$  is PB, **Then**  $i_{Fz}$  is NB

Tín hiệu điều khiển vị trí dọc trục được tổng hợp như sau:

$$i_d = i_{dz} + i_{Fz} \quad (23)$$

### 3.2. Thiết kế thuật toán điều chỉnh tốc độ trục rotor

Phương trình động học chuyển động quay của động cơ được xác định:

$$J\dot{\omega} = T - T_L \quad (24)$$

Từ (8) ta có:

$$\dot{\omega} = \frac{T}{J} - \frac{T_L}{J} = \frac{2k_T i_q}{J} - \frac{T_L}{J} \quad (25)$$

Giả sử tốc độ mong muốn là  $\omega_{Ref}$

$$e_\omega = \omega_{Ref} - \omega \quad (26)$$

Chọn mặt trượt như sau:

$$s(t) = \dot{e}_\omega(t) + \lambda_3 e_\omega(t) + \lambda_4 \int_0^t e_\omega(\tau) d(\tau)$$

$$\begin{aligned} \dot{s}(t) &= \ddot{e}_\omega(t) + \lambda_3 \dot{e}_\omega(t) + \lambda_4 e_\omega(t) \\ &= \ddot{\omega}(t) + \lambda_3 (\dot{\omega}_{Ref} - \frac{2k_T i_q}{J} + \frac{T_L}{J}) + \lambda_4 e_\omega(t) \end{aligned} \quad (27)$$

với  $\lambda_3 > 0$  và  $\lambda_4 > 0$ , tín hiệu điều khiển có khả năng đưa  $s(t)$  tiến đến 0. Chọn hàm xác định dương  $V$ :

$$V(s) = \frac{1}{2}s^2 \quad (28)$$

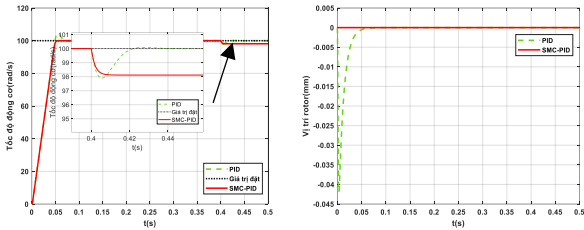
Theo tiêu chuẩn ổn định Lyapunop, hệ thống ổn định



Đồ thị kết quả cho thấy, động cơ tăng từ 100 rad/s lên 150 rad/s với thời gian 0,034s và độ quá điều chỉnh gần như bằng 0. Còn với bộ điều khiển PID ta thấy động cơ tăng từ 100 rad/s lên 150 rad/s với thời gian 0,07s đồng thời độ quá điều chỉnh 3,3%. Đồng thời vị trí dọc trục thay đổi không đáng kể khi điều chỉnh thay đổi tốc độ.

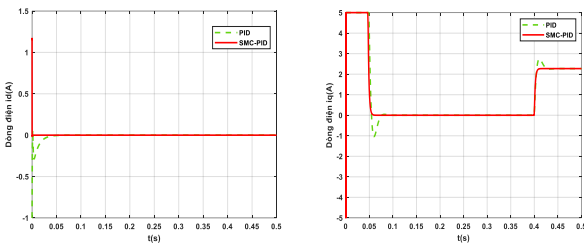
Trường hợp xuất hiện momen tải tại 0,4s

Khi ta lắp thêm moment tải 0,1Nm vào động cơ tại thời điểm 0,4s, thời gian xác lập của bộ SMC-PID nhanh hơn đối với bộ PID lần lượt 0,015s và 0,04s. Tuy nhiên còn tồn tại sai lệch của bộ điều khiển SMC-PID so với giá trị đặt là 2 rad/s. Bộ điều khiển PID không bị tồn tại sai lệch. Với bộ điều khiển vị trí thì bị ảnh hưởng không đáng kể (Hình 10).



**Hình 10.** Đồ thị vị trí dọc trục và tốc độ động cơ khi thay đổi momen tải

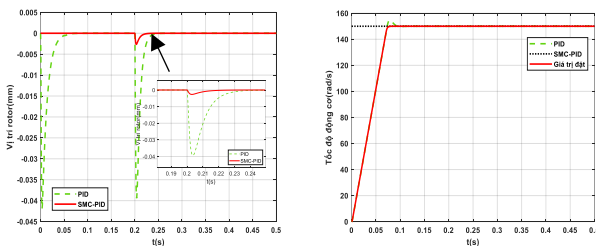
Hình 11 cho thấy, dòng điện  $i_d$  của bộ điều khiển vị trí không có sự thay đổi. Với dòng  $i_q$  tại thời điểm 0,4s có giá trị ổn định ở mức 2,3A. Ta thấy rằng, thuật toán điều khiển mặt trượt dạng PID ổn định nhanh đối với bộ PID thường.



**Hình 11.** Đồ thị dòng điện  $i_d$  và  $i_q$  khi có momen

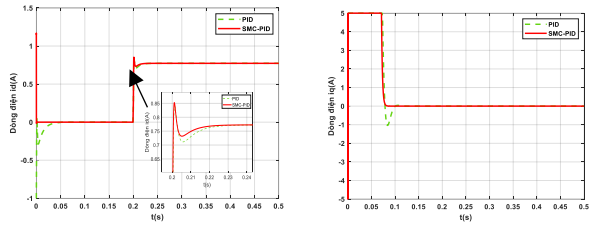
Trường hợp khi xuất hiện lực tải dọc trục tại 0,2s

Hình 12 cho thấy vào thời điểm 0,2s xuất hiện lực tác động 20N. Hệ thống ứng với bộ SMC-PID có thời gian xác lập 0,02s, còn hệ ứng với bộ điều khiển PID là 0,045s. Giá trị tốc độ động cơ ít thay đổi. Bộ điều khiển SMC-PID có đáp ứng thích nghi với tải tốt hơn đối với bộ PID thông thường.



**Hình 12.** Đồ thị vị trí trục z và tốc độ  $\omega$  khi xuất hiện lực tác động

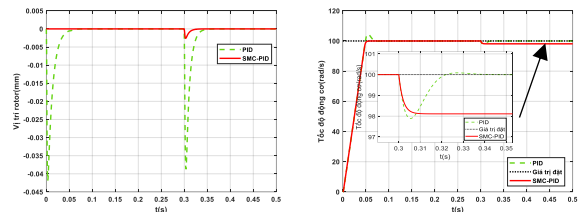
Ta cũng thấy được đáp ứng dòng điện  $i_d$  và  $i_q$  của hai bộ điều khiển khi chịu tải lực dọc trục đều ổn định khi chịu tác động của tải



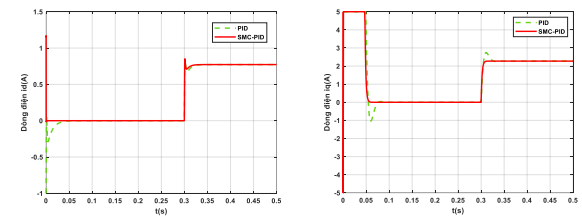
**Hình 13.** Đồ thị các dòng điện tương ứng trên trục dq khi xuất hiện lực tác động

Trường hợp xuất hiện cả momen tải và lực dọc trục

Khi ta cho lực tác động (20N) và momen tải (0,1Nm) vào động cơ lần lượt tại thời điểm 0,3s. Nhận xét rằng, thời gian xác lập cùng độ quá điều chỉnh của đáp ứng đầu ra khi dùng bộ SMC-PID nhanh hơn với bộ PID thường (Hình 14). Đồng thời, tại đồ thị Hình 15, dòng điện  $i_d$  và  $i_q$  ứng với bộ SMC-PID ổn định nhanh hơn với bộ PID thường. Ngoài ra, kết quả đáp ứng cho thấy vẫn tồn tại sai số tốc độ của bộ điều khiển mặt trượt dạng PID.



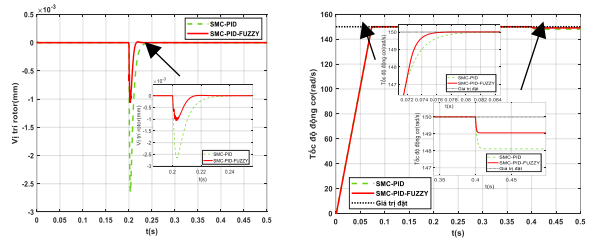
**Hình 14.** Đồ thị vị trí z và tốc độ  $\omega$  khi xuất hiện momen tải và lực tải dọc trục



**Hình 15.** Đồ thị dòng điện  $i_q$  và  $i_d$  khi xuất hiện momen tải và lực tải dọc trục

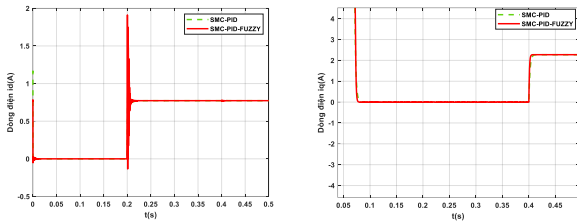
Nhận xét rằng momen tổng T chủ yếu do thành phần dòng điện  $i_q$  tổng hợp và tổng lực F dọc trục được sinh chủ yếu bởi thành phần dòng điện  $i_d$ . Thành phần dòng điện tương ứng trên hệ trục dq ít có sự tương tác xen kẽ.

Trường hợp khi kết hợp với bộ điều khiển Fuzzy



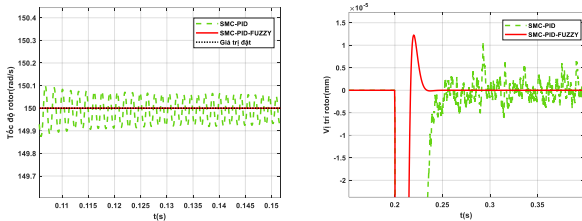
**Hình 16.** Đồ thị vị trí z và tốc độ  $\omega$  khi xuất hiện momen tải và lực tải dọc trục

Khi kết hợp bộ điều khiển Fuzzy ta thấy, bộ điều khiển đã thích ứng tốt hơn khi gặp cả lực dọc trục và momen cản về bộ quan sát vị trí và tốc độ (Hình 16). Sai lệch khi có tải momen cản của bộ điều khiển SMC-PID-FUZZY thích cũng được giảm hơn so với SMC-PID. Tuy nhiên, vẫn tồn tại sai lệch với tốc độ đặt.



**Hình 17.** Đáp ứng dòng điện  $i_d$  và  $i_q$  khi có momen tải

Hình 17 biểu diễn đồ thị thành phần dòng điện  $i_q$  và  $i_d$  khi xuất hiện tải. Ta thấy, dòng  $i_d$  của bộ điều khiển SMC-PID-FUZZY dao động lớn hơn, tuy nhiên thời gian ổn định nhanh hơn so với bộ SMC-PID.



**Hình 18.** Hiện tượng chattering khi có momen tải và lực

Hình 18 cho thấy, bộ điều khiển SMC-PID-FUZZY đã làm giảm thiểu được hiện tượng chattering, vốn là đặc thù của phương pháp điều khiển trượt.

## 5. Kết luận

Nội dung nghiên cứu trình bày về thuật toán điều khiển SMC-PID kết hợp kỹ thuật mờ cho vòng điều khiển vị trí dọc trục và vòng điều khiển tốc độ động cơ ĐBKHDTKTVC. Các tín hiệu từ bộ điều khiển đề xuất có khả năng đem lại sự ổn định bền vững cho dù mô hình toán động cơ có chứa thành phần bất định. Các đáp ứng mô phỏng thu được khi tiến hành trên phần mềm MATLAB/Simulink minh chứng cụ thể các chỉ tiêu chất lượng đạt tốt hơn khi đối sánh bộ PID thường. Đồng thời, hệ điều khiển kết hợp SMC-PID- mờ cũng hạn chế được hiện tượng chattering so với bộ điều khiển SMC-PID. Tuy vậy, đáp ứng đầu ra tốc độ quay vẫn còn tồn tại sai lệch nhỏ do ảnh hưởng của các thành phần nhiễu tải. Có thể xử lý vấn đề này bằng cách thiết kế bộ quan sát thành phần bất định. Đây cũng là hướng nghiên cứu tiếp theo của nhóm tác giả trong tương lai.

**Lời cảm ơn:** Nghiên cứu này được hỗ trợ từ Trường Đại học Công nghiệp Hà Nội theo quyết định số 17-2023-RD/HĐ-ĐHCN.

## TÀI LIỆU THAM KHẢO

[1] P. Jaatinen, *Design and Control of a Permanent Magnet Bearingless Machine*. Diss. Lappeenranta-Lahti University of Technology LUT, ISBN 978- 952-335-442-5, 2019

[2] X. Sun, L. Chen, and Z. Yang, "Overview of bearingless induction motors", *Math. Probl. Eng.*, vol. 2014, 2014,

[3] N. M. Tung, P. Q. Dang, and N. H. Phuong, "Axial position and speed control for axial flux motor by sliding control method", *Journal of Military Science and Technology*, 10 – 2020, FEE, pp 38-47.

[4] B. Lapotre, N. Takorabet, and F. Meibody-Tabarb, "Permanent magnet bearingless motors: Modelling, design and drive", *Proc. - 2017 IEEE Work. Electr. Mach. Des. Control Diagnosis, WEMDCD 2017*, 2017, pp. 119–126.

[5] F. M. Zaihidee, S. Mekhilef, and M. Mubin, "Application of Fractional Order Sliding Mode Control for Speed Control of Permanent Magnet Synchronous Motor", *IEEE Access (Volume: 7)*, pp. vol. 7, pp. 101765–101774, 2019.

[6] N. Q. Nguyen and S. Ueno, "Salient pole permanent magnet axial-gap self-bearing motor", IntechOpen, 2009

[7] H. Wang, S. Li, and Z. Zhao, "Design and implementation of chattering free sliding mode control method for PMSM speed regulation system", *2015 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, 2015, pp. 2069–2074.

[8] N. M. Tung, P. Q. Dang, N. H. Phuong, N. D. Huy, and N. T. Lam, "Axial Position and Speed Control of a Non-Salient Synchronous Axial Self-Bearing Motor using Dynamic Surface Control", *JST Smart Syst. Devices*, Vol. 31, no. 2, pp. 100-107, 2021.

[9] D. T. Le, M. T. Ngo, B. M. Nguyen, and T. L. Nguyen, "A New Axial Gap Bearingless Motor Drive System with Nonlinear Robust Control", *2022 11th International Conference on Control, Automation and Information Sciences (ICCAIS)*, 2022, pp 371-376.

[10] L. Dong and S. You, "Adaptive back-stepping control of active magnetic bearings", *Control and Automation (ICCA)*, *2013 10th IEEE International Conference on*, 2013, pp. 452–457.

[11] T. J. Su, W. P. Kuo, V. N. Giap, H. Q. Vu, and Q. D. Nguyen, "Active Magnetic Bearing System Using PID-surface Sliding Mode Control", *Proc. - 2016 3rd Int. Conf. Comput. Meas. Control Sens. Network*, 2016, pp. 5–8, 2017

[12] J. S. H. Tsai *et al.*, "Robust observer-based optimal linear quadratic tracker for five-degree-of-freedom sampled-data active magnetic bearing system", *Int. J. Syst. Sci.*, vol. 49, no. 6, pp. 1273–1299, 2018

[13] B. S. Song and J. K. Hedrick, "Dynamic Surface Control of Uncertain Nonlinear Systems", Springer, 2011

[14] D. W. Novotny and T. A. Lipo, "Vector Control and Dynamics of {AC} Drives", Clarendon Press, 1996.

[15] L. Feng, M. Deng, S. Xu, and D. Huang, "Speed Regulation for PMSM Drives Based on a Novel Sliding Mode Controller", *IEEE Access*, vol. 8, pp. 63577–63584, 2020.

[16] T. D. Nguyen, G. F. H. Beng, K. J. Tseng, D. M. Vilathgamuwa, and X. Zhang, "Modeling and position-sensorless control of a dual-airgap axial flux permanent magnet machine for flywheel energy storage systems", *J. Power Electron.*, vol. 12, no. 5, pp. 758–768, 2012

[17] T. D. Nguyen, K. J. Tseng, S. Zhang, and H. T. Nguyen, "A novel axial flux permanent-magnet machine for flywheel energy storage system: Design and analysis", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 9, pp. 3784–3794, 2011

[18] T. D. Nguyen, G. Foo, K. J. Tseng, and D. M. Vilathgamuwa, "Modeling and sensorless direct torque and flux control of a dual-airgap axial flux permanentmagnet machine with field-weakening operation", *IEEE/ASME Trans. Mechatronics*, vol. 19, no. 2, pp. 412–422, 2014

[19] J. Y. Han and S. K. Cheng, "Analysis the electromagnetic torque and magnetic field of the axial and radial air gap hybrid magnet circuit multi-coupling motor", *Proc. 11th Int. Conf. Electr. Mach. Syst. ICEMS 2008*, no. 1, pp. 3536– 3538, 2008.